

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL ABBES
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



THÈSE

Présentée par :

Mr. ZEBENTOUT Abdel Djawad Boumédiene

Pour obtenir le titre de
DOCTORAT EN SCIENCES
Spécialité: Optoélectronique

Thème

**CONTRIBUTION A L'ÉTUDE DE PHOTORÉCEPTEURS RAPIDES.
CAS DU PHOTODÉTECTEUR MÉTAL-SEMICONDUCTEUR-MÉTAL
SUR MATÉRIAU III-V.**

Soutenue le 25 / 11 / 2012 devant la commission d'examen :

| | | |
|------------------|--|-----------------------|
| Mr. B. SOUDINI | Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbés | Président |
| Mr. Z. BENZAAD | Maître de Conférences (A) à l'Université de Sidi Bel Abbés | Directeur de Thèse |
| Mr. D. DECOSTER | Professeur à l'Université de Lille 1 (IEMN) | Co-directeur de Thèse |
| Mr. H. ABID | Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbés | Examineur |
| Mr. S. BERRAH | Maître de Conférences (A) à l'Université de Bejaïa | Examineur |
| Mr. B. DJELLOULI | Maître de Conférences (A) à l'Université de Saïda | Examineur |
| Mr. A. AISSAT | Professeur à l'Université de Blida | Invité |

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

*A ma femme et mes enfants Adel et Rania.
A mes parents, à mes frères et sœur
qui m'ont toujours soutenu et encouragé.*

REMERCIEMENTS

Ce travail a été préparé au Laboratoire des Matériaux Appliqués (AML) du Centre de Recherche de l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel Abbés. La partie pratique de cette thèse a été effectuée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille au sein de l'équipe Optoélectronique de l'IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies).

Avant tout, j'exprime toute ma gratitude à Monsieur Didier DECOSTER, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille de m'avoir accueilli au sein de son équipe Optoélectronique et qui m'a codiriger et permis d'effectuer les recherches dans de bonnes conditions. Je tiens à lui faire part de toute ma reconnaissance, pour sa confiance, son soutien et ses conseils durant la préparation de cette thèse et pour sa participation à la commission d'examen.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur Zouaoui BENSaad Maître de Conférences (A) à l'Université de Sidi Bel Abbés, à qui j'adresse mes vifs remerciements pour l'orientation et le suivi des recherches, de m'avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques, de ses qualités humaines et de sa constante disponibilité. Je tiens particulièrement à lui exprimer ici toute ma gratitude et amicale reconnaissance.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur Belabbès SOUDINI, Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbés, d'avoir accepté de présider la commission d'examen.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur Hamza ABID, Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbés, responsable de l'AML, pour la confiance qu'il a bien voulu manifester à mon égard en m'accueillant au sein de son laboratoire et pour l'intérêt porté à mon travail et l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de participer au jury.

Je suis très honoré de la présence de Messieurs Smaïl BERRAH, Maître de Conférences (A) à l'Université de Bejaïa et Bouazza DJELLOULI, Maître de Conférences (A) à l'Université de Saïda et je les remercie vivement d'avoir acceptés d'examiner mon travail et de participer au jury d'examen.

Je remercie vivement Monsieur Abdel Kader AISSAT, Professeur à l'Université de Blida, pour son soutien moral, sa disponibilité et ses conseils.

Mes vifs remerciements à Malek ZEGAOUI Ingénieur de recherche CNRS à l'IEMN pour son aide précieuse lors des réalisations technologiques et caractérisations.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude au personnel de la centrale technologique de l'IEMN pour la formation reçue en particulier Pascal TILMANT pour la lithographie, Christophe BOYAVAL pour le MEB et Christine LEGRAND pour la chimie. L'épitaxie utilisée dans ce travail a été fournie par Monsieur Xavier WALLARDT à qui j'exprime mes remerciements. J'exprime aussi mes vifs remerciements à Damien DUCATTEAU pour nous avoir donné l'accès à la centrale de caractérisation et à Vanessa SBRUGNERA-AVRAMOVIC pour les manipulations hyperfréquences effectuées.

Mes remerciements s'adressent à tous les membres de l'équipe Optoélectronique, Naima SAADSAOUD, Cathy SION, Mathieu HALBWAX, Christophe RODRIGUEZ, Jean Pierre VILCOT, El Hadj DOGHECHE, Antoine PAGIES, Arnaud STOLZ, Vincent MAGNIN, Sabah BENZEGHDA ... pour leurs conseils et leur soutien aussi bien sur le plan scientifique que humain.

Enfin, je ne saurais terminer ce préambule sans oublier de remercier tous les collègues et amis, entre autres Ahmed TAHOUR, Abdel Halim YAHIAOUI ... qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de cette thèse.

TABLE DES MATIERES

| | |
|------------------------------------|----------|
| REMERCIEMENTS | ii |
| LISTE DES FIGURES | viii |
| LISTE DES TABLEAUX | xiv |
| INTRODUCTION GENERALE | 2 |

CHAPITRE I

GÉNÉRALITÉS SUR LA PHOTODÉTECTION ET LES PHOTODÉTECTEURS

| | |
|--|----|
| I.1. Introduction | 6 |
| I.2. Principe de la photodétection | 7 |
| I.3. Caractéristiques principales des photodétecteurs | 8 |
| I.3.1. Coefficient d'absorption et longueur d'absorption | 8 |
| I.3.2. Rendement quantique | 9 |
| I.3.3. Coefficient de réponse | 11 |
| I.3.4. Caractéristiques dynamiques | 12 |
| I.3.5. Bruit, NEP et détectivité dans les photodétecteurs | 13 |
| I.4. Les principaux photodétecteurs en télécommunications optiques | 16 |
| I.4.1. Le photoconducteur | 16 |
| I.4.2. La photodiode PN | 17 |
| I.4.3. La photodiode PIN | 18 |
| I.4.4. La photodiode à avalanche | 19 |
| I.4.5. Le photodétecteur Métal-Semiconducteur-Métal (MSM) | 20 |
| I.4.6. Le phototransistor | 21 |
| I.4.7. La photodiode UTC | 21 |
| I.5. Exigences et qualités principales des photodétecteurs | 23 |
| I.6. Comparaison entre structures photoconductrices | 23 |
| I.7. Conclusion | 24 |
| I.8. Bibliographie | 25 |

CHAPITRE II
LE PHOTODETECTEUR
MÉTAL-SEMICONDUCTEUR-MÉTAL

| | |
|---|----|
| II.1. Introduction | 29 |
| II.2. Contact Schottky (Structure MS) | 30 |
| II.3. Barrière de potentiel entre le métal et le semiconducteur | 31 |
| II.3.1. Relation de Schottky | 31 |
| II.3.2. Prise en compte des états d'interface - "Piégeage" du niveau de Fermi | 32 |
| II.3.3. Potentiel de diffusion | 34 |
| II.4. Effet de force image – Hauteur de barrière effective | 34 |
| II.5. Mécanisme de transport du courant dans une jonction MS..... | 35 |
| II.6. Structure du photodétecteur MSM | 36 |
| II.6.1. Photodétecteur MSM à l'équilibre thermique ($V = 0$) | 37 |
| II.6.2. Aux faibles tensions $V < V_{RT}$ | 39 |
| II.6.3. Aux tensions supérieure à V_{RT} ($V_{RT} < V < V_{FB}$) | 42 |
| II.6.4. Aux tensions supérieures à la tension de bande plate ($V > V_{FB}$) | 44 |
| II.7. Allure de la caractéristique $I(V)$ en obscurité et du champ électrique | 47 |
| II.8. Coefficient de réponse du photodétecteur MSM | 49 |
| II.9. Photocourant du photodétecteur MSM | 50 |
| II.10. Comportement dynamique du photodétecteur MSM | 52 |
| II.11. Conclusion | 59 |
| II.12. Bibliographie | 59 |

CHAPITRE III
CONCEPTION ET RÉALISATION DE PHOTODÉTECTEURS MSM INTÉGRÉS
DANS UNE LIGNE HYPERFRÉQUENCE COPLANAIRE

| | |
|---|----|
| III.1. Introduction | 64 |
| III.2. Choix du matériau utilisé | 64 |
| III.2.1. Structure cristalline et réseau réciproque | 65 |
| III.2.2. Structure des bandes d'énergie et intérêts technologiques | 66 |
| III.2.3. Description de l'épitaxie utilisée | 68 |
| III.3. Conception de masques pour la réalisation des photodétecteurs MSM intégrés dans une ligne coplanaire | 69 |

| | |
|---|----|
| III.3.1. Dessins de masque réalisés pour le premier demi-wafer | 69 |
| III.3.1.1. Masque de photodétecteurs MSM monoélectrodes | 70 |
| III.3.1.2. Masque de photodétecteurs MSM interdigités | 71 |
| III.3.1.3. Masques des lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM | 72 |
| III.3.2. Dessins de masque réalisés pour le deuxième demi-wafer | 74 |
| III.3.2.1. Masque des MSM monoélectrodes intégrés dans la zone active | 75 |
| III.3.2.2. Masque des MSM interdigités intégrés dans la zone active | 76 |
| III.4. Etapes technologiques de la réalisation des photodétecteurs MSM intégrés dans les lignes coplanaires | 77 |
| III.4.1. Nettoyage du substrat épitaxié | 77 |
| III.4.2. Enduction de résine bicouche pour contact Schottky sur wafer GaAs | 77 |
| III.4.3. Ecriture électronique | 79 |
| III.4.4. Révélation | 80 |
| III.4.5. Vérification au microscope électronique, optique et profilomètre | 81 |
| III.4.6. Métallisation | 83 |
| III.5. Conclusion | 85 |
| III.6. Bibliographie | 86 |

CHAPITRE IV

CARACTÉRISATION DES COMPOSANTS RÉALISÉS

- RÉSULTATS ET DISCUSSION -

| | |
|--|-----------|
| IV.1. Introduction | 88 |
| Partie I : Caractérisation I(V) en statique (DC) | 88 |
| IV.I.1. Présentation du banc de mesure I(V) | 89 |
| IV.I.2. Caractérisation des photodétecteurs MSM en obscurité | 90 |
| IV.I.2.1. Evolution du courant d'obscurité | 90 |
| IV.I.2.2. Evolution de la tension de claquage | 93 |
| IV.I.3. Caractérisation des photodétecteurs MSM sous éclairage | 96 |
| IV.I.3.1. Eclairage par laser He-Ne 632 nm | 96 |
| IV.I.3.2. Eclairage par laser 0.8 μm | 98 |
| IV.I.3.2.1. Influence de la distance interélectrodes | 99 |
| IV.I.3.2.2. Influence de la surface (cas du photodétecteur MSM interdigité) | 101 |
| IV.I.3.2.3. Influence de la largeur (cas du photodétecteur MSM monoélectrode)..... | 103 |

| | |
|---|-----|
| IV.I.3.2.4. Influence de la puissance optique | 104 |
| Partie II : Caractérisation en Hyperfréquence | 105 |
| IV.II.1. Notions sur l'hyperfréquence | 105 |
| IV.II.1.1. Ligne de transmission | 105 |
| IV.II.1.2. Impédance caractéristique | 106 |
| IV.II.1.3. La ligne coplanaire | 107 |
| IV.II.1.4. Les paramètres S | 110 |
| IV.II.2. Description du fonctionnement des composants caractérisés | 111 |
| IV.II.3. Description du banc de mesures hyperfréquences | 112 |
| IV.II.4. Caractérisation des lignes coplanaires introduisant des MSM interdigités | 114 |
| IV.II.4.1. Caractérisation des lignes coplanaires références | 114 |
| IV.II.4.2. Influence de la distance interélectrodes | 114 |
| IV.II.4.3. Influence de la surface des photodétecteurs MSM | 116 |
| IV.II.5. Caractérisation des lignes coplanaires introduisant des MSM mono-électrodes | 118 |
| IV.II.5.1. Influence de la distance interélectrodes | 118 |
| IV.II.5.2. Influence de la largeur des doigts | 120 |
| IV.II.5. Interprétation des résultats obtenus en hyperfréquences | 122 |
| IV.2. Conclusion | 124 |
| IV.3. Bibliographie | 125 |
| | |
| CONCLUSION GÉNÉRALE | 128 |
| | |
| ANNEXES | 130 |
| A.I. Constantes physiques et données numériques relatives au GaAs et aux métaux utilisés dans les programmes MATLAB | 131 |
| A.II. Photographie des composants prises durant les étapes technologiques | 133 |
| A.III. Banc de mesure I(V) pour la caractérisation des composants du demi-wafer n° 01 en statique | 139 |
| Bibliographie de l'annexe | 140 |
| | |
| RESUME | 141 |
| SUMMARY | 142 |
| ملخص | 143 |
| VALORISATION DU TRAVAIL DE RECHERCHE | 144 |

LISTE DES FIGURES

| | |
|--|----|
| Figure I.1 : Processus de photo excitation intrinsèque et extrinsèque. | 6 |
| Figure I.2 : Transition des charges entre les niveaux d'énergies : (a) Etat stable (absence de photon incident). (b) Création de paires électron-trou par absorption d'un photon. (c) Création de courant de déplacement sous l'action d'un champ électrique externe. | 8 |
| Figure I.3 : Courbes d'absorption des matériaux semi-conducteurs utilisés pour la fenêtre spectrale visible – proche infrarouge. | 10 |
| Figure I.4 : Variation du rendement quantique d'une photodiode en fonction de l'épaisseur de la zone absorbante supposée déserte, dans l'hypothèse d'un coefficient de réflexion nul. | 10 |
| Figure I.5 : Schéma de la distribution spectrale du courant de bruit dans les photodétecteurs. | 14 |
| Figure I.6 : Structure d'un photoconducteur dans son circuit de charge. | 16 |
| Figure I.7 : Représentation schématique de la photodiode PN et son diagramme d'énergie à l'équilibre. | 17 |
| Figure I.8 : Photodiode PIN et carte du champ électrique correspondant en polarisation inverse. | 18 |
| Figure I.9 : Photodiode à avalanche et distribution du champ électrique montrant la région du gain. | 19 |
| Figure I.10 : Représentation schématique d'un MSM interdigité. | 20 |
| Figure I.11 : Structure d'un phototransistor à éclairage vertical. | 21 |
| Figure I.12 : Structure d'une photodiode UTC à éclairage vertical (par le bas). | 22 |
| | |
| Figure II.1 : Structure Métal Semiconducteur (contact redresseur et Ohmique). | 30 |
| Figure II.2 : Caractéristique I(V) d'un contact redresseur et d'un contact Ohmique. | 30 |
| Figure II.3 : Représentation des bandes d'énergies d'un métal et d'un semiconducteur type N par rapport au vide. | 31 |
| Figure II.4 : Représentation des bandes d'énergies d'une jonction MS non polarisée. | 32 |
| Figure II.5 : Diagramme de bande détaillé du contact Métal Semiconducteur type N avec couche inter faciale | 33 |
| Figure II.6 : Barrière de potentiel ϕ_{Bn} d'une structure MS (Semiconducteur covalent). | 34 |
| Figure II.7 : Diagramme de bande entre le métal et le semiconducteur introduisant l'effet de la force image. a- Attraction électrostatique de charge positive (charge image) et charge négative. b- Abaissement de la barrière effective dû au champ électrique et à la force image. | 34 |
| Figure II.8 : Mécanismes de transport du courant dans une jonction MS | 35 |
| Figure II.9 : Structure de base du photodétecteur MSM : (a) Symbole, (b) Schéma simplifié, (c) vue de dessus et (d) vue en coupe. | 36 |
| Figure II.10 : (a) Schéma de la structure d'un photodétecteur MSM ($V = 0$), (b) distribution de charge, (c) évolution du champ électrique, (d) diagramme de bande d'énergie à l'équilibre thermique. | 38 |

| | |
|--|----|
| Figure II.11 : Photodétecteur MSM sous faible tension, (a) distribution de charge, (b) évolution du champ électrique, (c) diagramme de bande d'énergie sous polarisation (contact 1 polarisé négativement)..... | 39 |
| Figure II.12 : Condition de la tension Reach-Through (a) évolution du champ électrique, (b) diagramme de bande d'énergie..... | 43 |
| Figure II.13 : Condition de bande plate (a) évolution du champ électrique, (b) diagramme de bande d'énergie..... | 45 |
| Figure II.14 : Cas où la tension est supérieure à V_{FB} (a) évolution du champ électrique, (b) diagramme de bande d'énergie..... | 46 |
| Figure II.15 : Caractéristique courant-tension typique d'un photodétecteur MSM en obscurité..... | 47 |
| Figure II.16 : Distribution du module du champ électrique dans un photodétecteur MSM... | 48 |
| Figure II.17 : Simulation de la caractéristique I(V) en obscurité d'un photodétecteur MSM Interdigité de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ | 49 |
| Figure II.18 : Diagramme de bande d'énergie du photodétecteur MSM sous polarisation et sous éclairage montrant les composantes du courant d'obscurité et du photocourant. | 51 |
| Figure II.19 : Evolution de la capacité des photodétecteurs MSM interdigités en fonction des distances inter électrodes (Surface variant de 1×1 à $100 \times 100 \mu\text{m}^2$)..... | 54 |
| Figure II.20 : Schéma équivalent d'un photodétecteur MSM sous faible signal..... | 55 |
| Figure II.21 : Evolution de la fréquence de coupure d'un photodétecteur MSM de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ en fonction des distances interélectrodes. | 57 |
| Figure II.22 : Fréquence de coupure d'un photodétecteur MSM interdigité de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ en fonction des distances interélectrodes..... | 57 |
| Figure II.23 : Evolution de la fréquence de coupure de photodétecteurs MSM de différentes surfaces en fonction des distances interélectrodes. | 58 |
| | |
| Figure III.1 : Atténuation dans la fibre optique en fonction de la longueur d'onde..... | 64 |
| Figure III.2 : Réseau cristallin dans la structure Zinc Blende | 65 |
| Figure III.3 : Première zone de Brillouin d'un réseau cubique à faces centrées..... | 66 |
| Figure III.4 : Structure de bandes d'énergie du GaAs..... | 67 |
| Figure III.5 : Variation du Gap E_g du GaAs en fonction de la température. | 67 |
| Figure III.6 : Structure du photodétecteur MSM..... | 68 |
| Figure III.7 : Présentation globale du dessin de masque réalisé sur le demi-wafer n° 01..... | 69 |
| Figure III.8 : Dessins du masque de photodétecteurs MSM monoélectrodes. | 70 |
| Figure III.9 : Dessins de masque de photodétecteur MSM interdigité..... | 71 |
| Figure III.10 : Vue de l'interface du logiciel TXLINE 2003 – Microstrip. | 72 |
| Figure III.11 : Dessin de masque de ligne coplanaire introduisant le photodétecteur MSM interdigité dans la ligne centrale..... | 73 |
| Figure III.12 : Dessins du masque de lignes coplanaires introduisant le photodétecteur MSM monoélectrode dans la ligne centrale..... | 73 |
| Figure III.13 : Disposition globale des motifs du dessin de masque réalisé sur le demi-wafer n° 02..... | 74 |
| Figure III.14 : Schéma d'une ligne coplanaire. | 75 |

| | |
|--|----|
| Figure III.15 : Dessins de lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes. | 75 |
| Figure III.16 : Dessins de lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM interdigités. | 76 |
| Figure III.17 : Diagramme du processus de fabrication du photodétecteur MSM. | 77 |
| Figure III.18 : Equipements d'enduction intégrés dans les hottes à flux laminaires. | 78 |
| Figure III.19 : Enduction de résine bicouche sur Wafer GaAs. | 79 |
| Figure III.20 : Nanomasqueur VISTEC EBPG 5000Plus ES. | 79 |
| Figure III.21 : Profils en casquette des résines après révélation. | 81 |
| Figure III.22 : Microscope optique Leica DM RXE. | 82 |
| Figure III.23 : Microscope Electronique à Balayage ULTRA 55. | 82 |
| Figure III.24 : Profilomètre Alpha-Step IQ. | 82 |
| Figure III.25 : Photographies prises au MEB. | 82 |
| Figure III.26 : Photographies prises au microscope optique après révélation. | 83 |
| Figure III.27 : Métallisation de la structure révélée. | 83 |
| Figure III.28 : Evaporateur PLASSYS MEB 550S. | 84 |
| Figure III.29 : Procédé d'évaporation par canon à électron. | 84 |
| Figure III.30 : Structure après lift-off. | 84 |
| Figure III.31 : Vues sous microscope optique de composants réalisés après lift-off. | 85 |
| Figure III.32 : Photographies prises au MEB après lift-off. | 85 |
| | |
| Figure IV.I.1 : Schéma du montage de mesure I(V) en polarisation continue. | 88 |
| Figure IV.I.2 : Photographie du banc de caractérisation I(V) sous éclairage par laser 0.8 μm couplé à la fibre optique. | 89 |
| Figure IV.I.3 : Photographies présentant : (a) Vue rapprochée sur le support de fibre optique, porte échantillon et les pointes, (b) Laser à solide (DPSS) relié à la fibre optique par un coupleur, (c) Zoom sur les pointes, échantillon et fibre optique sur support, (d) Ajustement des pointes et de la fibre optique sous microscope optique relié à un ordinateur (utilisation d'une caméra). | 90 |
| Figure IV.I.4 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; ($S = 10 \times 10 \mu\text{m}^2$, demi wafer n° 01). | 91 |
| Figure IV.I.5 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$, demi wafer n° 02). | 92 |
| Figure IV.I.6 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 1 \mu\text{m}$, demi wafer n° 01). | 92 |
| Figure IV.I.7 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$, demi wafer n° 02). | 93 |
| Figure IV.I.8 : Evolution de la tension de claquage en obscurité en fonction des distances interélectrodes pour des photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (demi wafer n° 01). | 93 |
| Figure IV.I.9 : Evolution de la tension de claquage en obscurité en fonction des distances interélectrodes pour des photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (demi wafer n° 02). | 94 |

| | |
|--|-----|
| Figure IV.I.10 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (D = 1 μm , demi wafer n° 01). | 95 |
| Figure IV.I.11 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (D = 0.3 μm , demi wafer n° 02). | 95 |
| Figure IV.I.12 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes largeurs ; (D = 1 μm , demi wafer n° 02). | 96 |
| Figure IV.I.13 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; (S = 100x100 μm^2 , λ = 632 nm, P = 15 mW, demi wafer n° 01). | 97 |
| Figure IV.I.14 : Photocourant de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; (W = 1 μm , λ = 632 nm, P = 15 mW, demi wafer n° 01). | 97 |
| Figure IV.I.15 : Grandeur de la tache optique du laser He-Ne par rapport aux composants réalisés (demi-wafer n° 01). | 98 |
| Figure IV.I.16 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes en utilisant différents objectifs ; (S = 100x100 μm^2 , λ = 632 nm, P = 15 mW, demi wafer n° 01). | 98 |
| Figure IV.I.17 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; (S = 100x100 μm^2 , λ = 0.8 μm , P = 30 mW, demi wafer n° 01). | 99 |
| Figure IV.I.18 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; (S = 3x3 μm^2 , λ = 0.8 μm , P = 16 mW, demi wafer n° 02). | 100 |
| Figure IV.I.19 : Photocourant de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; (W = 10 μm , λ = 0.8 μm , P = 16 mW, demi wafer n° 01). | 100 |
| Figure IV.I.20 : Photocourant de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; (W = 5 μm , λ = 0.8 μm , P = 16 mW, demi wafer n° 02). | 101 |
| Figure IV.I.21 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (D = 1 μm , λ = 0.8 μm , P = 16 mW, demi wafer n° 01). | 101 |
| Figure IV.I.22 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (D = 0.3 μm , λ = 0.8 μm , P = 16 mW, demi wafer n° 02). | 102 |
| Figure IV.I.23 : Variation de la résistance équivalente R_{eq} des différents photodétecteurs MSM interdigités caractérisés sous éclaircissement ; (λ = 0.8 μm , P = 16 mW, demi wafer n° 02). | 102 |
| Figure IV.I.24 : Photocourant de photodétecteurs MSM monoélectrode de différentes largeurs de doigts ; (D = 0.5 μm , λ = 0.8 μm , P = 16 mW, demi wafer n° 02). | 103 |
| Figure IV.I.25 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités à différentes puissances ; (S = 50x50 μm^2 , D = 0.3 μm , λ = 0.8 μm , demi wafer n° 01). | 104 |
| Figure IV.II.1 : Schéma d'une ligne de transmission. | 105 |
| Figure IV.II.2 : Circuit équivalent d'un tronçon de la ligne de longueur dx . | 106 |
| Figure IV.II.3 : Schéma d'une ligne coplanaire. | 108 |

| | |
|--|-----|
| Figure IV.II.4 : Transitions entre lignes coplanaires (a) abrupte, (b) graduelle..... | 108 |
| Figure IV.II.5 : Ligne des champs électrique et magnétique dans une ligne coplanaire..... | 109 |
| Figure IV.II.6 : Quadripôle sur une ligne (a : ondes entrantes, b : ondes sortantes)..... | 110 |
| Figure IV.II.7 : Graphe de fluence d'un quadripôle..... | 111 |
| Figure IV.II.8 : Principe de fonctionnement du photo-commutateur. (a) Etat Off, (b) Etat On. | 112 |
| Figure IV.II.9 : Photographie du banc de mesures hyperfréquences. | 113 |
| Figure IV.II.10 : (a) Photographies des pointes hyper et de la fibre optique, (b) Zoom sur les pointes hyper posées sur une ligne coplanaire et fibre optique ajustée sur la zone active du MSM pour l'éclairage par laser. | 113 |
| Figure IV.II.11 : Evolution des paramètres S de ligne coplanaire référence de différentes largeurs W. (a) Coefficient de réflexion (S_{11}), (b) Coefficient de transmission (S_{12})..... | 114 |
| Figure IV.II.12 : Evolution des coefficients de réflexion (S_{11}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$). (a) Etat Off, (b) Etat On..... | 115 |
| Figure IV.II.13 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$). (a) Etat Off, (b) Etat On..... | 115 |
| Figure IV.II.14 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM à l'état Off et On ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$, $D = 1 \mu\text{m}$)..... | 116 |
| Figure IV.II.15 : Evolution des coefficients de réflexion (S_{11}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM de différentes surfaces ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On. | 117 |
| Figure IV.II.16 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM de différentes surfaces ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On. | 117 |
| Figure IV.II.17 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM à l'état Off et On ; ($S = 1 \times 1 \mu\text{m}^2$, $D = 0.3 \mu\text{m}$)..... | 118 |
| Figure IV.II.18 : Evolution des coefficients de réflexion (S_{11}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On..... | 119 |
| Figure IV.II.19 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On..... | 119 |
| Figure IV.II.20 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes à l'état Off et On ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$, $D = 0.3 \mu\text{m}$)..... | 120 |
| Figure IV.II.21 : Evolution des coefficients de réflexion (S_{11}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes Largeurs de doigts ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On..... | 121 |

| | |
|--|-----|
| Figure IV.II.22 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes largeurs de doigts ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On. | 121 |
| Figure IV.II.23 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes à l'état Off et On ; ($W = 5 \mu\text{m}$, $D = 0.3 \mu\text{m}$). | 122 |
| Figure IV.II.24 : Modèle de photocommutateur dans une interruption dans la ligne centrale d'une ligne coplanaire introduisant un photodétecteur MSM. | 123 |
| Figure IV.II.25 : Courbes représentatives de la variation de la résistance équivalente R_{eq} . (MSM interdigité de surface $S = 10 \times 10 \mu\text{m}^2$, $D = 0.3 \mu\text{m}$). | 123 |
| Figure A.II.1 : Photographies prises au MEB des composants après révélation. | 134 |
| Figure A.II.2 : Photographies prises au MEB des composants après lift off. | 136 |
| Figure A.II.3 : Photographies prises au microscope optique des composants après lift off. | 138 |
| Figure A.III.1 : Photographie du banc de caractérisation I(V) montrant les appareils utilisés. | 139 |
| Figure A.III.2 : Zoom sur les pointes et l'échantillon (Caractérisation I(V) en obscurité). . | 140 |
| Figure A.III.3 : Photographie du banc de caractérisation I(V) sous éclairage par Laser He-Ne ($\lambda = 632 \text{ nm}$, $P = 15 \text{ mW}$). | 140 |

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|---|-----|
| Tableau I.1 : Energie de bande interdite et longueur d'onde de coupure pour différents matériaux semiconducteurs à 300 °K. | 8 |
| Tableau I.2 : Tableau comparatif entre différents photodétecteurs. | 24 |
| Tableau II.1 : Valeurs typique des éléments du circuit équivalent du photodétecteur MSM sous faible signal. | 55 |
| Tableau III.1 : Nombres et largeurs de doigts de photodétecteurs MSM interdigités réalisés pour différentes surfaces. | 71 |
| Tableau III.2 : Nombres et largeurs des doigts de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces. | 76 |
| Tableau IV.I.1 : Variation de la résistance équivalente au niveau de la tension de claquage de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces en obscurité ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$, demi wafer n° 02). | 95 |
| Tableau IV.II.1 : Rapport On-Off de lignes coplanaires introduisant des MSM de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$). | 116 |
| Tableau IV.II.2 : Rapport On-Off de lignes coplanaires introduisant des MSM de différentes surfaces actives ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$). | 118 |
| Tableau IV.II.3 : Rapport On-Off de ligne coplanaire introduisant des MSM monoélectrodes de différentes distances inter électrodes ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$). | 120 |
| Tableau IV.II.4 : Rapport On-Off d'une ligne coplanaire introduisant des MSM mono électrodes de différentes largeurs ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$). | 122 |
| Tableau A.I.1 : Constantes physiques. | 131 |
| Tableau A.I.2 : Données numériques relatives à l'Arséniure de Gallium (GaAs à 300 °K). | 132 |
| Tableau A.I.3 : Travaux de sortie des métaux Ti/Pt/Au et hauteurs de la barrière Schottky Φ_{Bn} avec le GaAs. | 132 |

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

La photodétection représente une fonction qui trouve sa place dans un grand nombre de systèmes. Les applications sont nombreuses : télécommunications optiques, capteur solaire, détecteur de présence ..., et sont toutes fondées sur le même processus : transformer une puissance lumineuse en signal électrique, ce signal devant être le plus élevé possible, pour un flux optique aussi faible que possible. Ces considérations élémentaires impliquent qu'un certain nombre de performances soient atteintes, pour satisfaire aux exigences de l'application envisagée. Le domaine de longueurs d'onde visé dans l'application joue aussi un grand rôle. C'est souvent lui, par l'intermédiaire de la bande interdite du semiconducteur, qui dicte la nature du ou des matériaux employés [1].

Cette thèse constitue une contribution à l'étude portant sur les composants d'extrémités d'une transmission par fibre optique que sont les photodétecteurs, et l'accent sera mis plus précisément, sur le photodétecteur MSM (Métal Semiconducteur Métal). Ce dernier est un dispositif semiconducteur symétrique équivalent à deux diodes Schottky montées en tête-bêche ; l'une polarisée en directe, l'autre en inverse. Il s'agit d'une structure planaire qui peut être intégrée de manière monolithique [2]. C'est un dispositif intéressant pour son utilisation ultra rapide dans les circuits optoélectroniques dont des études ont montré des réponses de commutation sub-nanoseconde sur GaAs [3]. Son temps de réponse ultra rapide est dû à sa faible capacité [4] par unité de surface et au rapprochement des électrodes interdigitées. Sa facilité d'intégration avec les composants Métal-Semiconducteur Transistors à effet de champ (MESFET's) lui confère une place de choix dans les récepteurs optoélectroniques intégrés sur GaAs [5] et $\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$ [6].

Ainsi, notre principal objectif est d'étudier, de concevoir, de réaliser et de caractériser ce dispositif puis de l'intégrer dans une ligne coplanaire hyperfréquence afin de l'utiliser comme photocommutateur micro-onde, c'est-à-dire envisager la commande de la transmission des signaux hyperfréquences par voie optique. Cette technique permettra de pouvoir remplacer des liaisons hyperfréquences classiques, souvent lourdes, encombrantes et caractérisées par de fortes atténuations.

Pour ce faire, notre étude est divisée en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter les principes de base de la photodétection. Les structures et fonctionnements des photodétecteurs les plus connus seront exposés tels les photoconducteurs, les photodiodes PN et PIN, les photodiodes à avalanche APD, les photodétecteurs MSM (Métal Semiconducteur Métal), les phototransistors, ainsi que les photodiodes UTC (Uni-Travelling-Carrier). Parmi ces photodétecteurs, certains sont plus utilisés et offrent des potentialités intéressantes. Un tableau comparatif est établi pour mettre en évidence les caractéristiques de chacun.

Dans le deuxième chapitre, le photodétecteur MSM (Métal Semiconducteur Métal) est étudié en détail; nous aborderons son mode de fonctionnement par rapport aux tensions appliquées avant de décrire ses différentes caractéristiques en obscurité et sous éclairage (courant d'obscurité, coefficient de réponse, photocourant et comportement en régime dynamique). Des simulations obtenues par le logiciel MATLAB du photodétecteur MSM seront présentées.

Dans le troisième chapitre, la technologie de fabrication du photodétecteur MSM de la conception de masques jusqu'au composant fini seront abordés en détail. Un rappel de la structure et des propriétés de l'Arséniure de Gallium (GaAs), matériau choisi pour la réalisation des différents composants sera donné. Les dessins de masques relatifs aux photodétecteurs MSM de structure interdigitée et monoélectrode et aux lignes coplanaires seront exposés ainsi que toutes des étapes de réalisation des composants de différentes grandeurs.

Et dans le dernier chapitre, les composants réalisés seront caractérisés en statique (DC) et en hyperfréquence. Dans cette perspective, nous allons montrer les différentes caractérisations $I(V)$ obtenues, en obscurité et sous éclairage, ce qui nous permettra de mieux appréhender l'effet des paramètres géométriques et nous présenterons aussi, les coefficients de réflexion et de transmission des lignes coplanaires introduisant les photodétecteurs MSM dans la ligne centrale. Plus particulièrement, les résultats de l'un des paramètres les importants de la photocommutation hyperfréquence qui est le rapport On-Off seront exposés et interprétés en fonction des grandeurs des photodétecteurs.

Bibliographie de l'introduction :

- [01]- D. DECOSTER, J. HARARI, "DéTECTEURS optoélectroniques (Traité EGEM, série optoélectronique)", Ed. Hermès Science Publications, Lavoisier, Paris, 2002.
- [02]- J.S. WANG et al. , "11 GHz bandwidth optical integrated receivers using GaAs MESFET and MSM technology", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 5, n° 3, p. 316-318, (1993).
- [03]- B. J. VAN ZEGHBROECK, W. PATRICK, J.M. HALBOUT, and P. VETTIGER, "105-GHz bandwidth metal-semiconductor-metal photodiode", IEEE Electron Device Lett., vol. 9, p. 527-529, 1988.
- [04]- D.L. ROGERS, "Integrated optical receivers using MSM detectors", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 9, n° 12, p. 1635, Dec. 1991.
- [05]- D.L. ROGERS, "GaAs optoelectronics integrated circuits for high speed optical communications", Microelectron. Eng., vol. 15, p. 679-684, 1991.
- [06]- L. YANG, A.S. SUDBO, W.T. TSANG, P. GARBINSKI, and R. M. CARMADÉ, "Monolithically integrated InGaAs/InP MSM-FET photoreceiver prepared by chemical beam epitaxy", IEEE photonics Technol. Lett., vol. 2, p. 59-62, 1990.

CHAPITRE I

**GÉNÉRALITÉS SUR
LA PHOTODÉTECTION
ET
LES PHOTODÉTECTEURS**

CHAPITRE I

GÉNÉRALITÉS SUR LA PHOTODÉTECTION ET LES PHOTODÉTECTEURS

I.1. Introduction :

Différents types de détecteurs optoélectroniques utilisent le processus de la conversion d'un rayonnement optique en signaux électriques ; on peut distinguer les détecteurs thermiques et les détecteurs photoniques. Les détecteurs thermiques fonctionnent sur le principe de l'absorption de la lumière qui va engendrer une élévation de la température du matériau absorbant, ce processus va donner une modification de quelques propriétés du matériau (grandeur physique : dilatation, résistance électrique, différence de potentiel...) et par conséquent, une variation dans le signal du détecteur (variation de la tension ou du courant électrique). Par contre, les détecteurs photoniques (ou quantiques) appelés communément sous le nom de photodétecteurs mettent en jeu une création directe de charges électriques, c'est-à-dire la conversion directe des photons incidents en électrons. Les photons incidents sont absorbés à l'intérieur du matériau et il y aura échange avec les électrons, ce qui produit un signal électrique à partir du changement de la distribution énergétique des électrons.

Les photodétecteurs sont également classés en deux types : intrinsèque et extrinsèque. Les photodétecteurs intrinsèques détectent la lumière de longueur d'onde proche ou supérieure de la bande interdite du semiconducteur, d'où des paires électron-trou sont formées par photo excitation ce qui mène à un photocourant. Les photodétecteurs extrinsèques détectent une énergie lumineuse plus petite que l'énergie de la bande interdite [1]. Les photons sont absorbés et élèvent un électron des bandes intermédiaires c'est-à-dire des bandes d'impuretés introduites. Cet électron laisse un vide ou une lacune dans la bande interne et passe à la bande de conduction ; de la même manière un électron de la bande de valence passe à un niveau profond et laisse un trou dans la bande de valence. Les électrons et les trous des niveaux profonds contribuent ainsi au photocourant. Le processus de photo excitation intrinsèque et extrinsèque des porteurs est illustré dans la figure I.1.

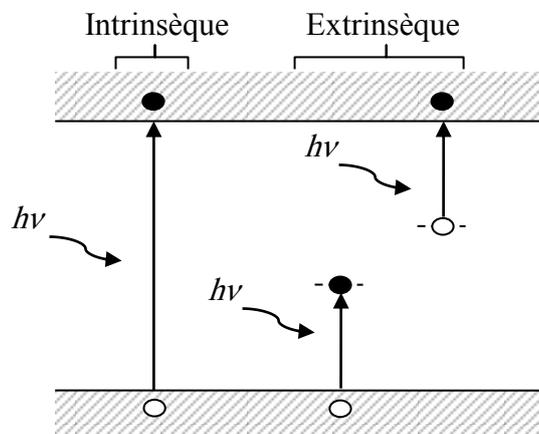


Figure I.11 : Processus de photo excitation intrinsèque et extrinsèque.

Les photodétecteurs sont très importants dans les systèmes à communication optique. Un photodétecteur idéal converti le signal optique (énergie optique) en signal électrique (énergie électrique) sans apporter des bruits supplémentaires.

Ce premier chapitre est consacré à l'étude du principe de la photodétection et des processus et lois physiques qui entrent en jeu. Les différents types de photodétecteurs proposés pour les télécommunications optiques sont abordés. Nous présentons également les exigences imposées à la photodétection avec une comparaison sommaire entre photodétecteurs.

I.2. Principe de la photodétection :

La théorie quantique montre que les électrons occupent un certain nombre de niveaux d'énergies. Le comportement d'un atome peut être connu grâce aux électrons contenus dans les deux dernières bandes d'énergies :

- La bande de valence d'énergie minimale E_V
- La bande de conduction d'énergie maximale E_C

La différence d'énergie entre ces deux bandes représente la bande interdite dont l'énergie E_g (énergie du Gap) caractérise les différents constituants de la matière.

La condition fondamentale pour la création des paires électron-trou dans un semiconducteur intrinsèque, donnant naissance au photocourant, est que l'énergie du rayonnement lumineux $h\nu$ soit supérieure ou égale à la largeur de la bande interdite E_g du semiconducteur [2].

$$h\nu \geq E_g = E_C - E_V \quad (\text{I.1})$$

où h : Constante de Planck,

ν : Fréquence du rayonnement lumineux.

Sachant que :

$$E = h\nu = \frac{h \cdot C}{\lambda} \quad (\text{I.2})$$

Il apparaît alors une longueur d'onde λ_0 dite de seuil photoélectrique définie par la valeur de la bande interdite.

$$\lambda_0 \leq \frac{h \cdot C}{E_g} = \frac{1.24}{E_g} \quad (\text{I.3})$$

où C : Vitesse de la lumière dans le vide.

La longueur d'onde λ_0 fixe ainsi la limite supérieure du domaine spectral d'absorption.

On peut définir, pour chaque matériau semiconducteur, une longueur d'onde de coupure au-delà de laquelle le phénomène de photo création de porteurs ne pourra plus avoir lieu. La longueur d'onde de coupure de quelques matériaux semiconducteurs est donnée dans le tableau I.1.

| Matériaux | Si | Ge | GaAs | InAs | InP | GaP | GaAlAs | GaInAs | GaInAsP |
|-------------------------------|------|------|-------------|------|------|------|--------|--------|-----------|
| E_g (eV) | 1.12 | 0.66 | 1.42 | 0.36 | 1.35 | 2.26 | 1.7 | 0.75 | 0.75→1.35 |
| λ_0 (μm) | 1.11 | 1.88 | 0.87 | 3.44 | 0.92 | 0.55 | 0.73 | 1.65 | 0.92→1.65 |

Tableau I.11 : Energie de bande interdite et longueur d'onde de coupure pour différents matériaux semiconducteurs à 300 °K [3].

Lorsqu'un photon d'énergie suffisante se propage vers un électron situé dans la bande de valence, l'électron l'absorbe et passe dans la bande de conduction ce qui produit alors une paire de porteurs (électron-trou). Dans un photodétecteur, ces derniers sont séparés par le champ électrique \vec{E} comme illustré dans la figure I.2 ; les électrons et les trous rejoignent respectivement l'une ou l'autre électrode. Les mécanismes mis en jeu dépendent de la structure du photodétecteur (photoconducteur, photodiode...). Il s'ensuit un courant de charges dans le circuit extérieur permettant de rétablir la neutralité électrique du matériau [3].

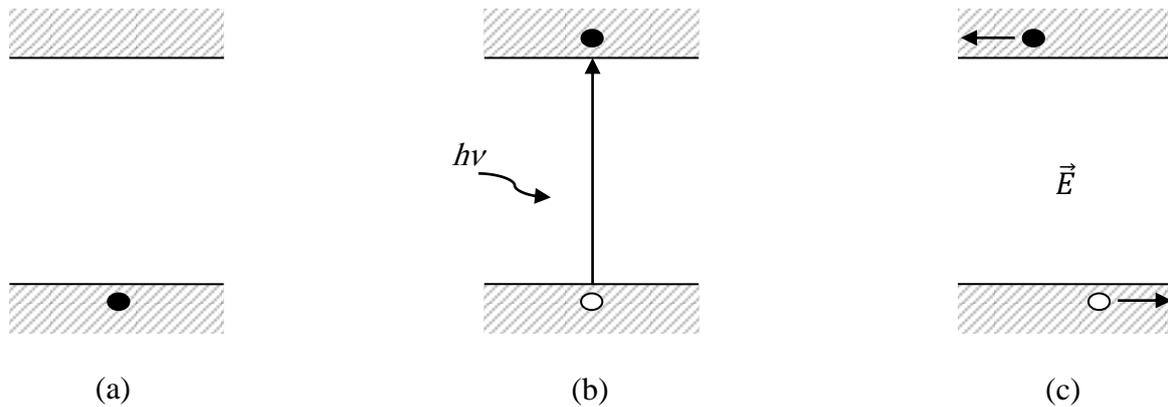


Figure I.22 : Transition des charges entre les niveaux d'énergies : (a) Etat stable (absence de photon incident). (b) Création de paires électron-trou par absorption d'un photon. (c) Création de courant de déplacement sous l'action d'un champ électrique externe.

I.3. Caractéristiques principales des photodétecteurs :

I.3.1. Coefficient d'absorption et longueur d'absorption :

L'absorption de la lumière en fonction de la pénétration dans le matériau s'effectue selon une loi exponentielle :

$$\phi(x) = \phi_0 \cdot e^{-\alpha \cdot x} \quad (\text{I.4})$$

avec $\phi(x)$: Flux de photons dans le semiconducteur à l'abscisse x ;

ϕ_0 : Flux de photons à la surface ;

α : Coefficient d'absorption.

Le coefficient d'absorption α dépend essentiellement de la nature du semiconducteur et de la longueur d'onde du rayonnement incident.

La longueur d'absorption correspond à la distance au bout de laquelle le flux lumineux décroît d'un Neper, c'est-à-dire 63% [2]. Elle dépend de la longueur d'onde et est égale à l'inverse du coefficient d'absorption.

$$L(\lambda) = \frac{1}{\alpha(\lambda)} \quad (\text{I.5})$$

L'absorption des porteurs par le semiconducteur suivant la relation (I.4) conduit à la génération de paires électron-trou. Le taux de génération de ces porteurs s'exprime par :

$$G(x) = \left(\frac{P_0}{h\nu} \right) \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha \cdot x} \quad (\text{I.6})$$

où P_0 est la puissance lumineuse à $x = 0$

En tenant compte des phénomènes de réflexion, le taux de génération devient :

$$G(x) = \left(\frac{P_0}{h\nu} \right) \cdot (1 - R) \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha \cdot x} \quad (\text{I.7})$$

Le coefficient de réflexion R , dépend de la nature du semiconducteur et sa valeur dépend de l'angle d'incidence du rayonnement. Il peut être réduit par dépôt d'une couche anti-réfléchissante sur la face éclairée du dispositif.

I.3.2. Rendement quantique :

Le rendement quantique η d'un photodétecteur est toujours inférieur à 1 ($0 \leq \eta \leq 1$), il est défini comme étant le rapport entre le nombre de porteurs (paires électron-trou) générés pour produire un photocourant (I_{ph}) et le nombre de photons incident pendant la même durée :

$$\eta = \frac{n_e}{n_{ph}} \quad (\text{I.8})$$

où n_e est le nombre d'électrons créés et n_{ph} le nombre de photons incidents.

Sachant que la puissance optique reçue pendant un temps t est :

$$P_{op} = \frac{n_{ph} \cdot h\nu}{t} \quad (\text{I.9})$$

et que le courant créé par n_e électrons pendant un temps t est :

$$I_{ph} = \frac{n_e \cdot q}{t} \quad (\text{I.10})$$

Le rendement quantique est donné par la relation suivante :

$$\eta = \frac{I_{ph}}{q} \cdot \frac{h\nu}{P_{op}} \quad (\text{I.11})$$

Le rendement quantique est aussi égal à $\eta = 1 - e^{(-\alpha \cdot W)}$ [4], il dépend du produit αW , donc de la longueur d'onde du rayonnement incident, du matériau utilisé pour la couche non dopée,

ainsi que de son épaisseur. Pour tous les matériaux semi-conducteurs, α est une fonction décroissante de la longueur d'onde [4] comme représenté sur la figure I.3.

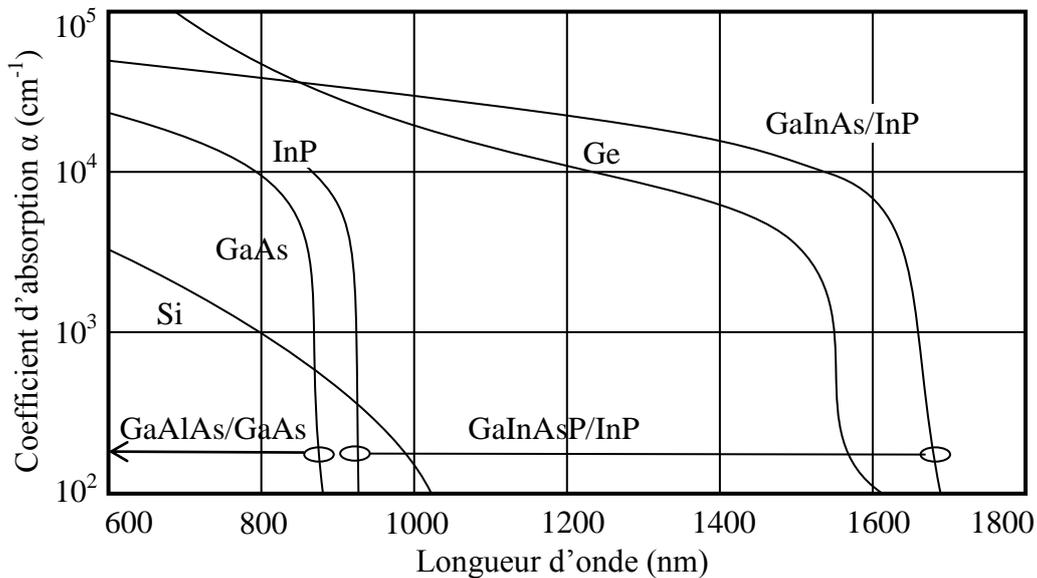


Figure I.33 : Courbes d'absorption des matériaux semi-conducteurs utilisés pour la fenêtre spectrale visible – proche infrarouge [5].

Plus la longueur d'onde est grande, plus il est nécessaire d'utiliser des épaisseurs de couche importantes pour obtenir un bon rendement quantique. Nous donnons sur la figure I.4 l'évolution du rendement quantique d'une photodiode en fonction de l'épaisseur de la couche absorbante supposée désertée et munie d'une couche anti-réfléchissante, pour différents coefficients d'absorption. Notons que dans le cas du GaAs, un coefficient d'absorption égale à 10^4 cm^{-1} correspond à un rayonnement de longueur d'onde $0.8 \mu\text{m}$.

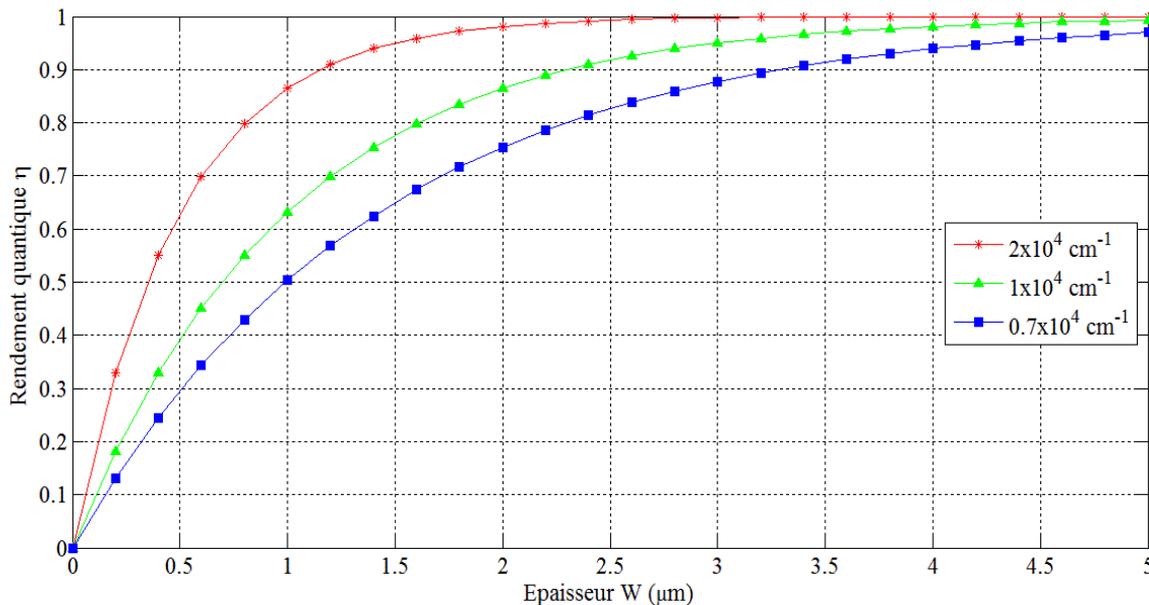


Figure I.44 : Variation du rendement quantique d'une photodiode en fonction de l'épaisseur de la zone absorbante supposée déserte, dans l'hypothèse d'un coefficient de réflexion nul.

Tous les photons incidents n'engagent pas une paire (électron-trou). Le taux de conversion peut être diminué par trois facteurs :

- Les pertes par réflexion sur le dioptre d'entrée sont dues à la différence d'indices de réfraction du matériau semiconducteur et de l'air, ce qui engendre qu'une fraction importante de photons incidents soit réfléchi à la surface. Cette perte de lumière peut être minimisée grâce à l'utilisation d'une couche supplémentaire dite anti reffet, que l'on peut optimiser pour supprimer toute réflexion en incidence normale à une longueur d'onde déterminée.
- Les pertes par recombinaison en surface et en volume à cause de la présence de centres de recombinaison et d'imperfections du réseau cristallin.
- Les pertes dues aux photons non incidents, lorsque la lumière n'est pas bien alignée dans la région active du dispositif.

I.3.3. Coefficient de réponse :

On caractérise plus communément le coefficient de réponse \mathfrak{R} du photodétecteur par le rapport du photocourant recueilli à la puissance optique qu'il reçoit :

$$\mathfrak{R}(\lambda) = \frac{I_{ph}(\lambda)}{P_{op}(\lambda)} \quad (\text{I.12})$$

Sachant que la puissance reçue pendant un temps t suit la relation (I.9) et que le courant créé par $n_e \cdot q$ durant ce même temps suit la relation (I.10), le coefficient de réponse du photodétecteur s'écrit :

$$\mathfrak{R}(\lambda) = \frac{n_e \cdot q}{n_{ph} \cdot h\nu} \quad (\text{I.13})$$

Et sachant que le rapport du nombre d'électrons collectés n_e au nombre de photons incidents n_{ph} représente le rendement quantique externe, il vient :

$$\mathfrak{R}(\lambda) = \eta(\lambda) \cdot \frac{q}{h\nu} = \eta(\lambda) \cdot \frac{q\lambda}{hc} \quad (\text{I.14})$$

Ce qui donne :

$$\mathfrak{R}(\lambda) = 0.805 \cdot \eta(\lambda) \cdot \lambda(\mu m) \quad (\text{I.15})$$

Le coefficient de réponse est un paramètre qui dépend lui aussi des caractéristiques géométriques du photodétecteur (profondeur et extension de la jonction), ainsi que de la nature du matériau employé (coefficient d'absorption, longueur de diffusion...). Les facteurs limitant le coefficient de réponse sont les mêmes que pour le rendement quantique.

I.3.4. Caractéristiques dynamiques :

Les performances dynamiques des photodétecteurs sont caractérisées par le coefficient de réponse dynamique $\mathfrak{R}(f)$ qui est limité par trois effets :

- Dans le cas de l'absorption dans la Zone de Charge d'Espace (ZCE) et lorsque les effets capacitifs sont négligeables, la vitesse de réponse est limitée par le temps de transit des porteurs dans cette zone.

$$\tau_t = \frac{W}{v_{lm}} \quad (\text{I.16})$$

W étant la largeur de la ZCE et v_{lm} la vitesse limite d'entraînement.

- Dans le cas de l'absorption hors ZCE, il faut tenir compte du temps de diffusion des minoritaires jusqu'à la ZCE.

$$\tau_{diff} = \frac{W}{v_{diff}} \quad (\text{I.17})$$

où v_{diff} est la vitesse de diffusion des minoritaires.

- Dans le cas où l'effet capacitif est prépondérant, ce qui est le cas le plus fréquent, la réponse dynamique s'écrit généralement en fonction de la fréquence de travail f [6] :

$$\mathfrak{R}(f) = \frac{\mathfrak{R}(0)}{\left(1 + \frac{f^2}{f_c^2}\right)^{1/2}} \quad (\text{I.18})$$

où f_c est la fréquence de coupure à -3 dB du photodétecteur [7], donnée par l'expression :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (\text{I.19})$$

et τ est le temps de réponse du photodétecteur égal à RC . (I.20)

Et cela est dû à l'apparition du dipôle $+Q -Q$ ayant un effet équivalent à celui d'une capacité C variant avec la tension de polarisation et la largeur de la ZCE. Elle engendre une constante de temps de charge RC du circuit qui est de façon simplifiée, le produit de la charge R par la somme de la capacité de jonction du photodétecteur et de la capacité parasite du circuit.

Il sera donc important de trouver dans la plupart des cas, un compromis entre la diminution du temps de transit des porteurs (faible largeur de la zone désertée) et la diminution de la capacité du composant (largeur importante de cette même zone), afin de pouvoir travailler dans le domaine des hyperfréquences.

I.3.5. Bruit, NEP et détectivité dans les photodétecteurs :

En l'absence de puissance optique incidente, les photodétecteurs génèrent un courant d'obscurité qui doit être le plus faible possible. Il introduit du bruit de fond qui dépend d'un certain nombre de paramètres tels que, le type de matériaux utilisés, la technologie de fabrication, la température de fonctionnement et la surface active du photodétecteur.

Cinq types de bruit interviennent principalement dans les photodétecteurs [5], ils sont représentés ici par une source de courant dont l'intensité efficace est la racine carrée de la valeur quadratique moyenne du courant de bruit correspondant :

- Bruit de scintillement (appelé également bruit en $1/f$ ou flicker noise) [1] : il est associé à la présence de barrière de potentiel au niveau des contacts électriques. Ce type de bruit est dominant aux basses fréquences et est proportionnel à I/f^n avec n se rapprochant de l'unité, son expression générale est :

$$\langle i_f^2 \rangle = \frac{K \cdot I^m \cdot B}{f^n} \quad (\text{I.21})$$

où K est une constante expérimentale qui varie d'un composant à l'autre, I est le courant de polarisation, m et n sont des constantes dont les valeurs sont 2 et ($0.8 < n < 1.5$) respectivement [8], B est la bande passante du dispositif et f est la fréquence modulaire.

- Bruit de grenaille (appelé shot noise) [7] : il est dû au caractère aléatoire de la collision des photons incidents, sa valeur moyenne est :

$$\langle i_s^2 \rangle = 2q \cdot I \cdot B \quad (\text{I.22})$$

où q la charge de l'électron, I est la valeur moyenne du courant et B est la bande passante du récepteur. Le courant I est la somme du photocourant détecté I_{ph} et d'un courant d'obscurité I_{obs} qui existe même en l'absence de flux lumineux du fait qu'on a une jonction polarisée et pourrait être assimilé à un courant de fuite.

- Bruit thermique (Johnson-Nyquist noise) [1] : il est dû aux collisions aléatoires des porteurs avec les atomes du réseau cristallin, en vibration permanente à cause de l'agitation thermique. il est indépendant de la fréquence et son expression est :

$$\langle i_t^2 \rangle = \frac{4k_B T}{R_{eq}} \quad (\text{I.23})$$

où k_B est la constante de Boltzmann, T la température et R_{eq} est la résistance équivalente de la photodiode.

- Bruit de génération-recombinaison [1] : il est dû à la génération et à la recombinaison aléatoire des porteurs, bande à bande ou via les niveaux de pièges situés dans le gap. C'est un bruit basse fréquence associé au bruit en $1/f$ qui s'écrit dans le cas particulier des photoconducteurs :

$$\langle i_{GR}^2 \rangle = \frac{4q \cdot I_0 \cdot g \cdot B}{1 + \omega^2 \tau_v^2} \quad (\text{I.24})$$

où I_0 est la valeur moyenne du courant, égale à $I_p (= gI_{ph})$, ω est la fréquence angulaire, τ_v est la durée de vie des porteurs et g est le gain du photocourant dans un photoconducteur donné par :

$$g = \frac{I_p}{I_{ph}} = \frac{\mu_n \cdot \tau_v \cdot E}{L} = \frac{\tau_v}{\tau_t} \quad (\text{I.25})$$

où E est le champ électrique à l'intérieur du photodétecteur, μ_n la mobilité des électrons, $\tau_t = L/v_d$ est le temps de transit des porteurs, L la distance interélectrode et v_d la vitesse d'entraînement.

- Bruit de multiplication ou le bruit d'avalanche [2] : il a pour origine les phénomènes d'avalanche dans les jonctions PN polarisées en inverse et les photodiodes à avalanche (APD), où les porteurs peuvent acquérir une énergie suffisante pour créer aléatoirement des paires électron-trou par collision avec les atomes. Il est généralement modélisé par la même expression que le bruit de grenaille multiplié par un facteur multiplicatif M :

$$\langle i_M^2 \rangle = 2q \cdot (I_{ph} + I_{obs}) \cdot B \cdot M^2 \cdot F(M) \quad (\text{I.26})$$

où M et $F(M)$ représentent le gain d'avalanche et le facteur de bruit de la photodiode qui a pour expression générale : $F(M) = M^x$ (x paramètre caractéristique du matériau).

Sur la figure I.5, on peut voir une représentation schématique des différents bruits en fonction de la fréquence. Dans les photodiodes MSM, les principales sources de bruit sont le bruit thermique et le bruit de grenaille [9]. Le bruit thermique est expliqué par le mouvement désordonné des porteurs électriques dans un matériau, sous l'effet de la température. Le bruit de grenaille est lié au passage des charges électriques à travers des obstacles (barrière Métal Semiconducteur).

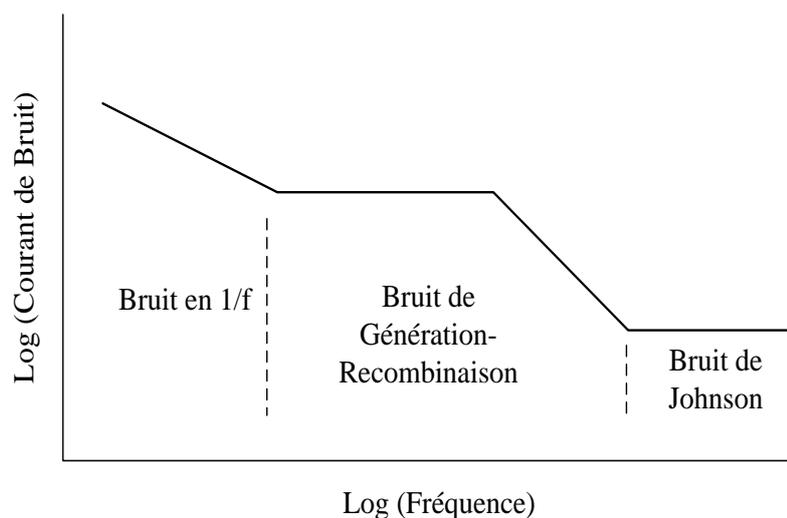


Figure I.55 : Schéma de la distribution spectrale du courant de bruit dans les photodétecteurs [10].

A partir du signal reçu (photocourant délivré par le photodétecteur), il est possible de définir le rapport signal à bruit (S/N) du récepteur optique :

$$S/N = \frac{I_{ph}^2}{I_{Bt}^2} \quad (\text{I.27})$$

où I_{Bt} est le courant d'obscurité total.

Les paramètres qui décrivent le bruit dans un photodétecteur sont la puissance équivalente du bruit (NEP pour noise equivalent power) et la détectivité (D). La NEP est par définition la puissance optique incidente pour laquelle on a un rapport signal sur bruit égal à 1, et donc un photocourant I_{ph} égal au courant de bruit I_B . C'est, en d'autres termes, la plus petite puissance optique susceptible d'être mesurée [5]. Il s'ensuit que le paramètre NEP est donné par le courant de bruit divisé par la responsivité (coefficient de réponse) :

$$NEP = \frac{I_B}{\Re(\lambda)} \quad (\text{I.28})$$

La détectivité se définit selon la relation :

$$D = (NEP)^{-1} \quad (\text{I.29})$$

Généralement, le signal de photocourant augmente proportionnellement à la surface optique active A_{opt} , tandis que le courant de bruit augmente comme la racine carrée du produit de la surface optique active A_{opt} par la bande passante B . Pour comparer entre différents photodétecteurs, il serait donc préférable d'utiliser une expression normalisée de la détectivité par rapport à ces paramètres qui s'écrit :

$$D^* = D \cdot (A_{opt} \cdot B)^{1/2} \quad (\text{I.30})$$

La détectivité normalisée est le paramètre le plus significatif caractérisant le photodétecteur, car elle permet la comparaison directe des performances de photodétecteurs de technologies et de types de fonctionnement a priori très différents [5].

I.4. Les principaux photodétecteurs en télécommunications optiques :

De nombreux composants à semiconducteur permettent la détection d'un signal optique en télécommunication par fibres optiques. On peut en dégager les photoconducteurs et les photodiodes. Sous ce terme générique, on regroupe les photodiodes PN, PIN, la photodiode à avalanche et les photodiodes MSM. Il existe aussi, les phototransistors et les photodiodes UTC. Dans ce qui suit, nous allons présenter ces différents photodétecteurs à savoir leur structure et fonctionnement.

I.4.1. Le photoconducteur :

Dans sa structure de base, un photoconducteur [3], [11] est un barreau semiconducteur homogène dont la liaison avec un circuit électrique est réalisée au moyen de deux contacts ohmiques. Le circuit de polarisation classique d'un photoconducteur est donné sur la figure I.6. Une source de tension débite un courant I dans le semiconducteur. Sous l'effet d'un faisceau optique, le photoconducteur génère des paires électron-trou qui modifient la conductivité de la couche absorbante et par conséquent la conductance du barreau semiconducteur. Il en résulte une augmentation du courant I dans le circuit d'où, une augmentation de la tension aux bornes de la résistance de charge R_C .

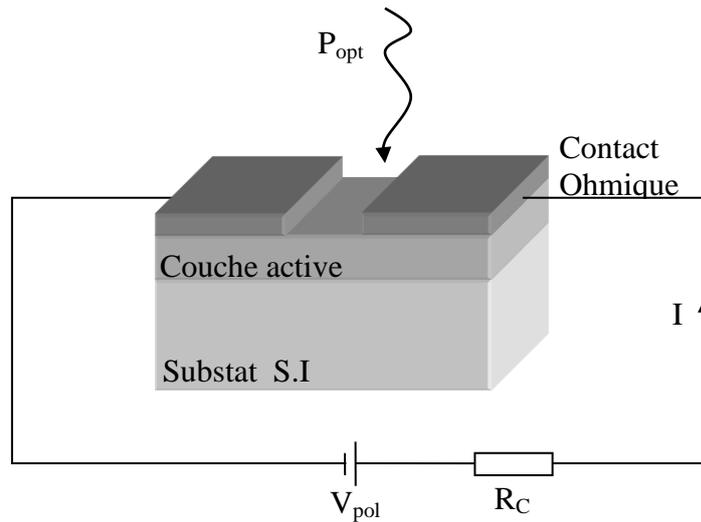


Figure I.66 : Structure d'un photoconducteur dans son circuit de charge.

Dans les matériaux semiconducteurs, la mobilité des électrons est en général beaucoup plus grande que celle des trous. Ainsi, l'électron est collecté par l'un des contacts ohmiques beaucoup plus rapidement que le trou, laissant place à une charge positive nette dans le barreau semiconducteur. Pour la neutraliser, un deuxième électron est mis dans la couche active par le second contact ohmique. Ce processus dure tant que le trou n'est pas collecté ou ne s'est pas recombinaison au sein du semiconducteur. La durée de vie de la paire électron-trou est alors régie par les mécanismes de piégeages propres au matériau. Ce paramètre affecte de manière fondamentale la grandeur caractéristique principale du photoconducteur, à savoir son gain. Ce gain est donné comme étant le rapport entre la durée de vie τ_v des paires électron-trou au temps de transit τ_t des porteurs et s'exprime par la relation suivante [12], [13] :

$$G = \frac{\tau_v}{\tau_t} \quad (\text{I.31})$$

G dépend donc de la nature du matériau et de sa géométrie puisque la mobilité des porteurs et la distance inter électrode affectent le temps de transit τ_t tandis que la nature des pièges [14] intervient directement sur la durée de vie τ_v .

Le temps de transit des électrons étant généralement beaucoup plus faible que leur durée de vie, le gain de photoconductivité peut être très supérieur à 1. Des gains compris entre 10^5 et 10^6 sur matériau GaAs ont déjà été mesurés [15].

La durée de vie des porteurs conditionne aussi le comportement en fréquence du photoconducteur. Soumis à des signaux optiques modulés et dans l'hypothèse d'un mécanisme de recombinaison obéissant à une loi de Poisson, le photoconducteur présente un gain dynamique à la fréquence f qui s'exprime par la relation suivante [16] :

$$G(f) = \frac{\tau_v}{\tau_t} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f \tau_v)^2}} \quad (\text{I.32})$$

La fréquence de coupure du composant $f_c = \frac{1}{2\pi\tau_v}$ est directement liée à la durée de vie des paires électron-trou. Ainsi toute augmentation de la bande passante du photoconducteur, obtenue en diminuant la durée de vie des paires électron-trou, se fera au détriment du gain du photoconducteur, pour un matériau et une structure donnée.

I.4.2. La photodiode PN :

C'est une jonction PN soumise à une tension de polarisation inverse ce qui provoque une extension de la zone de charge d'espace (ZCE) où le champ électrique est élevé. Elle est schématisée sur la figure I.7 avec son diagramme de bande à l'équilibre. Le comportement des porteurs photocréés diffère selon le lieu où ils ont été photogénérés [3], [11].

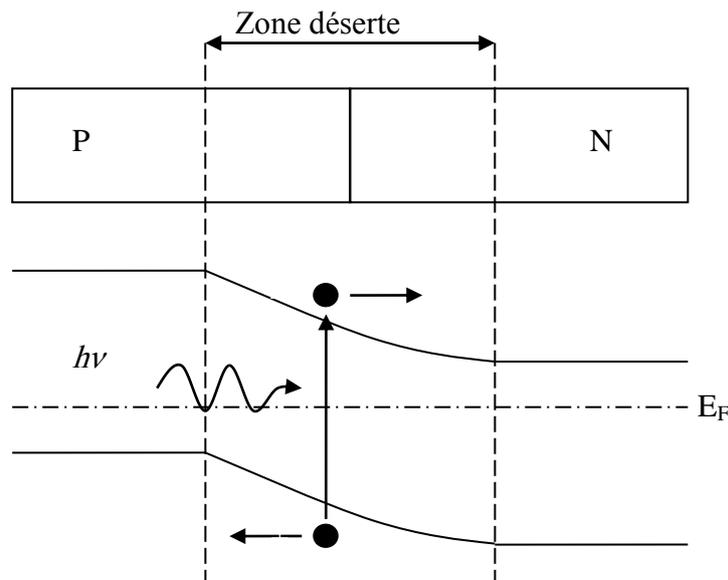


Figure I.77 : Représentation schématique de la photodiode PN et son diagramme d'énergie à l'équilibre.

Si les porteurs se trouvent dans la ZCE, le champ électrique les sépare. Le trou est propulsé vers la région de type P, tandis que l'électron est propulsé vers la région de type N. Ils donnent ainsi naissance à un photocourant de génération.

S'ils se trouvent dans les zones neutres N et P, les porteurs minoritaires diffusent. Si leur durée de vie est suffisante, ils traversent les zones neutres et sont accélérés par le champ électrique ; ils sont alors propulsés vers la région où ils deviennent majoritaires. Ces porteurs contribuent à l'existence d'un photocourant de diffusion.

Ces deux courants s'ajoutent pour créer le photocourant I_{ph} qui contribue au courant inverse de la diode.

Les limitations de cette photodiode sont de deux types :

- Diffusion des porteurs minoritaires qui, lorsqu'elle a lieu, s'accompagne d'une réduction en régime dynamique du temps de réponse de la photodiode.
- Rendement quantique faible, lié à l'épaisseur de la zone déserte, insuffisante pour absorber la majorité du faisceau optique.

Pour remédier à ces limitations la photodiode PIN a été développée.

I.4.3. La photodiode PIN :

Le dispositif est illustré sur la figure I.8. Il s'agit d'une photodiode PN dans laquelle on fait croître une couche semiconductrice N.I.D (Non Intentionnellement Dopée) entre deux couches fortement dopées P^+ et N^+ afin d'augmenter l'épaisseur de la zone déserte sans modifier la tension de polarisation. Cette couche N.I.D permet le fonctionnement aux grandes longueurs d'onde, pour lesquelles la lumière pénètre plus profondément dans le matériau semiconducteur. Nous obtenons ainsi une structure PIN, dans laquelle l'absorption de la lumière se fait dans la zone déplétée.

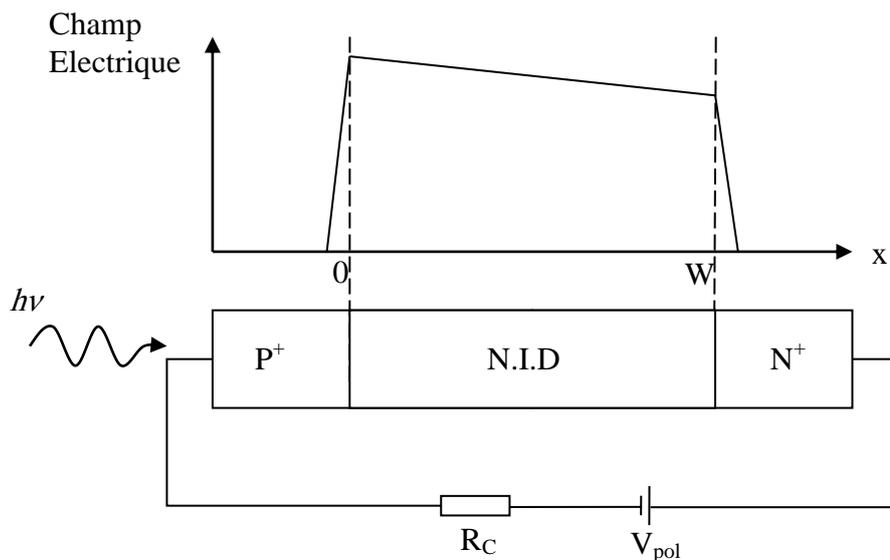


Figure I.88 : Photodiode PIN et carte du champ électrique correspondant en polarisation inverse.

Le principe de fonctionnement de ce détecteur [3] est le même que celui de la photodiode PN. Polarisée en inverse, la couche N.I.D est totalement déplétée et convertie en signal électrique la majorité du signal optique incident. La valeur du champ électrique est pratiquement constante dans la zone N.I.D. L'éclairement de la photodiode peut se faire côté épitaxie comme il peut se faire côté substrat. La couche P⁺ peut être absorbante comme elle peut être transparente.

I.4.4. La photodiode à avalanche :

Les signaux optiques arrivant au récepteur sont souvent faibles et le signal électrique délivré par la photodiode requiert souvent une amplification. Le rôle de la photodiode à avalanche [3] est d'obtenir une amplification interne du photocourant. Cette amplification est possible grâce à une région supplémentaire créée par rapport à la photodiode PIN appelée zone de gain comme illustré sur la figure I.9 dans laquelle règne un champ électrique intense (supérieur à 10^5 V.cm^{-1}).

Ainsi, les porteurs générés dans la zone d'absorption et qui atteignent cette région de gain, peuvent acquérir une énergie suffisante pour amorcer le phénomène d'avalanche c'est-à-dire, sous l'action du champ intense dans cette zone, les porteurs libres acquièrent suffisamment d'énergie pour créer par ionisation par chocs de nouvelles paires électron-trou. Ces porteurs sont à leur tour accélérés et peuvent créer d'autres paires et ainsi de suite. C'est ce processus cumulatif de la multiplication des porteurs que l'on désigne par avalanche.

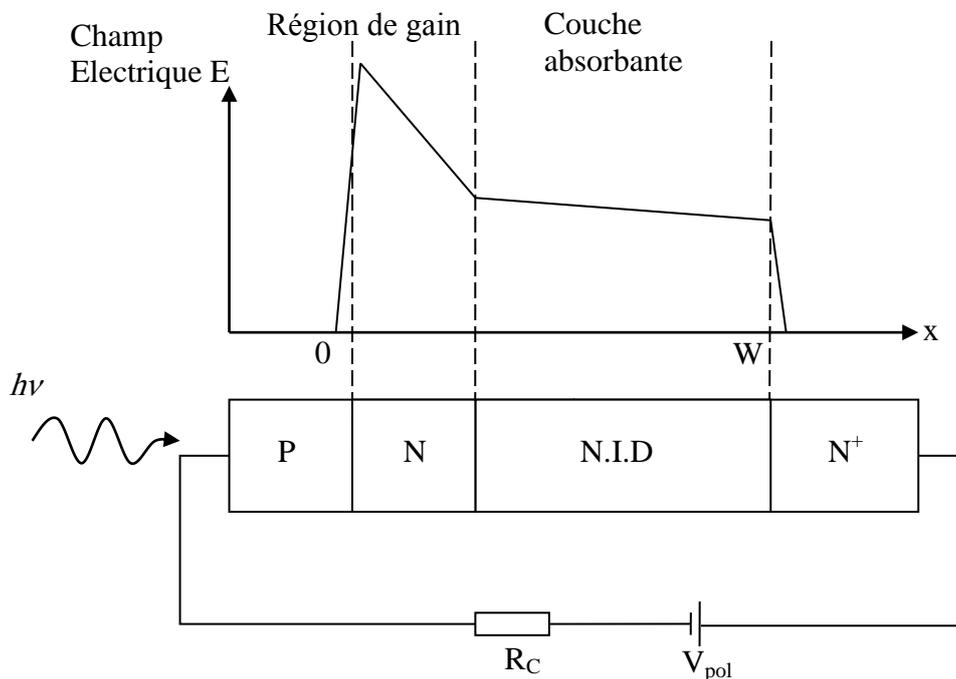


Figure I.99 : Photodiode à avalanche et distribution du champ électrique montrant la région du gain.

Il y a donc amplification du courant primaire circulant à champ faible. Le paramètre caractéristique particulier à la photodiode à avalanche est son coefficient de multiplication :

$$M = \frac{I}{I_{ph}} \quad (\text{I.33})$$

où I est le courant total en régime d'avalanche et I_{ph} le courant primaire avant avalanche. Ce coefficient de multiplication peut atteindre 10^4 ce qui permet à la photodiode de détecter de faibles signaux. Cependant, sa difficulté de réalisation technologique (contrôle précis des dopages et des dépôts lors de l'épitaxie), la nécessité de tension d'avalanche élevée rendant ces détecteurs incompatibles à un fonctionnement en électronique intégrée, un bruit important lié à la zone de gain, constituent toutefois les inconvénients de ce composant. C'est pourquoi, dans les systèmes de télécommunications par fibre optiques modernes, la photodiode à avalanche tend à être abandonnée au profit des amplificateurs à fibres dopées Erbium [17].

I.4.5. Le photodétecteur Métal-Semiconducteur-Métal (MSM) :

Pour un photoconducteur, la liaison avec le circuit extérieur résulte du dépôt de contact ohmique sur une couche active, alors que dans le cas d'une photodiode MSM [11], elle est réalisée par dépôt de contacts Schottky. La structure du MSM est souvent de type interdigitée, ce qui nous ramène à dire que c'est une structure constituée de plusieurs contacts Schottky espacés par une distance égale comme illustré sur la figure I.10. Cette configuration augmente la surface photosensible sans pour autant en modifier le comportement en régime dynamique. Aussi, cette structure plane, de réalisation technologique compatible avec celle d'un transistor à effet de champ, alliée à une bande passante élevée, en font un composant de choix pour les circuits intégrés optoélectroniques en gamme millimétriques. Cependant, l'une des limitations les plus communes de la photodiode MSM interdigitée reste l'effet de masquage que produisent les électrodes sur son coefficient de réponse [18]. Pour y remédier, plusieurs solutions ont été étudiées, telles que la conception de contact semi transparent [19], l'utilisation d'une technique d'éclairage par le dessous [20] ou encore l'intégration de la photodiode à un guide optique [21]. Ce composant faisant l'objet de notre étude sera traité plus en détails dans les chapitres suivants.

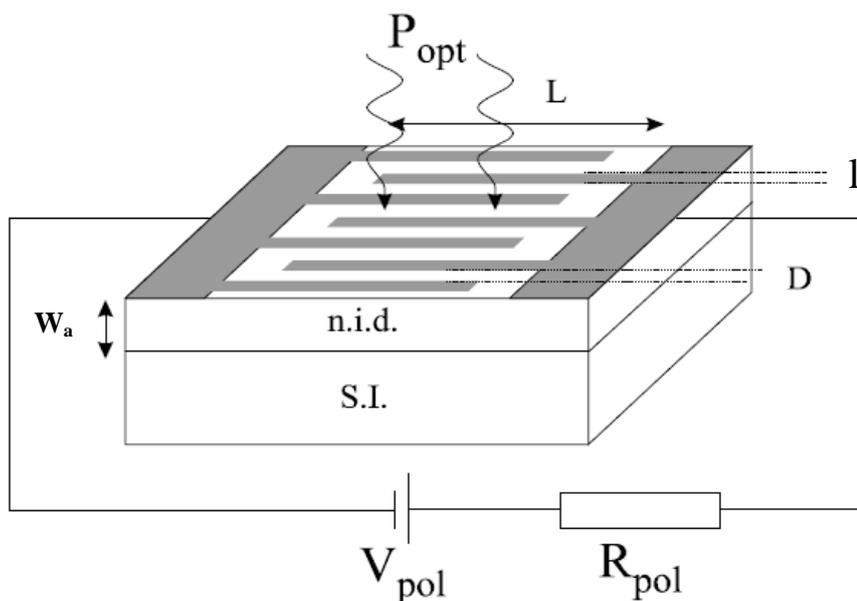


Figure I.1010 : Représentation schématique d'un MSM interdigité.

I.4.6. Le phototransistor :

Ce dispositif possède à la fois la fonction de photodétection et celle d'amplification, qui sont intégrées de façon monolithique [22]. Deux modes opératoires peuvent toutefois être mis en évidence: mode diode (pour la photodétection) et mode transistor (pour l'amplification). Le premier est obtenu en court-circuitant la base et l'émetteur, alors que le second est polarisé comme un transistor avec une polarisation collecteur-émetteur en direct, et un courant de polarisation injecté dans la base.

Ainsi, les phototransistors sont des transistors bipolaires dont la base est sensible au rayonnement lumineux (figure I.11); la base est alors dite flottante puisqu'elle est dépourvue de connexion. Lorsque la base n'est pas éclairée, le transistor est parcouru par un courant de fuite I_{CE0} . L'éclairement de la base conduit à un photocourant I_{ph} que l'on peut nommer courant de commande du transistor. Celui-ci apparaît dans la jonction collecteur-base sous la forme :

$$I_C = \beta \cdot I_{ph} + I_{CE0} \quad (I.34)$$

Le courant d'éclairement du phototransistor est donc le photocourant de la photodiode collecteur-base multiplié par le gain β du transistor. Sa réaction photosensible est donc nettement plus élevée que celle d'une photodiode (de 100 à 400 fois plus). Par contre le courant d'obscurité est plus important.

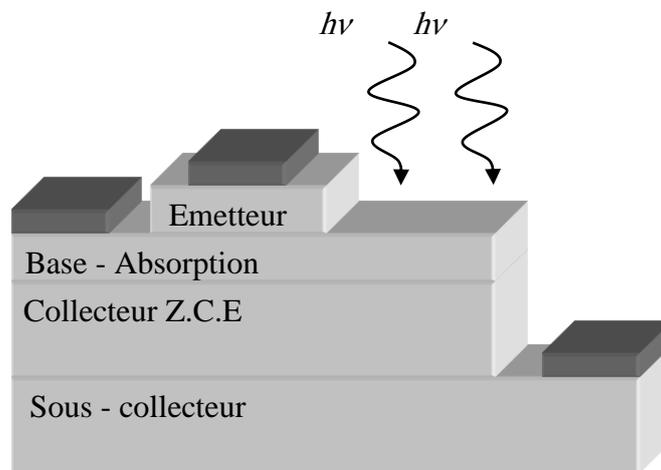


Figure I.1111 : Structure d'un phototransistor à éclairage vertical.

La différence de gain entre les deux modes détermine le gain optique du phototransistor. Le phototransistor offre ainsi un courant électrique de sortie élevé avec une sensibilité amplifiée par l'effet de transistor [23]. L'avantage du phototransistor est lié, d'une part à la possibilité d'intégration, et d'autre part, à la fonction du mélangeur opto-électrique [24], [25]. Cela explique ses tentatives applications dans des réseaux radio sur fibre [26], [27].

I.4.7. La photodiode UTC :

La photodiode à transport unipolaire UTC (Uni-Travelling Carrier) est un composant récemment développé par le laboratoire NTT (Nippon Telegraph and Telephone Corporation). Sa structure est basée sur le principe de séparation de la zone d'absorption de la zone de charge d'espace (figure I.12). Ainsi, parmi les porteurs photo générés par l'impulsion optique

dans la couche d'absorption dopée P, seuls les électrons diffusent et sont entraînés dans la zone de charge d'espace, par contre les trous, charges majoritaires, restent dans cette zone d'absorption et ne participent pas dans le temps de transit. De plus, grâce à la mobilité élevée et la vitesse très élevée des électrons dans le collecteur, le phénomène de saturation, lié à l'effet de charge d'espace à forte injection, se produit à une densité de courant de saturation plus élevée. Par conséquent, la photodiode UTC offre de meilleures performances en rapidité et en tenue en puissance que la photodiode PIN classique [28].

La représentation de la photodiode UTC étant semblable à celle d'un transistor bipolaire à hétérojonction, on appelle la zone d'absorption « base » et la zone de champ « collecteur ». De ce fait, l'établissement du courant de trous se fait dans un temps proche du temps de relaxation diélectrique, inférieur à 100 fs pour un dopage $P = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$, tandis que les électrons diffusent dans la base puis sont accélérés sous l'action du champ électrique de jonction et de polarisation dans le collecteur. Dans le cas où l'on a une épaisseur de base égale à celle du collecteur, la limitation sur les performances fréquentielles est principalement limitée par le phénomène de diffusion des électrons dans la base.

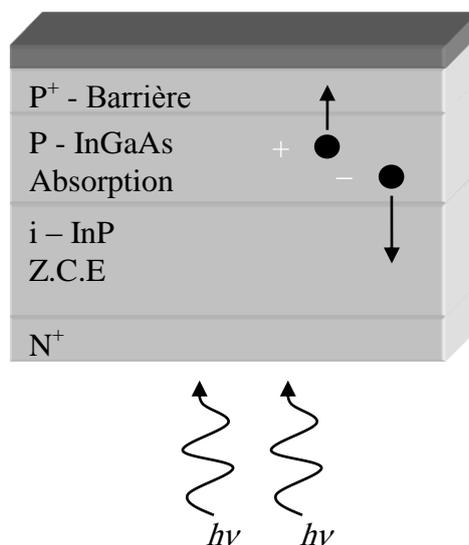


Figure I.1212 : Structure d'une photodiode UTC à éclairage vertical (par le bas).

Ces avantages permettent d'envisager l'utilisation de ce type de photodiode dans une détection directe de la lumière sans avoir besoin d'un amplificateur du signal électrique, l'amplification étant assurée en optique [29]. Cela permet d'éliminer les circuits pré et post-amplificateur qui sont plus difficiles à obtenir notamment lorsque la fréquence devient très élevée ($> 40 \text{ GHz}$). De plus, la bande passante de la photodiode UTC peut atteindre une valeur très élevée, supérieure à 300 GHz [30]. Cependant, un compromis existe entre la sensibilité et la bande passante de la photodiode UTC. Afin d'augmenter la sensibilité tout en conservant la rapidité, une solution consiste à envoyer la lumière incidente avec une puissance optique élevée sur le dispositif. Un amplificateur optique de type EDFA (amplificateur de fibre optique dopée à l'erbium en anglais Erbium-Doped Fiber Amplifier) est donc généralement utilisé à cet effet, comme il a été constaté dans la plupart des applications UTC [31], [32], [33].

I.5. Exigences et qualités principales des photodétecteurs :

Les performances d'un système de communication à liaison optique de type numérique ou de type optique/radiofréquence dépendent en partie de celles du photodétecteur utilisé. Ce composant constitue un élément clé, il intervient grâce à la puissance de seuil qu'il peut détecter et au bruit qu'il introduit. Pour cela, la conception d'un tel composant est soumise à des contraintes sévères. Les principaux critères dont il faut tenir compte sont [2]:

- Bon coefficient de réponse à la longueur d'onde de fonctionnement (autour de 0.85, 1.3 et 155 μm) : il s'agit de concevoir des photodétecteurs qui puissent fournir un fort courant électrique pour une puissance optique donnée. Cela signifie que le rendement quantique, donc la sensibilité, doit être élevée.
- Bande passante convenable : pour pouvoir augmenter le débit des informations, il est indispensable de réaliser des composants larges bandes, avec des temps de réponse très réduits.
- Un bruit minimum : le bruit introduit par le photodétecteur doit être faible. Le courant d'obscurité doit être négligeable par rapport au photocourant.
- Reconstruire le signal original avec la plus grande fidélité : si on injecte dans le composant de fortes puissances optiques, les charges photocréées s'accumulent et saturent le photodétecteur. Afin de garder un comportement linéaire, ce problème doit être pris en compte.
- Offrir un bon couplage avec la fibre : à très haut débit, les photodétecteurs ont des tailles très réduites par rapport à la taille du mode de la fibre. Ainsi se pose le problème de couplage fibre/composant. En effet, il devient de plus en plus difficile d'assurer une bonne mise en boîtier.
- Stabilité des performances et fiabilité : les performances du photodétecteur doivent rester stables au cours du temps et stable en température. Il doit pouvoir fonctionner durant plusieurs années.
- Mise en œuvre et coût : le photodétecteur doit être facile à mettre en œuvre et les coûts de l'ensemble du photorécepteur, pas seulement de la photodiode, doivent être faibles, dans le cas de systèmes à grande échelle ou d'applications grand public. Le fibrage des photodiodes rapides représente notamment une grande part du coût, car leur petite taille nécessite une mécanique de précision, associée à un alignement dynamique. En effet, leurs tolérances de positionnement à -1dB ne s'élève guère à plus de $\pm 0.6 \mu\text{m}$. La réduction des coûts, passe donc par l'utilisation d'une méthode d'alignement passif, requérant des composants dont les tolérances de positionnement à -1 dB sont compatibles avec des applications grand public [33].

I.6. Comparaison entre structures photoconductrices :

Après avoir exposé les différents types de photodétecteurs et les caractéristiques déterminant leurs performances, il semble intéressant de donner une comparaison entre eux. Dans ce but, nous avons regroupé dans le tableau I.2 une comparaison des différentes

caractéristiques des principaux photodétecteurs. On peut dire que le photodétecteur APD a une bonne sensibilité, cependant il est difficile de fabriquer un dispositif de qualité à cause de sa structure compliquée [34]. Les photodiodes PIN et APD ont un avantage en termes de coefficient de réponse et sont largement utilisées dans les systèmes courant ce qui n'est pas vrai pour les photodétecteurs MSM bien qu'ils aient une structure plus simple et sont plus facile à fabriquer. La capacité est un facteur limitant la bande passante des photodétecteurs à travers la constante de temps RC. La faible capacité du photodétecteur MSM reste particulièrement attractive pour les applications ultra-rapides [34].

| Type de photodétecteur | Photoconducteur GaInAs | MSM AlInAs/GaInAs | PIN GaInAs | APD Photodiode à avalanche |
|---|------------------------|-------------------|------------|----------------------------|
| Facilité de fabrication | *** | ** | *** | * |
| Facilité d'intégration | *** | *** | ** | * |
| Bruit à faible débit (<1Gb/s) | **** | ** | *** | ** |
| Bruit à fort débit (>1Gb/s) | ** | *** | *** | **** |
| Rapidité | ** | *** | **** | *** |
| Fiabilité | *** | *** | **** | *** |
| Courant d'obscurité | * | **** | **** | ** |
| Capacité de jonction | *** | **** | ** | ** |
| Coût potentiel | *** | *** | *** | * |
| Maturité technologique | * | ** | **** | ** |

**** : Très bon *** : Bon ** : Moyen * : Médiocre

Tableau I.22 : Tableau comparatif entre différents photodétecteurs [17].

I.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes de base de la photodétection. Les différents types de photodétecteurs sont exposés afin d'avoir une idée claire sur leur structure et fonctionnement. Aussi, une brève comparaison est présentée pour mettre en évidence les caractéristiques de chacun. Pour les applications micro-ondes, les photodétecteurs les mieux adaptés compte tenu des valeurs de fréquence de coupure semblent être la photodiode PIN et le photodétecteur MSM [3]. Ce dernier de par sa structure planaire, présente de plus, un avantage certain pour l'intégration monolithique, dans les chapitres suivant nous allons l'étudier plus particulièrement en détail.

I.8. Bibliographie :

- [01]- M. LI, "Metal-Semiconductor-Metal Photodetectors", Thèse de Doctorat en philosophie, présentée à l'Université de New York à Buffalo, Janvier 2006.
- [02]- Z. Sidi Ali MEBAREK, "Télécommunications Optiques, Sources, Fibres et Détecteurs", Office des Publications Universitaire (O.P.U); Algérie, 2001. ISBN : 9961.0.0497.3.
- [03]- I.S. ASHOUR, "Etude de photodétecteurs Metal-Semiconducteur-Metal pour les applications micro-ondes", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 25 Novembre 1994.
- [04]- J.P. GOUY, "Etude comparative de la photodiode PIN de la photodiode à avalanche et du photoconducteur sur matériaux III-V", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 05 juillet 1989.
- [05]- D. DECOSTER, J. HARARI, "Détecteurs optoélectroniques (Traité EGEM, série optoélectronique)", Ed. Hermès Science Publications, Lavoisier, Paris, 2002.
- [06]- J. WILSON, J.F.B. HAWKES, "Optoelectronics: an introduction", Ed. Prentice-Hall, London, 1983.
- [07]- J. VAN DE CASTEELE, "Etude et réalisation de transducteurs opto-hyperfréquences sur matériaux III-V", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 02 Octobre 1996.
- [08]- P.N.J. DENNIS, "Photodetectors", Ed. Plenum Press, New York, 1986.
- [09]- E.R. PEREDO PEREZ, "Etude comparative de liaisons opto-hyperfréquences dans la bande de 2 GHz pour la transmission de signaux analogiques", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 05 Juillet 1994.
- [10]- P. BHATTACHARYA, "Semiconductor Optoelectronic Devices", 2nd Ed., Prentice-Hall, New Jersey, 1997.
- [11]- F. JOURNET, "Modélisation de photodiodes PIN pour un Fonctionnement en Hyperfréquence sous forte puissance", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 27 Mars 1996.
- [12]- H. MATHIEU, "Physique des Semiconducteurs et des Composants Electroniques", Ed. Masson, Paris, 1987.
- [13]- J.C. GAMMEL, G.M. METZE and G. BALLANTYNE, "A photoconductive detector for high-speed fiber communication", Electron Devices, IEEE Transactions, vol. ED 28, Issue 7, pp. 841-849, 1981.
- [14]- H. BENEKING, "On the response behaviour of fast photoconductive optical planar and coaxial semiconductors detectors", IEEE trans. Electron Devices, vol. ED-29, pp. 1431-1441, 1982.

- [15]- J.P. VILCOT, D. DECOSTER, L. RACZY, M. CONSTANT, "Noise and dynamical gain studies of GaAs photoconductive detectors", *Electr. Lett.*, vol. 20, n° 2, 1984.
- [16]- S.M. SZE, "Physics of Semiconductor Devices", 2nd Ed., John Wiley & Sons, New York, 1981.
- [17]- O. RABII, "Etude de photodétecteurs PIN-Guide et MSM intégré à un guide optique pour des applications en ondes Millimétriques", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 12 Décembre 1995.
- [18]- J.B.D. SOOL, H. SCHUMACHER, "InGaAs Metal-Semiconductor-Metal photodetectors for long wavelength optical communications", *IEEE Journal of quantum Electron.* vol. 27, pp. 737-752, 1991.
- [19]- S. ABOULHOUDA, "Contribution à l'étude de photodétecteurs rapides - Application aux photorécepteurs résonants micro-ondes", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 30 Mai 1990.
- [20]- I.S. ACHOUR, H. EL KADI, K. SHERIF, J.P. VILCOT, D. DECOSTER, "Cutoff frequency and responsivity limitation of AlInAs/GaInAs MSM PD using a two dimensional bipolar physical model" *IEEE Trans. On Electron. Devices*, vol. 42, n° 2, February 1995.
- [21]- J.C. CAMPBELL, K. OGAWA, "Heterojunction phototransistors for long-wavelength optical receivers", *Journal of Applied Physics*, vol. 53, n° 2, pp. 1203-1208, 1982.
- [22]- H. KAMITSUNA, Y. MATSUOKA, S. YAMAHATA, N. SHIGEKAWA, "Ultrahigh-speed InP/InGaAs DHPTs for OEMMICs", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, n° 10, pp. 1921-1925, 2001.
- [23]- M. MULLER, M. RIET, C. FORTIN, S. WITHITSOONTHORN, J. D'ORGEVAL, C. GONZALEZ, "Millimetrewave InP/InGaAs photo-HBT and its application to a double -stage cascode optoelectronic mixer", *International Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP'02*, pp. 345-348, 2002.
- [24]- Y. BETSER, J. LASRI, V. SIDOROV, S. COHEN, D. RITTER, M. ORENTSTEIN, G. EISENSTEIN, A.J. SEEDS, A. MADJAR, "An integrated heterojunction bipolar transistor cascode opto-electronic mixer", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n° 7, pp. 1358-1364, 1999.
- [25]- M. MULLER, S. WITHITSOONTHORN, M. RIET, J.L. BENCHIMOL, C. GONZALEZ, "Millimeter-wave InP/InGaAs photo-HBT and its application to optoelectronic integrated circuits", *IEICE Transactions on Electronics*, Vol. E86-C, n° 7, pp. 1299-1310, 2003.
- [26]- C. GONZALEZ, M. MULLER, J.L. BENCHIMOL, M. RIET, P. JAFFRE, P. LEGAUD, "HBT Phototransistor for remote upconversion in hybrid fibre radio distribution systems", *European Conference on Optical Communication, ECOC'00*, pp.103-104, 2000.

- [27]- S. WITHITSOONTHORN, "Photodiode UTC et oscillateur différentiel commande en tension à base de TBdH InP pour récupération d'horloge dans un réseau de transmission optique à très haut débit", Thèse de Doctorat de l'Université Paris 6, Spécialité : Electronique, 4 Juin 2004.
- [28]- Y. MATSUOKA, T. ISHIBASHI, "High-speed optical devices for 40 Gbit/s optical receivers", Optical Fiber Communication Conference, OFC'00, vol. 1, pp. 251-253, 2000.
- [29]- H. ITO, T. FURATA, S. KODAMA, T. ISHIBISHI, "InP/InGaAs uni-travelling-carrier photodiode with 310 GHz bandwidth", Electronics Letters, vol. 36, n° 21, pp. 1809-1810, 2000.
- [30]- M. YONEYAMA, Y. MIYAMOTO, T. OTSUJI, H. TOBA, Y. YAMANE, T. ISHIBASHI, H. MIYAZAWA, "Fully electrical 40-Gb/s TDM system prototype based on InP HEMT digital IC technologies", Journal of Lightwave Technology, vol. 18, n° 1, pp. 34-43, 2000.
- [31]- K. MURATA, T. ENOKI, Y. YAMANE, E. SANO, "High speed optical fiber communication ICs based on InP HEMT", IEEE International Conference On Indium Phosphide and Related Materials, IPRM'01, pp. 610-613, 2001.
- [32]- Y. MIYAMOTO, M. YONEYAMA, K. HAGIMOTO, T. ISHIBASHI, N. SHIMIZU, "40 Gbit/s high sensitivity optical receiver with uni-travelling-carrier photodiode acting as decision IC driver", Electronics Letters, vol. 34, n° 2, pp. 214-215, 1998.
- [33]- S. DEMIGUEL, "Photodiodes Rapides à Adaptateur de Mode Intégré pour Les Liaisons Optiques/Radiofréquences à 60GHz et Les Transmissions Numériques à 40Gb/S", Thèse de Doctorat de l'Université de ROUEN, Spécialité : Optoélectronique, 26 Octobre 2001.
- [34]- J. KIM, "High-performance MSM photodetectors and optical receiver for optical communication", Thèse de Doctorat en philosophie, Spécialité : Electronique, Université de Maryland, États-Unis, 2001.

CHAPITRE II

LE PHOTODÉTECTEUR MÉTAL-SEMICONDUCTEUR-MÉTAL

CHAPITRE II

LE PHOTODETECTEUR

MÉTAL-SEMICONDUCTEUR-MÉTAL

II.1. Introduction:

Les photodiodes Métal-Semiconducteur-Métal (MSM) tiennent une place à part parmi les photodétecteurs à base de matériaux semiconducteurs. Ils ont une structure planaire dont la technologie est simple, facile à intégrer et dont le coût de fabrication est relativement faible [1], ils sont connus pour avoir une faible capacité liée à leur structure planaire, leur permettant des performances ultra rapides [2].

La première structure du photodétecteur MSM constitué de deux jonctions Métal-Semiconducteur montées en tête-bêche fut entreprise par S.M. Sze en 1971 [3], où le courant de transport pour une structure MSM à une seule dimension a été étudié théoriquement. Le photodétecteur MSM a été présenté en 1979 par T. Sugeta et al. [4], [5]. La vitesse de réponse du MSM a été démontrée, rendant satisfaisantes les conditions nécessaires pour l'intégration monolithique [6]. En 1988, la limite du temps de transit a été reportée pour une photodiode MSM sur GaAs ayant des largeurs de doigts de 0.75 μm et un espacement entre doigts de 0.5 μm [7]. Le concept de l'ajout d'une fine couche de matériaux à fort gap entre le métal et le semiconducteur (contact Schottky) a introduit une hauteur de barrière favorable, ce qui a permis de réduire le courant d'obscurité [8], [9], et la plupart des travaux récents ont intégré cette couche. En 1992, des MSM ayant des largeurs et espacement entre doigts de 25 nm ont été obtenus, atteignant une bande passante de 510 GHz sur GaAs basse température [10]. Soole et al. ont étudié les variations des paramètres de transport avec différents espacements de doigts et épaisseurs de la couche active [11]. Le développement de la technologie a permis de réaliser des composants plus rapides et plus efficaces. La conception de MSM sur Silicium pour la détection d'impulsion ultra rapide à 840 nm a été démontrée pour une largeur à mi-hauteur (FWHM) de 3.5 ps [12]. En définitif, beaucoup de travaux ont été abordés sur le photodétecteur MSM visant à améliorer sa rapidité, son rendement quantique, sa bande passante, son utilisation dans le domaine hyperfréquence, etc. et cela en utilisant des structures encore plus petites, de nouveaux matériaux, etc.

Dans ce chapitre, nous allons étudier ce dispositif en présentant sa structure et son mode de fonctionnement, en mettant en évidence les variations dans les diagrammes de bande d'énergie, l'allure des champs électriques, par rapport aux tensions appliquées, puis nous envisagerons les différentes caractéristiques, c'est-à-dire le courant d'obscurité, le coefficient de réponse, le photocourant et son comportement dynamique défini par la capacité, les résistances d'accès et le temps de transit des porteurs. Des simulations par logiciel MATLAB sont faites pour voir l'évolution du courant d'obscurité, ainsi que les variations des capacités et des fréquences de coupures des photodétecteurs MSM en fonction des différents paramètres géométriques.

II.2. Contact Schottky (Structure MS):

Une jonction métal semiconducteur appelée aussi structure MS peut être réalisée simplement en déposant une couche métallique à la surface d'un cristal semiconducteur (figure II.1).

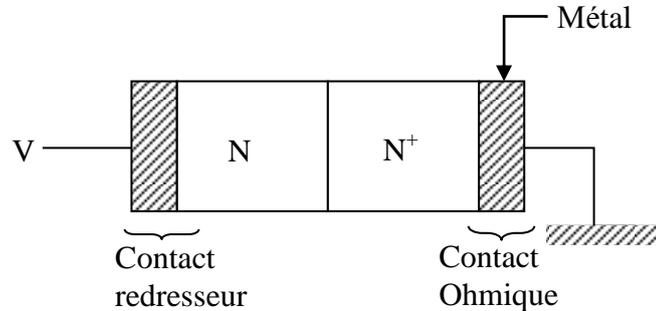


Figure II.11 : Structure Métal Semiconducteur (contact redresseur et Ohmique).

Suivant le niveau de dopage du Semiconducteur, la caractéristique courant-tension de la structure MS peut être redresseuse ou Ohmique [13].

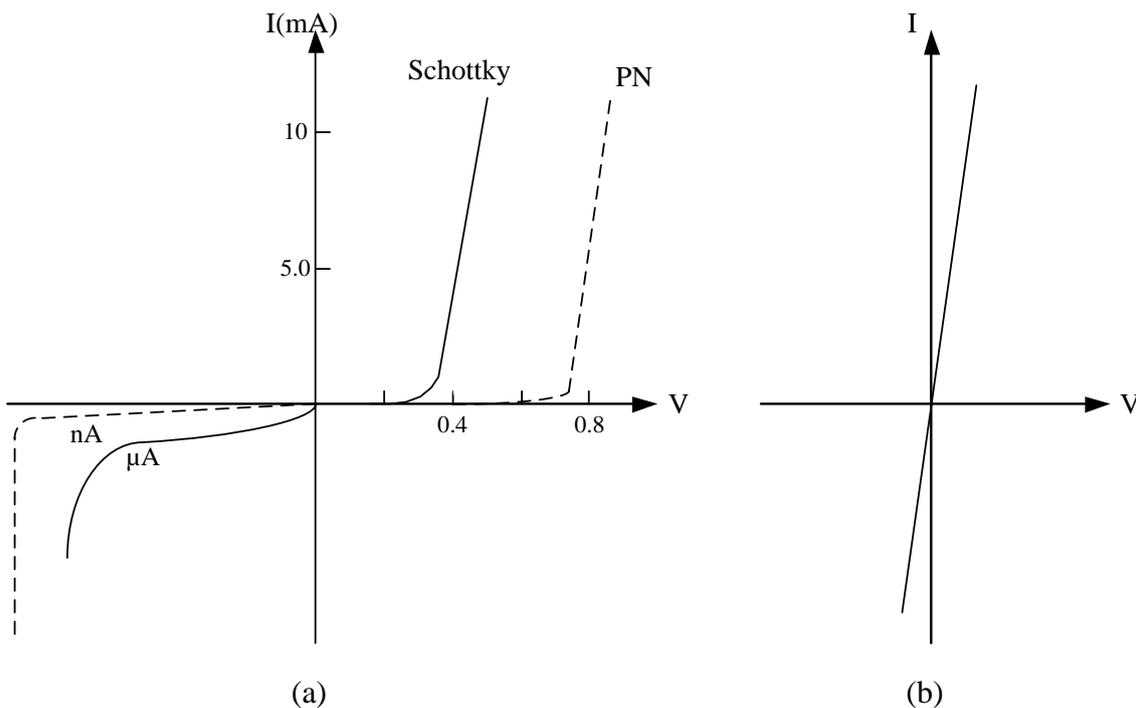


Figure II.22 : Caractéristique I(V) d'un contact redresseur et d'un contact Ohmique.

- a- Si le dopage du semiconducteur est inférieur à 10^{17} cm^{-3} , la structure est redresseuse (figure II.2.a), on a affaire à une jonction Schottky caractérisée par :
- Une chute de tension en directe plus faible que pour une jonction PN (typiquement 0.4 V au lieu de 0.7 V).
 - Un courant inverse plus grand et plus sensible que pour une jonction PN.
 - Une tension d'avalanche plus basse que pour une jonction PN avec un coude moins franc.

- b- Si le dopage est supérieur à 10^{18} cm^{-3} , la caractéristique est très pointue (figure II.2.b) et peut être approximée par une droite au voisinage de l'origine. On a affaire à un contact Ohmique.

Dans notre étude, nous allons présenter la structure Schottky qui est la base même de la structure du photodétecteur Métal-Semiconducteur-Métal et nous nous limiterons au cas du semiconducteur de type N, correspond aux structures que nous allons étudiées. Ainsi pour comprendre son fonctionnement nous allons établir l'existence d'une barrière de potentiel entre le métal et le semiconducteur et décrire les mécanismes qui permettent le franchissement de cette barrière par les porteurs majoritaires du semiconducteur.

II.3. Barrière de potentiel entre le métal et le semiconducteur :

II.3.1. Relation de Schottky :

Sur la figure II.3 sont représentés les structures des niveaux d'énergie d'un métal et d'un semiconducteur de type N lorsqu'ils sont isolés.

Le métal est caractérisé par son travail de sortie $q\phi_M$ ou énergie d'extraction qui est l'énergie minimale nécessaire pour extraire un électron du niveau de Fermi vers le niveau du vide E_0 .

$$q\phi_M = E_0 - E_{FM} \quad (\text{II.1})$$

Par contre les semiconducteurs sont caractérisés par une grandeur appelée affinité électronique $q\chi$ qui est l'énergie nécessaire pour amener un électron situé dans le bas de la bande de conduction vers le niveau du vide E_0 .

$$q\chi = E_0 - E_C \quad (\text{II.2})$$

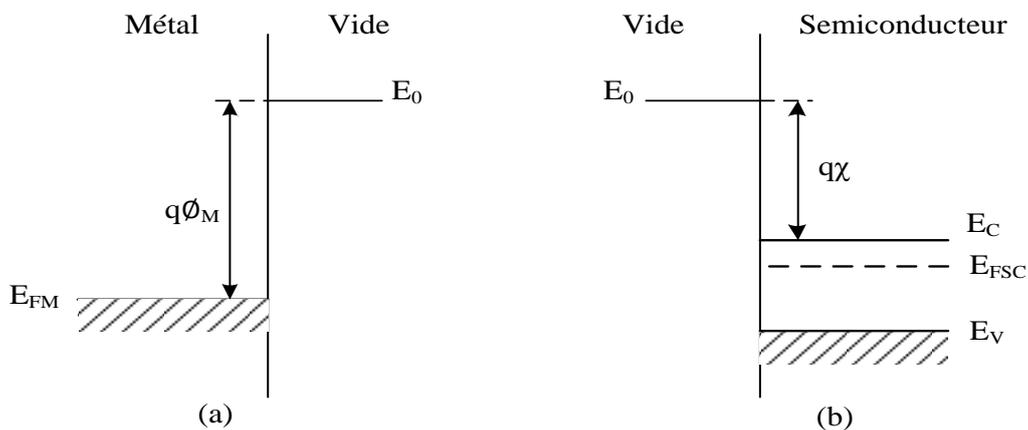


Figure II.33 : Représentation des bandes d'énergies d'un métal et d'un semiconducteur type N par rapport au vide.

Lorsqu'on réalise la jonction entre le métal et le semiconducteur (figure II.4), on observe l'alignement des niveaux de Fermi du semiconducteur (E_{FSC}) et du métal (E_{FM}). Loin de la jonction dans le semiconducteur, E_C , E_V et E_F gardent leurs positions respectives ; le niveau énergétique du vide E_0 à la jonction côté SC et le même que dans le métal. Le raccord continu des niveaux énergétiques dans le semiconducteur fait apparaître une courbure des bandes [13].

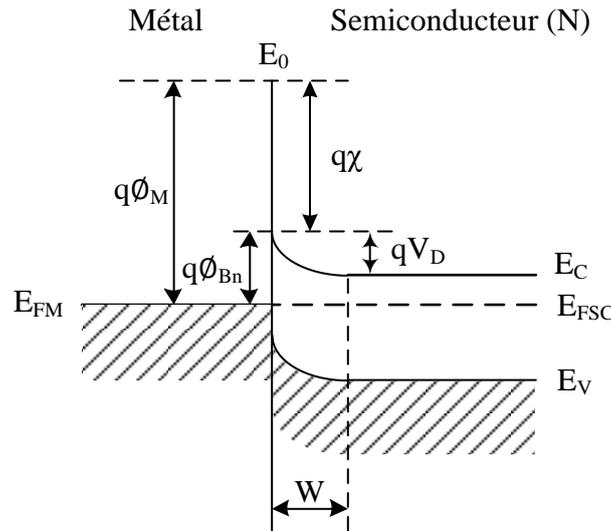


Figure II.44 : Représentation des bandes d'énergies d'une jonction MS non polarisée.

Cette courbure des bandes du semiconducteur encaisse seule la différence entre $q\phi_M$ et $q\chi$. Il apparaît une barrière de potentiel dont la hauteur est donnée par la relation de Schottky :

$$q\phi_{Bn} = q\phi_M - q\chi \tag{II.3}$$

Au voisinage de la jonction, le niveau de Fermi se rapproche de E_V et s'éloigne de E_C . Il y a appauvrissement en électrons du semiconducteur du type N et création d'une zone de charge d'espace (ZCE) de largeur W . Les charges positives du semiconducteur Q_{SC} sont compensées par les charges négatives Q_M à la surface du métal très près de la jonction métallurgique ; ces charges s'étendent du côté semiconducteur sur quelques longueurs de Debye ; pour le métal elle est superficielle.

$$Q_M = -Q_{SC} \tag{II.4}$$

La relation de Schottky montre la dépendance de la hauteur de la barrière $q\phi_{Bn}$ à l'interface vis-à-vis du métal (par $q\phi_M$) et du semiconducteur (par $q\chi$). Une telle dépendance a été vérifiée dans le cas des semiconducteurs ioniques. En revanche les interfaces métal-semiconducteur covalents dont font parties les matériaux III-V comme le GaAs, n'obéissent pas à cette relation car la théorie de Schottky ignore les états d'interface introduisant une charge Q_{SS} .

II.3.2. Prise en compte des états d'interface - "Piégeage" du niveau de Fermi :

Si on reprend le diagramme de bande de la figure II.4 et on introduit :

a- Des états d'interfaces supposés de type donneur, c'est-à-dire qu'ils vont introduire une charge Q_{SS} positive à l'interface. Etant donné que tous les états dont les niveaux sont au-dessus du niveau de Fermi vont être chargés positivement. La relation relative à la compensation des charges dans les deux ZCE devient [14] :

$$Q_M = -(Q_{SS} + Q_{SC}) \tag{II.5}$$

b- Une couche interfaciale diélectrique d'épaisseur δ qui va introduire une différence de potentiel interfaciale Δ égale à [14] :

$$\Delta = \frac{Q_M}{\epsilon_d} \delta \tag{II.6}$$

où ϵ_d est la permittivité de la couche diélectrique.

On remarque que sur le diagramme de bande de la figure II.5 ainsi établi, que la relation de Schottky doit maintenant s'écrire :

$$q\phi_{Bn} = q\phi_M - q\chi - q\Delta \tag{II.7}$$

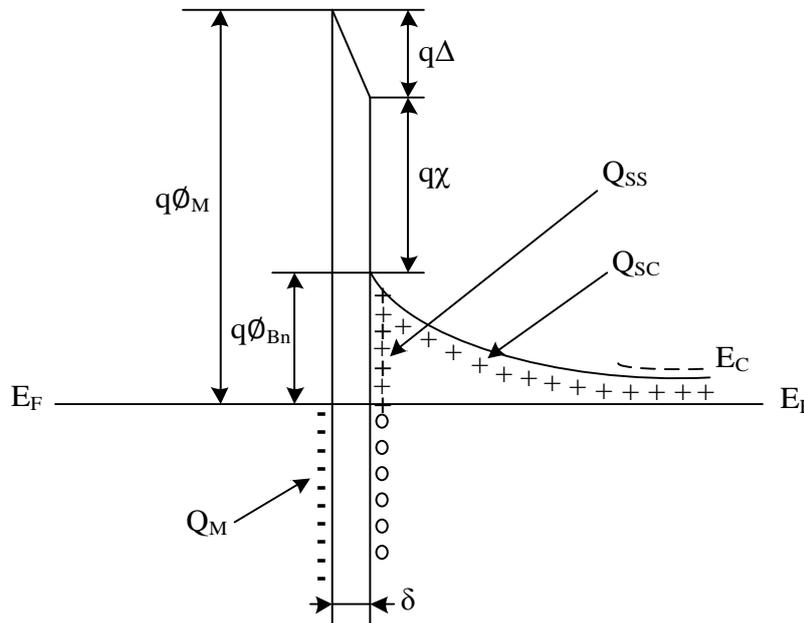
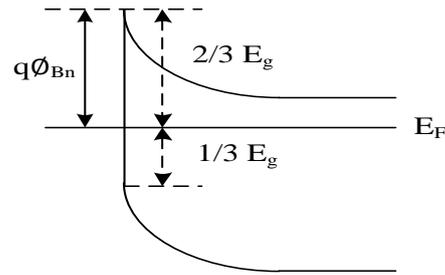


Figure II.55 : Diagramme de bande détaillé du contact Métal Semiconducteur type N avec couche inter faciale [14].

Pour les semiconducteurs covalents comme le Si, Ge et GaAs, il existe une densité importante d'états d'interfaces ayant leur niveau d'énergie dans la bande interdite du semiconducteur. Il en résulte que tout déplacement de E_F à l'interface (par rapport aux bandes du semiconducteur) provoque une variation importante de Q_{SS} (par charge ou décharge d'états d'interface) donc de Q_M et de Δ . En fait, pour ces semiconducteurs, c'est Δ qui encaisse les variations de ϕ_M d'un métal à l'autre et quelque soit le métal, la barrière de potentiel ϕ_{Bn} a, à peu près, la même valeur environ. Donc il y a piégeage du niveau de Fermi et l'expérience montre que ce piégeage s'effectue environ au tiers de la bande interdite à partir du sommet de la bande de valence (figure II.6), on a donc [13] :

$$\phi_{Bn} \approx \frac{2}{3} E_g \tag{II.8}$$

Figure II.66 : Barrière de potentiel ϕ_{Bn} d'une structure MS (Semiconducteur covalent).



II.3.3. Potentiel de diffusion :

On peut voir sur la figure II.4 que les électrons du semiconducteur qui veulent passer dans le métal ont une barrière de potentiel à franchir, elle se traduit par la courbure de bandes du semiconducteur. La hauteur de cette barrière est exprimée en faisant intervenir un potentiel de diffusion V_D donné par [13] :

$$qV_D = q\phi_{Bn} - (E_C - E_{FSC}) \tag{II.9}$$

Ainsi, la hauteur de barrière que voient les porteurs du semiconducteur se dirigeant vers le métal est inférieure à celle que voient les porteurs du métal allant dans le semiconducteur. Il n'en résulte pas pour autant que les deux flux de porteurs traversant la barrière non polarisée soient différents : en effet, les porteurs sont beaucoup plus nombreux côté métal que côté semiconducteur et au total les deux flux s'équilibrent.

II.4. Effet de force image – Hauteur de barrière effective :

Lorsqu'un électron passe du métal dans le semiconducteur, il voit une barrière de potentiel effective ϕ_{Be} un peu inférieure à la barrière ϕ_{Bn} .

$$q\phi_{Be} = q\phi_{Bn} - q\Delta\phi_B \tag{II.10}$$

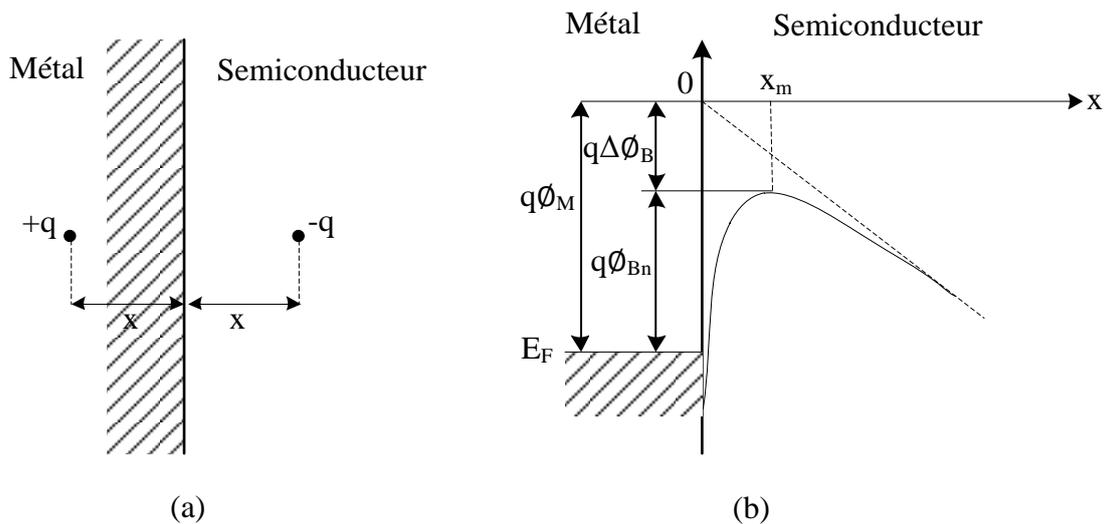


Figure II.77 : Diagramme de bande entre le métal et le semiconducteur introduisant l'effet de la force image. a- Attraction électrostatique de charge positive (charge image) et charge négative. b- Abaissement de la barrière effective dû au champ électrique et à la force image [13], [14].

La différence $q\Delta\phi_B$ est l'abaissement de la hauteur de barrière due à la force image. Cet abaissement est d'autant plus grand que le champ électrique à l'interface Métal-semiconducteur est plus élevé, cas prépondérant pour une polarisation en inverse. L'explication de cette force image est la suivante : lorsqu'un électron du semiconducteur s'approche de l'interface, il induit dans le métal une charge positive fictive symétrique de l'électron par rapport à l'interface (figure II.6.a). L'attraction électrostatique entre ces deux charges va faciliter le passage de l'électron dans le métal ce qui revient à un abaissement de barrière exprimé par la relation suivante :

$$q\Delta\phi_B = \sqrt{\frac{qE}{4\pi\epsilon_s}} \quad (\text{II.11})$$

où E est le champ électrique à l'interface qui se détermine par intégration de l'équation de Poisson :

$$E = \sqrt{\frac{2qN_d}{\epsilon_s} (V_D - V)} \quad (\text{II.12})$$

N_d étant le dopage du semiconducteur, V_D le potentiel de diffusion et V le potentiel appliqué (positif en direct, négatif en inverse).

II.5. Mécanisme de transport du courant dans une jonction MS:

Le transport du courant dans une structure MS est principalement dû aux porteurs majoritaires. Les quatre mécanismes [15], [16], [17] de transport sous polarisation directe sont reportés sur la figure II.8 (Sous polarisation inverse le processus inverse se produit) :

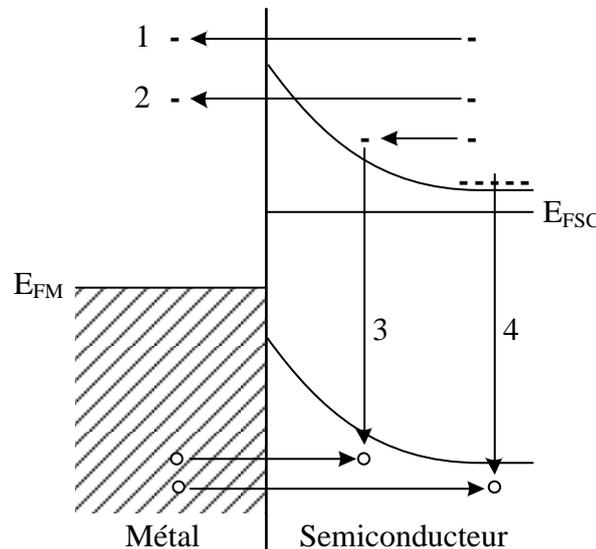


Figure II.88 : Mécanismes de transport du courant dans une jonction MS [18].

- 1- Passage d'électrons chauds du semiconducteur dans le métal par-dessus la barrière. Deux modèles rendent compte du phénomène :
 - Modèle thermoïonique [19] (semiconducteur à grande mobilité).
 - Modèle de diffusion [20], [21] (semiconducteur à faible mobilité).

- 2- Passage des électrons à travers la barrière par effet tunnel lorsque la barrière de potentiel a une épaisseur très faible (le semiconducteur est très dopé).
- 3- Génération recombinaison dans la zone de charge d'espace (ZCE) : en direct ce mécanisme correspond à la recombinaison dans la ZCE, d'un électron venant du semiconducteur avec un trou venant du métal.
- 4- Injection de porteurs minoritaires : trou du métal se recombinant avec un électron du semiconducteur dans la zone de charge neutre (ZQN) du semiconducteur.

II.6. Structure du photodétecteur MSM :

Le photodétecteur Métal-Semiconducteur-Métal (MSM) est un dispositif optoélectronique de structure planaire, il est constitué d'électrodes souvent interdigitées déposées sur une couche semiconductrice formant deux diodes Schottky montées en tête-bêche. Les formes de base du photodétecteur MSM sont présentées sur la figure II.9. Les grandeurs géométriques caractéristiques du photodétecteur MSM sont :

D : espace interdoigts,

l : largeur des doigts,

L : longueur des doigts,

W_a : épaisseur de la couche absorbante.

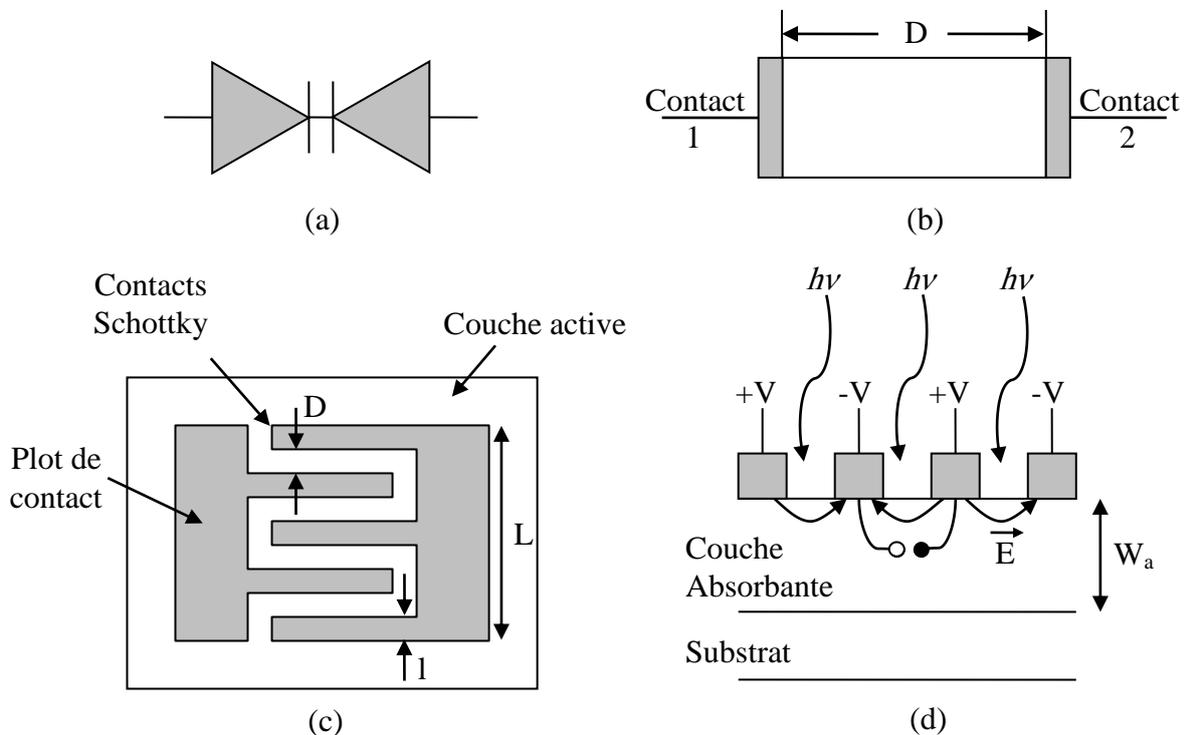


Figure II.99 : Structure de base du photodétecteur MSM : (a) Symbole, (b) Schéma simplifié, (c) vue de dessus et (d) vue en coupe [1], [22].

II.6.1. Photodétecteur MSM à l'équilibre thermique ($V = 0$) :

La distribution de charge à l'équilibre thermodynamique dans une structure MSM réalisée avec un semiconducteur de type N est illustrée sur la figure II.10 (b).

L'évolution du champ électrique et du potentiel lui correspondant sont obtenus par l'intégration de l'équation de Poisson et sont présentés sur la figure II.10 (c), (d). Le champ est nul dans le semiconducteur sauf aux deux interfaces métal-semiconducteur où règnent les champs électriques internes E_{m1} et E_{m2} caractéristiques des contacts métal-semiconducteur. Le diagramme des bandes d'énergie à l'équilibre thermique est représenté sur la figure II.10 (d) où : ϕ_{Bn1} et ϕ_{Bn2} représentent les hauteurs de barrière vues par les électrons du métal aux contacts 1 et 2, ϕ_{Bp1} et ϕ_{Bp2} sont celles des trous et V_{bi1} et V_{bi2} sont les potentiels de built-in (V_{bi} est le potentiel de diffusion V_D) de chaque jonction. Les largeurs des zones de charge d'espace sont :

$$W_{1,2} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{qN_d} \cdot V_{bi1,bi2}} \quad (\text{II.13})$$

où N_d est la concentration des donneurs et $\varepsilon_s = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ est la permittivité du semiconducteur. Pour une structure MSM symétrique (les surfaces des deux contacts sont égales) $\phi_{Bn1} = \phi_{Bn2} = \phi_{Bn}$, et $q\phi_{Bn1} + q\phi_{Bp2} = E_g$. De plus le potentiel de diffusion $V_{bi1} = V_{bi2} = V_{bi}$:

$$V_{bi} = \phi_{Bn} - \left(\frac{E_C - E_{Fn}}{q} \right) = \phi_{Bn} - \frac{k_B T}{q} \cdot \ln \frac{N_C}{N_d} \quad (\text{II.14})$$

Ce qui implique que $W_1 = W_2$, avec E_C niveau de la bande de conduction, E_{Fn} (E_{Fsc}) niveau de Fermi du semiconducteur, k_B constante de Boltzmann, T la température, q la charge élémentaire et N_C est la densité d'état effective dans la bande de conduction :

$$N_c = 2 \left(\frac{2\pi \cdot m_e^* \cdot k_B T}{h^2} \right)^{3/2} \quad (\text{II.15})$$

m_e^* étant la masse effective de l'électron.

A l'équilibre thermodynamique, les deux zones désertes sont liées au dopage du semiconducteur et à l'énergie d'extraction qui sépare le niveau de Fermi dans le métal et dans le semiconducteur du niveau du vide. Le semiconducteur étant non intentionnellement dopé, le passage des barrières de potentiel par les porteurs se fait principalement par effet thermoélectronique [15], c'est-à-dire que seuls les porteurs ayant suffisamment d'énergie passent au-dessus de la barrière. Le bilan de tous les courants à travers les barrières est nul, c'est-à-dire qu'à la tension zéro aucun courant ne circule.

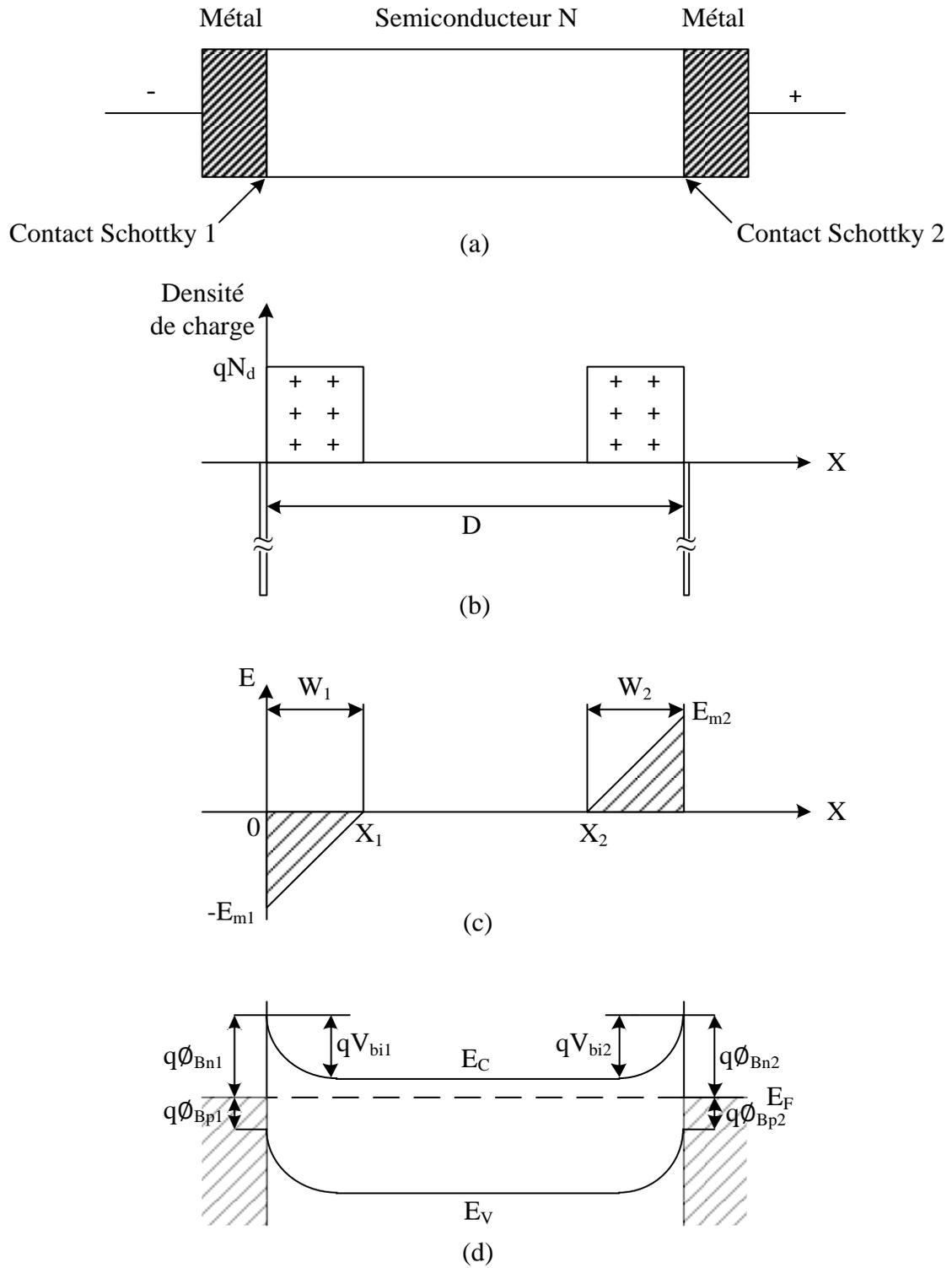


Figure II.1010 : (a) Schéma de la structure d'un photodétecteur MSM ($V = 0$), (b) distribution de charge, (c) évolution du champ électrique, (d) diagramme de bande d'énergie à l'équilibre thermique.

II.6.2. Aux faibles tensions $V < V_{RT}$:

Pour les faibles tensions de polarisation, inférieures à la tension V_{RT} (Reach-Through Voltage, tension de désertion totale définie dans la section II.6.3), la distribution de charge, le champ électrique et le profil des bandes d'énergies sont illustrés sur la figure II.11 (a), (b) et (c). La somme des largeurs des zones de déplétion $W_1 + W_2$ est inférieure à la distance interélectrode D .

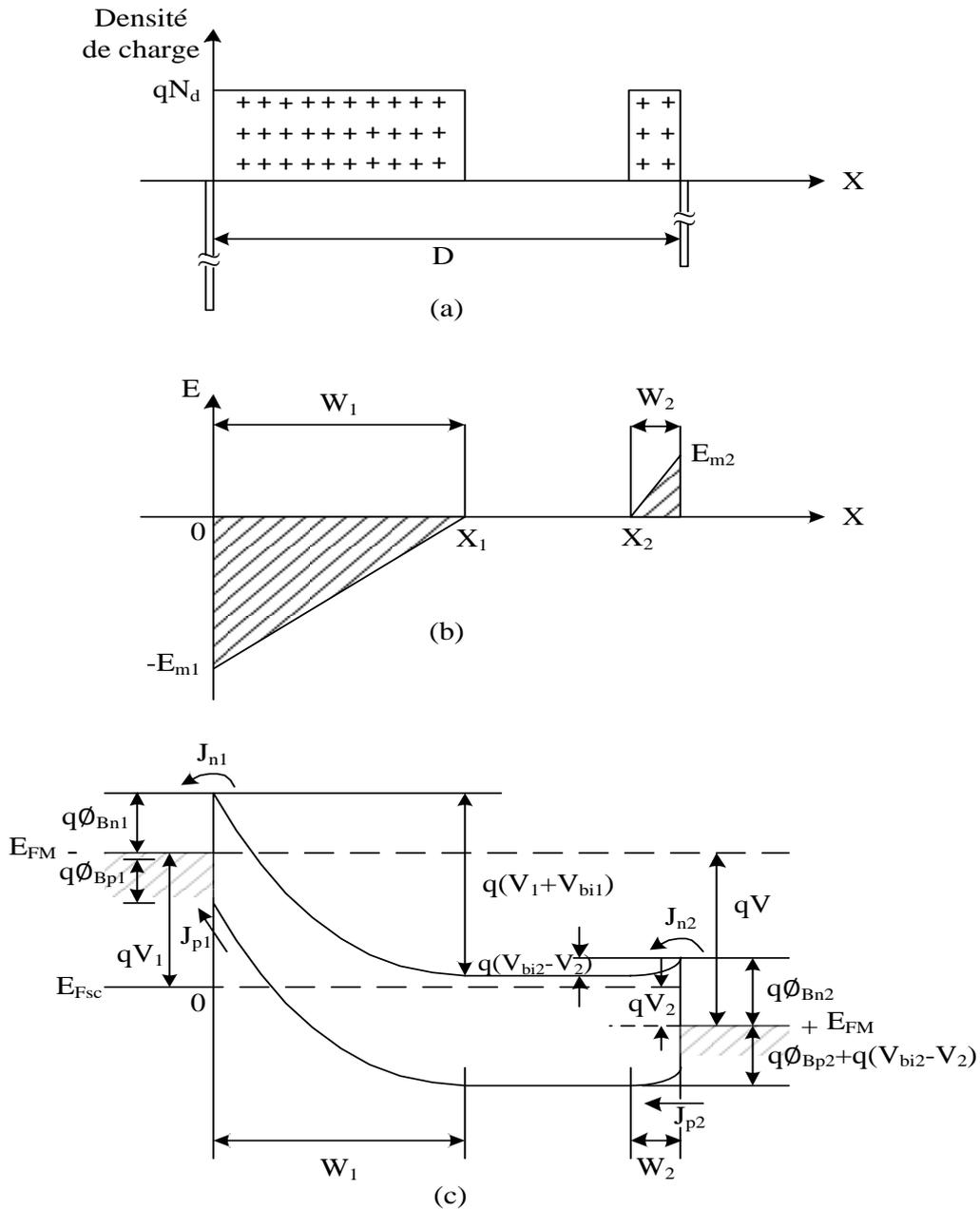


Figure II.1111 : Photodétecteur MSM sous faible tension, (a) distribution de charge, (b) évolution du champ électrique, (c) diagramme de bande d'énergie sous polarisation (contact 1 polarisé négativement).

Le contact 1 est polarisé négativement alors que le contact 2 est polarisé positivement ce qui implique une polarisation en inverse du contact 1 (cathode) et une polarisation en direct du contact 2 (anode).

- qV_1 est la différence de potentiel entre le niveau de fermi du métal du contact 1 et du semiconducteur,
- qV_2 est la différence de potentiel entre le niveau de fermi du métal du contact 2 et du semiconducteur,
- la tension V appliquée est partagée entre les deux contacts : $V = V_1 + V_2$.

Le courant des électrons est conditionné par l'émission thermoïonique des électrons au-dessus de la barrière de potentiel de la cathode (contact 1), il est donné par la relation:

$$J_{n1} = A_n^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T}(\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})} \cdot \left(1 - e^{-\frac{q}{k_B T}V_1} \right) \quad (\text{II.16})$$

où A_n^* est la constante de Richardson effective associée aux électrons introduisant la masse effective des électrons m_e^* :

$$A_n^* = \frac{4\pi \cdot q \cdot m_e^* \cdot k_B^2}{h^3} \quad (\text{II.17})$$

h est la constante de Planck et $\Delta\phi_{Bn1}$ est l'abaissement de la hauteur de la barrière Schottky dû à la force image introduisant l'effet du champ électrique donné par [15] :

$$\Delta\phi_{Bn1} = \sqrt{\frac{qE_{m1}}{4\pi\epsilon_s}} \quad (\text{II.18})$$

Le champ électrique maximal E_{m1} au niveau de la cathode est donné par :

$$E_{m1} = \sqrt{\frac{2qN_d}{\epsilon_s} \cdot (V_1 + V_{bi1})} \quad (\text{II.19})$$

Au contact 2, Le courant direct des électrons à pour expression :

$$J_{n2} = A_n^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T}(\phi_{Bn2} - \Delta\phi_{Bn2})} \cdot \left(e^{-\frac{q}{k_B T}V_2} - 1 \right) \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\Delta\phi_{Bn2} = \sqrt{\frac{qE_{m2}}{4\pi\epsilon_s}} \quad (\text{II.21})$$

Et

$$E_{m2} = \sqrt{\frac{2qN_d}{\epsilon_s} \cdot (V_{bi2} + V_2)} \quad (\text{II.22})$$

Le courant de trous dû à l'émission thermoïonique des trous à partir du contact 2 contribue aussi au courant total. Les trous émis du contact 2 diffusent de l'abscisse x_2 à x_1 ; ils constituent le courant de trous. La densité de courant et l'équation de continuité des trous sont données par :

$$J_p = J_{p/dér} + J_{p/diff} = qp \cdot \mu_p \cdot E - qD_p \frac{\partial p}{\partial x} \quad (\text{II.23})$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{1}{q} \frac{\partial J_p}{\partial x} + \frac{\partial p}{\partial t} \Big|_{\substack{R-G \\ Thermique}} + \frac{\partial p}{\partial t} \Big|_{\substack{\text{autres} \\ processus}} \quad (\text{II.24})$$

$$J_{p2} = A_p^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T} (\phi_{Bp2} + V_{bi2} - V_2)} \quad (\text{II.25})$$

où A_p^* est la constante de Richardson effective des trous associée à la masse effective des trous m_p^* et $\phi_{Bp2} + V_{bi2} - V_2$ est la hauteur de la barrière effective aux faibles tensions.

Généralement, le courant de trous J_{p1} au niveau de la cathode est très faible par rapport au courant d'électrons, il est donné par un gradient de concentration à l'abscisse x_1 avec la condition que $J_{p1} = 0$ à $V = 0$ (condition d'équilibre thermique).

$$J_{p1} = qD_p \frac{\partial p}{\partial x} \Big|_{x_1}$$

$$= \frac{qD_p p_{n0} \tanh \left[\frac{(x_2 - x_1)}{L_p} \right]}{L_p} \cdot \left(1 - e^{-\frac{q}{k_B T} V_1} \right) + \frac{A_p^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T} (\phi_{Bp2} + V_{bi2})}}{\cosh \left[\frac{(x_2 - x_1)}{L_p} \right]} \cdot \left(e^{\frac{q}{k_B T} V_2} - 1 \right) \quad (\text{II.26})$$

où D_p et L_p sont respectivement le coefficient de diffusion et la longueur de diffusion des trous dans la région N et p_{n0} est la concentration des trous (minoritaires) à l'équilibre dans la partie N.

Sachant que le contact 1 est polarisé en inverse et le contact 2 en direct, la tension appliquée est entièrement supportée par le contact 1 ce qui conduit à $J_{n1} > J_{n2}$. Par conséquent, le courant total est dominé par J_{n1} et est exprimé par la somme des équations (II.16) et (II.26) :

$$J_{obs1} = J_{n1} + J_{p1} = A_n^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T} (\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})} \cdot \left(1 - e^{-\frac{q}{k_B T} V_1} \right)$$

$$+ \frac{qD_p p_{n0} \tanh \left[\frac{(x_2 - x_1)}{L_p} \right]}{L_p} \cdot \left(1 - e^{-\frac{q}{k_B T} V_1} \right) + \frac{A_p^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T} (\phi_{Bp2} + V_{bi2})}}{\cosh \left[\frac{(x_2 - x_1)}{L_p} \right]} \cdot \left(e^{\frac{q}{k_B T} V_2} - 1 \right) \quad (\text{II.27})$$

Remarque : Aux basses tensions, la hauteur de la barrière des trous ($\Phi_{Bp2} + V_{bi2} - V_2$) est plus grande que celle des électrons (Φ_{Bn1}), ce qui implique que le courant dominant se compose principalement du courant de saturation inverse des électrons.

II.6.3. Aux tensions supérieures à V_{RT} ($V_{RT} < V < V_{FB}$):

En augmentant la tension de polarisation, la région de déplétion au contact 1 augmente tandis qu'au contact 2 elle diminue. Un faible courant est injecté à travers les barrières : courant de trous au contact polarisé en direct et d'électrons au contact polarisé en inverse. La barrière de potentiel des trous est rapidement abaissée mais reste grande par rapport à la barrière des électrons au contact 1. Par conséquent, le courant total est principalement dû au flux de courant d'électrons.

Les deux régions de déplétions se rejoignent à la tension V_{RT} (Reach-Through-Voltage) et l'ensemble de la structure est entièrement déserté (Figure II.12). La somme des régions désertées est égale à la distance entre contact :

$$W_1 + W_2 = D \quad (\text{II.28})$$

où :

$$W_1 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{qN_d} \cdot (V_1 + V_{bi})} \quad (\text{II.29})$$

et

$$W_2 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{qN_d} \cdot (V_{bi} - V_2)} \quad (\text{II.30})$$

On peut alors écrire :

$$V_{RT} = \frac{qN_d \cdot D^2}{2\varepsilon_s} - (V_{bi1} - V_{bi2}) - D \sqrt{\frac{2qN_d}{\varepsilon_s} \cdot (V_{bi2} - V_2)} \quad (\text{II.31})$$

Pour une structure symétrique $V_{bi1} = V_{bi2} = V_{bi}$ et l'expression précédente est simplifiée par :

$$V_{RT} = \frac{qN_d \cdot D^2}{2\varepsilon_s} - D \sqrt{\frac{2qN_d}{\varepsilon_s} \cdot (V_{bi2} - V_2)} \quad (\text{II.32})$$

La tension appliquée est en majorité supportée par la cathode (contact 1). Lorsque $V_1 = V = V_{RT}$ et $V_2 = 0$ à $W_1 + W_2 = D$, la tension Reach-Through devient alors :

$$V_{RT} = \frac{qN_d \cdot D^2}{2\varepsilon_s} - D \sqrt{\frac{2qN_d}{\varepsilon_s} \cdot V_{bi}} \quad (\text{II.33})$$

Si l'espacement D entre électrode est assez petit, la région active peut être désertée entièrement à $V = 0$. En posant $V_{RT} = 0$ ou bien $W_1 + W_2 = D$ et utilisant l'équation (II.13),

l'espacement entre électrode est défini par : $D_{désertion} = \sqrt{\frac{8\varepsilon_s V_{bi}}{qN_d}}$.

Suite aux conditions de Reach-Through, le champ électrique devient continu et varie linéairement de $x = 0$ à $x = D$ (figure II.13).

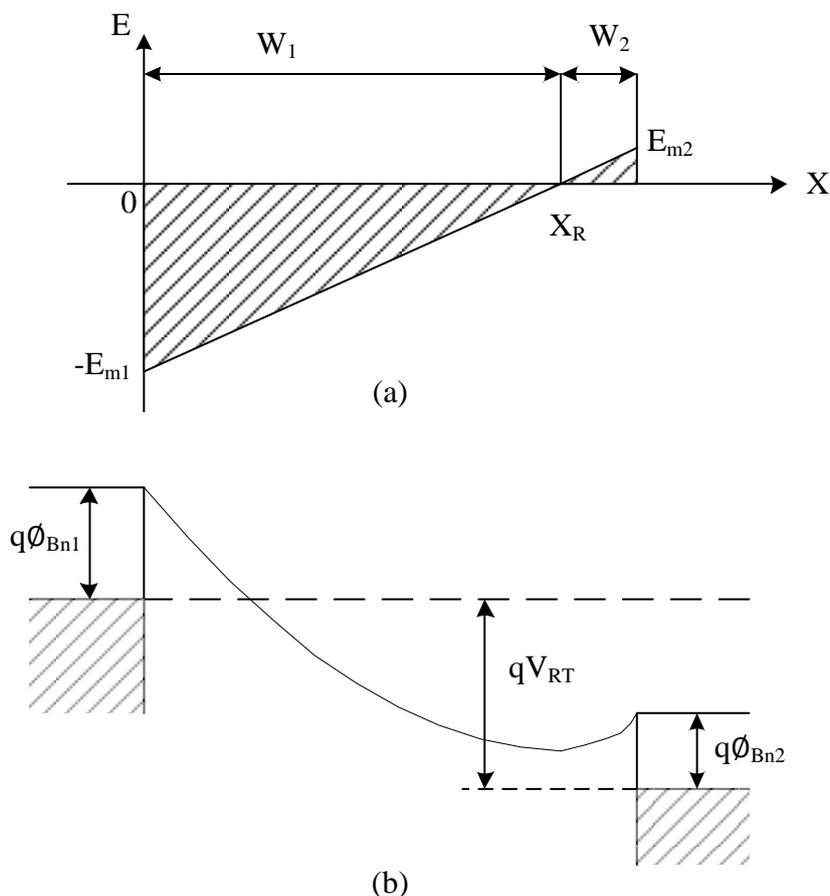


Figure II.1212 : Condition de la tension Reach-Through (a) évolution du champ électrique, (b) diagramme de bande d'énergie.

Le champ maximal au niveau de la cathode (contact 1) et de l'anode (contact 2) est donné respectivement par :

$$E_{m1} = \frac{V + V_{FB}}{D} \quad (\text{II.34})$$

$$E_{m2} = \frac{V - V_{FB}}{D} \quad (\text{II.35})$$

où V_{FB} est la tension de bande plate qui fait que la largeur de la zone de déplétion à l'anode W_2 soit nulle ($W_2 = 0$). La relation entre la tension appliquée (en direct et en inverse) et la hauteur des barrières devient alors :

$$V_1 + V_{bi} = \frac{E_{m1} x_R}{2} = \frac{(V + V_{FB})^2}{4V_{FB}} \quad (\text{II.36})$$

$$V_{bi} - V_2 = \frac{E_{m2} (D - x_R)}{2} = \frac{(V_{FB} - V)^2}{4V_{FB}} \quad (\text{II.37})$$

où x_R est le point de Reach-Through (position à laquelle le champ électrique est égal à zéro) :

$$x_R = \frac{\varepsilon_s E_{m1}}{qN_d} = \frac{D \cdot (V + V_{FB})}{2 \cdot V_{FB}} \quad (\text{II.38})$$

Quand la tension appliquée dépasse la tension V_{RT} , la région neutre ($x_2 - x_1$) définie sur la figure II.11.b devient nulle et la structure est complètement désertée (figure II.12.a), le courant dû aux trous n'est plus fonction des phénomènes de diffusion et l'équation (II.26) utilisant la relation (II.37) se réduit à :

$$\begin{aligned} J_{p1} &= A_p^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T}(\phi_{Bp2} + V_{bi})} \cdot \left(e^{\frac{q}{k_B T} V_2} - 1 \right) \\ &= A_p^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T} \phi_{Bp2}} \cdot \left(e^{-\frac{q}{k_B T \cdot 4V_{FB}}(V_{FB} - V)^2} - e^{-\frac{q}{k_B T} V_{bi}} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

La barrière directe $V_{bi} - V_2$ se réduit rapidement quand la tension se rapproche de V_{FB} . Le courant d'électron est ainsi limité par le contact polarisé en inverse. Par conséquent, la densité de courant J_{n1} est quasiment égale au courant de saturation inverse:

$$J_{n1} = A_n^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T}(\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})} \quad (\text{II.40})$$

Remarque : la seconde exponentielle de l'équation (II.16) est éliminée car V_1 tend vers 0.

En utilisant l'équation (II.18) de $\Delta\phi_{Bn1}$ et celle du champ E_{m1} (relation II.34), Le courant total pour $V_{RT} < V < V_{FB}$ est la somme des équations (II.16) et (II.39) :

$$\begin{aligned} J_{obs2} &= A_n^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T}(\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})} \\ &+ A_p^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T} \phi_{Bp2}} \cdot \left(e^{-\frac{q}{k_B T \cdot 4V_{FB}}(V_{FB} - V)^2} - e^{-\frac{q}{k_B T} V_{bi}} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

A partir de cette équation (II.41), on peut voir que le courant augmente exponentiellement avec la tension appliquée.

II.6.4. Aux tensions supérieures à la tension de bande plate ($V > V_{FB}$) :

Lorsque la tension augmente, la bande d'énergie à $x = D$ devient plate et le champ électrique devient nul au niveau de l'électrode 2 (anode). C'est la condition de bande plate correspondant à la tension de bande plate V_{FB} . En posant $x_R = D$, le champ est maximal au

contact 1 (cathode) et a pour expression : $E_{m1} = \frac{DqN_d}{\varepsilon_s}$.

L'égalité avec la relation (II.34) donne la tension de bande plate [3] :

$$V_{FB} \approx \frac{qN_d \cdot D^2}{2 \cdot \epsilon_s} \quad (\text{II.42})$$

et l'équation de V_{RT} peut se mettre sous la forme :

$$V_{RT} = V_{FB} - D\sqrt{4 \cdot V_{FB} \cdot V_{bi}} \quad (\text{II.43})$$

La tension de bande plate peut varier de quelques volts à une dizaine de volts selon le choix de la concentration N_d et de la distance interélectrode D . Evidemment, un photodétecteur MSM n'est utilisable que lorsque la tension de polarisation est supérieure à V_{FB} . Lorsque la tension dépasse V_{FB} , la bande d'énergie va aller encore plus vers le bas (figure II.14).

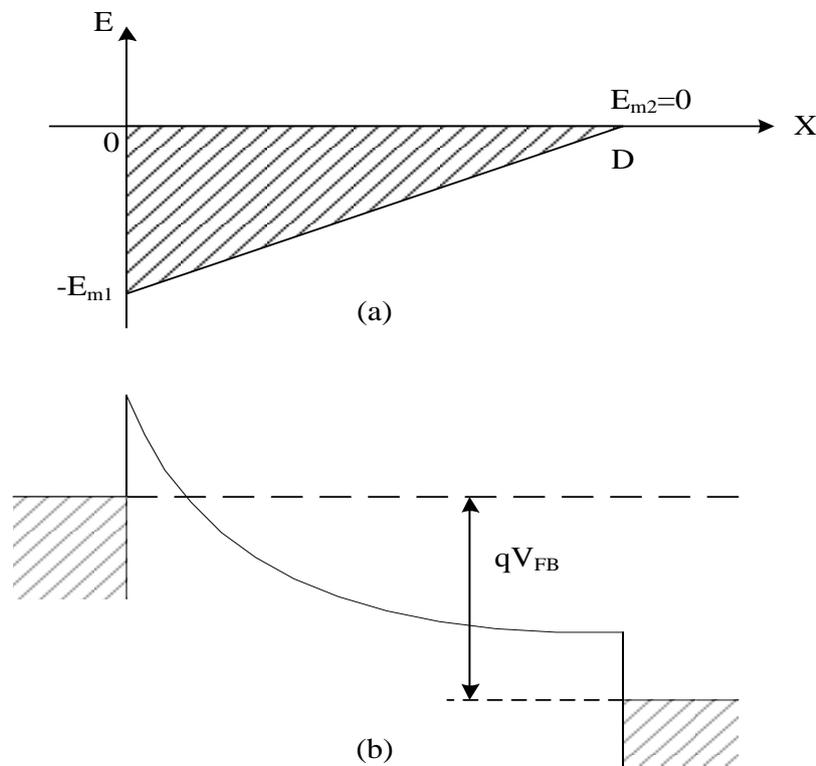


Figure II.1313 : Condition de bande plate (a) évolution du champ électrique, (b) diagramme de bande d'énergie.

Lorsque la tension appliquée augmente, le champ électrique augmente sous la cathode, ce qui conduit progressivement à un processus de claquage lié, soit à l'ionisation par choc (effet d'avalanche) dans le matériau semiconducteur, soit au passage des barrières de potentiel des jonctions métal-semiconducteur par effet tunnel bande à bande. Dans ces conditions, on peut définir la tension de claquage V_{BD} (Breakdown Voltage) qui est la tension maximale qu'on peut appliquer à une structure MSM. Cette structure est limitée par le phénomène de claquage aux alentours du champ maximal au niveau du contact 1.

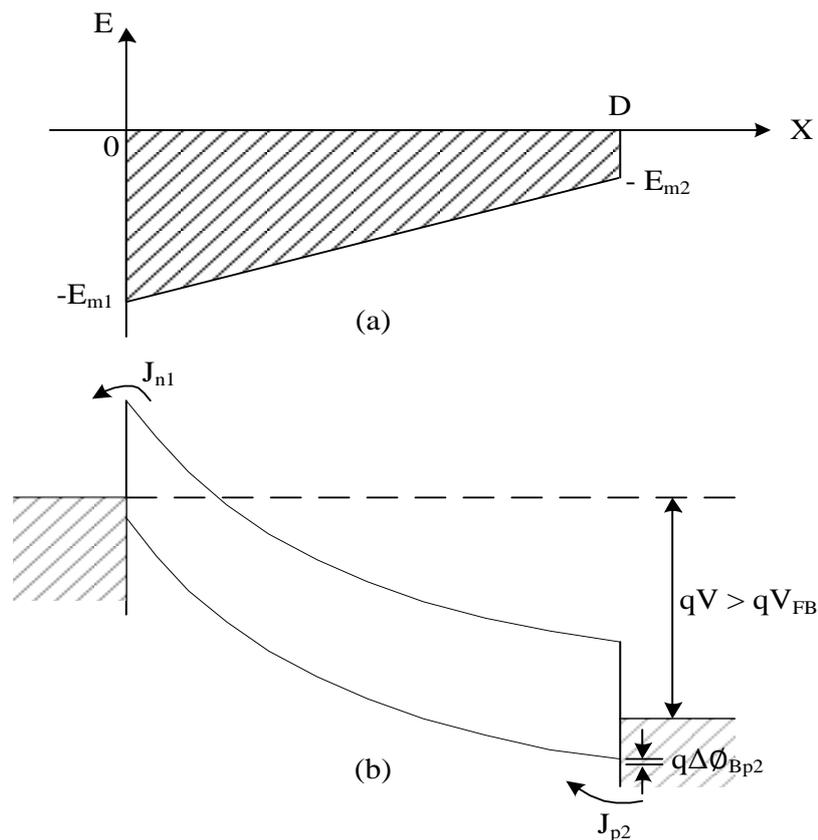


Figure II.1414 : Cas où la tension est supérieure à V_{FB} (a) évolution du champ électrique, (b) diagramme de bande d'énergie.

En utilisant l'équation (II.34) et définissant le champ maximal E_{m1} de claquage comme étant E_{BD} , la tension maximale applicable est :

$$V_{BD} = E_{BD} \cdot D - V_{FB} \quad (\text{II.44})$$

A $V = V_{BD}$, le terme entre parenthèse de l'équation du courant des trous (II.39) se rapproche de l'unité. Le courant de trous atteint sa valeur critique lorsque la hauteur de la barrière des trous se rapproche de la grandeur limite de ϕ_{Bp2} . Pour les tensions excédant V_{FB} , le courant augmente lentement à cause de la barrière Schottky effective. Le courant de trous devient alors :

$$J_{p1} = A_p^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T} (\phi_{Bp2} - \Delta\phi_{Bp2})} \quad (\text{II.45})$$

où $\Delta\phi_{Bp2}$ est l'abaissement de la barrière Schottky effective des trous.

$$\Delta\phi_{Bp2} = \sqrt{\frac{qE_{m2}}{4\pi\epsilon_s}} = \sqrt{\frac{q(V - V_{FB})}{4\pi\epsilon_s D}} \quad (\text{II.46})$$

Avec un champ électrique maximal E_{m2} défini dans l'équation (II.35).

Ainsi aux fortes tensions de polarisation, les courants J_{n1} et J_{p1} sont égaux aux courants de saturation inverse I_{nsat} et I_{psat} . Le courant total, est la somme des relations (II.16) et (II.45) et cela en négligeant les phénomènes de claquage et de transport par état de surface :

$$J_{obs3} = A_n^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T}(\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})} + A_p^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q}{k_B T}(\phi_{Bp2} - \Delta\phi_{Bp2})} \quad (\text{II.47})$$

Si la densité de porteur injectée, relation (II.47), est comparable à la densité des impuretés ionisées, le champ électrique dans la région désertée peut varier à cause de la mobilité des porteurs. Cet effet de charge d'espace limite le flux du courant, ce qui donne une densité de courant définie comme étant :

$$J_{obs} = \frac{2\varepsilon_s v_s V}{D^2} = \frac{q v_s N_d V}{V_{FB}} \quad (\text{II.48})$$

où v_s est la vitesse de saturation.

Le gain en statique (gain en courant) peut se produire dans les photodétecteurs MSM. Il est généralement relatif à d'autres mécanismes de transport de courant et est modélisé par le courant à effet tunnel, qui est augmenté par la présence de porteurs en excès [15] :

$$J_{tun} \propto E^2 \cdot e^{\frac{-4\sqrt{2m^*}(q\phi_{Bn})^{3/2}}{3q\hbar E}} \quad (\text{II.49})$$

où E est le champ électrique à travers le semiconducteur et m^* est la masse effective.

II.7. Allure de la caractéristique I(V) en obscurité et du champ électrique :

Après avoir présenté la structure du photodétecteur MSM et les différents phénomènes qui entrent en jeu dans le fonctionnement de ce composant en obscurité suivant les tensions appliquées, on peut induire une caractéristique courant-tension typique représentée sur la figure II.15.

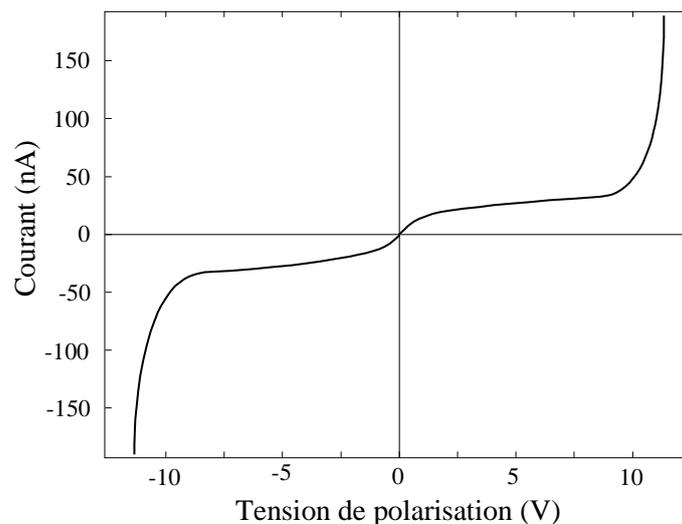


Figure II.1515 : Caractéristique courant-tension typique d'un photodétecteur MSM en obscurité [23].

Pour $V < V_{FB}$, le courant d'obscurité passant à travers la photodiode est faible et croît légèrement avec la tension, jusqu'à atteindre une valeur de saturation qui est maintenue jusqu'au claquage, plus ou moins progressif avec la tension. Si les deux électrodes sont faites du même métal, la caractéristique $I(V)$ en obscurité est, en principe, symétrique par rapport à l'axe $V = 0$ V.

D'une façon générale, pour avoir un faible courant d'obscurité, les meilleures conditions de polarisation d'un photodétecteur sont :

- Une tension de polarisation nettement inférieure à la tension de claquage, de façon à limiter le courant d'obscurité ($V < V_{BD}$),
- Une zone interélectrode totalement désertée et sous un champ électrique interne suffisamment élevé pour que les porteurs photogénérés aient leur vitesse en régime de saturation ($V > V_{FB}$).

Ajouté à cela des éléments relatifs à la structure planaire ; en effet la polarisation du photodétecteur MSM par le biais d'électrodes placées au-dessus conduit à une distribution de champ électrique particulière comme illustré sur la figure II.16. On remarque que :

- Le champ électrique est très élevé au voisinage des électrodes alors qu'il est encore faible au milieu de l'espace inter électrode.
- Ce champ décroît lorsqu'on descend dans la profondeur du composant,

Par conséquent le claquage du composant s'amorce toujours en limite d'électrode à cause des champs maximums localisés. Sous éclaircissement, les porteurs photogénérés profondément ont une grande distance à parcourir pour atteindre l'électrode et ont une faible vitesse de dérive, ce qui accroît le retard lié au transit et diminue les performances dynamiques du photodétecteur.

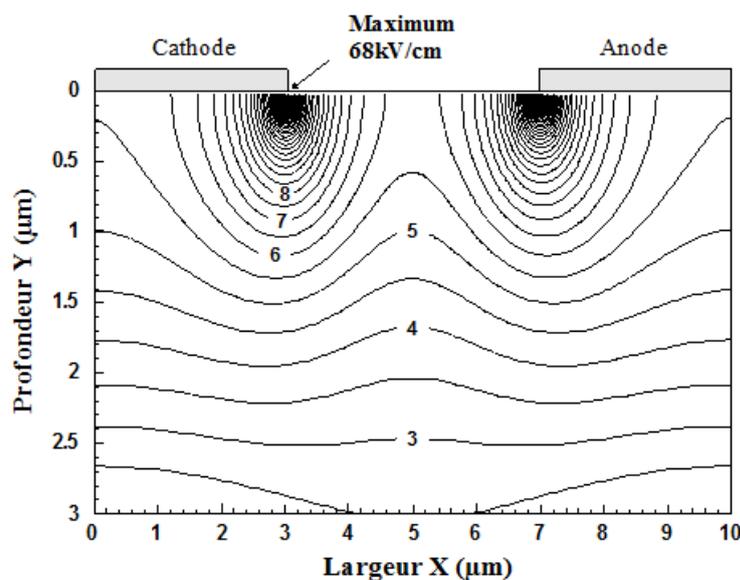


Figure II.1616 : Distribution du module du champ électrique dans un photodétecteur MSM.

La tension appliquée est de 4 V, les valeurs de champ sont en kV/cm.

Le semiconducteur est faiblement dopé ($N_d = 5.10^{14} \text{ cm}^{-3}$) [23].

Sur la figure II.17 est présentée la simulation sous logiciel MATLAB de la caractéristique $I(V)$ en obscurité d'un photodétecteur MSM de distance interélectrodes égale à 0.2, 0.3 et 0.5 μm et de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$. Cette simulation est établie en fonction de la polarisation qui varie de -5 V à +5 V et en prenant en considération les relations II.41 et II.47 pour des tensions inférieures et supérieures à V_{FB} . La hauteur de la barrière Schottky due à la force image est donnée par l'équation II.18 avec un champ électrique déterminé par la relation II.34 et II.35. Le potentiel de diffusion est donné par l'équation II.14 et la densité d'état effective dans la bande de conduction par l'équation II.15. Les tensions de bande plate sont calculées à partir de la relation II.42. La hauteur de la barrière Schottky $\phi_{Bn} = 0.82 \text{ eV}$, $V_{bi} = 0.66 \text{ V}$, $N_d = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Ainsi, le courant d'obscurité obtenu est très faible, à la tension 2 V par exemple il est égal à 1.70 nA pour le photodétecteur MSM de distance interélectrodes 0.2 μm . En augmentant la distance interélectrodes, on remarque une diminution de la valeur du courant d'obscurité ; cette diminution est due au phénomène de recombinaison dont le taux augmente lorsqu'on fait augmenter la distance du parcours des porteurs.

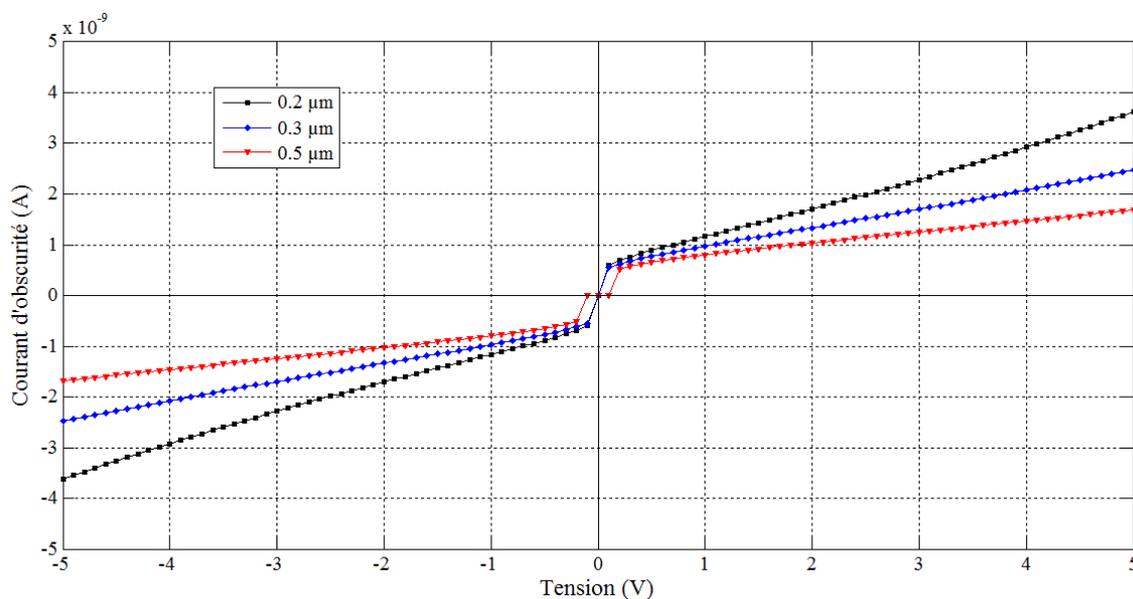


Figure II.1717 : Simulation de la caractéristique $I(V)$ en obscurité d'un photodétecteur MSM Interdigité de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$.

II.8. Coefficient de réponse du photodétecteur MSM :

Le coefficient de réponse qui détermine le photocourant récolté par Watt de lumière incidente, dépend du mode d'illumination. Le photodétecteur MSM peut en effet être éclairé par le dessus, à travers la structure métallique interdigitée, par-dessous, ou par le côté, à travers un guide optique [24], [25]. Le coefficient de réponse dans le cas d'un éclairage latéral dépend du couplage optique entre guide et détecteur, et de celui entre fibre et guide. Ce qui nécessite une étude détaillée de la propagation de la lumière dans la structure multicouche du composant. Le cas d'un éclairage par le dessous est similaire à celui de l'éclairage par le dessus, mis à part le fait qu'il n'y a pas d'électrode pour empêcher partiellement la lumière de passer, et qu'il faut prendre en compte l'absorption liée au substrat si celui-ci n'est pas aminci et n'est pas parfaitement transparent. En filière InP, le coefficient d'absorption du

substrat est en général faible à la longueur d'onde considérée (1.55 μm) mais l'épaisseur du matériau à traverser peut être suffisamment importante pour pénaliser le coefficient de réponse [23]. En filière GaAs ; l'absorption à 0.8 μm est trop importante pour permettre un éclairage par le substrat. L'éclairage par le dessus est un cas typique. En négligeant la recombinaison des porteurs, le rendement quantique est donné par [26] :

$$\eta = \eta_i \cdot (1 - R) \cdot \frac{D}{(D + l)} \cdot \left(1 - e^{-\alpha \cdot W_a}\right) \quad (\text{II.50})$$

où η_i est le rendement quantique interne, R est le coefficient de réflexion de la lumière à l'interface air-semiconducteur, D est la distance entre deux doigts, l la largeur de doigt, α le coefficient de d'absorption et W_a l'épaisseur de la couche absorbante. Le rapport $\frac{D}{(D + l)}$ introduit l'effet d'ombre des électrodes qui est typique de la structure interdigitée illuminée par le dessus.

La relation du coefficient de réponse est donnée en (I.15), elle est directement liée à l'épaisseur de la couche absorbante, au coefficient d'absorption et à la géométrie des électrodes interdigitées. En supposant que le coefficient de réflexion $R = 0$ (couche antireflet parfaite) et sachant que le coefficient d'absorption du GaAs est égal à $1 \mu\text{m}^{-1}$ pour la longueur d'onde 0.8 μm [27], le rendement quantique et le coefficient de réponse sont 31.5% et 0.195 A/W respectivement [26], pour une structure interdigitée dont la largeur de doigts est égale à la distance entre doigts ($D = l$) et une épaisseur de couche absorbante W_a égale à 1 μm .

Pour diminuer l'effet d'ombre relatif à la géométrie des électrodes, on peut considérer deux approches. La première consiste à utiliser des électrodes opaques en diminuant la largeur de doigt par rapport à la distance interélectrode. Mais on augmente alors la résistance de doigt, ce qui pénalise la bande passante [28]. La deuxième approche consiste à rechercher pour les électrodes des matériaux transparents. Plusieurs possibilités existent, notamment l'or mais par faible épaisseur [29], et les oxydes dopés : l'oxyde d'indium-étain (ITO) [30] ou l'oxyde de cadmium-étain (CTO) [31]. Le dépôt d'électrodes transparentes atténue nettement l'effet d'ombre, il est utilisé lorsque le coefficient de réponse est une priorité absolue, cependant il n'est pas sans conséquence sur le comportement dynamique du photodétecteur [26].

II.9. Photocourant du photodétecteur MSM :

La figure II.18 illustre le diagramme de bande d'énergie d'un photodétecteur MSM de type N sous tension et sous éclairage.

Pour les faibles tensions $V < V_{RT}$ jusqu'aux tensions supérieures $V > V_{RT}$ la densité du photocourant est déterminée par la relation suivante [32] :

$$J_{ph} = q \cdot G \cdot (W_1 - W_2) \quad (\text{II.51})$$

où W_1 et W_2 sont les largeurs des régions désertées définies par les équations (II.29) et (II.30) et G le taux de génération de porteurs, c'est-à-dire le nombre de paires électron-trou généré par unité de temps et de volume. A la tension V_{RT} , la largeur de la région désertée s'annule avec $x_1 - x_2 = 0$.

La lumière provoque un taux de génération de paires électron-trou en fonction de la distance x (par rapport à la surface) donnée par :

$$g(x) = \phi_0 \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha x} \quad (\text{II.52})$$

où $\phi_0 = \frac{P_{opt}}{h\nu \cdot S}$ est le flux des photons incidents par unité de surface, S la surface de la zone active et α est le coefficient d'absorption du semiconducteur.

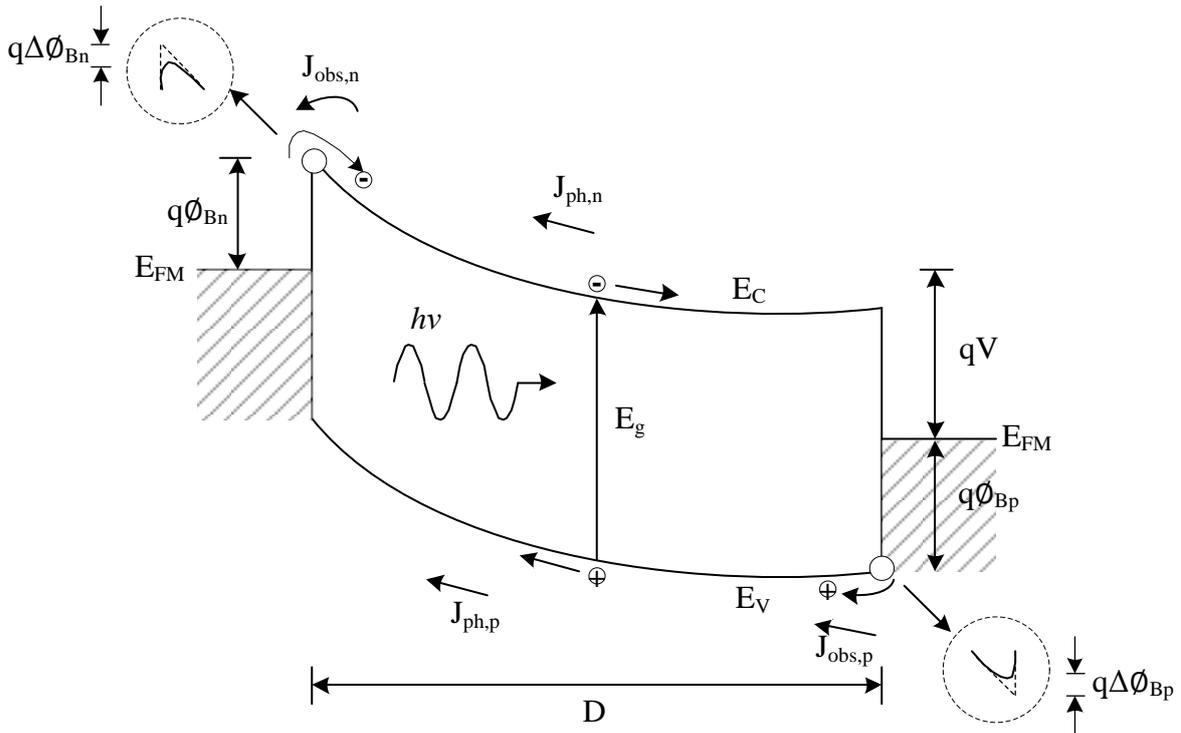


Figure II.1818 : Diagramme de bande d'énergie du photodétecteur MSM sous polarisation et sous éclairage montrant les composantes du courant d'obscurité et du photocourant.

L'intégration du taux de génération suivant une épaisseur relative à la région active du semiconducteur W_a et en prenant en considération le rendement quantique interne η_i (nombre de paires électron-trou généré par photons incidents et collecté aux électrodes égale à l'unité pour un photodétecteur MSM idéal) donne :

$$\begin{aligned} G &= \frac{1}{W_a} \int_0^{W_a} \frac{P_{opt} \cdot \eta_i}{h\nu \cdot S} \cdot \alpha \cdot e^{-\alpha x} dx \\ &= \left(1 - e^{-\alpha \cdot W_a}\right) \cdot \frac{P_{opt} \cdot \eta_i}{h\nu \cdot S \cdot W_a} \end{aligned} \quad (\text{II.53})$$

A la tension de bande plate, la région de déplétion de la cathode atteint l'anode, annulant le champ électrique au niveau de l'anode. Pour les tensions supérieures à la tension de bande plate ($V > V_{FB}$), la densité du photocourant par section transversale est caractérisée par :

$$J_{ph} = q \cdot G \cdot D \quad (\text{II.54})$$

Aux très hautes tensions de polarisation, le claquage se produit au niveau de la cathode où généralement l'effet tunnel en est la cause.

En prenant en considération le coefficient de réflexion R , l'effet d'ombre des doigts et en utilisant les équations (II.53) et (II.54), le photocourant d'une structure MSM sous éclairage constant devient [33] :

$$I_{ph} = \left(\frac{D}{D+l} \right) \cdot (1-R) \cdot \left(1 - e^{-\alpha \cdot W_a} \right) \cdot \frac{q \cdot P_{opt}}{h\nu} \cdot \eta_i \quad (\text{II.55})$$

Les électrodes métalliques (doigts inter digités) sont opaques et bloquent la lumière incidente.

Elles sont représentées par le terme $\left(\frac{D}{D+l} \right)$ qui définit la fraction de la surface libre du semiconducteur (surface soumise à la lumière). L'équation (II.55) n'est valide qu'à tension supérieure à V_{FB} c'est-à-dire lorsque le courant est saturé.

II.10. Comportement dynamique du photodétecteur MSM :

Comme tous les photodétecteurs, en régime dynamique, le comportement du photodétecteur MSM est déterminé par sa capacité, ses résistances d'accès et le temps de transit des photoporteurs. L'avantage principal du photodétecteur MSM est sa faible capacité intrinsèque C_{PD} , qui peut être calculée en prenant en considération la structure planaire interdigitée.

La capacité du photodétecteur MSM peut être approximée par deux modèles physiques, l'un à une seule dimension prenant en considération la région de désertion [3], et l'autre à deux dimensions mettant en évidence la structure géométrique des doigts interdigités [34].

A une seule dimension, la capacité est fonction de la variation de la région de déplétion entre les deux électrodes ce qui nous ramène à considérer deux plages de tensions, inférieure ou supérieure à la tension V_{RT} .

Pour $V < V_{RT}$ la capacité par unité de surface est due aux deux contacts Schottky en série :

$$\frac{1}{C_{PD}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (\text{II.56})$$

où $C_1 = \frac{\partial Q_1}{\partial V_1} = \frac{\epsilon_s}{W_1}$ et $C_2 = \frac{\partial Q_2}{\partial V_2} = \frac{\epsilon_s}{W_2}$ sont les capacités polarisées en directe et en inverse

respectivement. Ceci est vrai si les deux contacts sont en regard l'un de l'autre. Les charges Q_1 et Q_2 par unité de surface dans le semiconducteur sont associées à la concentration en dopant : $Q_{1,2} = q \cdot N_d \cdot W_{1,2}$. Les largeurs des régions de déplétion W_1 et W_2 pour une structure symétrique sont définies par les relations (II.29) et (II.30), ainsi l'équation (II.56) devient :

$$C_{PD} = \frac{\epsilon_s}{W_1 + W_2} = \sqrt{\frac{\epsilon_s q N_d}{2}} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{V_{bi} - V_2} + \sqrt{V_{bi} + V_1}} \right] \quad (\text{II.57})$$

A raison que la tension va augmenter, $V_1 = V$ et $V_2 \approx 0$, on a :

$$C_{PD} = \sqrt{\frac{\varepsilon_s q N_d}{2}} \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{V_{bi}} + \sqrt{V_{bi} + V}} \right] \quad (\text{II.58})$$

Pour $V > V_{RT}$, mode de fonctionnement normal du photodétecteur MSM, le composant est totalement déplété ($W_1 + W_2 = D$) et la capacité devient indépendante de la tension appliquée et l'équation (II.57) va être égale à celle d'un condensateur plat :

$$C_{PD} = \frac{\varepsilon_s}{D} \quad (\text{II.59})$$

Le modèle le plus adéquat pour définir la capacité du photodétecteur MSM interdigité est représenté en deux dimensions prenant en considération la géométrie des électrodes coplanaires alternées. Ainsi, la capacité idéale du photodétecteur MSM avec un nombre de doigts N , une largeur l , une longueur de doigt L et un espacement interélectrode D est donnée par la relation suivante [35] :

$$C_{PD} = C_0 \cdot (N - 1) \cdot L \quad (\text{II.60})$$

où C_0 est la capacité formée par deux doigts par unité de longueur exprimée par [34] :

$$C_0 = \varepsilon_0 (1 + \varepsilon_r) \cdot \frac{K}{K'} \quad (\text{II.61})$$

ε_0 et ε_r sont respectivement la permittivité du vide et la permittivité relative du semiconducteur ; K et K' sont des intégrales elliptiques de premier ordre données par :

$$K = K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}} \quad (\text{II.62})$$

Avec
$$k = \tan^2 \left[\frac{\pi}{4} \cdot \frac{D}{D + l} \right] \quad (\text{II.63})$$

et
$$K' = K(k') \quad \text{tel que} \quad k' = \sqrt{1 - k^2}$$

Le calcul de K/K' peut-être approximer par une simple équation dans le cas où ($0 < k < 1/\sqrt{2}$ et $0 < K/K' < 1$), tel que [36]:

$$\frac{K}{K'} = \frac{\pi}{2} \ln \left(2 \sqrt{\frac{1+k'}{1-k'}} \right) \quad (\text{II.64})$$

Si l'on admet que le photodétecteur MSM est réalisé sur une couche N.I.D infiniment épaisse, la capacité de la zone active du MSM peut-être approximée par [26] :

$$C_{PD} = C_0 \cdot (N - 1) \cdot L \approx C_0 \cdot \frac{S}{P} \quad (\text{II.65})$$

où S est la surface de la zone active et P la période égale à $D+l$.

Le nombre N et la longueur des doigts sont calculés à partir des relations :

$$L = \sqrt{S} \quad \text{et} \quad N = \sqrt{S}/(D + l) \quad (\text{II.66})$$

Sur la figure II.19 sont représentées des simulations que nous avons faites sous le logiciel MATLAB qui montrent les variations de la capacité du photodétecteur MSM de structure interdigitée en fonction de la distance inter électrode ($D = l$) pour différentes surfaces (1×1 à $100 \times 100 \mu\text{m}^2$).

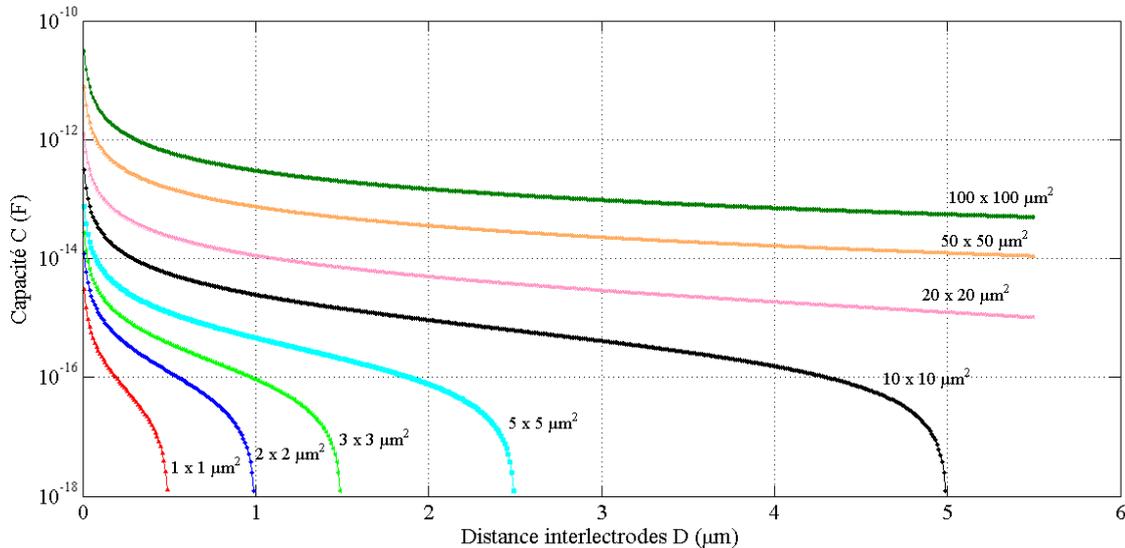


Figure II.1919 : Evolution de la capacité des photodétecteurs MSM interdigités en fonction des distances inter électrodes (Surface variant de 1×1 à $100 \times 100 \mu\text{m}^2$).

On voit bien que plus la surface du photodétecteur MSM est grande, plus sa capacité C_{MSM} est importante, à largeur et distance inter électrode données. Nous avons utilisé l'échelle logarithmique sur l'axe des y , car il est particulièrement adapté pour rendre compte des ordres de grandeur vu la nette différence des capacités par rapport aux surfaces.

Les études liées à la structure planaire interdigitée du MSM [23] font apparaître deux particularités. D'abord, la capacité du composant diminue lorsque le rapport D/l augmente ; la diminution de l'effet d'ombre va donc de pair avec celle de la capacité du photodétecteur. Cependant, la résistance des doigts peut devenir importante. Ensuite, pour une surface photosensible et un temps de transit moyen identique, la capacité du MSM est entre 3 à 4 fois plus faible que celle d'une photodiode PIN. Cet aspect est favorable au MSM, surtout dans le domaine des hautes fréquences de modulation (longueurs d'onde millimétrique), où la taille des composant est très petite [23]. En comparaison, la capacité d'une photodiode PIN de $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur de zone déserte et de surface éclairée de $30 \mu\text{m}^2$ est égale à $C_{\text{PIN}} = 0.11 \text{ pF}$ et la capacité d'un photodétecteur MSM de même surface éclairée avec $D = l = 1 \mu\text{m}$ est égale à $C_{\text{MSM}} = 30 \text{ fF}$. Par conséquent, pour un MSM l'effet de la capacité sur la fréquence de coupure serait quasiment négligeable, et cette fréquence de coupure ne sera donc essentiellement fonction que du temps de transit des porteurs [37]. Une réduction de la distance interélectrodes permet de diminuer ce temps de transit, ce qui autorise l'obtention de fréquences de coupure importantes [38], [39], [40].

Sur la figure II.20 est représenté le circuit équivalent sous faible signal du photodétecteur MSM sous puissance optique modulée [41], il fait apparaître :

- Le photocourant $I_{ph} = \frac{P_{opt} \cdot \mathfrak{R}}{1 + j\omega\tau_t}$ fonction du signal optique incident, du coefficient de réponse \mathfrak{R} et du temps de transit τ_t des porteurs [33].
- La capacité intrinsèque C_{PD} du photodétecteur due à la géométrie des doigts, équation (II.65).
- La résistance intrinsèque du composant $R_{PD} = \frac{V}{I_{obs}}$, où I_{obs} est représenté par l'équation (II.47) multipliée par la surface.
- La résistance de doigt R_D (équation (II.67)) et la capacité de plot de contact C_{plot} .
- Les fils de connexion d'inductance L_F et de capacité C_F et R_C est la charge.

La résistance de doigt est donnée par :
$$R_D = 2 \cdot R_0 \cdot \frac{L}{N} \quad (II.67)$$

où R_0 est la résistance linéique de chaque doigt, L la longueur et N le nombre de doigts.

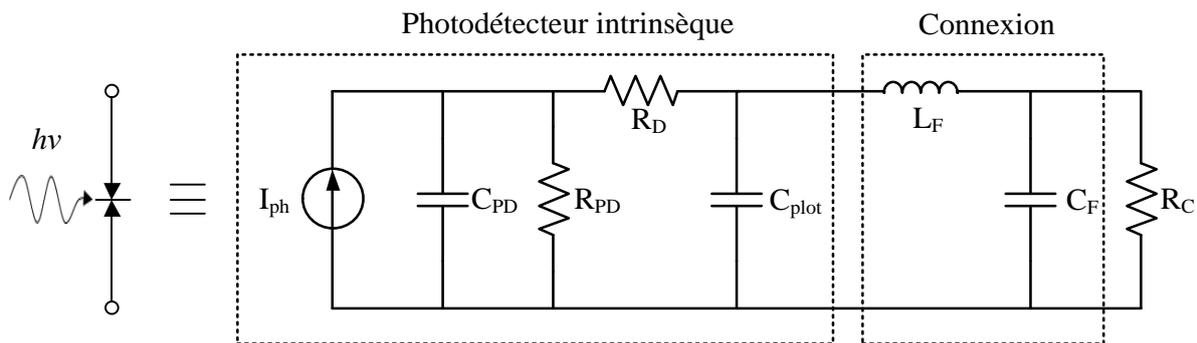


Figure II.200 : Schéma équivalent d'un photodétecteur MSM sous faible signal [26], [33].

A titre indicatif, des valeurs typiques des composants du circuit équivalent sont données sur le tableau II.1. La capacité du MSM est comprise entre 10 et 500 fF, sa résistance entre 10 et 1000 M Ω , la résistance équivalente des doigts entre 1 et 100 Ω [42], [2], [43], la capacité des plots est un élément parasite important qui est en général plus faible que 100 fF [2], [43] (< C_{PD}). Enfin, le fil de connexion a une auto-inductance de l'ordre de 10 pH et la capacité les liants à la masse de quelques fF.

Tableau II.11 : Valeurs typique des éléments du circuit équivalent du photodétecteur MSM sous faible signal [26].

| Composant | Valeur typique |
|------------|-------------------------|
| C_{PD} | 10 - 500 fF |
| R_{PD} | $10^7 - 10^9 \Omega$ |
| R_D | 1 - 100 Ω |
| C_{plot} | 10 - 100 fF |
| L_F | Quelques dizaines de pH |
| C_F | Quelques fF |

Dans la plupart des cas, l'ensemble des éléments parasites sont négligés, c'est-à-dire le fil de connexion, la capacité de plot et la résistance de doigt. Reste que la résistance de charge R_C et la capacité C_{PD} , ce qui permet de déterminer la constante de temps $R_C C_{PD}$. La fréquence de coupure liée à l'effet de capacité est alors donnée par [26] :

$$f_C = \frac{1}{2\pi \cdot R_C \cdot C_{PD}} \quad (\text{II.68})$$

Pour un photodétecteur de surface active $S = 50 \times 50 \mu\text{m}^2$ avec $D = 1 = 1 \mu\text{m}$ et une résistance de charge égale à 50Ω , la constante de Temps RC est égale à 4 ps, Conduisant à une fréquence de coupure plus élevée que 40 GHz. D'autre part, en considérant une vitesse de saturation de $5 \times 10^6 \text{ cm/s}$, le temps de transit correspondant est égal à 20 ps. Toutes ces valeurs montrent que la constante de temps RC n'est souvent pas le facteur dominant, limitant le comportement dynamique du photodétecteur MSM. C'est la raison pour laquelle on doit prendre en considération le phénomène de transit des porteurs.

En ce qui concerne ce dernier, une modélisation physique bidimensionnelle est nécessaire pour rendre compte à la fois, de l'influence de la géométrie d'électrode, de l'épaisseur de la couche absorbante, des hétéro interfaces à traverser, et de la distribution de champs électrique liée à la tension de polarisation [44].

Toutefois, un certain nombre de règles permettent d'évaluer la coupure liée au transit des porteurs. En premier lieu, la présence de pointes élevées de champ électrique juste sous les limites de doigt, fait qu'il est difficile de polariser correctement un composant de grande distance interélectrode ($D > 3\mu\text{m}$). En effet, on atteint dans ce cas un champ de pointe supérieur au champ de claquage alors que le champ au milieu de l'espace interélectrode est encore trop faible pour donner aux photoporteurs leur vitesse de saturation. Ce phénomène, visible sur la figure II.16, est d'autant plus accusé pour les trous, plus lents que les électrons. Même pour les faibles distances interélectrodes, la variation de champ dans le composant doit être prise en compte. La tension de polarisation est donc un paramètre important qu'il faut ajuster pour limiter le temps de transit moyen en évitant le claquage [23]. En second lieu, la distribution des lignes de courant dans le composant rend plus favorable un certain rapport entre l'épaisseur de couche absorbante et la distance interélectrode. L'effet du transit est minimal lorsque cette valeur est voisine de 2 ; ($W_a/D = 2$) [23]. Ceci étant acquis, le temps de transit moyen dans la structure est [45] :

$$\tau_t = \frac{D}{v_{sat}} \quad (\text{II.69})$$

où v_{sat} est la vitesse de saturation des porteurs (on adopte la même pour les trous et les électrons), D est la distance interélectrode. La fréquence de coupure liée au transit est alors donnée par [45] :

$$f_T \approx \frac{1}{\tau_t} \quad (\text{II.70})$$

La fréquence de coupure de la photodiode MSM est dans ces conditions [23] :

$$f = \left(\frac{1}{f_C^2} + \frac{1}{f_T^2} \right)^{-1/2} \quad (\text{II.71})$$

La figure II.21 représente la fréquence de coupure d'un photodétecteur MSM de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ chargée par une résistance de 50Ω , en fonction des distances interélectrodes. Le maximum (figure II.22) correspond au meilleur compromis entre le temps de transit des porteurs et la capacité du photodétecteur (fréquence de coupure liée au temps de transit et fréquence de coupure liée à la capacité). Ainsi, à gauche de ce maximum, la fréquence de coupure est limitée par la capacité et le circuit de charge ; à droite, elle est limitée par le temps de transit des porteurs photocréés. Dans nos simulations, on a pris la vitesse de saturation des charges égale à $7 \times 10^6 \text{ cm/s}$ [15].

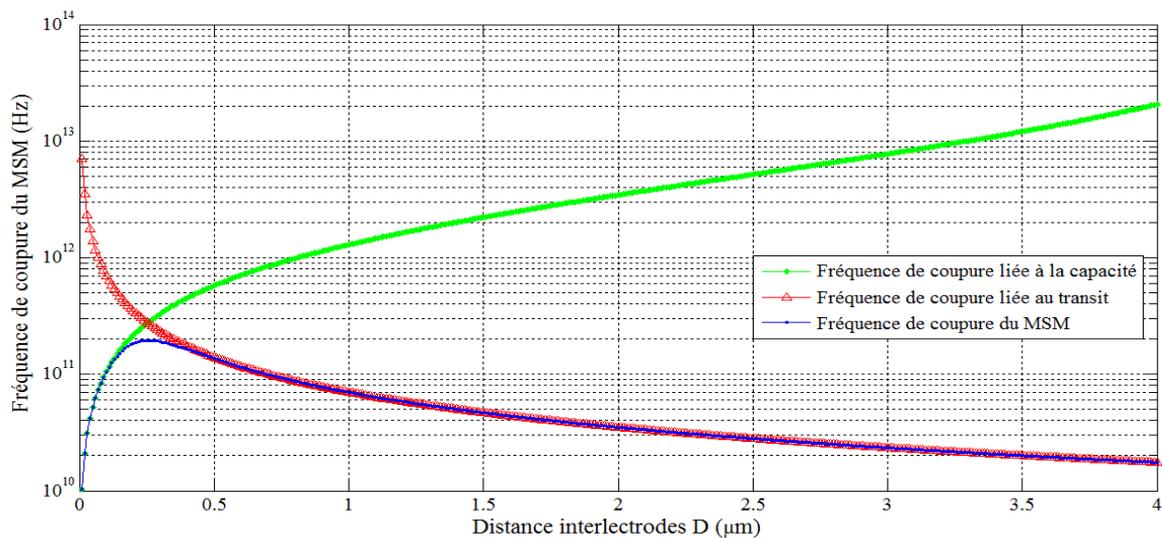


Figure II.2121 : Evolution de la fréquence de coupure d'un photodétecteur MSM de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ en fonction des distances interélectrodes.

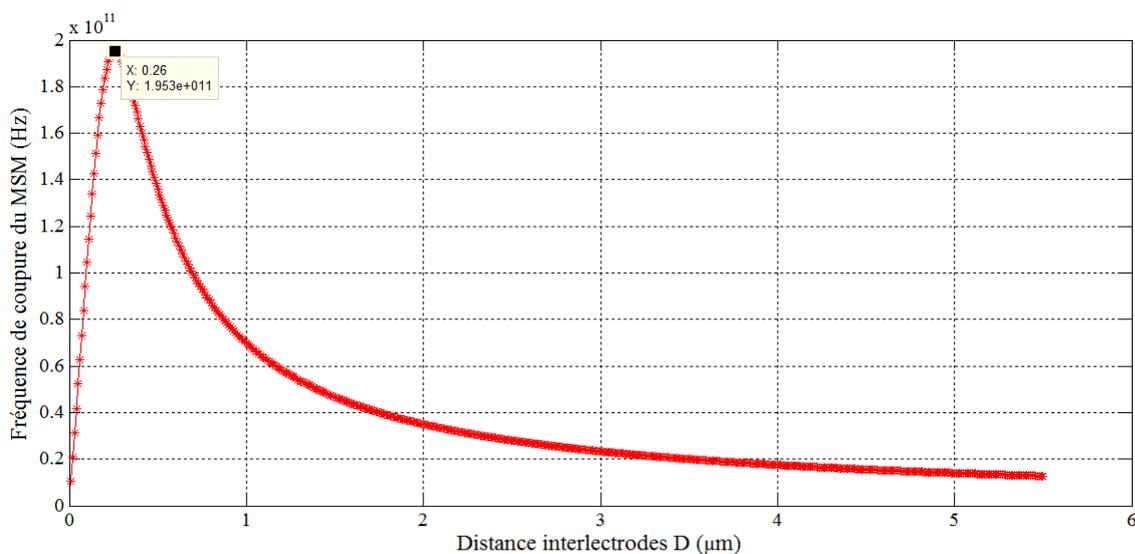
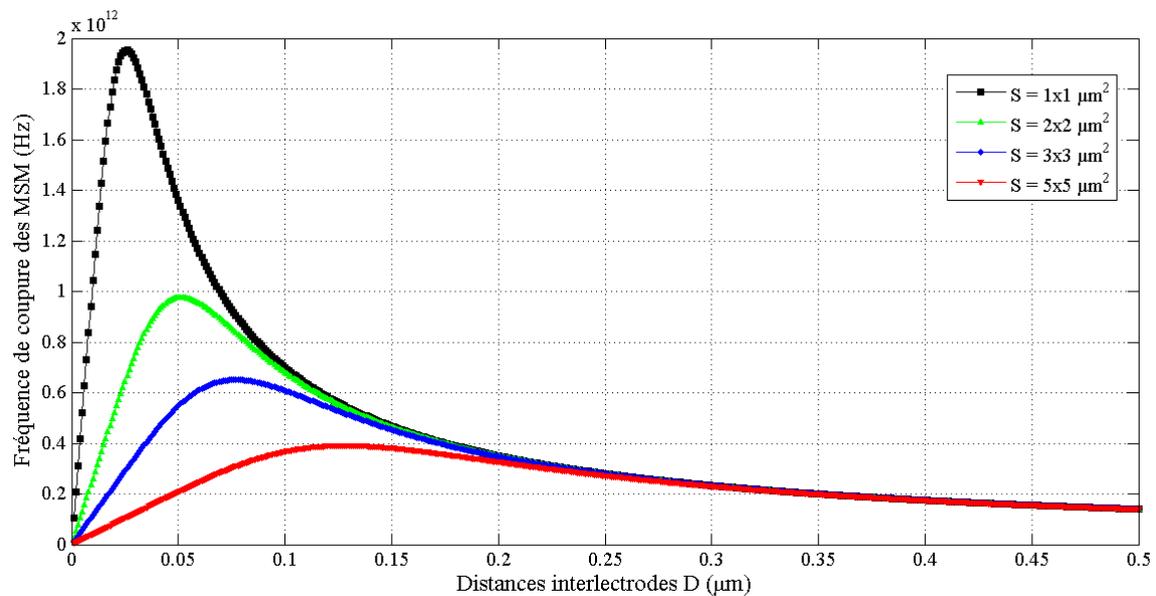
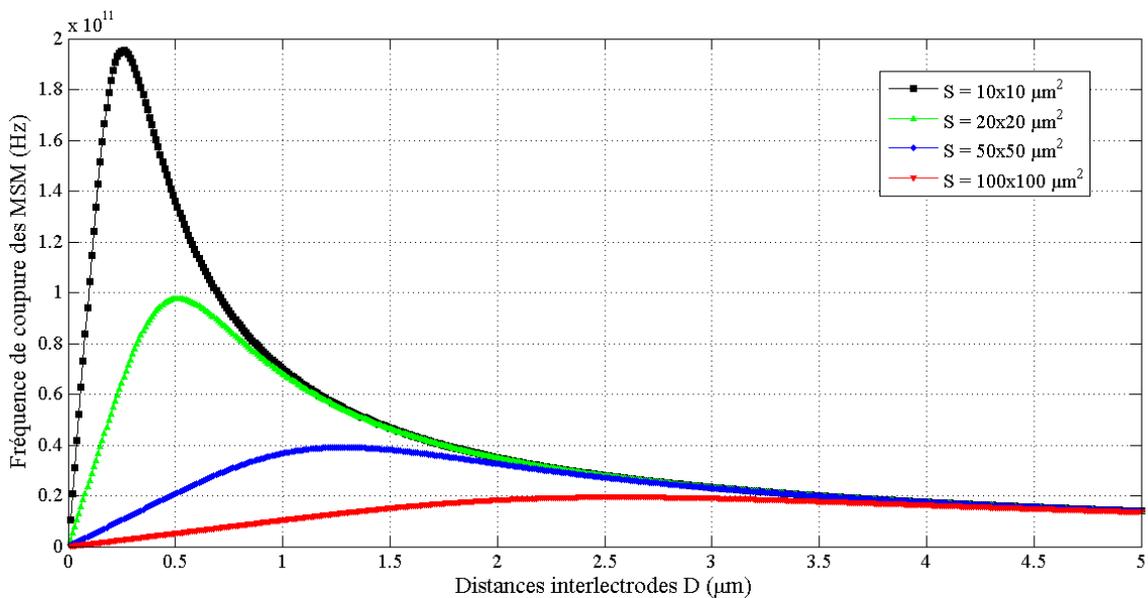


Figure II.2222 : Fréquence de coupure d'un photodétecteur MSM interdigité de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ en fonction des distances interélectrodes.

L'utilisation d'une grande surface permet de collecter une plus grande puissance lumineuse incidente, par contre, elle diminue la fréquence maximale que l'on peut obtenir avec un photodétecteur. Les simulations réalisées sous le logiciel MATLAB montrent bien que plus la surface du photodétecteur MSM est importante plus la capacité s'élève (figure II.19), ce qui affecte le comportement dynamique des composants comme on peut le voir sur les figures II.23 (a) et (b). En effet, sur ces figures, on peut voir la diminution de la fréquence de coupure maximale par rapport aux surfaces des photodétecteurs variant de $1 \times 1 \mu\text{m}^2$ à $100 \times 100 \mu\text{m}^2$. En comparaison, une différence de fréquence de coupure maximale d'à-peu-près 10 GHz est obtenue en faveur du photodétecteur de surface égale à $1 \times 1 \mu\text{m}^2$ par rapport à celui de surface $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ (de distance interélectrodes différentes).



(a)



(b)

Figure II.2323 : Evolution de la fréquence de coupure de photodétecteurs MSM de différentes surfaces en fonction des distances interélectrodes.

La distance interélectrodes joue aussi un rôle important sur le comportement dynamique des photodétecteurs car elle limite le temps de transit des charges photocréées. En définitif, une augmentation de la distance interélectrodes fait diminuer la capacité et augmenter le temps de transit. Il y a donc, pour chaque structure, un compromis à trouver.

II.11. Conclusion :

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté les propriétés statiques du photodétecteur MSM, à savoir le rendement quantique, le courant d'obscurité et le photocourant, et les propriétés dynamiques qui sont la capacité, le temps de transit et la fréquence de coupure. L'intérêt de ce travail est de rassembler le maximum d'information et de comprendre le fonctionnement du photodétecteur MSM pour pouvoir l'utiliser dans des conditions optimales. Des simulations par MATLAB ont été faites, $I(V)$ en obscurité, variation des capacités et des fréquences de coupure en fonction des distances interélectrodes. Il en résulte, à partir des différentes relations théoriques et des simulations, que les paramètres influençant le fonctionnement du MSM (paramètres géométriques, physiques, ...) peuvent intervenir assez sensiblement, si l'on recherche une utilisation du composant aux fréquences les plus élevées possibles.

II.12. Bibliographie :

- [01]- R.G. DECORBY, "Frequency Response Characterization of GaAs MSM Photodetector Arrays: Test Facility and Experimental Results", Thèse de master en Science, Spécialité: Génie Electrique, Université de Saskatoon, Saskatchewan, Canada, mai 1995.
- [02]- W.C. KOSCIELNIAK, J.L. PELOUARD, M.A. LITTLEJOHN, "Intrinsic and extrinsic response of GaAs Metal-Semiconductor-Metal Photodetector", IEEE Photonics Technology Lett., vol. 2, pp. 125-127, 1990.
- [03]- S.M. SZE, D.J. COLEMAN, Jr., A. LOYA, "Current transport in metal-semiconductor-metal (MSM) structures", Solid-State Electron, vol. 14, pp. 1209-1218, 1971.
- [04]- T. SUGETA, T. URISU, S. SAKATA, Y. MIZUSHIMA, "Metal-Semiconductor-Metal Photodetector for High-speed Optoelectronic Circuits", Proc. 11th Conf. (1979 Int.) Solid State Devices, Tokyo, 1979, Japon. J. Appl. Phys., Suppl. 19-1, 459 (1980).
- [05]- T. SUGETA, T. URISU, "High-Gain Metal-Semiconductor-Metal Photodetectors for High-Speed Optoelectronics Circuits", Proc. IEEE Dev. Research Conf., 1979. Also in IEEE Trans. Electron Dev., ED-26, p. 1855, 1979.
- [06]- M. ITO, O. WADA, K. NAKAI, T. SAKURAI, "Monolithic Integration of a Metal-Semiconductor-Metal Photodiode and a GaAs Preamplifier", IEEE Electron Device Letters, vol. EDL-5, N° 12, pp. 531-532, Dec. 1984.
- [07]- B.J. VAN ZEGHBROECK, W. PATRICK, J.-M. HALBOUT, P. VETTIGER, "105 GHz Bandwidth Metal-Semiconductor-Metal Photodiode", IEEE Electron Dev. Lett., EDL-10, pp. 527-529, 1988.

- [08]- H. SCHUMACHER, H.P. LEBLANC, J. SOOLE, R. BHAT, "An Investigation of the Optoelectronic Response of GaAs/InGaAs MSM Photodetectors", IEEE Electron Dev. Lett., EDL-9, p. 607, 1988.
- [09]- J.B.D. SOOLE, H. SCHUMACHER, R. ESAGUI, R. BHAT, "Waveguide Integrated MSM Photodetector for the 1.3 μ m-1.6 μ m Wavelength Range", Tech. Dig. IEEE IEDM, p. 483, 1988.
- [10]- S.Y. CHOU, M.Y. LIU, "Nanoscale tera-hertz metal-semiconductor-metal photodetectors", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 28, pp. 2358-2368, 1992.
- [11]- J.B.D. SOOLE, H. SCHUMACHER, "Transit-time limited frequency response of InGaAs MSM photodetector", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 37, pp. 2285-2291, 1990.
- [12]- M. SIEGERT, M. LOKEN, C. GLINGENER, C. BUCHAL, "Efficient optical coupling between a polymeric waveguide and an ultrafast silicon MSM photodiode", IEEE Journal of Selected Topic on Quantum Electronics, vol. 4, pp. 970-974, 1998.
- [13]- A. VAPAILLE, R. CASTAGNÉ, "Dispositifs et circuits intégrés semiconducteurs, Physique et Technologie", Ed. Dunod, Paris, 1987.
- [14]- S.M. SZE, K. NG. KWOK, "Physics of Semiconductor Devices", Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2007.
- [15]- S.M. SZE, "Physics of Semiconductor Devices", 2nd Ed., John Wiley & Sons, New York, 1981.
- [16]- E.H. RHODERICK, "Metal-semiconductor contacts", IEE Proc., 129, 1 (1982).
- [17]- E.H. RHODERICK and R.H. WILLIAMS, "Metal-Semiconductor Contacts", 2nd Ed., Clarendon Press, Oxford, 1988.
- [18]- P.N.J. DENNIS, "Photodetectors", Plenum Press, New York, 1986.
- [19]- H.A. BETHE, "Theory of the boundary of crystal rectifiers", MIT Radiation Lab. Rep. pp. 43-12, 1942.
- [20]- W. SCHOTTKY, E. SPENKE, "Quantitative treatment of the space charge and boundary-layer theory of the crystal rectifier", Wiss. Veroff. Siemens-Werken., 18, 225, 1939.
- [21]- E. SPENKE, "Electronic Semiconductors", McGraw-Hill, New York, 1958.
- [22]- M. LI, "Metal-Semiconductor-Metal Photodetectors", Thèse de Doctorat en philosophie, présentée à l'Université de New York à Buffalo, Janvier 2006.
- [23]- D. DECOSTER, J. HARARI, "Détecteurs optoélectroniques (Traité EGEM, série optoélectronique)", Ed. Hermès Science Publications, Lavoisier, Paris, 2002.
- [24]- J.B.D. SOOLE, H. SCHUMACHER, R. ESAGUI, M.A. KOZA, R. BHAT, "Waveguide integrated MSM photodetector on InP", Electronics Letters, vol. 24, n° 24, pp. 1478-1480, 1988.

- [25]- J.F. VINCHANT, J.P. VILCOT, J.L. LORIAUX, D. DECOSTER, "Monolithic integration of a thin and short Metal-Semiconductor-Metal photodetector with a GaAlAs optical inverted rib waveguide on a GaAs semi insulating substrate", Applied Physics Letters, vol 55, n° 19, pp. 1966-1968, 1989.
- [26]- J. HARARI, J.P. VILCOT, D. DECOSTER, "Metal Semiconductor Metal Photodetectors", Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, vol. 12, John G. Webster, Editor, pp. 561-577, 1999.
- [27]- C.C. WANG, S. ALEXANDROU, D. JACOBS-PERKINS, T.Y. HSIANG, "Comparison of the picosecond characteristics of silicon and silicon-on-sapphire Meta-Semiconductor-Metal photodiodes", Appl. Phys. Lett. 64 (26), pp. 3578-3580, 1994.
- [28]- S.Y. CHOU, M.Y. LIU, "Nanoscale tera-hertz Metal-Semiconductor-Metal photodetectors", IEEE J, Quantum Electr., 28, pp. 2358-2368, 1992.
- [29]- M.A. MATIN, K.C. SONG, B.J. ROBINSON, J.G. SIMMONS, D.A. THOMPSON, F. GOUIN, "Very low dark current InGaP/GaAs MSM Photodetector using semi transparent and opaque contacts", Electronics Letters, vol. 32, n° 8, pp. 766-767, 1996.
- [30]- J.W. SEO, C. CANEAU, R. BHAT, I. ADESIDA, "Application of Indium-Tin-Oxide with improved transmittance at 1.3 μ m for MSM photodetectors", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 5, n° 11, pp. 1313-1315, 1993.
- [31]- W. GAO, A. KHAN, P.R. BURGER, R.G. HUNSPERGER, G. ZYDZIK, H.M. O'BRIAN, D. SIVCO, A.Y. CHO, "InGaAs Metal-Semiconductor-Metal photodiodes with transparent Cadmium Tin Oxide Schottky contacts", Applied Physics Letters, vol. 65, n° 15, pp. 1930-1932, 1994.
- [32]- L.C. LIOU, B. NABET, "Simple analytical model of bias dependence of the photocurrent of metal-semiconductor-metal photodetectors", Applied Optics, vol. 35, Issue: 1, pp. 15-23, 1996.
- [33]- K. HONKANEN, "Fabrication and modeling of SOI and GaAs MSM photodetectors and a GaAs based integrated photoreceiver", Thèse de doctorat, Spécialité: Technologie, Université de technologie de Helsinki, Finlande, novembre 2001.
- [34]- Y.C. LIM and R.A. MOORE, "Properties of alternately charged coplanar parallel strips by conformal mapping", IEEE Trans. Electron. Device Lett., vol. ED-15, pp. 173-180, Mar. 1968.
- [35]- M. ITO and O. WADA, "Low dark current GaAs Metal-Semiconductor-Metal (MSM) photodiodes using WSi_x contacts", IEEE J. Quantum Electron., QE-22, N° 7, pp. 1073-1077, July 1986.
- [36]- W. HILBERG, "From Approximations to exact relations for characteristic impedances", IEEE Tran. Microwave. Theory Tech., vol. MTT-17, pp. 259-265, May 1969.

- [37]- S. ABOULHOUDA, "Contribution à l'Etude de Photodétecteurs Rapides -Application aux Photorécepteurs Resonants Micro-Ondes", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologie de Lille, 30 Mai 1990.
- [38]- E.H. BÖTTCHER, E. DRÖGE, D. BIMBERG, A. UMBACH, H. ENGEL, "Ultra-wideband (> 40 GHz) submicron InGaAs Metal-Semiconductor-Metal photodetector", IEEE Photon. Tech. Lett., vol. 8, n° 9, pp. 1226-1228, 1996.
- [39]- B.J. VAN ZEGHBROECK, "105-GHz bandwidth Metal-Semiconductor-Metal photodiode", IEEE Electron Device Letters, vol. 9, n° 19, pp. 527-529, 1988.
- [40]- E. DROGE, E.H. BÖTTCHER, R. STEINGRUBER, "70 GHz InGaAs metal-semiconductor-metal photodetectors for polarization insensitive operation", Electronics letters, vol. 34, pp. 1421-1422, 1998.
- [41]- W.C. KOSCIELNIAK, M.A. LITTLEJOHN, J.L. PELOUARD, "Analysis of a GaAs Metal-Semiconductor-Metal (MSM) photodetector with 0.1 μ m finger spacing", IEEE Electron Device Letters, vol. 10, Issue: 5, pp. 209-211, 1989.
- [42]- E.H. BÖTTCHER, D. KUHL, F. HIERONYMI, E. DROGE, T. WOLF, D. BIMBERC, "Ultrafast semi-insulating InP : Fe-In-GaAs : Fe-InP : Fe. MSM photodetectors : modeling and performance", IEEE J. Quantum Electr. vol. 28, pp. 2343-2357, 1992.
- [43]- J.W. CHEN, D.K. KIM, M.B. DAS, "Transit time limited high frequency response characteristics of MSM photodetectors", IEEE Trans. Electron. Devices, vol. 43, pp. 1839-1843, 1996.
- [44]- I.S. ASHOUR, J. HARARI, J.P. VILCOT, D. DECOSTER, "High optical power nonlinear dynamic response of AlInAs/GaInAs MSM photodiode", IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 42, n° 5, pp. 828-834, 1995.
- [45]- N. MICHEL, "Etude et réalisation de photodiodes-guides millimétriques de puissance à 1.5 microns", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 24 Mars 2004.

CHAPITRE III

CONCEPTION

ET RÉALISATION

DE PHOTODÉTECTEURS MSM

INTÉGRÉS DANS UNE LIGNE

HYPERFRÉQUENCE

COPLANAIRE

CHAPITRE III

CONCEPTION ET RÉALISATION DE PHOTODÉTECTEURS MSM INTÉGRÉS DANS UNE LIGNE HYPERFRÉQUENCE COPLANAIRE

III.1. Introduction :

Les photodétecteurs MSM, de technologie simple du fait de leurs structures planaires, présentent en plus un avantage certain pour l'intégration monolithique [1]. L'objectif de ce chapitre est de présenter la structure et les propriétés de l'Arséniure de Gallium (GaAs), matériau choisi pour la réalisation des différents composants, de décrire la technique de réalisation de photodétecteurs MSM intégrés monolithiquement dans le conducteur d'une ligne centrale coplanaire utilisable pour des applications hyperfréquences. Ces photodétecteurs possèdent une structure monoélectrode et interdigitée. Les détails de toutes les étapes de fabrication, de la conception des masques jusqu'au composant fini, réalisés dans la salle blanche de l'IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies à Lille) seront abordés.

III.2. Choix du matériau utilisé :

Dans les années 70-80, plusieurs travaux de recherche ont montré la possibilité de réaliser des fibres optiques à faibles pertes et à dispersion négligeable ce qui a permis le développement des télécommunications optiques et de la fibre optique en tant que support de transmission.

La courbe de la Figure III.1 montre l'évolution des pertes en fonction de la longueur d'onde pour des fibres optiques en silice. A partir de ces caractéristiques, les fenêtres spectrales 0,85, 1,3 et 1,55 μm ont été fixées car elles donnent les plus faibles atténuations et sont compatibles avec les longueurs d'onde de coupure de certains semiconducteurs III-V.

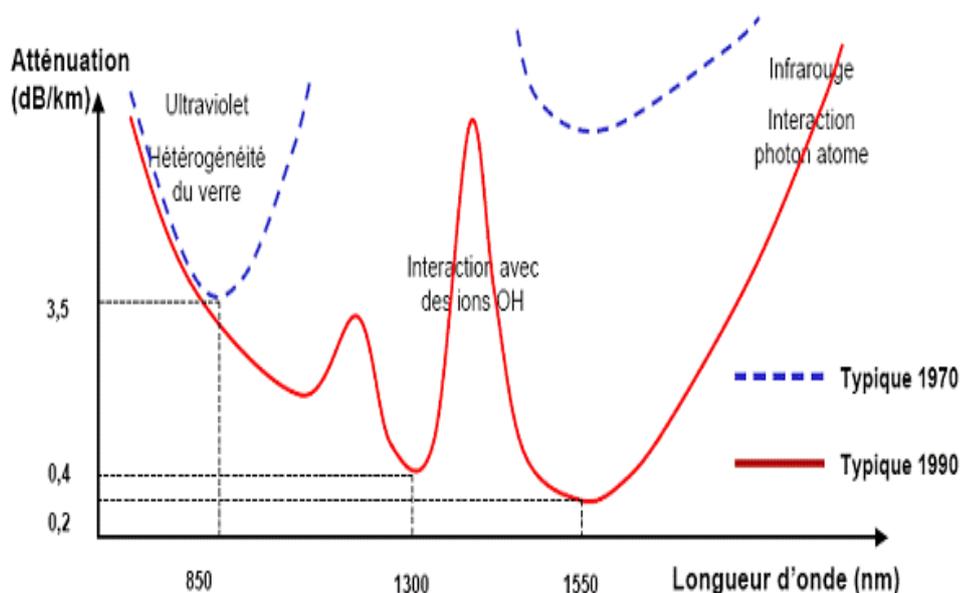


Figure III.11 : Atténuation dans la fibre optique en fonction de la longueur d'onde [2].

Pour les longueurs d'onde $0.85\mu\text{m}$, l'atténuation de fibres optiques est aux environs de 3dB/Km, conduisant ainsi à l'étude et au développement de matériaux tel que l'Arséniure de Gallium (GaAs).

Le GaAs est un matériau semiconducteur important dans l'industrie optoélectronique. Il est utilisé en particulier pour la réalisation des composants micro-ondes, diodes électroluminescentes infrarouge, des cellules photovoltaïques, différents lasers à semiconducteur, etc. C'est un semiconducteur dit III-V car le Gallium et l'Arsenic sont respectivement dans la 3^{ème} et 5^{ème} colonne de la classification périodique de Mendeleïev. Le numéro atomique de l'Arsenic est 33 et celui du Gallium est 31, ils ont donc respectivement 5 et 3 électrons sur la couche externe.

Ainsi, dans le GaAs chaque As est entouré de 4 Ga et chaque Ga est entouré de 4 As. Il se produit alors un échange d'électrons : les atomes d'As donnent 1 électron aux atomes de Ga de sorte que le cristal se construit avec les ions As^+ et des ions Ga^- qui ont tous 4 électrons périphériques. Ces 4 électrons vont s'engager dans 4 liaisons de valence avec les 4 voisins de l'ion considéré (As^+ ou Ga^-). Par conséquent, on retrouve la même disposition que le Silicium. Dans ce cas-là on ne retrouve pas d'électrons libres et le matériau est isolant s'il est parfait et au zéro absolu [3].

III.2.1. Structure cristalline et réseau réciproque :

L'Arséniure de Gallium possède une structure cristalline de type Zinc Blende. Cette structure appartenant à la classe cristalline cubique est une combinaison de sites tétraédriques. Le réseau cristallin du GaAs peut se décomposer en deux sous-réseaux cubiques à faces centrées interpénétrés, l'un étant constitué des atomes de l'élément III, l'autre des atomes de l'élément V (Figure III.2). Ces deux sous-réseaux sont décalés l'un par rapport à l'autre le long de la diagonale du cube, d'une quantité $(a/4, a/4, a/4)$, "a" étant le paramètre cristallin, c'est-à-dire la longueur de l'arête du cube élémentaire. Chaque atome se trouve donc au centre d'un tétraèdre régulier dont les sommets sont occupés par un atome de l'autre espèce. La maille élémentaire, à partir de laquelle on peut reconstituer le cristal entier par un ensemble de translations, est formée par un atome de chaque type.

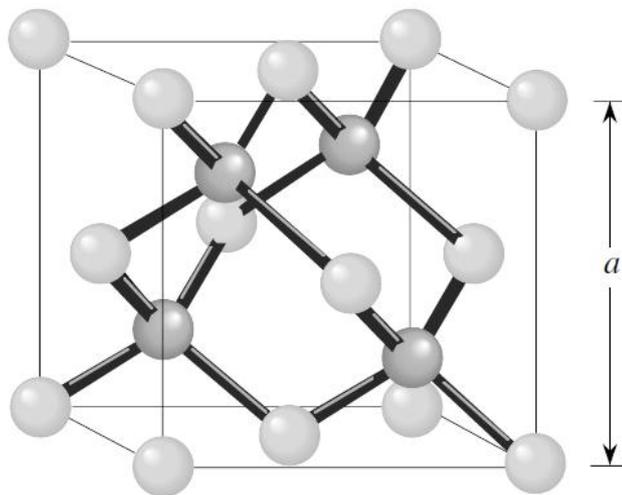


Figure III.22 : Réseau cristallin dans la structure Zinc Blende [4].

A partir du réseau cristallin, on définit le réseau réciproque, qui est le système de coordonnées [énergie – vecteur d’onde] dans lequel on représente les variations des fréquences de vibrations du réseau cristallin ou de l’énergie des états électroniques en fonction du vecteur d’onde \vec{K} caractérisant la propagation de l’onde considérée (de nature vibrationnelle ou électronique) [5].

Le réseau réciproque associé à la structure de type zinc blende est cubique à faces centrées. Sa maille élémentaire, qui correspond à la première zone de Brillouin, est représentée sur la Figure III.3 [6]. Elle présente un centre de symétrie Γ à l’origine ($\vec{K}=0$), et un certain nombre d’axes de symétrie : il existe trois axes équivalents $\langle 100 \rangle$ coupant le bord de la zone de Brillouin aux points X, et quatre axes équivalents $\langle 111 \rangle$, avec les points correspondants L.

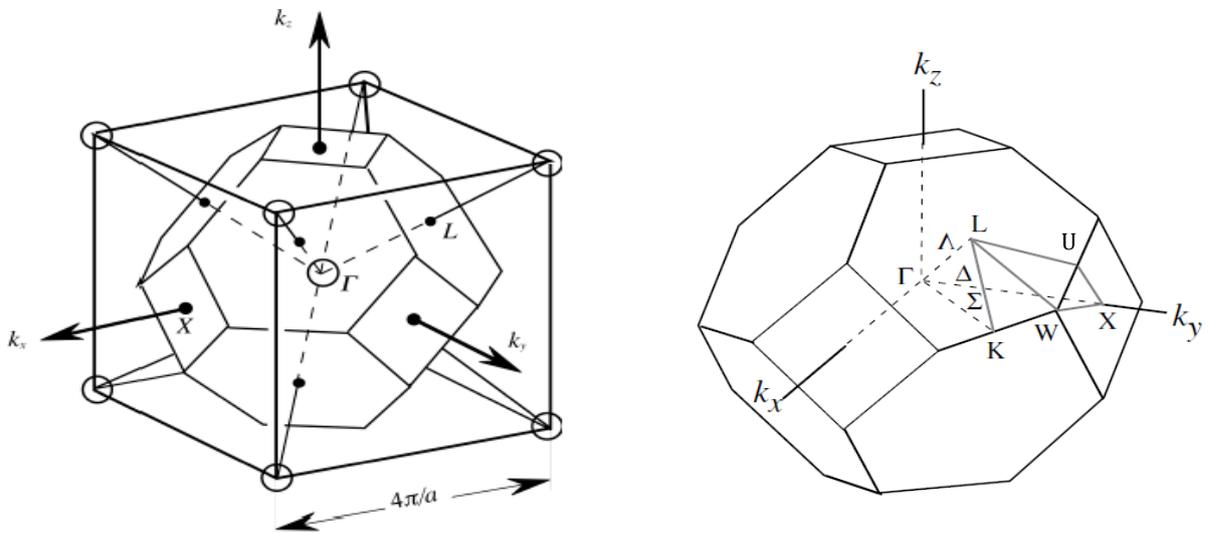


Figure III.33 : Première zone de Brillouin d’un réseau cubique à faces centrées [4].

où : K : Milieu d’une arête joignant deux faces hexagonales.

L : Centre d’une face hexagonale.

U : Milieu d’une arête joignant une face hexagonale et une face carrée.

W : Sommet.

X : Centre d’une face carrée.

III.2.2. Structure des bandes d’énergie et intérêts technologiques :

Les bandes d’énergie donnent les états d’énergie possibles pour les électrons en fonction de leur vecteur d’onde. On les représente donc dans l’espace réciproque, et pour simplifier, dans les directions de plus hautes symétries de la première zone de Brillouin. Elles se décomposent en bandes de valence et bandes de conduction. Ce qui détermine principalement les propriétés de transport du semiconducteur sont la bande de valence la plus haute, la bande de conduction la plus basse, et la bande interdite qui les sépare.

Sur la Figure III.4 est représentée l’allure des bandes du GaAs, qui est en général la même pour tous les composés III-V [7] ; c’est une structure de bande directe, c’est-à-dire pour

lesquels le maximum de la bande de valence et le minimum de la bande conduction sont situés au centre de la zone de Brillouin, en $K = 0$. L'énergie du Gap du GaAs est donnée par la relation (III.1) [8], qui est fonction de la température et dont la variation est représentée sur la figure III.5.

$$E_g (eV) = 1.519 - \frac{5.4 \cdot 10^{-4} \cdot T^2}{T + 204} \quad (\text{III.1})$$

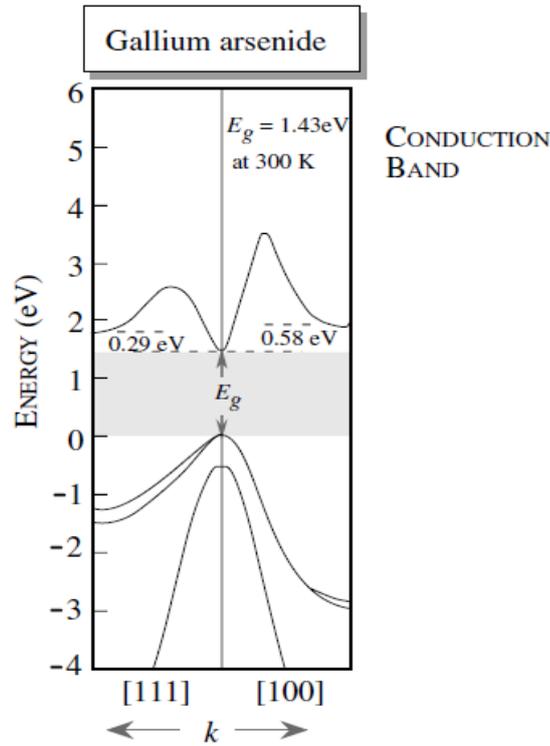


Figure III.44 : Structure de bandes d'énergie du GaAs [4].

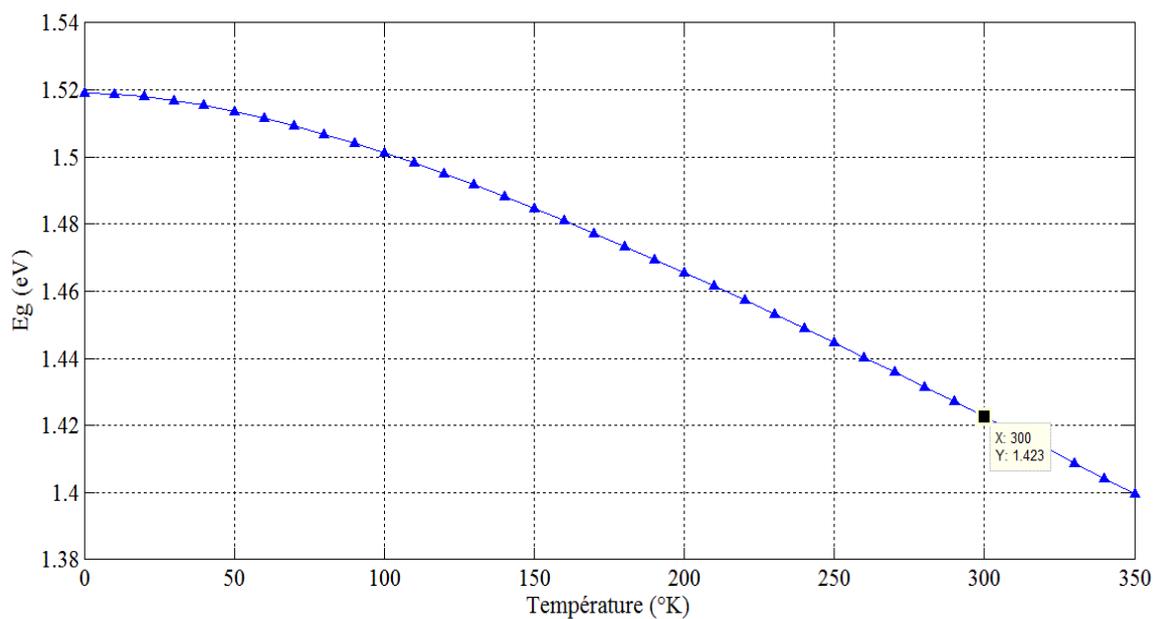


Figure III.55 : Variation du Gap E_g du GaAs en fonction de la température.

Ainsi, la structure de bande directe du GaAs, lui confère des propriétés physiques et électroniques très intéressantes pour la photodétection dans la gamme 0.85 μm :

- La transition bande à bande, c'est-à-dire le passage d'électrons de la bande de valence à la bande de conduction par absorption optique est direct et la largeur de la bande interdite élevée (1.424 eV à 300 °K) est compatible avec la fenêtre spectrale 0.85 μm .
- La courbure de bande de conduction à son minimum conduit à une masse effective des électrons très faible $m_e^* = 0.067m_0$ dans la vallée centrale Γ , par conséquent une mobilité électronique relativement élevée ($\mu_n = 8500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ à 300 °K) [9]. Ce qui représente une propriété intéressante pour l'électronique rapide.
- Il possède une plus grande vitesse de saturation des électrons, permettant de fonctionner à des fréquences supérieures à 250 GHz. Les performances fréquentielles des dispositifs à technologie GaAs sont supérieures et génèrent moins de bruit que ceux réalisés à base de Silicium [10].
- Le coefficient d'absorption est relativement élevé dans la gamme d'utilisation ($\approx 10^4 \text{ cm}^{-1}$) [9].
- Ils peuvent de même fonctionner à des puissances plus élevées, du fait d'une tension de claquage plus élevée¹.

III.2.3. Description de l'épitaxie utilisée :

Pour la réalisation des différents composants, on a utilisé une plaquette (wafer) d'une grandeur de 2 pouces (51 mm). Elle est constituée d'un substrat GaAs semi isolant (S.I) d'épaisseur 400 μm sur lequel une couche épitaxiale de GaAs non intentionnellement dopée (N.I.D) a été déposée (figure III.6) portant le numéro 19028, spécialement réalisée par la technique de croissance d'épitaxie par jet moléculaire (MBE) de l'IEMN. Cette couche a une épaisseur de 1 μm , une orientation cristalline $\langle 100 \rangle$ et un dopage à-peu-près égal à 10^{14} cm^{-3} (couche de type N). Ce dopage faible conjugué à une distance interélectrodes inférieure à 0.5 μm , permet d'accéder à la tension de bande plate V_{FB} (paragraphe II.6.4) sans polarisation ($V = 0 \text{ V}$). L'utilisation du substrat S.I est essentielle pour ne pas avoir de court-circuit compatible avec une ligne coplanaire hyperfréquence.

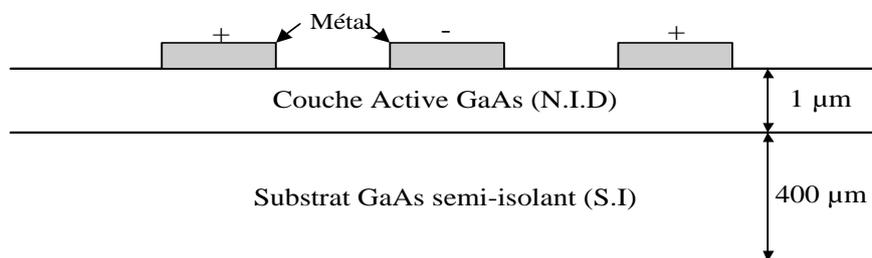


Figure III.66 : Structure du photodétecteur MSM.

¹ Référence Wikipédia : http://fr.wikipedia.org/wiki/Arséniure_de_gallium.

III.3. Conception de masques pour la réalisation des photodétecteurs MSM intégrés dans une ligne coplanaire :

Le logiciel WaveMaker 4.500 Basic élaboré par l'équipe de Barnard Microsystems Limited², permettant la réalisation des dessins de masques de composants et de circuits électroniques ayant différents niveaux de masque de l'ordre du nanomètre, a été utilisé pour la conception des différents photodétecteurs MSM et lignes coplanaire (l'extension des fichiers enregistrés est .gds). Notons que le wafer utilisé a été clivé en deux pour avoir deux demi-plaquettes, sur l'une seront réalisés des composants tests et sur l'autre les composants définitifs. Dans ce qui suit nous allons présenter les différents dessins de masques destinés aux deux demi-wafer.

III.3.1. Dessins de masques réalisés pour le premier demi-wafer :

Le premier masque dessiné contient les motifs des MSM monoélectrodes (MSM de structure basique) et les photodétecteurs MSM interdigités. Ils sont utilisés pour une application simple (caractérisation I (V)) et pour l'hyperfréquence (ligne coplanaire introduisant ces mêmes photodétecteurs). Tous les motifs réalisés ont une surface de plot de contact égale à $100 \times 100 \mu\text{m}^2$, la distance entre les différents composants va de 300 à 400 μm .

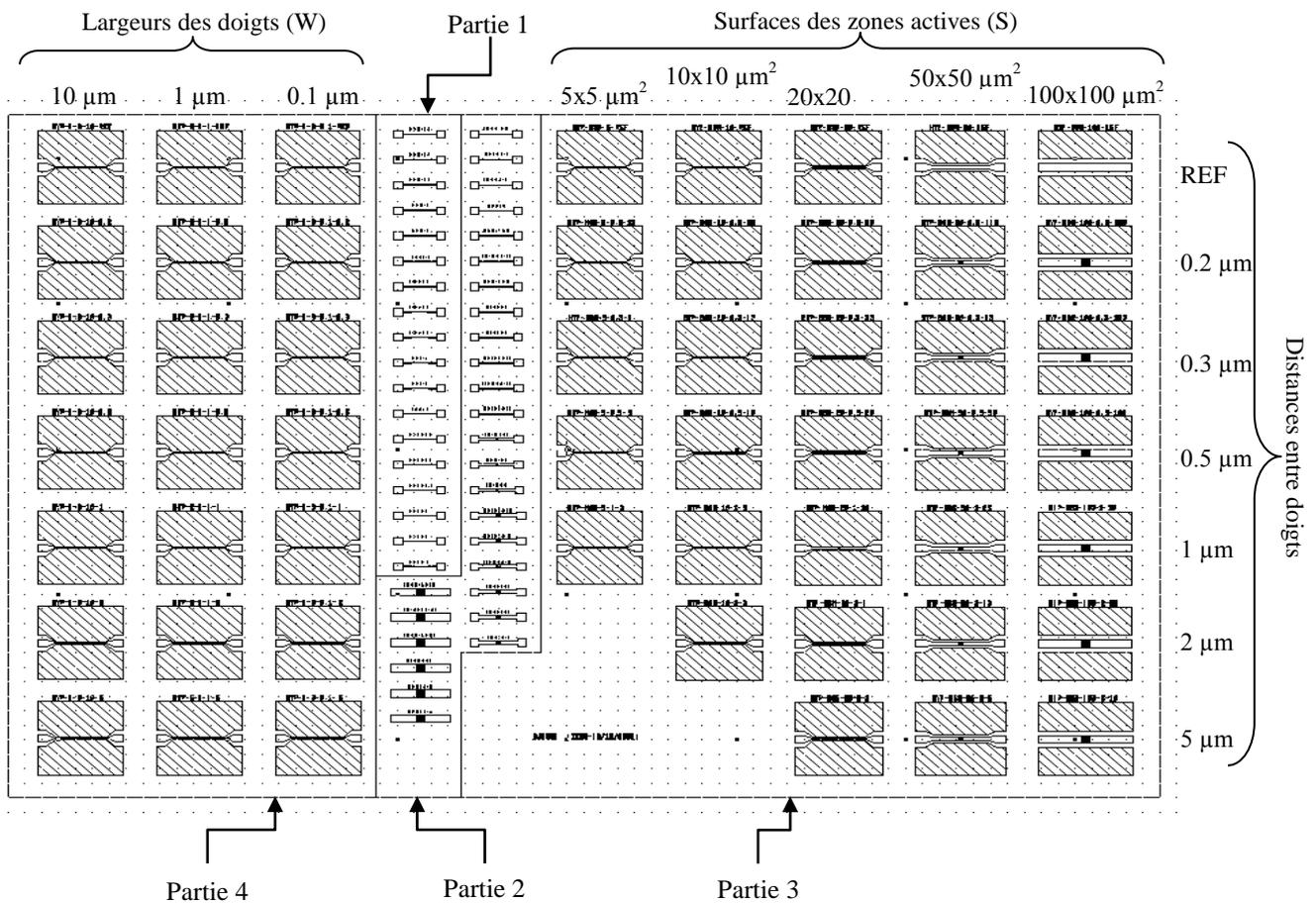


Figure III.77 : Présentation globale du dessin de masque réalisé sur le demi-wafer n° 01.

² http://www.barnardmicrosystems.com/L2_circuit_design_software.htm.

La figure III.7 représente une vue globale du dessin de masque des composants tests réalisés sur le demi wafer n° 01, elle est divisée en quatre parties :

- La partie 1 est relative aux MSM monoélectrodes,
- La partie 2 est relative aux MSM interdigités,
- La partie 3 est relative aux lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM interdigités,
- Et la partie 4 est relative aux lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes.

La réalisation des photodétecteurs MSM monoélectrodes et interdigités a nécessité un seul niveau de masque, par contre la réalisation des lignes coplanaires introduisant les photodétecteurs dans la ligne centrale a nécessité deux niveaux de masques. L'un relatif à la ligne centrale et l'autre pour les plans de masse. Ce choix est expliqué dans la partie III.4.3 lors de l'écriture électronique.

III.3.1.1. Masque de photodétecteurs MSM monoélectrodes :

Sur la figure III.8 sont représentés les trois modèles de dessins du masque de photodétecteur MSM monoélectrode réalisé, la différence réside dans la largeur des doigts W qui est égale à $0.1 \mu\text{m}$, $1 \mu\text{m}$ et $10 \mu\text{m}$. La distance entre électrodes D varie de 0.2 , 0.3 , 0.5 , 1 , 2 et $5 \mu\text{m}$, ce qui fait que le nombre de composants réalisés est égal à 18 (voir figure III.7 - partie 1).

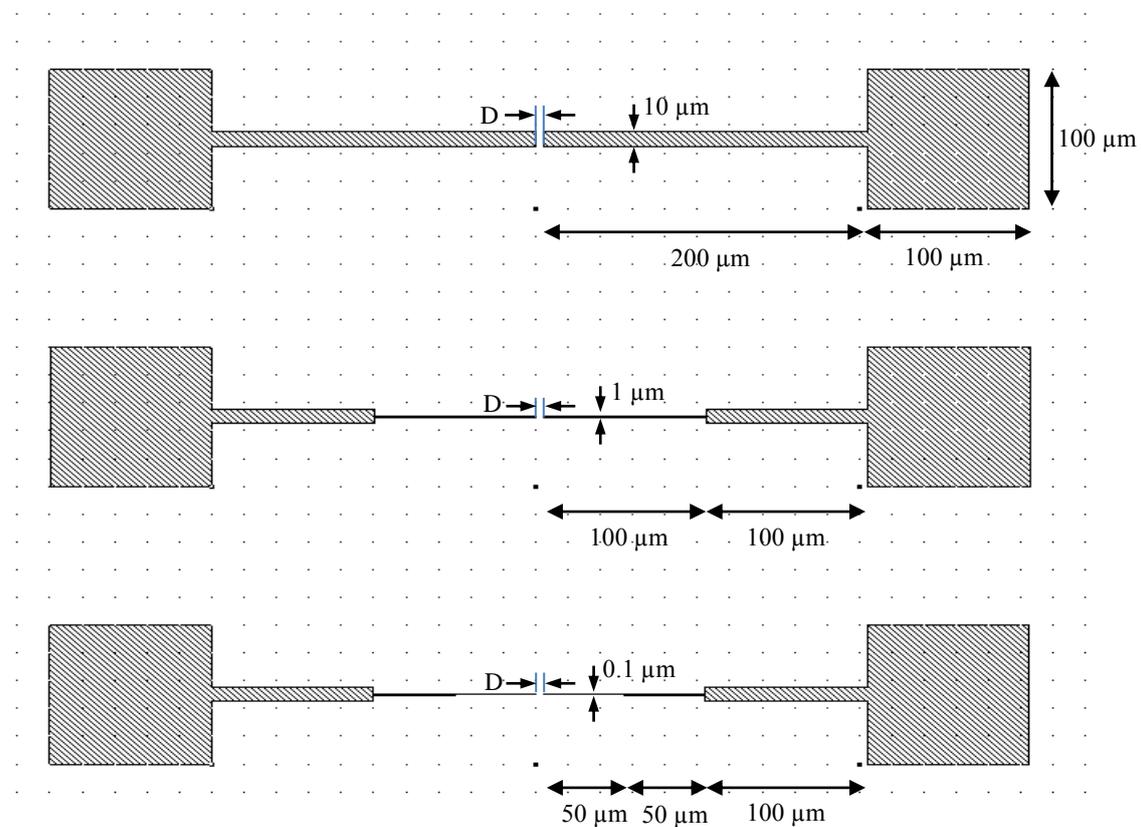


Figure III.88 : Dessins du masque de photodétecteurs MSM monoélectrodes.

III.3.1.2. Masque de photodétecteurs MSM interdigués :

La figure III.9 représente un modèle de dessin de masque d'un photodétecteur MSM interdigué. Les valeurs des paramètres géométriques des différents motifs de composants réalisés sont présentées sur le tableau III.1. La largeur de doigt est égale à l'espace inter doigt ($l = D$) ; S étant la surface du MSM, N le nombre de doigts et L la longueur du doigt. Ainsi, le nombre de motifs de photodétecteurs MSM est égal à 27 (voir figure III.7 - partie 2).

| Surface (μm^2) ($S = L \times L$) | Largeur des doigts (l) = Espace inter doigts (D) (μm) | | | | | | Nombre de doigts (N) |
|---|--|-----|-----|----|-----|-----|----------------------------|
| | 0.2 | 0.3 | 0.5 | 1 | 2 | 5 | |
| 5 x 5 | 13 | 8 | 5 | 3 | --- | --- | |
| 10 x 10 | 25 | 17 | 10 | 5 | 3 | --- | |
| 20 x 20 | 50 | 33 | 20 | 10 | 5 | 2 | |
| 50 x 50 | 125 | 83 | 50 | 25 | 13 | 5 | |
| 100 x 100 | 250 | 167 | 100 | 50 | 25 | 10 | |

Tableau III.11 : Nombres et largeurs de doigts de photodétecteurs MSM interdigués réalisés pour différentes surfaces.

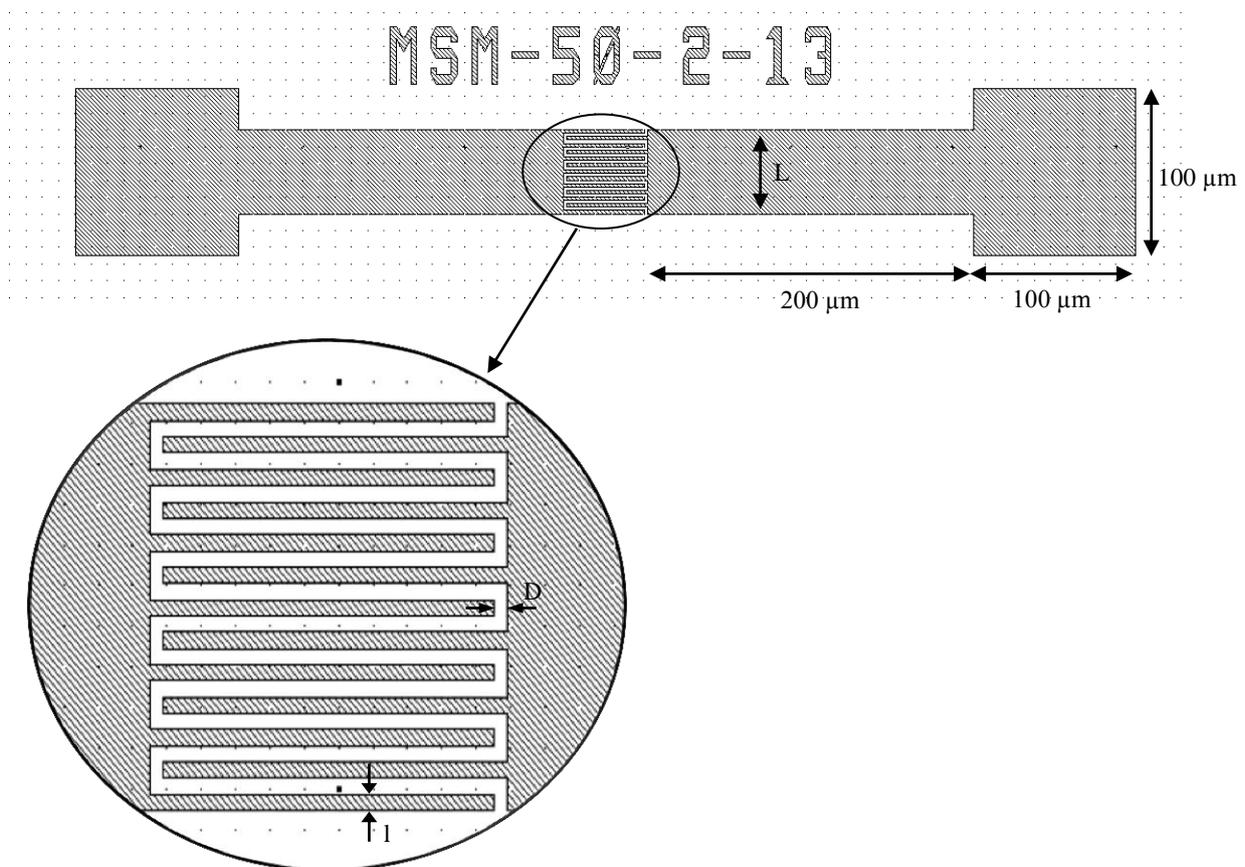


Figure III.99 : Dessins de masque de photodétecteur MSM interdigué.

III.3.1.3. Masques des lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM :

Pour les caractérisations en hyperfréquences, on a dessiné des lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM dans la ligne centrale (figure III.11 et III.12). Les photodétecteurs intégrés dans ces lignes sont de type monoélectrodes et interdigités, ils ont les mêmes grandeurs que ceux présentés dans les parties III.3.1.1 et III.3.1.2. Ainsi, le nombre total de lignes coplanaires est égal à 53 (18 pour les lignes introduisant les MSM monoélectrode + 27 pour les lignes introduisant MSM interdigités + 8 relatifs aux motifs de références, c'est-à-dire zone active court-circuitée ; voir figure III.7 - partie 3 et 4).

Pour obtenir une impédance caractéristique de 50Ω , on a utilisé le logiciel de calcul TXLINE 2003 – Microstrip³. Sur la figure III.10 est représentée la fenêtre de ce logiciel, où on a sélectionné l'onglet CPW (Coplanar waveguide) relatif à la ligne coplanaire, et on a choisi les paramètres du matériau (matériau utilisé GaAs, métal déposé), introduit quelques grandeurs physiques (épaisseur de substrat, épaisseur du métal, longueur des lignes coplanaire) et on a défini la fréquence utilisée. Ceci nous a permis d'avoir les valeurs des distances entre la masse et la ligne centrale (G) par rapport à largeur de la ligne centrale (W). Les valeurs calculées sont :

- Pour $W = 5 \mu\text{m}$ → $G = 3 \mu\text{m}$.
- Pour $W = 10 \mu\text{m}$ → $G = 6.4 \mu\text{m}$.
- Pour $W = 20 \mu\text{m}$ → $G = 13 \mu\text{m}$.
- Pour $W = 50 \mu\text{m}$ → $G = 33 \mu\text{m}$.
- Pour $W = 100 \mu\text{m}$ → $G = 64.3 \mu\text{m}$.

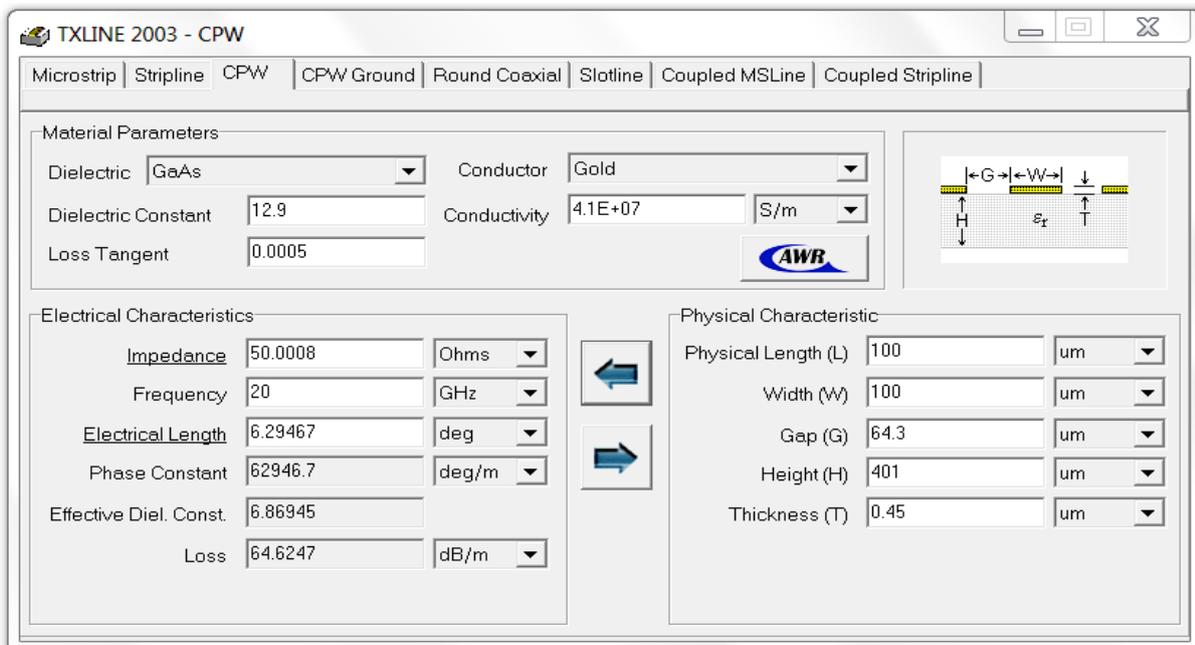


Figure III.1010 : Vue de l'interface du logiciel TXLINE 2003 – Microstrip.

³ <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Optional-Products/TX-Line/>

Remarque : Pour les lignes hyperfréquences intégrant des MSM monoélectrode de largeur W égale à 1 et 0.1 μm , on a affaire à une très grande impédance localisée au niveau de la zone active due à la grande distance entre ligne hyper et masse (sinon $G \ll$). Le passage d'une largeur W de 100 μm à 1 μm ou 0.1 μm s'effectue à l'aide d'une transition constituée de tronçons dont la largeur est progressivement diminuée (figure III.12.b).

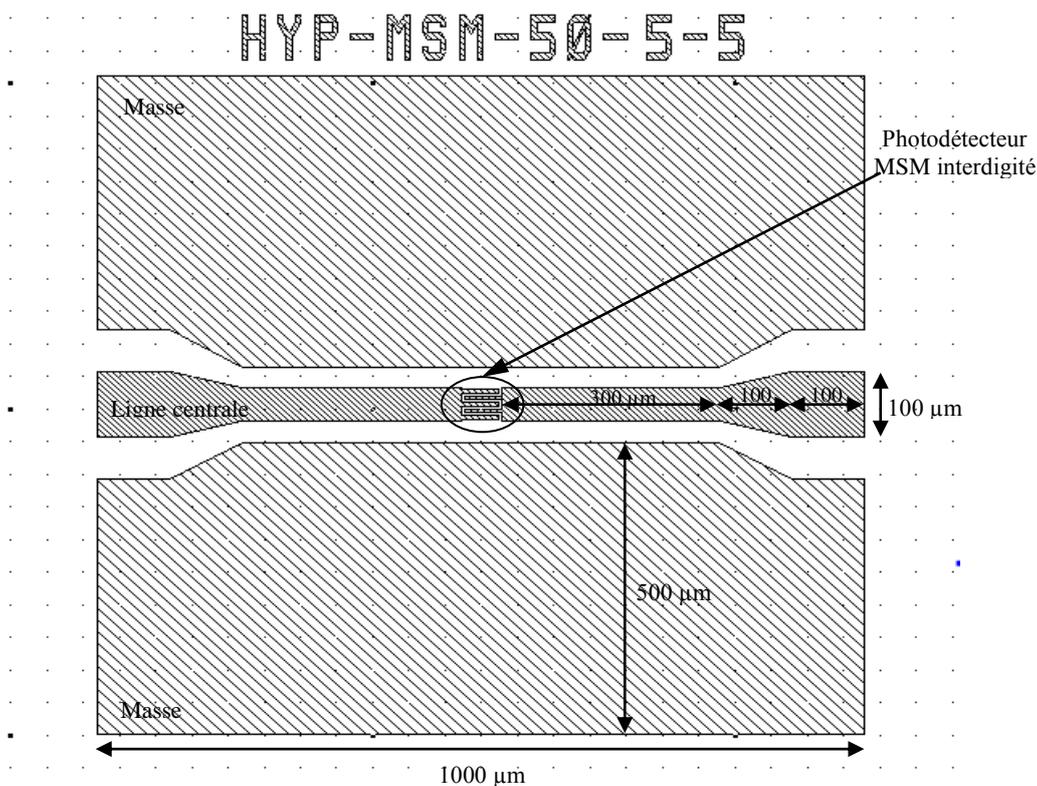


Figure III.111 : Dessin de masque de ligne coplanaire introduisant le photodétecteur MSM interdigité dans la ligne centrale.

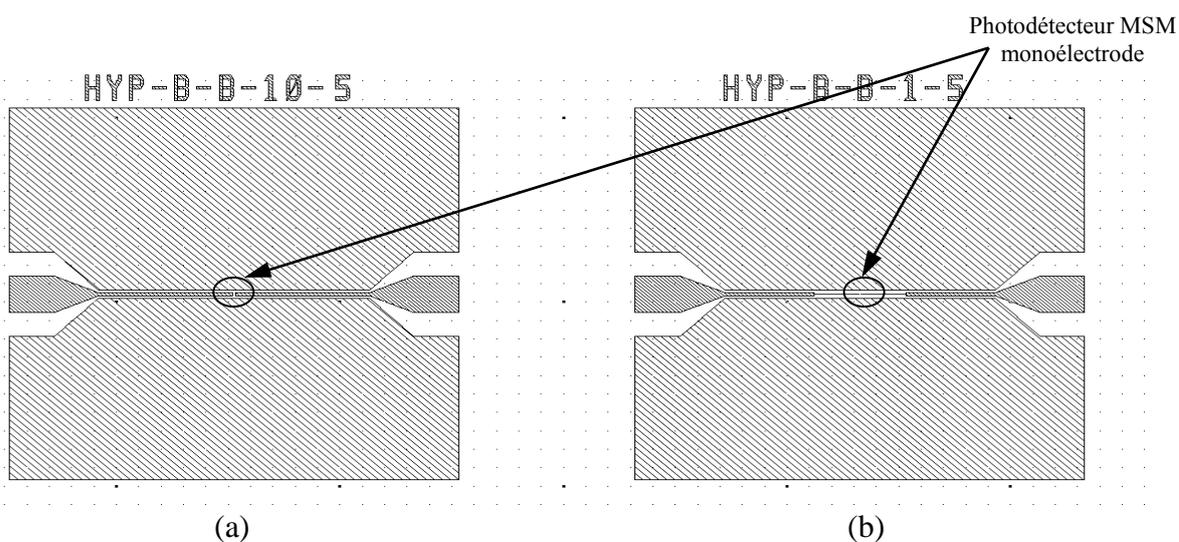


Figure III.122 : Dessins du masque de lignes coplanaire introduisant le photodétecteur MSM monoélectrode dans la ligne centrale.

III.3.2. Dessins de masques réalisés pour le deuxième demi-wafer :

Dans un deuxième temps, nous avons refait les dessins du masque de façon à obtenir une zone active plus petite compatible avec la sortie de fibre lentillée couplée au laser $0.8 \mu\text{m}$. Cela est dû aux résultats peu convaincants obtenues lors de la caractérisation (Voir paragraphe IV.I.3.1). Cependant, la première conception et réalisation a servi de modèle pour les dessins de masques définitifs, suite aux bons résultats technologiques ayant prouvé la faisabilité des composants.

Sur la figure III.13 est illustrée une vue globale des composants définitifs réalisés sur le demi wafer n° 02. Elle constitue une cellule unitaire reproduite deux fois lors de la réalisation.

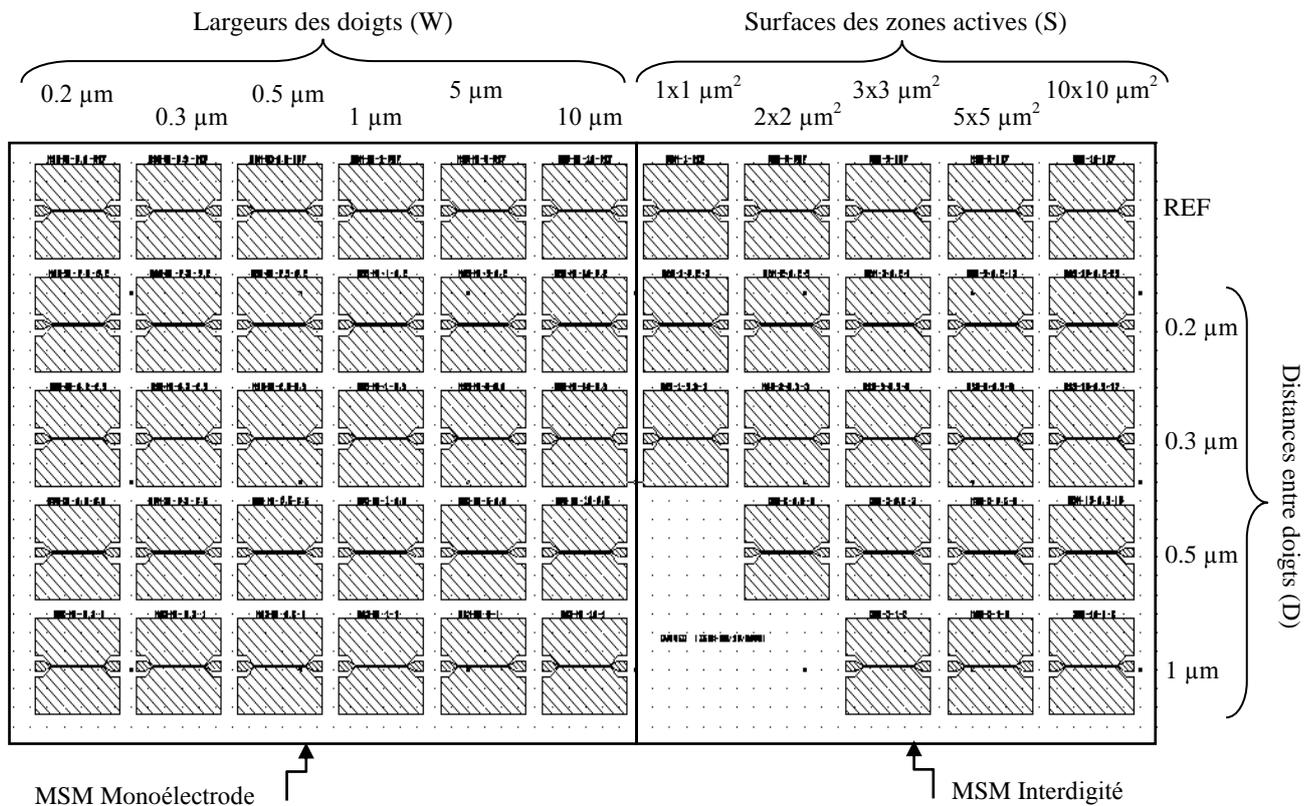


Figure III.1313 : Disposition globale des motifs du dessin de masque réalisé sur le demi-wafer n° 02.

Les différents composants dessinés sont destinés à des applications hyperfréquences. Ce sont des lignes coplanaires (voir paragraphe IV.II.1.3) introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes (structure basique) et interdigités dans la ligne centrale. Un schéma de la géométrie utilisée est représenté sur la figure III.14. Le ruban de largeur W appelé ligne du signal ou ligne centrale est encadré par deux demi-plans de masse situés à une distance G du bord du ruban.

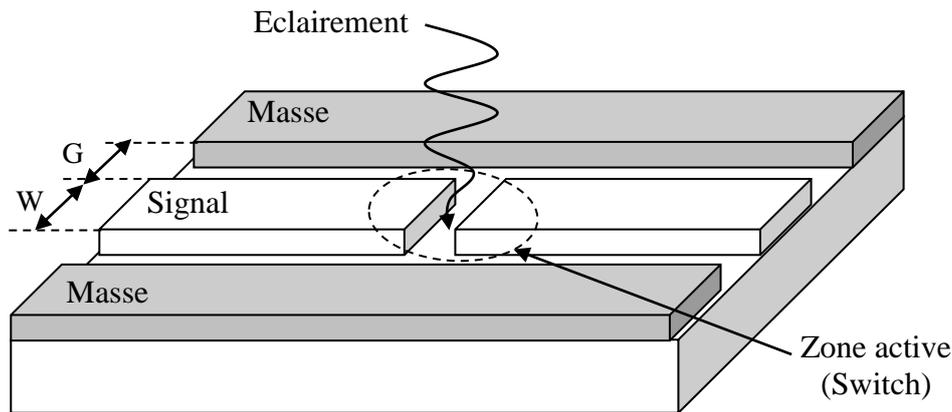


Figure III.1414 : Schéma d'une ligne coplanaire.

Les grandeurs des plans de masses et des plots de contacts sont les mêmes que ceux présentés au paragraphe III.3.1.3 pour le premier demi-wafer, la différence réside au niveau des zones actives et des lignes centrales ayant une largeur constante de $10\ \mu\text{m}$.

La distance entre la ligne centrale et les lignes de masse (G) est choisie de façon à avoir une impédance caractéristique de $50\ \Omega$, et la distance entre les plots de contacts et les plans de masse est prise avec le souci de respecter l'écartement des pointes hyperfréquences qui est de $125\ \mu\text{m}$. Des transitions sont réalisées au niveau des plans de contact afin de garder la même impédance caractéristique.

III.3.2.1. Masque des MSM monoélectrodes intégrés dans la zone active :

Pour le cas des photodétecteurs MSM monoélectrodes introduits dans les lignes coplanaire, les largeurs des zones actives c'est-à-dire les largeurs des photodétecteurs MSM (W) sont égales à $10, 5, 1, 0.5, 0.3$ et $0.2\ \mu\text{m}$ et pour chaque largeur on fait varier la distance entre doigt (D) de $0.2, 0.3, 0.5$ et $1\ \mu\text{m}$. Ce qui fait un nombre de motif égal à 24. Ajouter à cela six motifs de références relatifs aux lignes coplanaire dont les lignes centrales sont court-circuitées ; ce qui donne 30 motifs au total (voir figure III.13). Sur la figure III.15 sont représentés deux exemples de motif de ligne coplanaire introduisant des MSM monoélectrodes ($W = 0.2\ \mu\text{m}$ et $W = 10\ \mu\text{m}$).

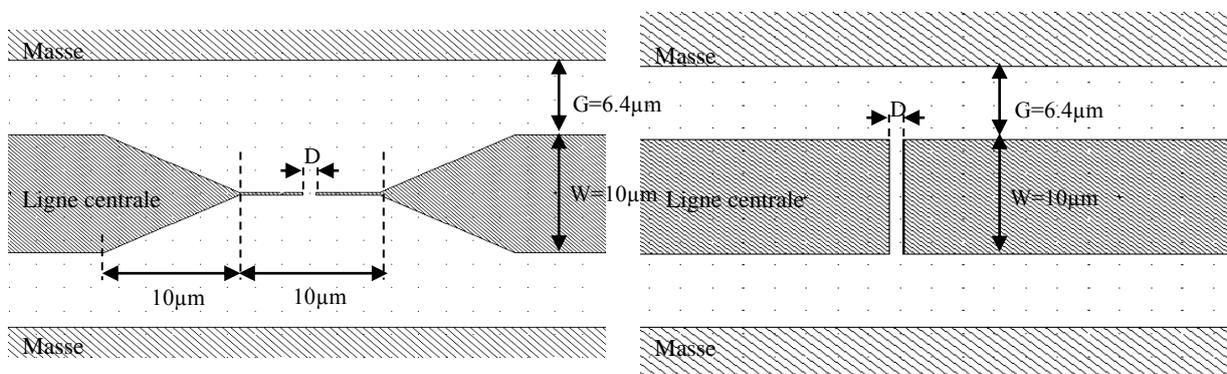


Figure III.1515 : Dessins de lignes coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes.

III.3.2.2. Masque des MSM interdigités intégrés dans la zone active :

Les différentes grandeurs relatives aux motifs du masque de photodétecteurs MSM à structure interdigitée introduits dans les lignes coplanaires figurent dans le tableau III.2. La largeur de doigt est égale à l'espace inter doigt ($l = D$) ; S est la surface du MSM, N le nombre de doigts et L la longueur du doigt. Le nombre de motifs de photodétecteurs MSM est égal à $17 + 5$ relatifs aux lignes de références (voir figure III.13).

| Surface (μm^2) (S = L x L) | Largeur des doigts = Espace inter doigts (μm) | | | | Nombre de doigts (N) |
|--|--|-----|-----|-----|----------------------|
| | 0.2 | 0.3 | 0.5 | 1 | |
| 1 x 1 | 3 | 2 | --- | --- | |
| 2 x 2 | 5 | 3 | 2 | --- | |
| 3 x 3 | 8 | 5 | 3 | 2 | |
| 5 x 5 | 13 | 8 | 5 | 3 | |
| 10 x 10 | 25 | 17 | 10 | 5 | |

Tableau III.22 : Nombres et largeurs des doigts de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces.

Les MSM réalisés ont des surfaces de 1×1 , 2×2 , 3×3 , 5×5 et $10 \times 10 \mu\text{m}^2$, les distances inter électrodes sont égales à 0.2, 0.3, 0.5 et $1 \mu\text{m}$; Ce qui implique que pour chaque MSM on a un nombre défini de doigts. La structure interdigitée a été choisie de façon à augmenter la surface photosensible du photodétecteur et par conséquent améliorer le rendement quantique. On remarque dans le tableau III.2 que le nombre de doigts est conséquent selon la grandeur de la zone active et qu'il est minime suivant la largeur des doigts ; ainsi pour une surface de $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ avec une largeur de doigt égale à $0.2 \mu\text{m}$, on a 25 doigts, par contre pour une surface de $1 \times 1 \mu\text{m}^2$ et une largeur de doigt égale à $0.3 \mu\text{m}$, on a que 3 doigts dans la zone active. Sur la figure III.16, on peut voir deux exemples de lignes coplanaires introduisant des MSM interdigités de surfaces $2 \times 2 \mu\text{m}^2$ et $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ et de distances interélectrodes $0.5 \mu\text{m}$ chacun. Il faut noter qu'au niveau des zones actives où se trouvent les photodétecteurs MSM monoélectrodes de largeur inférieure à $10 \mu\text{m}$ et MSM interdigités de surface inférieure à $10 \times 10 \mu\text{m}^2$, on a de grandes impédances localisées car on n'a pas utilisé de resserrement des masses.

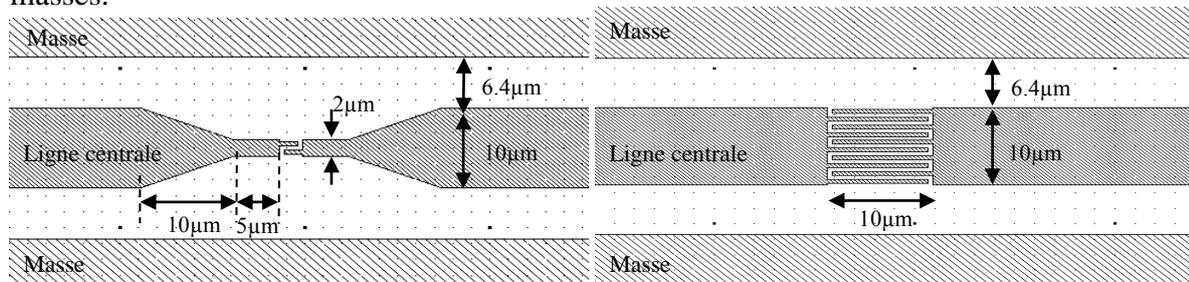


Figure III.1616 : Dessins de lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM interdigités.

III.4. Etapes technologiques de la réalisation des photodétecteurs MSM intégrés dans les lignes coplanaires :

Afin d'éviter tous problèmes relatifs aux poussières environnantes et à la contamination de la surface des échantillons, le processus de fabrication des photodétecteurs s'est effectué en salle blanche sous atmosphère contrôlée. Pour cela, des formations spécifiques pour les travaux en salle blanche ont été reçues (hygiène et sécurité en salle blanche, lithographie, chimie, MEB, microscope optique et profilomètre). L'ensemble du processus de fabrication des photodétecteurs MSM et ligne coplanaire est présenté sur la figure III.17 et décrit dans ce qui suit.

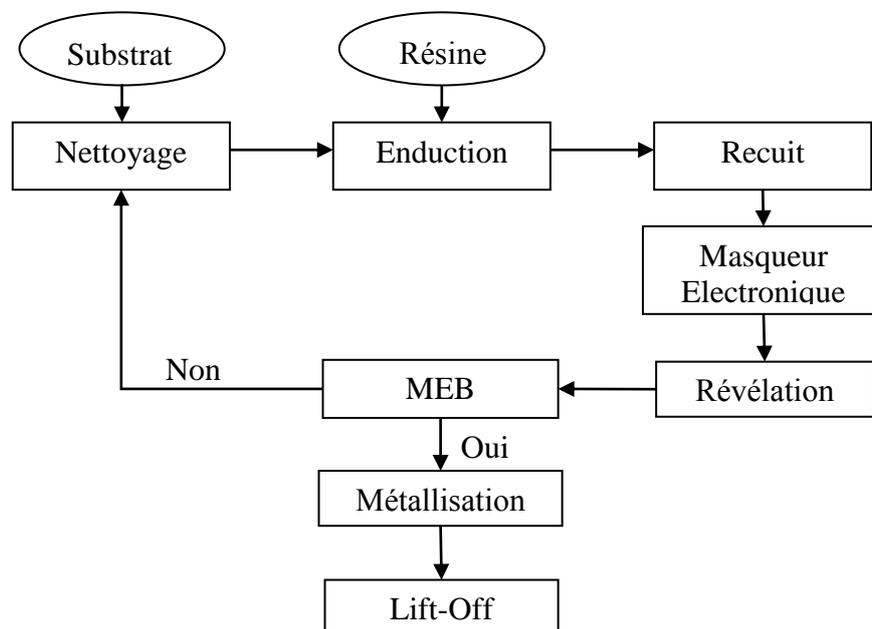


Figure III.1717 : Diagramme du processus de fabrication du photodétecteur MSM.

III.4.1. Nettoyage du substrat épitaxié :

Il comprend les opérations de nettoyage du wafer à l'acétone / alcool (IPA) puis séchage à l'azote (N_2) et la déshydratation du wafer sur plaque chauffante à 200 °C pendant 5 à 7 min pour réduire le taux d'humidité et pour évaporer les solvants et avoir une bonne adhérence des résines lors de la lithographie.

III.4.2. Enduction de résine bicouche pour contact Schottky sur wafer GaAs :

Les résines utilisées sont des résines positives électro-sensibles. Elles sont déposées par tournette afin d'obtenir une couche homogène d'épaisseur variant suivant la vitesse appliquée. L'équipement utilisé est un système d'enduction de type GYRSET RC8 Suss MicroTec et plaques chauffantes SSE intégrés dans des hottes à flux laminaires (Figure III.18).



Figure III.1818 : Equipements d'enduction intégrés dans les hottes à flux laminaires.

Le procédé d'enduction se déroule de la manière suivante :

1. Enduction du solvant Ethyle Lactate 13% solide (EL 13%), à capot fermé avec une vitesse $V = 4500$ tr/min et une accélération $a = 1000$ tr/min/s pendant une durée de 12 s.
2. Recuit sur plaque chauffante à 80 °C pendant 60 s puis au four à convection à 170 °C pendant 7 min. Refroidissement à l'ambiante pendant quelques minutes.
3. Enduction du solvant Poly-méthyl de méthacrylate ou copolymères, 3 % solide (PMMA 3 % 495K), à capot fermé, vitesse $V = 3400$ tr/min, accélération $a = 1000$ tr/min/s pendant un temps $t = 12$ s.
4. Recuit sur plaque chauffante à 80 °C pendant 60 s puis au four à convection à 170 °C pendant 7 min. Refroidissement à l'ambiante pendant quelques minutes.

Ce procédé nous a permis d'avoir un dépôt d'une épaisseur de 4200 Å pour la résine EL 13% et 600 Å pour la PMMA 3 % 495K (valeurs prises à partir de la courbe d'étalonnage⁴ de la COPO 13% (MAA8.5) et de la PMMA 3 % sur GaAs) (Figure III.19).

Remarque :

- L'épaisseur de la résine copolymère EL 13% est déterminée en fonction de l'épaisseur de métal désirée [11].
- Le recuit sur plaque chauffante d'une minute à 80 °C est fait pour densifier les résines avant de faire le recuit au four à convection à 170 °C pendant 7 min.

⁴ Registre des courbes d'étalonnage de résine pour le procédé Litho e-beam, Pascal TILMANT, Salle Blanche de l'IEMN.

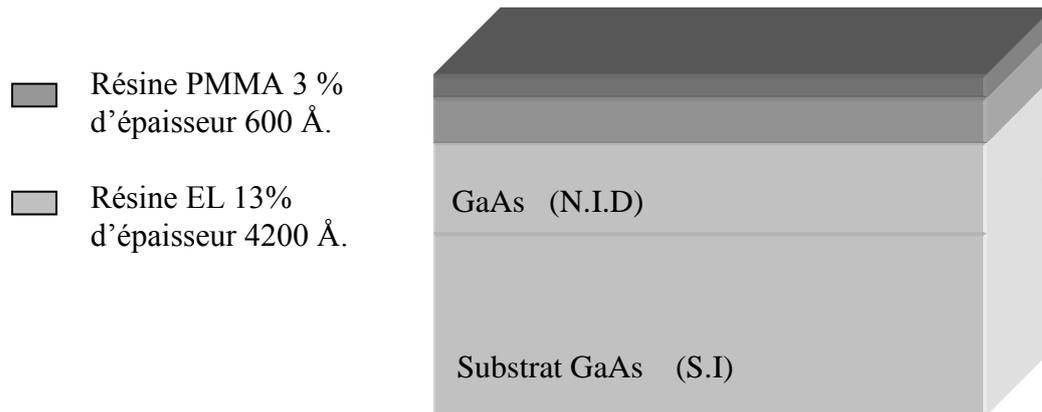


Figure III.1919 : Enduction de résine bicouche sur Wafer GaAs.

III.4.3. Ecriture électronique :

Après enduction de résine bicouche, on effectue une écriture par faisceau d'électrons (Electron-Beam, E-Beam) qui permet de lithographier les motifs, ce qui aboutit à la création d'une image latente dans la résine. Cette écriture électronique s'effectue, après introduction du fichier (.gds) relatif au dessin de masque dans l'ordinateur du masqueur électronique. Durant la phase d'écriture, le wafer est placé sous vide et un faisceau d'électrons accélérés est focalisé sur la résine qu'il traverse et en modifie localement ses propriétés chimiques. L'équipement utilisé est un nanomasqueur VISTEC EBPG 5000Plus ES (Figure ci-contre).



Figure III.2020 : Nanomasqueur VISTEC EBPG 5000Plus ES.

Chaque motif à insoler est divisé en une série de points régulièrement espacés. Pendant l'écriture, le faisceau se déplace de point en point en stationnant sur chaque point pendant une durée déterminée. Il balaye une surface rectangulaire plus ou moins grande de l'échantillon et un ou plusieurs détecteurs d'électrons permettent de reconstituer point par point une image de la surface balayée [12].

La dose d'électrons reçue par la résine est définie comme étant la charge électrique envoyée par le faisceau par unité de surface. Afin de connaître la dose exacte à utiliser on procède à une optimisation de dose en testant plusieurs doses sur un même échantillon qui subira un temps de révélation fixé à 1 mn.

La dose et le temps de révélation sont deux paramètres importants, l'un de ces deux paramètres doit être fixé l'autre ajusté en fonction du premier.

Ainsi, sur un échantillon test enduit d'une résine bicouche, on a défini 16 motifs (4X4) représentant des MSM interdigités de surface $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ avec des espacements entre doigts égales à $0.2 \mu\text{m}$ et on a varié la dose de balayage du masqueur électronique de $180 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ à $340 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ avec un pas de $10 \mu\text{C}/\text{cm}^2$.

Après révélation et observation au microscope électronique à balayage (MEB), on remarque que pour les doses importantes, l'écartement entre doigts est mal défini ; par contre pour des doses plus faibles, l'écartement est plus important que prévu. Nous avons donc choisi la dose de $230 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ qui permet d'obtenir l'espacement inter-électrode désiré.

Lors de l'écriture électronique, on a défini deux layers, l'un pour les plans de masse et l'autre pour les lignes d'accès où se trouvent les MSM monoélectrodes et les MSM à peignes interdigités. Pour le premier layer on a utilisé la dose de $270 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ et pour le second la dose de $230 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ avec une tension de 100 kV.

Nous procédons à cette décomposition des dessins de masque avec l'utilisation de doses distinctes parce que les plans de masse n'ont pas besoin d'une très grande précision, ce qui nous a permis de gagner du temps en écriture électronique estimé à 12 h.

III.4.4. Révélation :

Durant l'étape de révélation qui se fait dans une Sorbonne, le wafer est plongé pendant une durée déterminée dans un bain de révélation (mélange de solvant). Les zones insolées fragilisées par le faisceau d'électrons sont mises en solution par le solvant tandis que les zones non touchées restent intactes formant ainsi un masque de résine. Dans notre cas, les deux résines utilisées ne sont pas sensibles de la même façon aux électrons rétro diffusés, ce qui crée un profil en casquette (Figure III.21) qui joue un rôle important lors du dépôt métallique. Le déroulement de la révélation manuelle a été fait de la façon suivante :

1. Préparation de la solution : pour le développement, on met dans un bécher en verre de petite taille un bain révélateur constitué par le mélange de 30 ml MIBK (Méthyl Isobutyl Cétone) pour 60 ml d'IPA (Alcool Isopropylique), puis on fait une agitation du solvant à 150 tr/mn pendant 2 mn.
2. On introduit le wafer dans le solvant, Révélation 1 mn en statique (sans agitation).
3. Rinçage IPA pur pendant 30 s dans un bécher de petite taille en statique.
4. Rinçage pissette IPA pendant 5 s / séchage à l'azote (N_2).

Remarque : si on ne respecte pas le temps de révélation on risque d'avoir une sous ou sur-révélation.

En effet, si le temps de révélation $t_{\text{rév}} < t_{\text{min}}$ (temps de révélation minimum à appliquer à une couche de résine insolée d'épaisseur h) cela entraîne une sous-révélation : il reste alors une pellicule de résine au fond des motifs insolés, dans ce cas les motifs sont sous-révélés.

Si des motifs sont petits et rapprochés, il existe également un temps de révélation maximal t_{max} dû aux effets de proximité. Les effets de proximité apparaissent lorsque des motifs sont proches les uns des autres. Ils ont pour effet d'élargir ces motifs. Plus le temps de révélation est élevé, plus l'élargissement des motifs est prononcé. Dans le cas ultime, les motifs voisins se touchent : ils sont alors sur-révélés [12].

Aussi, Il faut faire attention à ne pas trop bouger le wafer pendant la révélation en statique car on peut créer des micros vibrations, qui entraînent la détérioration des doigts (écroulement des doigts - voir la figure A.II.1).

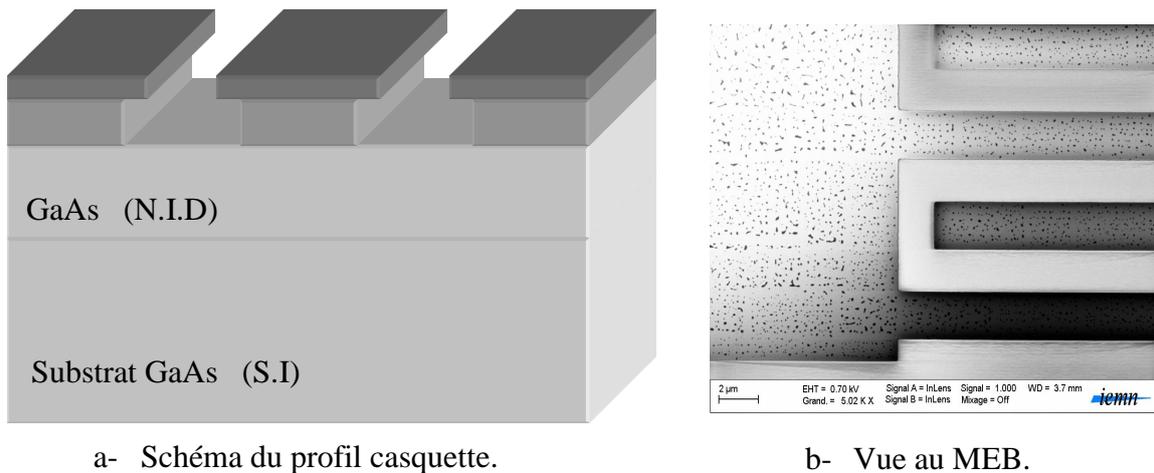


Figure III.2121 : Profils en casquette des résines après révélation.

III.4.5. Vérification au microscope électronique, optique et profilomètre :

Après l'étape de révélation, la vérification au Microscope Electronique à Balayage (MEB ou SEM pour Scanning Electron Microscopy) (figure III.25) et au microscope optique (figure III.26) est nécessaire. Elle nous permet de voir si les espacements entre doigts sont bien définis pour pouvoir faire la métallisation. Le MEB utilisé est de type MEB ULTRA 55 type FEG (canon à effet de champ) (figure III.23), il nous a permis de produire des images en haute résolution de la surface des échantillons dont la taille est de l'ordre de la dizaine de nanomètres et le microscope optique est de type Leica DM RXE (figure III.22).

La vérification de l'épaisseur des résines déposées est aussi importante, nous avons fait des mesures de l'épaisseur du bicouche au profilomètre Alpha-Step IQ (figure III.24) et nous avons retrouvé les grandeurs désirées qui sont de l'ordre de 4800 Å.

Remarque : Si après vérification, on constate que les espacements entre doigts sont mal définis (sous ou sur-révélation, voir figure A.II.1), il faut refaire les étapes précédentes. Pour cela, on doit décaper les couches de résines utilisées en procédant comme suit :

1. Placer le wafer sous lampe UV (ultraviolet) pendant 30 mn.
2. Plonger le wafer dans du MIBK pur pendant 30 mn à 110 tr/mn (agitation).
3. Rincer à l'IPA puis séchage à l'azote (N₂).
4. Désoxydation du wafer de GaAs dans une solution contenant 5 ml d'ammoniac (NH₃OH solution 30 %) + 100 ml d'eau dés ionisé (EDI) en agitant pendant une minute (+aimant).
5. Rincez à l'EDI puis séchage à l'azote (N₂) et déshydratation à 200 °C sur plaque chauffante pendant 5 mn.

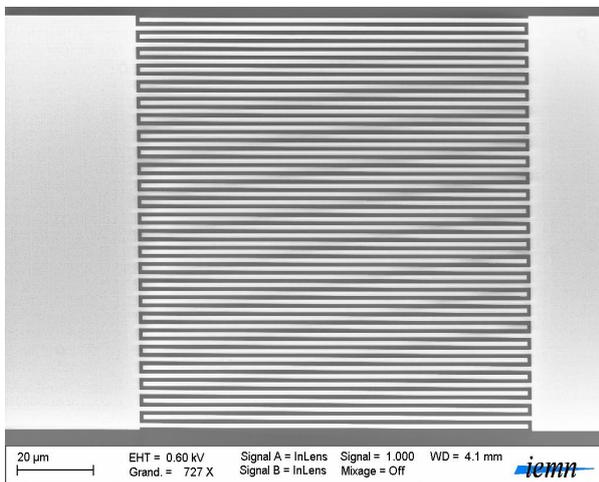


Figure III.2323 : Microscope Electronique à Balayage ULTRA 55.

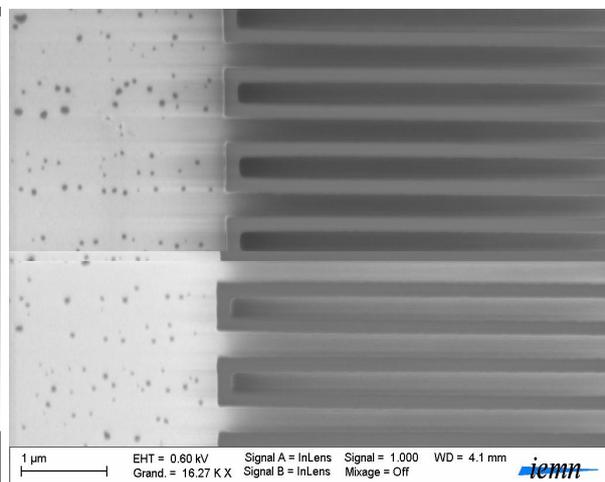


Figure III.2222 : Microscope optique Leica DM RXE.

Figure III.2424 : Profilomètre Alpha-Step IQ.

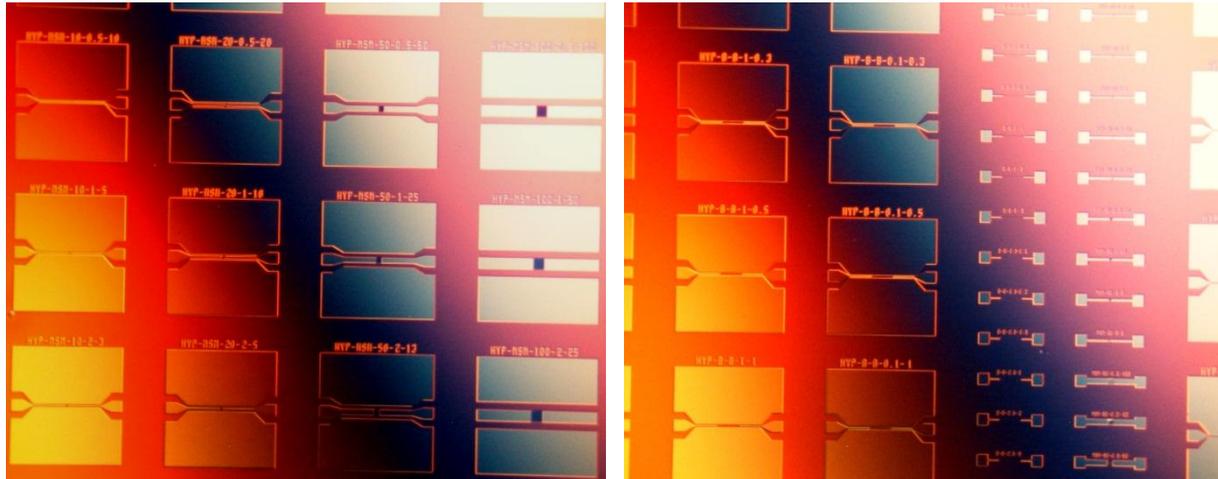


Vue des doigts inter digités du MSM.



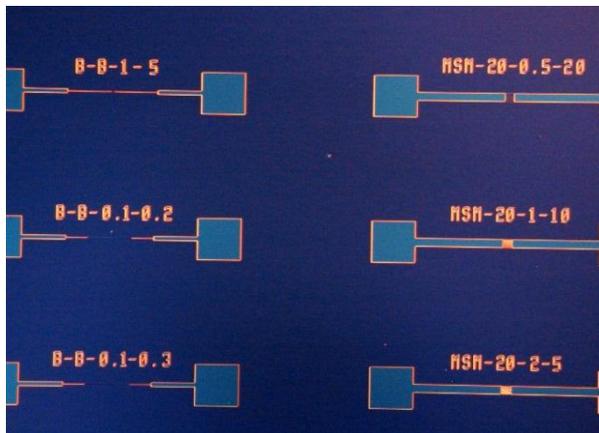
Vue des doigts à 2 µm.

Figure III.2525 : Photographies prises au MEB.

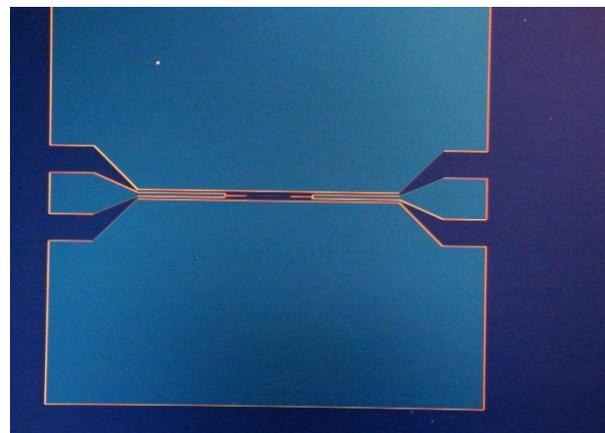


Vue de MSM dans des lignes coplanaires.

Vue Globale.



Vue de MSM simples.



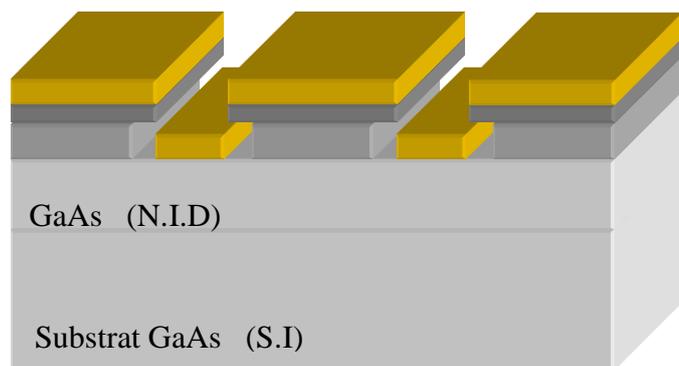
MSM monoélectrode dans une ligne coplanaire.

Figure III.2626 : Photographies prises au microscope optique après révélation.

III.4.6. Métallisation :

L'empilement des métaux Titane /Platine /Or (Ti/Pt/Au) d'épaisseur 250Å/250Å/4000Å est déposé sur le wafer révélé (Figure III.27). Cela nous permet d'avoir un contact Schottky. Le titane et le platine sont déposés en couche très fine, 250 Å chacun, ils servent de promoteur d'adhérence à l'or, ils influent peu sur le comportement du contact, qui reste majoritairement celui de l'or (4000 Å).

Figure III.2727 : Métallisation de la structure révelée.



La métallisation s'effectue sous vide dans un bâti appelé Evaporateur PLASSYS MEB 550S (Figure III.28), on provoque l'évaporation des métaux qui viennent se déposer sur le substrat en leur imposant suffisamment d'énergie thermique par bombardement par des électrons (Figure III.29).



Figure III.2828 : Evaporateur PLASSYS MEB 550S.

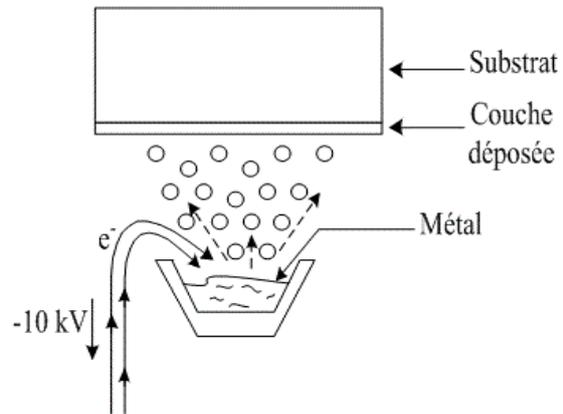


Figure III.2929 : Procédé d'évaporation par canon à électron.

III.4.7. Lift off :

Cette technique consiste à dissoudre la résine restante sur le wafer. Les métaux déposés sur la couche de résine peuvent alors être retirés comme une mince pellicule, ne laissant que les motifs des métaux qui doivent être déposés (Figure III.30).

Ce procédé s'effectue dans une Sorbonne où on plonge le wafer dans un bûcher contenant le solvant Remover PG, pendant 1 à 2h à 60 °C. Puis, on nettoie à l'acétone / alcool et on sèche à l'azote (N₂).



Figure III.3030 : Structure après lift-off.

Sur les Figures III.31 et III.32, on peut voir des photos prises au microscope optique et MEB afin de vérifier l'état du dépôt métallique. (En annexe II d'autres photographies des composants réalisés sont présentés).

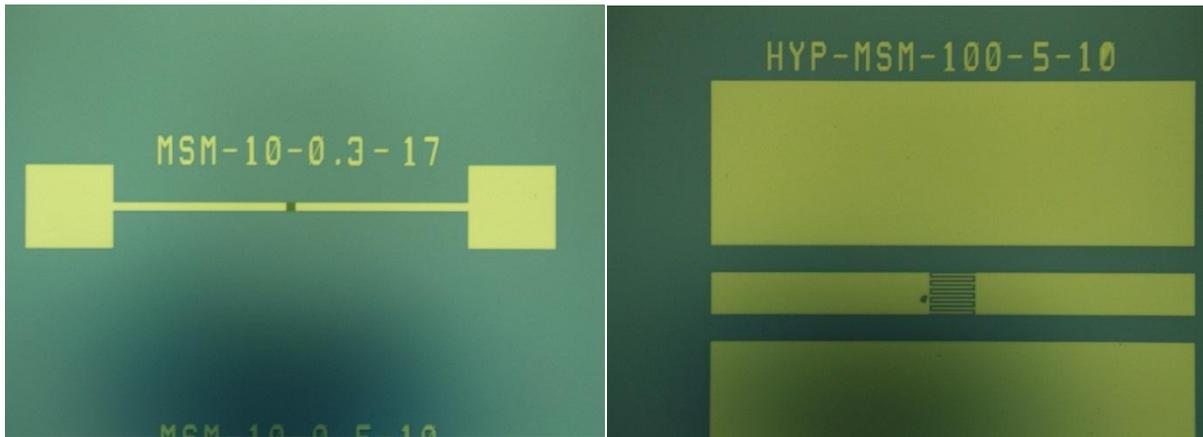
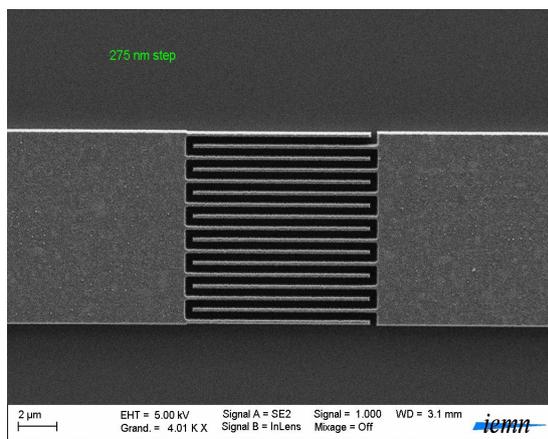
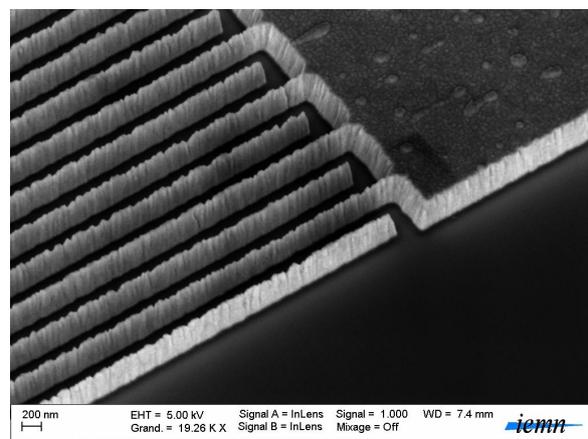


Figure III.3131 : Vues sous microscope optique de composants réalisés après lift-off.



MSM ($10 \times 10 \mu\text{m}^2$, $D = 0.3 \mu\text{m}$).



MSM ($100 \times 100 \mu\text{m}^2$, $D = 0.2 \mu\text{m}$).

Figure III.3232 : Photographies prises au MEB après lift-off.

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes efforcés de concevoir et de réaliser des lignes coplaires introduisant des photodétecteurs MSM en filiaire GaAs. Ces composants sont destinés à une utilisation hyperfréquence fonctionnant comme photocommutateur (photoswitch). Nous avons montré la faisabilité et la bonne réalisation technologique des différents composants monoélectrodes et interdigités ayant différentes grandeurs en utilisant le processus technologique le plus simple possible. L'utilisation du nanomasqueur a été nécessaire et le choix de la dose d'écriture a été primordial. Le temps et le maniement du wafer lors de la révélation sont aussi des paramètres très importants vu la grandeur des MSM réalisés. Cela nous a permis l'apprentissage et la maîtrise du logiciel WaveMaker 4.500 Basic pour la conception des dessins de masques et l'acquisition d'une certaine expérience pratique en salle blanche.

III.6. Bibliographie :

- [01]- J.S. WANG, C.G. SHIH, W.H. CHANG, J.R. MIDDLETON, P.J. APOSTOLAKIS, M. FENG, "11 GHz bandwidth optical integrated receivers using GaAs MESFET and MSM technology", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 5, n° 3, pp. 316-318, 1993.
- [02]- P. SWEID, "Cours B11 : TRANSMISSION DES TELECOMMUNICATIONS", Partie 2 - Chapitre 5, CNAM Cergy, Année 2004/2005.
- [03]- A. VAPAILLE, R. CASTAGNÉ, "Dispositifs et circuits intégrés semiconducteurs, Physique et Technologie", Ed. Dunod, Paris, 1987.
- [04]- J. SINGH, "Electronic and Optoelectronic Properties of Semiconductor Structures", Cambridge University Press, New York, 2003.
- [05]- C. KITTEL, "Introduction à la physique de l'état solide", 3^{ème} Ed. Dunod, Paris, 1972.
- [06]- J.R. CHELIKOWSKY, M.L. COHEN, "Nonlocal pseudopotential calculations for the electronic structure of eleven diamond and zinc-blende semiconductors", Phys. Rev. B 14, pp. 556-582, 1976.
- [07]- J.S. BLAKEMORE, "Semiconducting and other major properties of Gallium Arsenide", J. Appl. Phys. vol. 53, Issue 10, R123, 1982.
- [08]- L. LIN, "Integration of thin Film GaAs MSM Photodetector in Fully Embedded Board-Level Optoelectronic Interconnects", Thèse de doctorat en philosophie, présentée à l'Université du Texas à Austin, Mai 2004.
- [09]- S.M. SZE, "Semiconductor devices: Physics and technology", John Wiley & Sons, Inc, New York, 1985.
- [10]- A. TACHAFINE, "Contribution à l'étude des transistors bipolaires à hétérojonction pour la réalisation d'amplificateurs monolithiques de forte puissance en bande X", Thèse de doctorat de l'université de Lille I, Spécialité : Electronique, 10 mars 1994.
- [11]- M. ZEGAOU, "Commutateurs électro-optiques à haute diaphotie sur InP", Thèse de doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Spécialité : Electronique, 27 Mai 2005.
- [12]- J. VALENTIN, "Nouvelles Approches d'Intégration pour les Microsystèmes Optiques", Thèse de doctorat en Sciences en Nanophysique, Nanocomposants et Nanomesures, présentée à l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, Juillet 2004.

CHAPITRE IV

**CARACTÉRISATION
DES COMPOSANTS RÉALISÉS
- RÉSULTATS ET DISCUSSION -**

CHAPITRE IV

CARACTÉRISATION DES COMPOSANTS RÉALISÉS

- RÉSULTATS ET DISCUSSION -

IV.1. Introduction :

Les différents composants réalisés et présentés dans le chapitre précédent seront caractérisés en statique (DC) et en hyperfréquence. Dans cette optique, ce dernier chapitre sera divisé en deux parties. Dans la première, nous allons montrer les caractérisations I(V) obtenues en continu des photodétecteurs MSM en obscurité et sous éclairage et nous mettrons en évidence l'influence des différents paramètres géométriques. Dans la seconde partie, nous donnerons quelques notions sur la transmission hyperfréquence et nous verrons les caractérisations en hyperfréquence des lignes coplanaires introduisant les photodétecteurs MSM dans la ligne centrale. Les coefficients de réflexion et de transmission seront présentés ainsi que les rapports On-Off, ce qui nous permettra de voir le comportement des photodétecteurs MSM utilisés en commutateurs hyperfréquences.

Partie I : Caractérisation I(V) en statique (DC)

Les caractérisations statiques des photodétecteurs MSM ont été faites dans le laboratoire d'optoélectronique de l'IEMN. Les mesures en régime statique sont nécessaires, elles permettent de vérifier le bon fonctionnement des composants. Le montage de mesure du courant en fonction de la tension en obscurité et sous éclairage est schématisé sur la figure IV.I.1. Il consiste en une polarisation continue qui permet la mesure directe du courant en fonction de la tension appliquée avec en plus l'utilisation d'un laser dans les conditions d'éclairage.

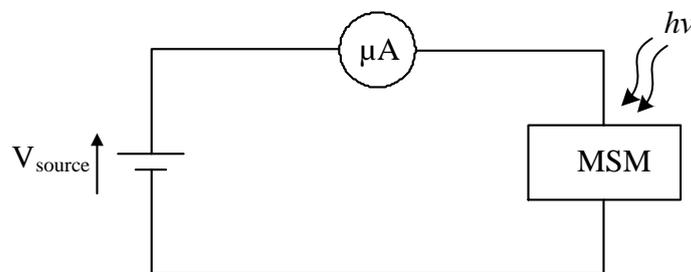


Figure IV.I.11 : Schéma du montage de mesure I(V) en polarisation continue.

IV.I.1. Présentation du banc de mesure I(V) :

La caractérisation I(V) en statique a nécessité le montage de deux bancs de mesure. Le premier pour l'utilisation du laser He-Ne de longueur d'onde $0.632 \mu\text{m}$ (voir annexe III) et le deuxième pour l'utilisation du laser $0.8 \mu\text{m}$ (figures IV.I.2 et IV.I.3). Les éléments constituant les bancs de mesure sont :

- Une source de tension continue.
- Un microampèremètre.
- Un porte échantillon et pointes de caractérisation constituée d'une tête, reliée à la source de tension et aux appareils de mesure par des fils de connexions.
- Un laser à solide de type CrystaLaser 808 de longueur d'onde $0.8 \mu\text{m}$ et de puissance pouvant monter jusqu'à 30 mW en sortie de fibre utilisé pour l'éclairage de la zone active des photodétecteurs MSM.
- Une fibre optique (lentillée) couplée au laser $0.8 \mu\text{m}$ permettant d'obtenir une tache optique de $2.5 \mu\text{m}$ de diamètre à la distance de travail optimale.
- Un support de fibre optique positionné entre les deux pointes, pour un éclairage par-dessus à 90° des différents composants.
- Un ordinateur équipé d'une caméra relié au microscope optique pour l'ajustement de la fibre optique et des pointes.
- Des lunettes de protection contre les rayons laser ($\lambda = 0.8 \mu\text{m}$).

A noter que le premier banc a été monté pour la caractérisation des composants réalisés sur le demi-wafer n° 01 et le deuxième pour la caractérisation des composants du demi-wafer n° 02.

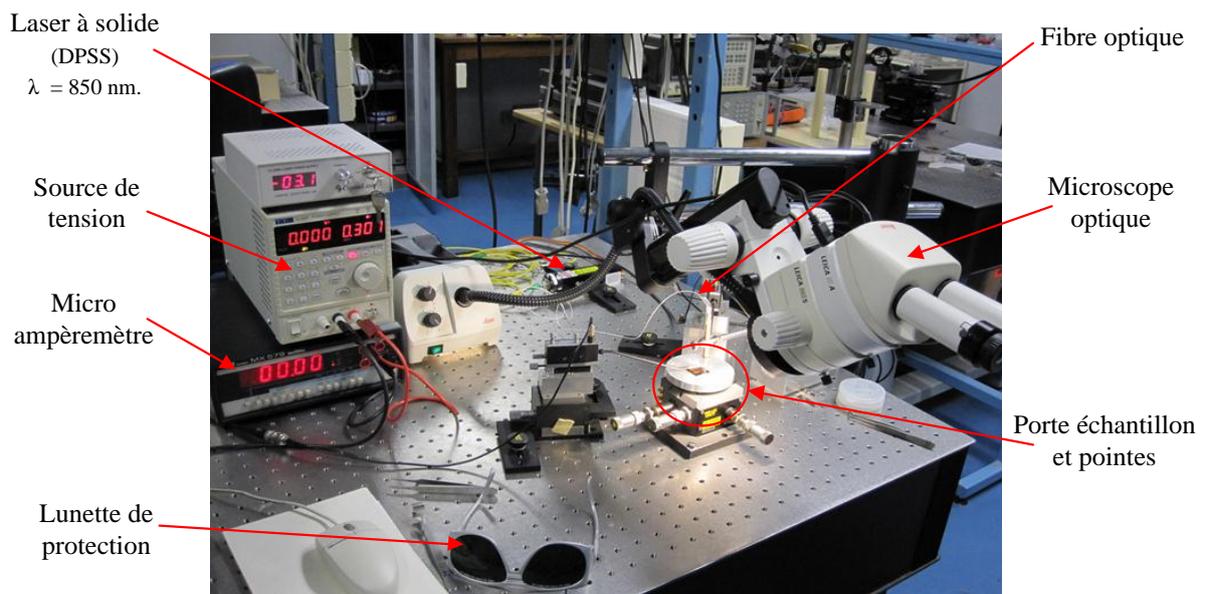
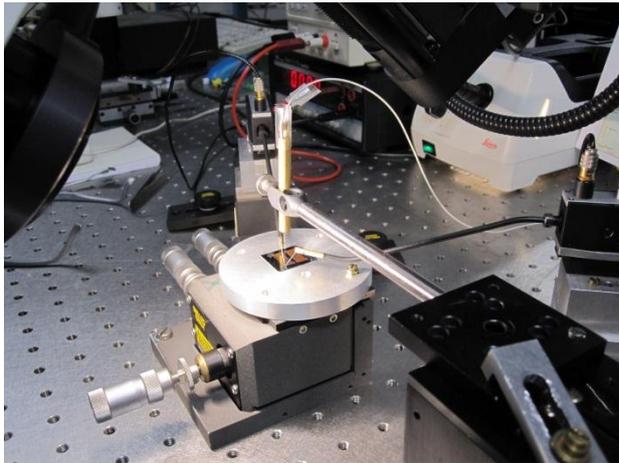


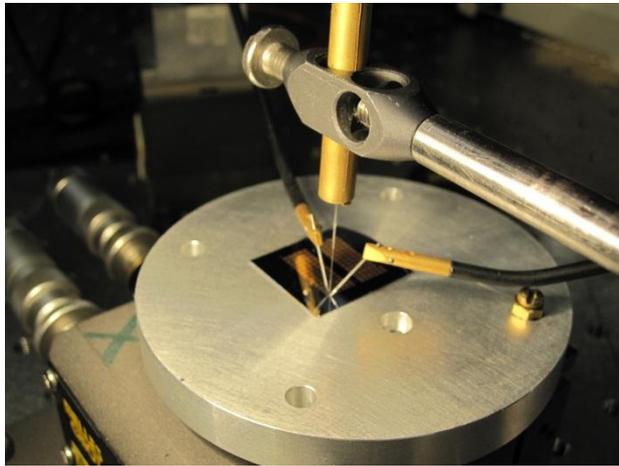
Figure IV.I.22 : Photographie du banc de caractérisation I(V) sous éclairage par laser $0.8 \mu\text{m}$ couplé à la fibre optique.



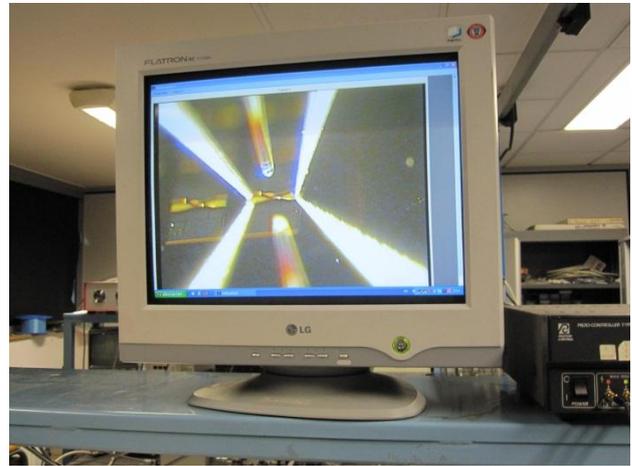
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure IV.I.33 : Photographies présentant : (a) Vue rapprochée sur le support de fibre optique, porte échantillon et les pointes, (b) Laser à solide (DPSS) relié à la fibre optique par un coupleur, (c) Zoom sur les pointes, échantillon et fibre optique sur support, (d) Ajustement des pointes et de la fibre optique sous microscope optique relié à un ordinateur (utilisation d'une caméra).

IV.I.2. Caractérisation des photodétecteurs MSM en obscurité :

IV.I.2.1. Evolution du courant d'obscurité :

Les figures IV.I.4 et IV.I.5 montrent l'évolution typique du courant d'obscurité obtenu en fonction de tension de polarisation de photodétecteurs MSM interdigités de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ avec des distances interélectrodes égales à 0.3, 0.5, 1 et $2 \mu\text{m}$ et de surface $3 \times 3 \mu\text{m}^2$ avec des espacements de 0.2, 0.3, 0.5 et $1 \mu\text{m}$. On remarque que les caractéristiques I(V) en direct et en inverse sont symétriques par rapport à l'origine. Ce qui permet d'utiliser le photodétecteur MSM sous l'une ou l'autre polarisation et montre la qualité du procédé technologique en particulier la bonne définition des peignes interdigités.

Le courant d'obscurité est relativement faible, de l'ordre du nanoampère ; par exemple sur la figure IV.I.4, on a relevé 10 nA à 2 V pour $D = 0.2 \mu\text{m}$ et la même chose pour $D = 0.3 \mu\text{m}$ mais à 5 V.

Ces courbes nous confirment qu'au-delà d'une certaine tension, on observe un claquage du courant d'obscurité, dû à un effet tunnel ou un mécanisme d'avalanche, comme nous l'avions précisé au chapitre II (paragraphe II.6.4). Nous constatons que la tension de claquage augmente avec la distance interélectrode, ce qui est dû à la réduction du champ électrique pour une tension donnée. Par exemple, pour $D = 0.2$ et $0.3 \mu\text{m}$ respectivement, on a des tensions de claquages proches de 9 V et 13 V respectivement.

On remarque aussi que pour une même surface et pour différents espacements croissants, la tension de claquage augmente.

L'influence de la distance interélectrodes est évidente. Les caractéristiques $I(V)$ des courbes obtenues pour une même surface ont montré que le courant d'obscurité diminue pour une même tension, lorsque l'espacement passe de 0.3 à $2 \mu\text{m}$. En effet en augmentant la distance interélectrodes, le champ électrique diminue et par conséquent le courant d'obscurité est réduit. De même, il faudra plus de tension pour atteindre le champ de claquage.

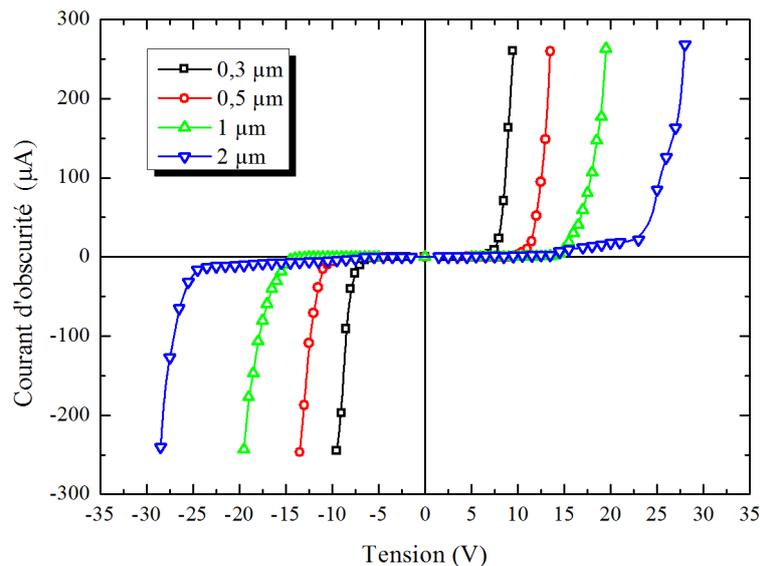


Figure IV.I.44 : Caractéristique $I(V)$ en obscurité de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; ($S = 10 \times 10 \mu\text{m}^2$, demi wafer n° 01).

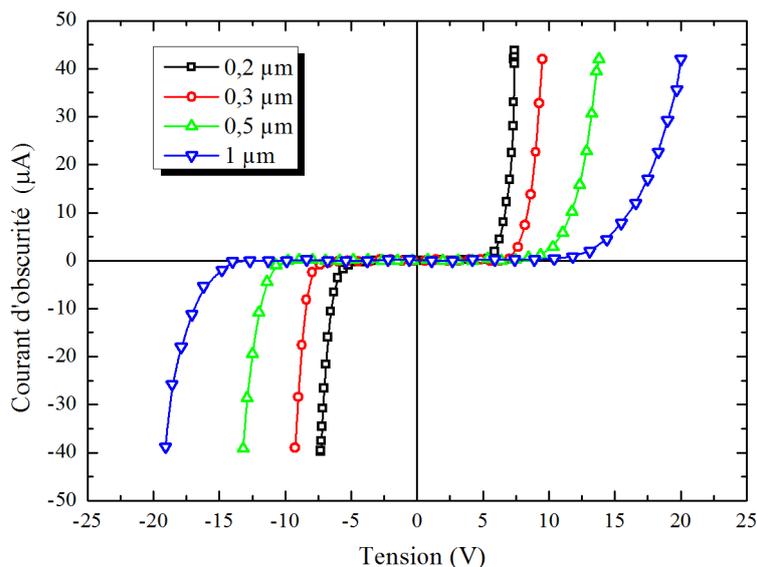


Figure IV.I.55 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$, demi wafer n° 02).

Les figures IV.I.6 et IV.I.7 illustrent le courant d'obscurité obtenu en fonction de la tension de polarisation de photodétecteurs MSM monoélectrodes de largeur $W = 1 \mu\text{m}$ et de distance interélectrodes égales à 2 et 5 μm et de largeur $W = 0.3 \mu\text{m}$ avec des espacements de 0.2, 0.3, 0.5 et 1 μm . On observe la même évolution des courbes par rapport aux MSM interdigités, c'est-à-dire que l'on a des caractéristiques typique d'une photodiode MSM en obscurité avec le même comportement vis-à-vis des distances interélectrodes.

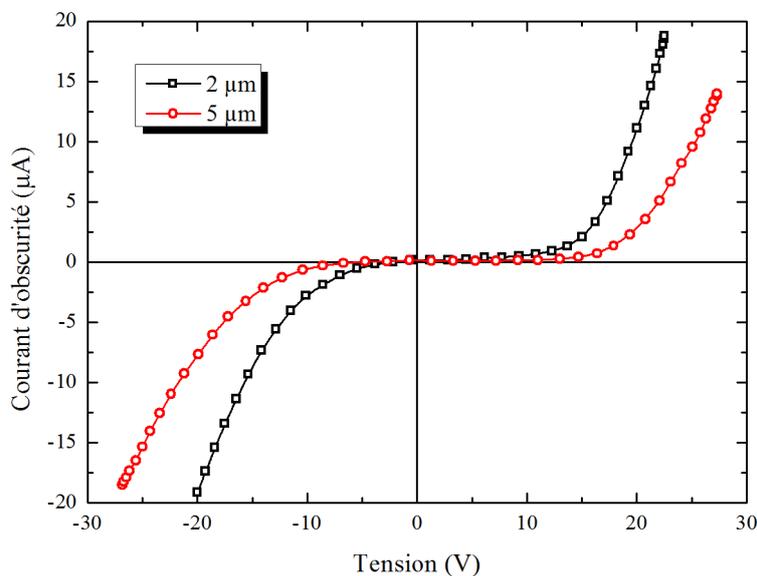


Figure IV.I.66 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 1 \mu\text{m}$, demi wafer n° 01).

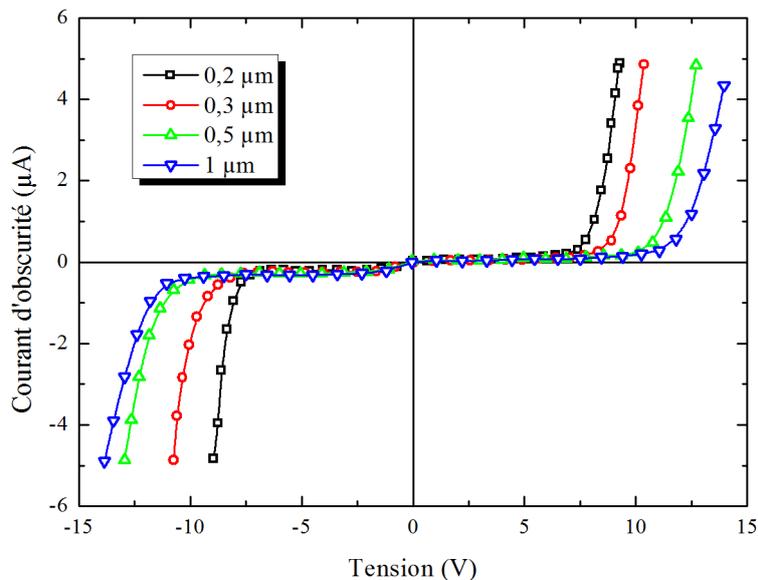


Figure IV.I.77 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$, demi wafer n° 02).

IV.I.2.2. Evolution de la tension de claquage :

Sur les figures IV.I.8 et IV.I.9, on peut voir l'évolution de la tension de claquage en fonction de la distance interélectrodes pour des zones actives de MSM interdigités de différentes surfaces allant de 5×5 à $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ et de 1×1 à $10 \times 10 \mu\text{m}^2$. Cette évolution peut avoir deux contributions : l'effet tunnel et l'effet d'avalanche [1], [2]. En effet, à l'approche de la tension de claquage, le courant d'obscurité subit une augmentation importante et brutale qui pourrait s'expliquer par une multiplication des porteurs par effet d'avalanche en sortie d'électrode où règne un très fort champ électrique pour les fortes tensions de polarisation.

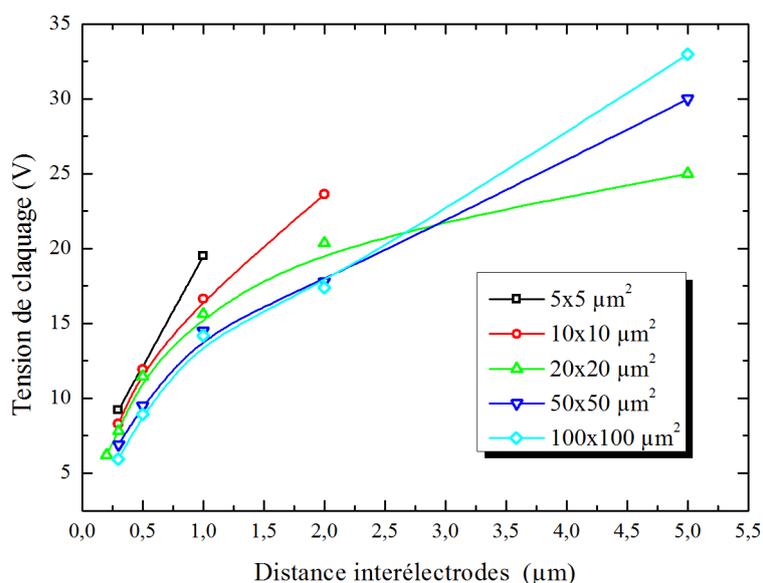


Figure IV.I.88 : Evolution de la tension de claquage en obscurité en fonction des distances interélectrodes pour des photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (demi wafer n° 01).

La tension de claquage varie de façon presque linéaire en fonction de distance interélectrodes ; plus l'espacement entre doigts va augmenter plus la tension de claquage va croître. On peut voir aussi sur ces mêmes figures que pour un même espacement, la tension de claquage est presque identique à ± 1 V pour des photodétecteurs MSM interdigités de surfaces différentes surtout pour les composants de surfaces inférieures à $10 \times 10 \mu\text{m}^2$. On pourrait être tenté d'en déduire la valeur du champ de claquage ; cependant la configuration à deux dimensions des lignes du champ électrique rend l'extraction délicate.

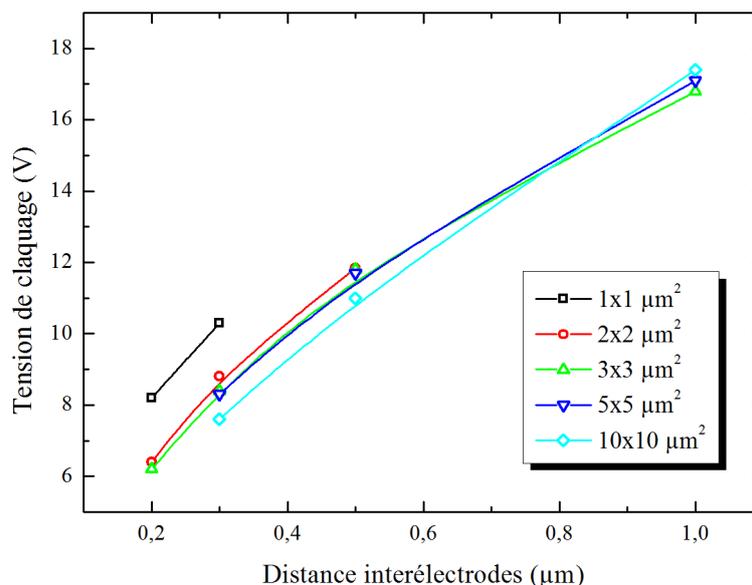


Figure IV.I.99 : Evolution de la tension de claquage en obscurité en fonction des distances interélectrodes pour des photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (demi wafer n° 02).

Les caractéristiques $I(V)$ obtenues en obscurité pour différentes surfaces et pour un même espacement interélectrodes des photodétecteurs MSM interdigités (figures IV.I.10 et IV.I.11) montrent que les différentes courbes se déclenchent presque à la même tension avec des pertes relativement différentes. On peut supposer que cette séparation des courbes les unes par rapport aux autres est due aux effets de bord ; plus la surface du MSM va augmenter plus la résistance va diminuer. Pour avoir un ordre de grandeur, le calcul des rapports $\Delta V/\Delta I$ (voir tableau IV.I.1) nous donne par exemple une résistance équivalente de $49 \text{ k}\Omega$ pour un MSM interdigité de surface $1 \times 1 \mu\text{m}^2$ et de distance interélectrodes $D = 0,3 \mu\text{m}$; par contre pour un MSM interdigité de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ ayant le même espacement entre doigts, on a une résistance équivalente de $8 \text{ k}\Omega$.

Sur la figure IV.I.12, sont présentés les caractéristiques $I(V)$ obtenues en obscurité pour différentes largeurs (0,5, 1, 5 et $10 \mu\text{m}$) et pour un même espacement inter électrodes $D = 1 \mu\text{m}$ de photodétecteurs MSM monoélectrodes. On remarque que les courbes se déclenchent à la même tension et coïncident. On peut dire qu'à la différence des photodétecteurs MSM interdigités, les effets de bord n'ont pas une grande influence sur les photodétecteurs MSM monoélectrodes.

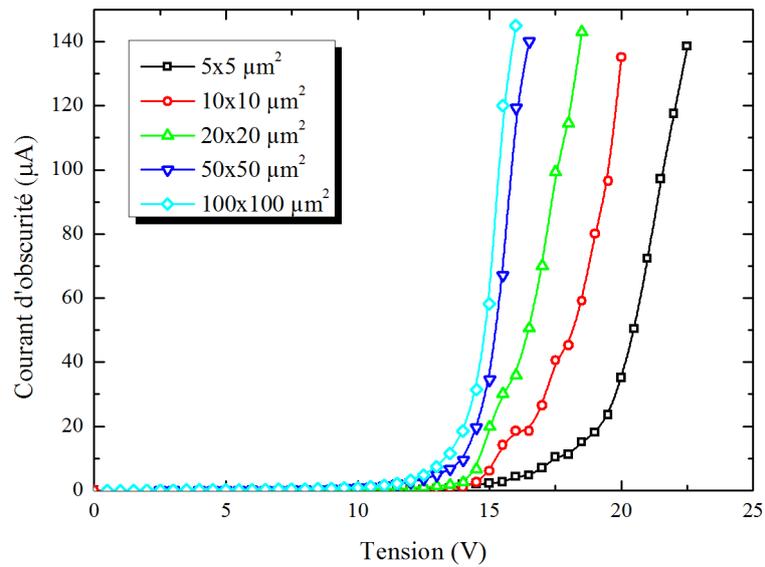


Figure IV.I.1010 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (D = 1 μm, demi wafer n° 01).

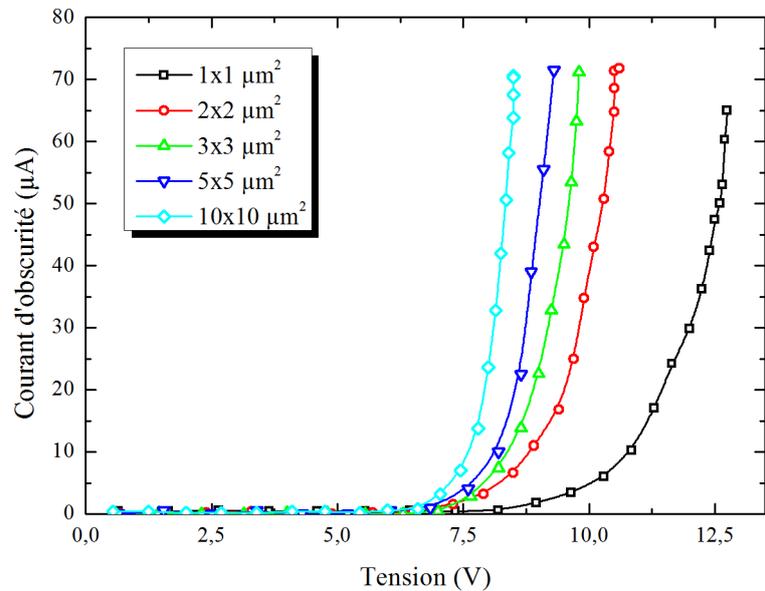


Figure IV.I.1111 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; (D = 0.3 μm, demi wafer n° 02).

| Surface (μm ²) | 1x1 | 2x2 | 3x3 | 5x5 | 10x10 |
|----------------------------|-----|-----|-----|-----|-------|
| ΔV(V)/ΔI(μA) (kΩ) | 49 | 35 | 22 | 14 | 8 |

Tableau IV.I.11 : Variation de la résistance équivalente au niveau de la tension de claquage de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces en obscurité ; (D = 0.3 μm, demi wafer n° 02).

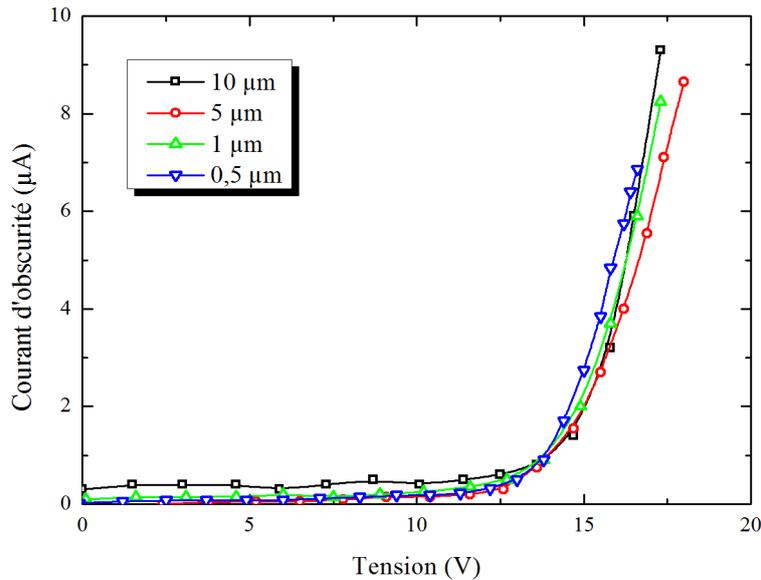


Figure IV.I.1212 : Caractéristique I(V) en obscurité de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes largeurs ; ($D = 1 \mu\text{m}$, demi wafer n° 02).

IV.I.3. Caractérisation des photodétecteurs MSM sous éclairage :

Les caractéristiques statiques des photodétecteurs sous éclairage ont été déterminées en mesurant le photocourant en fonction de la tension de polarisation et en appliquant une puissance lumineuse incidente. Pour le GaAs, la longueur d'onde λ doit être inférieure à $0,87 \mu\text{m}$ suivant l'équation (I.3). Les lasers utilisés émettent à $0,6$ et $0,8 \mu\text{m}$ et à ces longueurs d'onde le GaAs dont le gap E_g est égal à $1,42 \text{ eV}$ est absorbant, ce qui permet la création de paires électron-trou dans la zone active éclairée. L'éclairage des composants se fait par le dessus et l'utilisation de lunettes spéciales pour protéger les yeux des rayons lasers est obligatoire.

IV.I.3.1. Eclairage par laser He-Ne 632 nm :

Pour les premières caractérisations sous éclairage des composants du demi-wafer n° 01, nous avons utilisé le laser He-Ne de longueur d'onde $632,8 \text{ nm}$ (raie rouge) et de puissance 15 mW maxi. Sur les figures IV.I.13 et IV.I.14 sont représentés les photocourants mesurés sur des photodétecteurs interdigités de surface active égale à $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ et photodétecteurs monoélectrodes de largeur $W = 1 \mu\text{m}$ de différentes distances interélectrodes respectivement. On observe que le photocourant obtenu est de l'ordre du microampère ce qui n'est pas très satisfaisant.

La cause de ces résultats est que la puissance émise par le laser ne reflète pas la puissance réelle au niveau de la surface active des MSM car la tache optique du laser He-Ne est beaucoup plus grande que la taille du MSM (figure IV.I.15). Elle arrive presque au niveau des plots de contacts. Ceci implique qu'il y a une grande perte de puissance donc un faible photocourant. Nous avons essayé de focaliser ce faisceau lumineux en utilisant des objectifs de différentes grandeurs, mais cela n'a pas été satisfaisant. La figure IV.I.16 montre les essais que nous avons effectués afin de focaliser la concentration du flux lumineux sur la zone active, mais le photocourant reste trop faible.

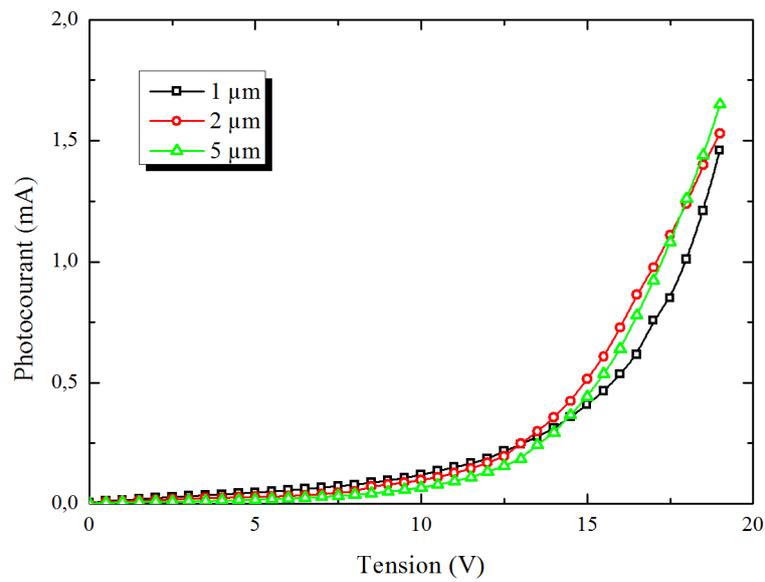


Figure IV.I.1313 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; ($S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$, $\lambda = 632 \text{ nm}$, $P = 15 \text{ mW}$, demi wafer n° 01).

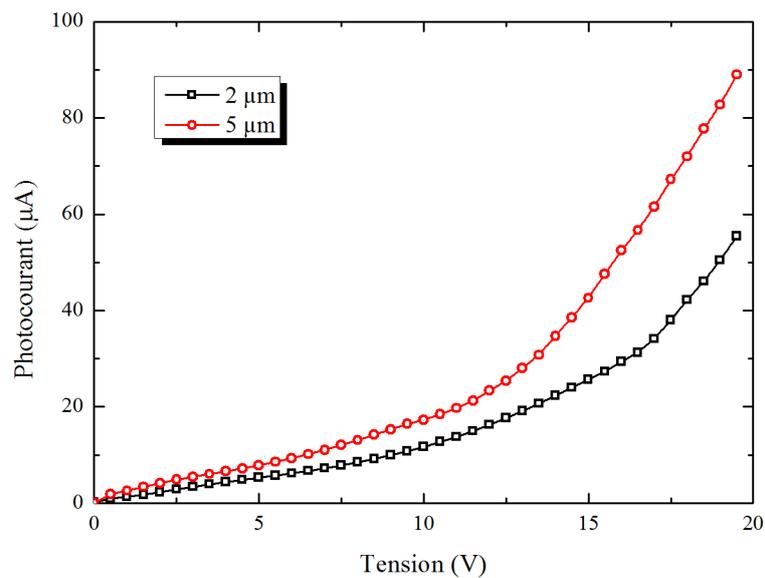


Figure IV.I.1414 : Photocourant de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 1 \mu\text{m}$, $\lambda = 632 \text{ nm}$, $P = 15 \text{ mW}$, demi wafer n° 01).

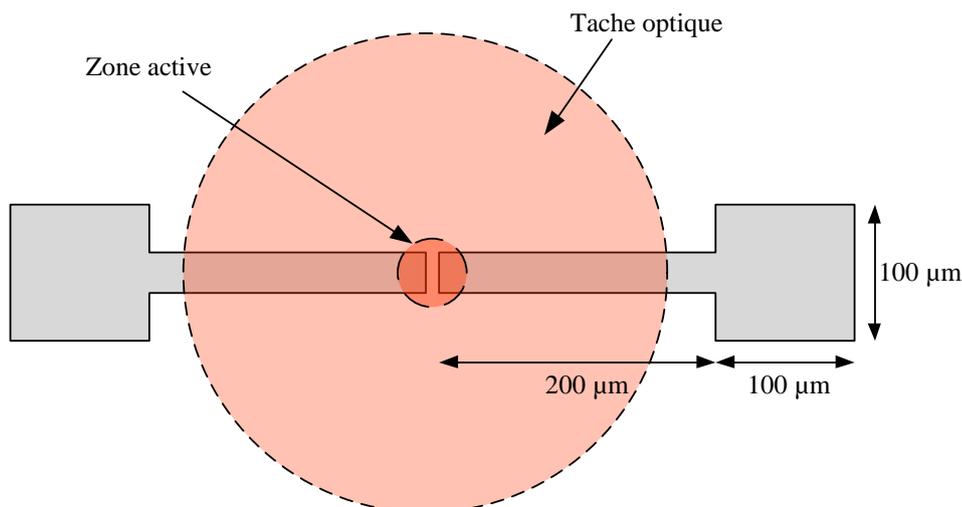


Figure IV.I.1515 : Grandeur de la tache optique du laser He-Ne par rapport aux composants réalisés (demi-wafer n° 01).

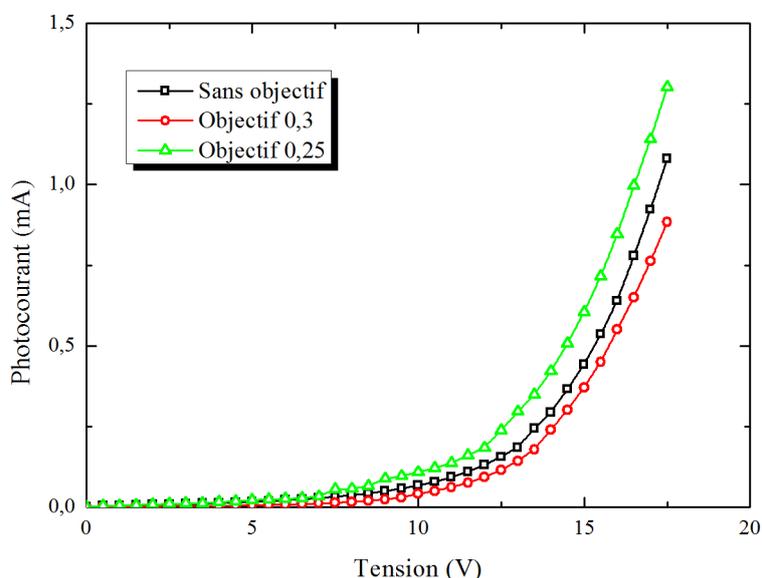


Figure IV.I.1616 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes en utilisant différents objectifs ; ($S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$, $\lambda = 632 \text{ nm}$, $P = 15 \text{ mW}$, demi wafer n° 01).

IV.I.3.2. Eclairage par laser $0.8 \mu\text{m}$:

Après les résultats peu convaincants par l'utilisation du laser He-Ne, le laboratoire d'optoélectronique de l'IEMN a mis à notre disposition un laser à état solide de type CrystaLaser 808 de longueur d'onde $0.8 \mu\text{m}$. Ce laser est raccordé à une fibre lentillée par un coupleur qui nous permet d'obtenir 16 à 30 mW en sortie de fibre. L'alignement et le positionnement du laser sur la zone active est effectué par la recherche du maximum de photocourant qu'un photodétecteur peut engendrer pour une tension donnée.

IV.I.3.2.1. Influence de la distance interélectrodes :

Nous présentons sur les figures IV.I.17 et IV.I.18 une évolution classique du photocourant en fonction de la tension de polarisation de photodétecteurs MSM interdigités de surface $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ et $3 \times 3 \mu\text{m}^2$, l'un éclairé avec une puissance de 30 mW et l'autre 16 mW. En observant les propriétés du photocourant, on remarque une augmentation initiale avec la tension de polarisation suivie d'une saturation ; puis on aura une hausse rapide avant que le claquage ne se produise.

La distance interélectrodes influe considérablement sur le photocourant, les figures IV.I.17 et IV.I.18 montrent clairement que pour une tension donnée, plus l'espacement entre doigts est petit plus le photocourant est important, par exemple sur la figure IV.I.18 à la tension $V = 2\text{V}$, on a relevé un photocourant de 1.39 mA pour $D = 5 \mu\text{m}$ et 3.86 mA pour $D = 1 \mu\text{m}$. Cela s'explique par un champ plus élevé et un temps de transit des charges plus court d'une électrode à l'autre permettant d'avoir un meilleur rendement.

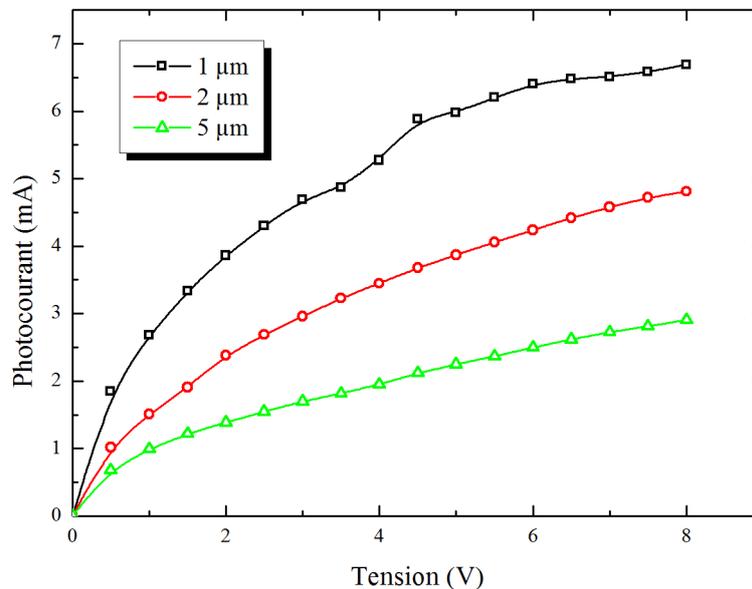


Figure IV.I.1717 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; ($S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$, $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, $P = 30 \text{ mW}$, demi wafer n° 01).

Les photocourants relevés de photodétecteurs MSM monoélectrodes de largeur W égale à 10 et 5 μm avec différentes distances interélectrodes respectivement sont présentés sur les figures IV.I.19 et IV.I.20. On observe les mêmes allures de courbes que pour les MSM interdigités c'est-à-dire qu'en diminuant la distance inter-doigts on a un photocourant plus grand, sauf que l'intensité du courant reste relativement faible.

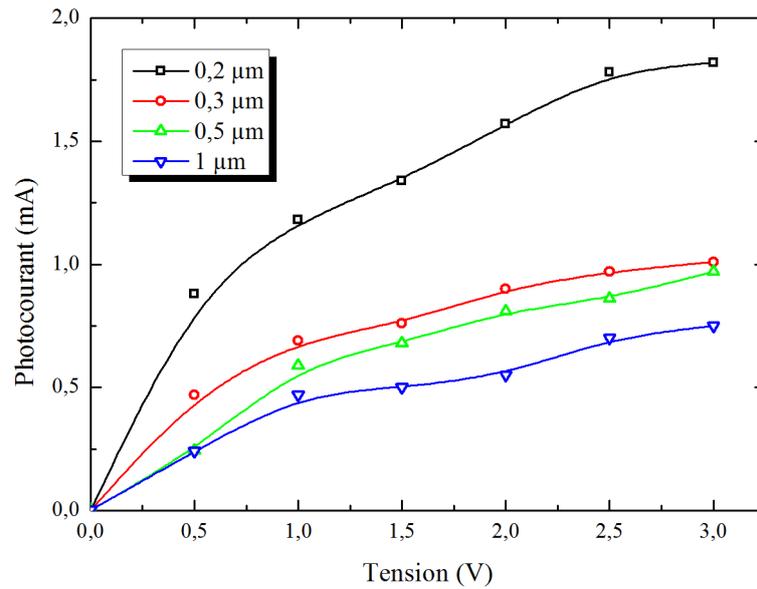


Figure IV.I.1818 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$, $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, $P = 16 \text{ mW}$, demi wafer n° 02).

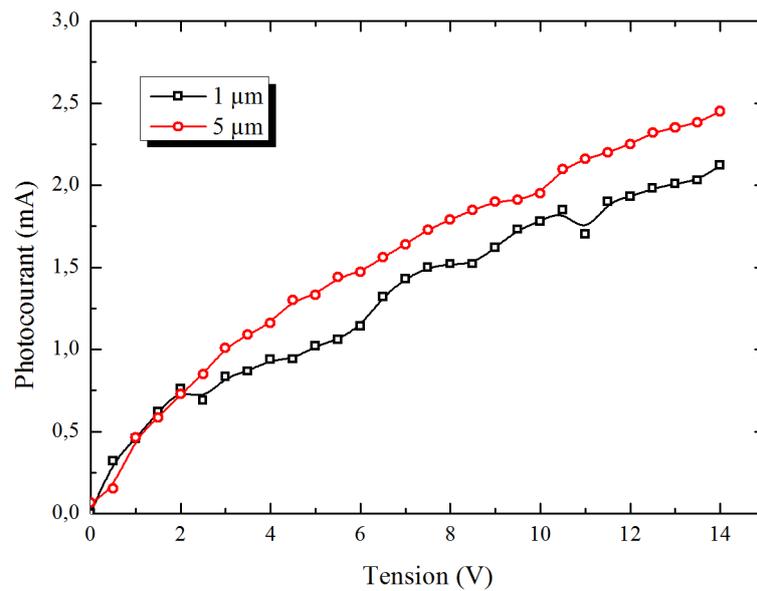


Figure IV.I.1919 : Photocourant de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 10 \mu\text{m}$, $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, $P = 16 \text{ mW}$, demi wafer n° 01).

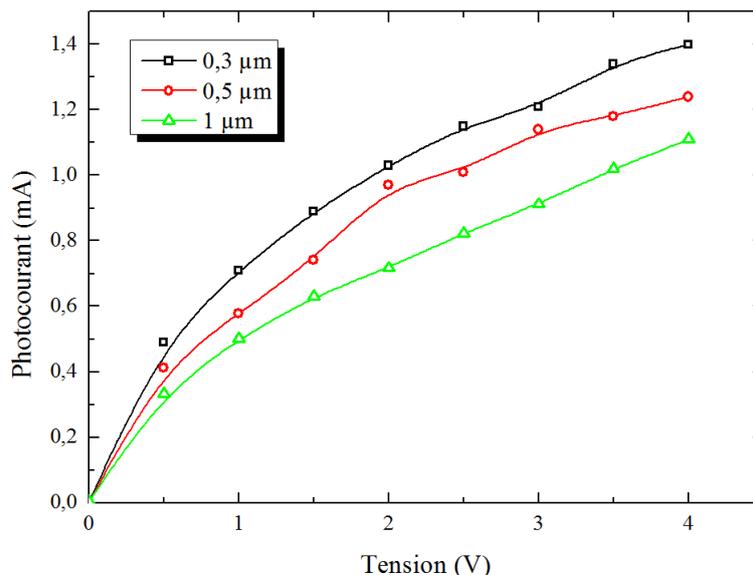


Figure IV.I.2020 : Photocourant de photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 5 \mu\text{m}$, $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, $P = 16 \text{ mW}$, demi wafer n° 02).

IV.I.3.2.2. Influence de la surface (cas du photodétecteur MSM interdigité) :

En comparant des photodétecteurs MSM interdigités de surfaces différentes, on remarque que pour une même puissance incidente et pour une même distance inter électrodes à une même tension appliquée, le photocourant est plus important pour un MSM de surface $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ par rapport au MSM de surface $5 \times 5 \mu\text{m}^2$ (figure IV.I.21) et le photodétecteur MSM de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ comparé aux MSM de plus petites surfaces (figure IV.I.22). Ceci s'explique par la grandeur de la zone active éclairée. En effet, la puissance optique recueillie est plus importante pour les MSM de grande surface.

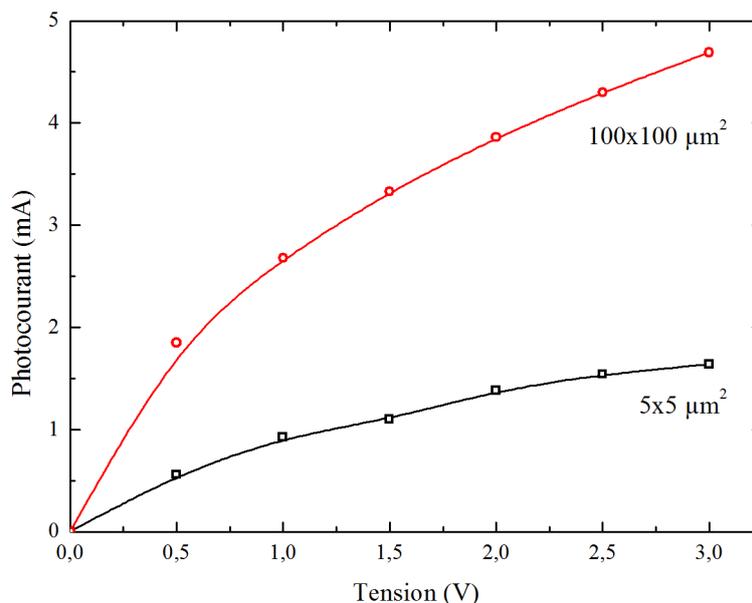


Figure IV.I.2121 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; ($D = 1 \mu\text{m}$, $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, $P = 16 \text{ mW}$, demi wafer n° 01).

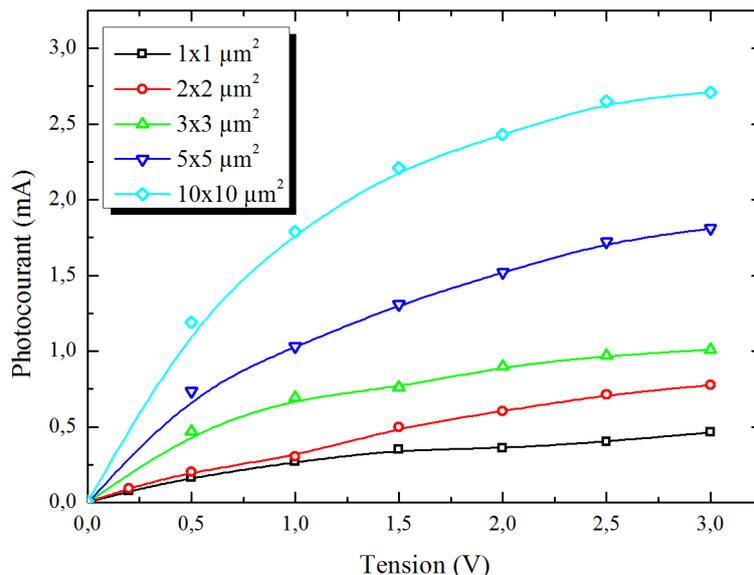


Figure IV.I.2222 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$, $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, $P = 16 \text{ mW}$, demi wafer n° 02).

Les résistances équivalentes $R_{eq} = \frac{\Delta V}{\Delta I}$ au voisinage de l'origine sont calculées à partir des différentes courbes de MSM interdigités caractérisés sous éclairage et sont présentées sur la figure IV.I.23. Ces résultats obtenus montrent que R_{eq} varie dans le même sens que la distance interélectrodes, par contre elle est inversement proportionnelle à la surface du photodétecteur MSM.

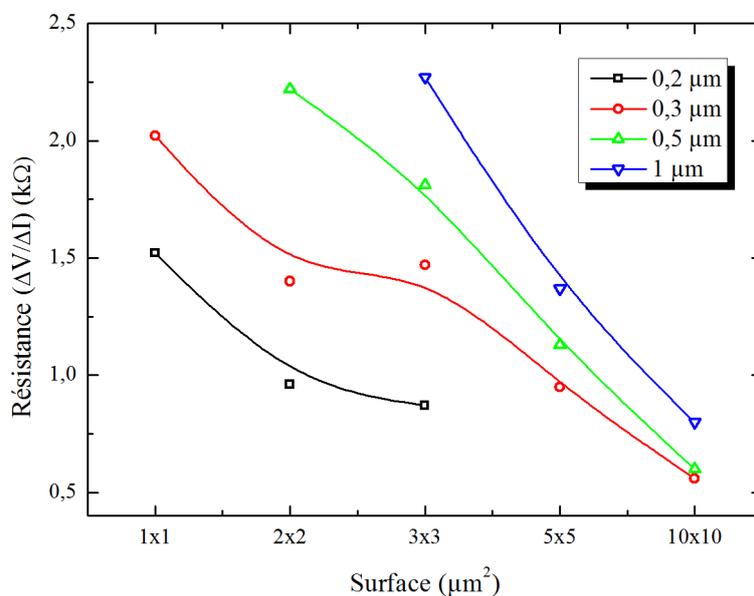


Figure IV.I.2323 : Variation de la résistance équivalente R_{eq} des différents photodétecteurs MSM interdigités caractérisés sous éclairage ; ($\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, $P = 16 \text{ mW}$, demi wafer n° 02).

IV.I.3.2.3. Influence de la largeur (cas du photodétecteur MSM monoélectrode) :

Sur la figure IV.I.24 sont présentés les photocourants des photodétecteurs MSM monoélectrode, de la même manière que pour le paragraphe précédent nous avons pris la distance interdoigts constante et nous avons changé la largeur W des différents composants (au lieu des surfaces). On voit bien qu'en diminuant la largeur de doigt, le photocourant est plus faible, puisque la puissance optique l'est également.

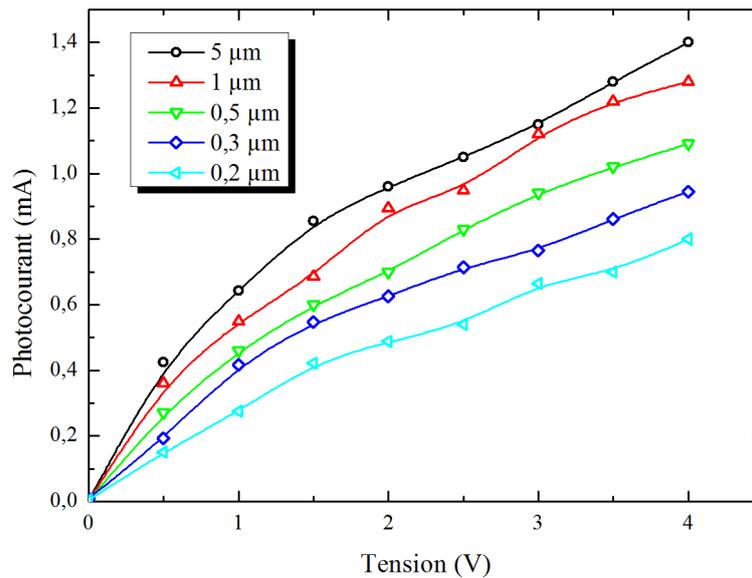


Figure IV.I.2424 : Photocourant de photodétecteurs MSM monoélectrode de différentes largeurs de doigts ; ($D = 0,5 \mu\text{m}$, $\lambda = 0,8 \mu\text{m}$, $P = 16 \text{ mW}$, demi wafer n° 02).

En comparant un photodétecteur MSM interdigité de surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ avec un MSM monoélectrode de largeur $10 \mu\text{m}$, on a un photocourant de $1,25 \text{ mA}$ et $0,55 \text{ mA}$ respectivement pour la même distance interélectrode ($D = 1 \mu\text{m}$), à la même tension et puissance incidente (1 V , 16 mW). Ce qui nous permet de dire que les photodétecteurs MSM interdigités génèrent plus de courant à cause de leur structure qui permet une plus grande zone d'absorption pour la même distance interélectrode.

IV.I.3.2.4. Influence de la puissance optique :

En augmentant la puissance lumineuse du laser appliqué, le photocourant devient plus important comme on peut le voir sur la figure IV.I.25. Le photodétecteur caractérisé dans cette partie a une surface de zone active égale à $50 \times 50 \mu\text{m}^2$ et une distance interélectrode de $0.5 \mu\text{m}$. Les puissances appliquées sont 10 et 30 mW respectivement. A la tension 1 V par exemple, le photocourant est passé de 2.84 mA à 4.55 mA. Ce résultat est dû essentiellement à l'augmentation de la densité de paires électron-trou photogénérées sous l'effet de la lumière du laser appliqué.

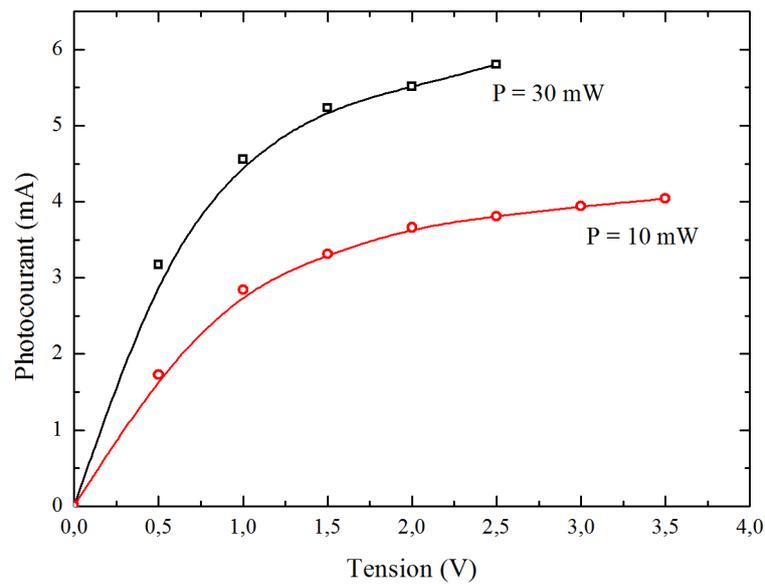


Figure IV.I.2525 : Photocourant de photodétecteurs MSM interdigités à différentes puissances ; ($S = 50 \times 50 \mu\text{m}^2$, $D = 0.3 \mu\text{m}$, $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, demi wafer n° 01).

Partie II : Caractérisation en Hyperfréquence

IV.II.1. Notions sur l'hyperfréquence :

Le domaine des hyperfréquences ou micro-ondes rassemble l'ensemble des méthodes, des techniques et des composants qui permettent d'exploiter la bande de fréquence comprise entre les fréquences utilisées par la radio et l'infrarouge. Elles s'étendent d'environ 300 MHz à 300 GHz. A ces fréquences, les dimensions géométriques des structures transportant le signal électrique (composant et différents câbles le reliant aux appareils de mesure) deviennent de même ordre de grandeur que la longueur d'onde λ donnée par :

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{IV.II.1})$$

f étant la fréquence du signal et ϵ_r la permittivité relative de la ligne de transmission.

Cette longueur d'onde est de 10 cm à 3 GHz et dans l'air. Dans le cas où la longueur du circuit est non négligeable devant λ , il est nécessaire de considérer le signal électrique comme étant une onde électromagnétique guidée par la structure qui le transporte. Il n'est plus question d'utiliser des modèles à paramètres localisés. On se base sur la théorie des circuits distribués définissant des ondes de tension et de courant, correspondant aux ondes du champ électromagnétique et se propageant le long des structures de guidage [3], [4], [5], [6].

IV.II.1.1. Ligne de transmission :

Une ligne de transmission est un ensemble d'un (en réalité deux si l'on considère la masse), ou de plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique, d'une source (ou émetteur) vers une charge (ou récepteur). Elles peuvent être aussi utilisées pour réaliser des filtres, des transformateurs d'impédance, des coupleurs, des lignes à retard... [7].

En hautes fréquences, du fait que la longueur de la ligne est, en général, grande devant la longueur d'onde λ , il en résulte que la tension et le courant varient le long de la ligne, donc il est impossible, du moins dès que la ligne n'est pas de longueur très faible devant la longueur d'onde λ , de la modéliser par un seul quadripôle.

Il faut alors faire l'approximation qui revient à découper la ligne en une suite d'éléments identiques. L'élément unité étant pris très petit devant λ pour qu'on puisse le représenter par un quadripôle à constantes localisées (figures IV.II.1 et IV.II.2).

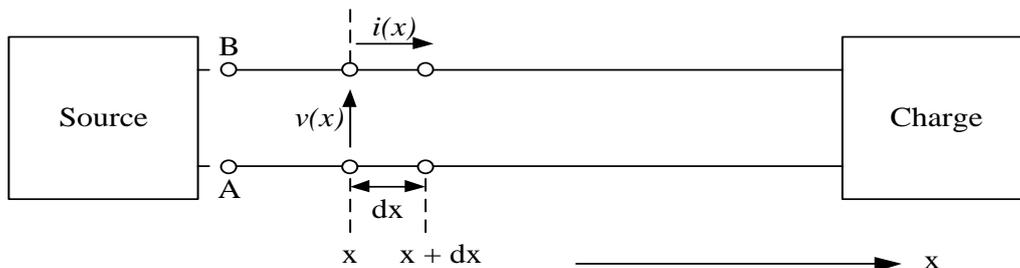


Figure IV.II.11 : Schéma d'une ligne de transmission.

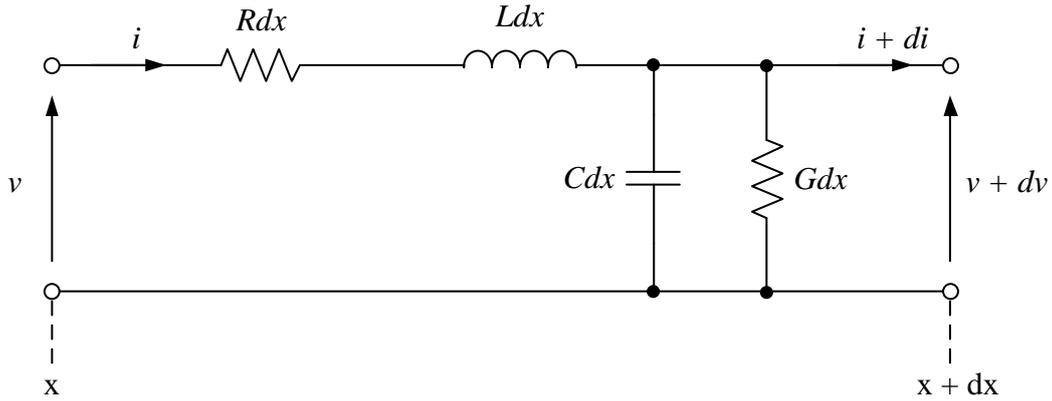


Figure IV.II.22 : Circuit équivalent d'un tronçon de la ligne de longueur dx .

Chaque tronçon élémentaire de longueur dx est constitué des quatre éléments : R, L, C, et G qui sont respectivement la résistance, l'inductance, la capacité et la conductance de fuite linéiques. v et $v + dv$ les tensions à l'entrée et à la sortie de l'élément, i et $i + di$ les courants correspondant.

Si en un point A-B, on applique une tension V_0 donnant naissance à un courant I_0 , les tensions V et I en un point quelconque, distant de x du point A-B sont obtenues grâce aux équations [8] :

$$I = I_0 \cdot Ch\gamma \cdot x - \frac{V_0}{Z_c} \cdot Sh\gamma \cdot x \quad (IV.II.2)$$

$$V = V_0 \cdot Ch\gamma \cdot x - Z_c \cdot I_0 \cdot Sh\gamma \cdot x \quad (IV.II.3)$$

Z_c étant l'impédance caractéristique de la ligne et le terme γ est la constante de propagation de la ligne qui est en général un terme complexe :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad (IV.II.4)$$

où α est le facteur d'amortissement et β le facteur de phase [8].

IV.II.1.2. Impédance caractéristique :

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission est l'impédance qui charge cette ligne afin d'avoir la transmission de la totalité du signal incident à l'entrée de la ligne. Son effet est similaire à celui de l'indice de réfraction du milieu en optique où l'intensité du faisceau réfléchi à l'interface de deux milieux exprime la désadaptation d'indices des milieux. Cette impédance dépend des dimensions et des caractéristiques intrinsèques de la ligne. En général, pour une simple ligne de transmission de longueur dx dont le modèle est représenté sur la figure IV.II.2, l'impédance caractéristique en régime harmonique est obtenue à partir des équations télégraphistes [3] :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (IV.II.5)$$

Dans le cas des lignes avec pertes, l'impédance caractéristique varie en fonction de la fréquence et la ligne est dite dispersive. Cette dispersion se traduit par un affaiblissement du signal avec ou sans élargissement de la durée d'impulsion respectivement selon que les pertes varient ou non en fonction de la fréquence.

En général, les lignes hyperfréquences sont conçues pour avoir de faibles pertes. Pour des lignes sans pertes, on a $L \cdot \omega \gg R$ et $C \cdot \omega \gg G$ ce qui implique que [8], $\alpha = 0$, $\gamma = j \cdot \beta = j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C}$ et l'impédance dans ce cas est purement réelle, et donnée par :

$$Z_c = \sqrt{L/C} \quad (IV.II.6)$$

On a : $\beta = \omega \sqrt{\mu \cdot \varepsilon}$ donc : $L \cdot C = \mu \cdot \varepsilon$

μ et ε sont la perméabilité effective et la permittivité effective du matériau.

Pour une ligne de transmission, ce résultat peut également être exprimé en fonction de L et C :

$$Z_c = \sqrt{L/C} = \sqrt{\frac{\mu \varepsilon}{C^2}} = \frac{\varepsilon}{C} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = Z \frac{\varepsilon}{C} \quad (IV.II.7)$$

où Z est l'impédance intrinsèque de l'air.

Donc l'impédance caractéristique diffère de l'impédance intrinsèque de l'air Z par facteur (ε/C), qui est fonction de la configuration de la ligne et du diélectrique seulement.

IV.II.1.3. La ligne coplanaire :

Les lignes de transmission les plus courantes sont les câbles coaxiaux, les lignes bifilaires et les paires torsadées. Sur les circuits imprimés et les circuits intégrés, on trouve couramment des lignes microruban (microstrips) et des lignes coplanaires.

Dans notre étude, nous allons utiliser la ligne de transmission coplanaire notée CPW (Coplanar Waveguide). Elle a été inventée par C.P. Wen en 1969 [9], [10] comme une alternative à la ligne microruban. Elle présente plusieurs avantages :

- Souplesse de conception et de réalisation,
- Facilité d'intégration avec d'autres circuits sans avoir recours aux vias métalliques grâce à son caractère uniplanaire,
- Propriétés électromagnétiques intéressantes dans le domaine des micro-ondes,
- Coût de fabrication réduit par rapport aux lignes microruban qui nécessite des procédés technologiques face arrière.

Sur la figure IV.II.3 est représenté le schéma d'une ligne de transmission coplanaire sur un substrat de permittivité (ε_r), elle est constituée de trois rubans métalliques placés sur le même plan à une distance constante du substrat diélectrique. Le conducteur central placé entre deux plans de masse véhicule le signal micro-onde ; W représente la largeur du conducteur central, G la largeur de la fente coplanaire, W_g la largeur des deux plans de masse, W_a l'épaisseur de substrat et t l'épaisseur des conducteurs métalliques.

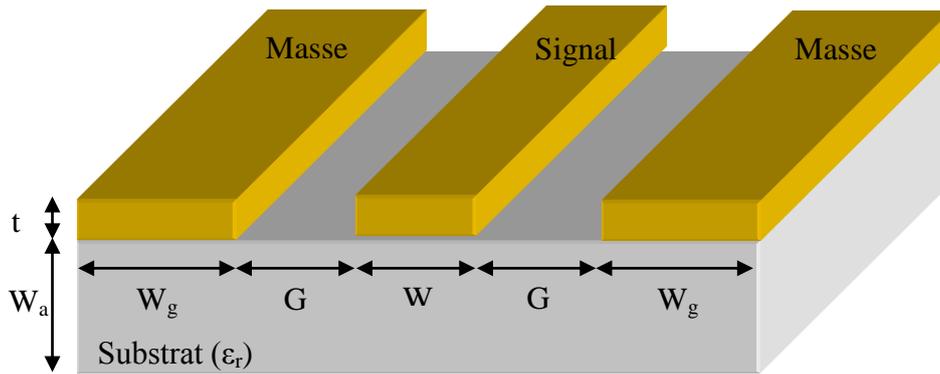


Figure IV.II.33 : Schéma d'une ligne coplanaire.

Pour un substrat donné, l'impédance caractéristique d'une ligne coplanaire est déterminée par la largeur de la ligne du signal (W) et sa distance aux masses (G). Cette impédance est donnée par [11] :

$$Z_c = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{K(k')}{K(k)} \tag{IV.II.8}$$

avec
$$\epsilon_e = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k') \cdot K(k_1)}{K(k) \cdot K(k_1')} \tag{IV.II.9}$$

où :
$$k = \frac{W}{W + 2G} \quad \text{et} \quad k_1 = \frac{\sinh(\pi \cdot W / 4 \cdot W_a)}{\sinh(\pi \cdot (2G + W) / 4 \cdot W_a)}$$

K est l'intégrale elliptique complète du premier type et $k' = \sqrt{1 - k^2}$.

Aujourd'hui, le calcul exact des dimensions des lignes pour obtenir une impédance caractéristique de 50 Ω se fait en utilisant des logiciels. Dans notre étude, on a utilisé le logiciel de calcul TXLINE 2003 – Microstrip (voir paragraphe III.3.1.3). Notons que les transitions entre tronçons de lignes de transmission où la largeur des lignes change sont inévitables. Cette variation de largeur provoque un changement d'impédance et peut produire des réflexions et même le rayonnement de l'énergie de l'onde électromagnétique que transporte la ligne. Pour minimiser ce problème causé généralement par les transitions abruptes (figure IV.II.4.a), le changement d'impédance doit être fait graduellement en changeant progressivement la largeur (figure IV.II.4.b). On se rapproche d'autant plus d'une transition idéale que le changement de la section sera lent [12]. Dans ce cas-là, l'impédance caractéristique peut être gardée constante en choisissant la largeur (G) à chaque changement de la largeur de la ligne centrale (W).

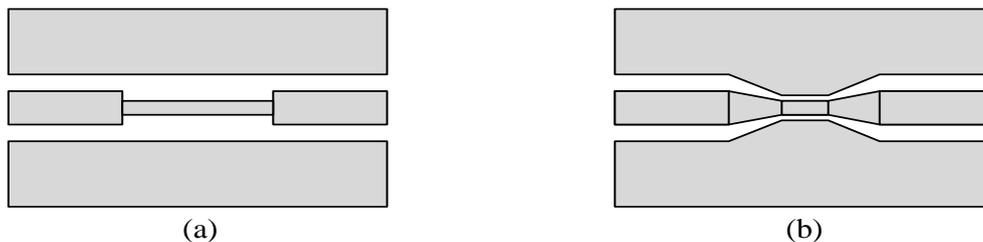


Figure IV.II.44 : Transitions entre lignes coplanaire (a) abrupte, (b) graduelle.

La configuration des champs est représentée sur la figure IV.II.5. Ils se propagent dans deux diélectriques différents [13], celui du substrat et celui présent au-dessus de la ligne, qui est souvent de l'air. Ainsi, les champs ne sont pas entièrement confinés dans le diélectrique et s'étendent dans l'air au-dessus du substrat. Ceci augmente la dispersion et les radiations. Les courants sont fortement concentrés dans les bords du conducteur ce qui augmente les pertes du fait que les bords sont plus rugueux que la surface [3].

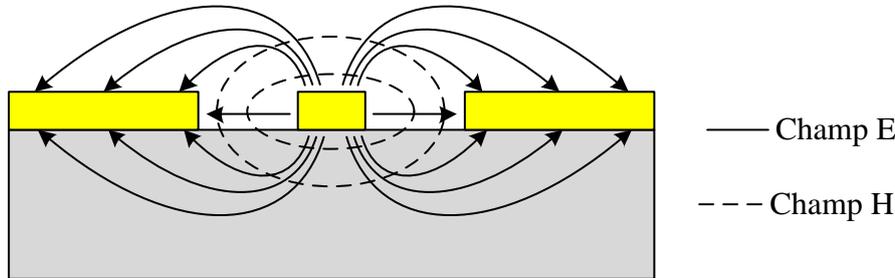


Figure IV.II.55 : Ligne des champs électrique et magnétique dans une ligne coplanaire.

Il existe trois mécanismes principaux engendrant des pertes dans les lignes de transmission coplanaire. Les pertes ohmiques α_c dans les conducteurs métalliques, les pertes diélectriques α_d dans le substrat, et les pertes radiatives α_r . L'atténuation totale α_T est donnée par la somme de ces trois types de pertes [14].

a- Pertes ohmiques : Au sein d'une ligne coplanaire, ces types de pertes [15], [16] sont proportionnels à la résistance R_s des conducteurs métalliques de la ligne. Cette résistance peut être considérée comme surfacique car la propagation du signal se fait principalement dans l'épaisseur de peau (δ). Elle est exprimée suivant la formule suivante :

$$R_s = \sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \rho_c} = \frac{1}{\sigma_c \cdot \delta} \quad (\text{IV.II.10})$$

où ρ_c et σ_c sont la résistivité et la conductivité du métal, μ sa perméabilité magnétique et δ l'épaisseur de peau traduisant l'épaisseur de pénétration du courant dans le conducteur en fonction de la fréquence. Les pertes ohmiques sont dépendantes de la géométrie des lignes coplanaire ainsi que de la fréquence.

Pour minimiser ce type de pertes, la solution consiste à utiliser un métal ayant une très bonne conductivité tel que le cuivre ou l'or et une forte épaisseur. En effet, les pertes ohmiques α_c diminuent avec l'augmentation de l'épaisseur t des conducteurs métalliques. En revanche, cette diminution devient très peu sensible lorsque cette épaisseur dépasse 3 à 4 fois l'épaisseur de peau [14].

b- Pertes diélectriques : Ils dépendent principalement des paramètres intrinsèques du matériau utilisé. Ces pertes α_d [17] sont liées à la fois au facteur de pertes ($\text{tg}\delta$) du matériau diélectrique et à la résistivité de celui-ci. Dans le cas du GaAs semi-isolant, les pertes diélectriques sont relativement faibles puisque le coefficient de tangente de pertes est de l'ordre de 0.006 et la résistivité est égale à $2 \times 10^7 \Omega/\text{cm}$.

En outre, contrairement aux pertes métalliques (proportionnelles à la racine carrée de la fréquence), les pertes diélectriques varient linéairement avec la fréquence. Leur contribution dans les pertes globales devient donc prédominante dans le domaine micro-onde.

c- Pertes radiatives : Dans une ligne coplanaire, ce type de pertes, α_r , se manifeste à cause de la dissipation de l'énergie électromagnétique dans le substrat à très hautes fréquences, supérieure à 200 GHz [15], [16] et peuvent aussi apparaître localement au niveau des discontinuités [13]. Dans notre étude, ces pertes sont négligeables car la plage de fréquences utilisée est de 0 à 40 GHz.

IV.II.1.4. Les paramètres S :

Dans le domaine des hyperfréquences, les notions de tension et de courant deviennent difficiles à exploiter et dépendent de la position dans le réseau. Pour l'étude des quadripôles, on utilise des outils de base qui sont les paramètres de répartition ou paramètres S (Scattering). Ces derniers permettent de décrire précisément les caractéristiques et performances des composants hyperfréquences [18].

Considérons le quadripôle Q de la figure IV.II.6, avec deux accès 1 et 2. Une onde incidente à l'accès 1 donne naissance à une onde réfléchie et à une onde transmise, de même pour une onde incidente à l'accès 2.

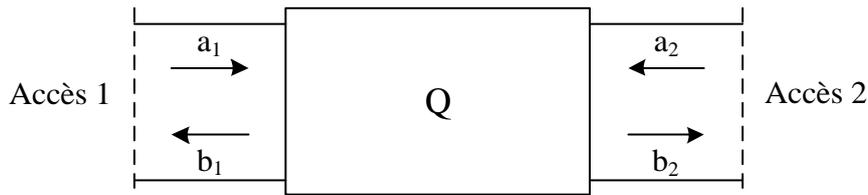


Figure IV.II.66 : Quadripôle sur une ligne (a : ondes entrantes, b : ondes sortantes).

En définissant par a les ondes entrantes et par b les ondes sortantes, nous pouvons écrire :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{IV.II.11})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{IV.II.12})$$

Ce qui donne, sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.II.13})$$

La signification des paramètres S est la suivante :

$$S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1} \right]_{a_2=0} \quad \text{C'est le facteur de réflexion à l'entrée, la sortie étant adaptée.}$$

$$S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1} \right]_{a_2=0} \quad \text{C'est le facteur de transmission entrée } \rightarrow \text{ sortie, la sortie étant adaptée.}$$

$S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2} \right]_{a_1=0}$ C'est le facteur de réflexion en sortie, l'entrée étant adaptée.

$S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2} \right]_{a_1=0}$ C'est le facteur de transmission sortie \rightarrow entrée, l'entrée étant adaptée.

On a un quadripôle réciproque lorsque $S_{ij} = S_{ji}$, ($S_{11} = S_{22}$ et $S_{12} = S_{21}$), c'est-à-dire que la transmission de la porte i vers la porte j est la même que la transmission de j vers i. Dans ce cas-là, la matrice S est symétrique par rapport à la diagonale principale.

La figure IV.II.7 montre le graphe de fluence qui permet une représentation graphique des phénomènes de propagation des ondes et permet la représentation des coefficients de réflexion et de transmission.

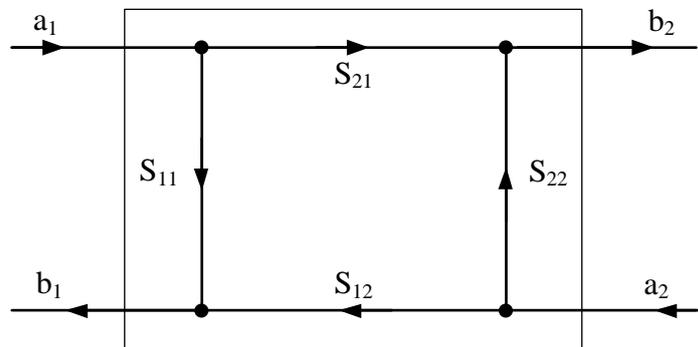


Figure IV.II.77 : Graphe de fluence d'un quadripôle.

La mesure de ces paramètres S se fait sur une entrée et une sortie adaptées (Z_c) et nécessite la mesure des ondes incidentes et réfléchies. Des dispositifs appropriés appelés analyseurs de réseaux permettent l'accès à ces grandeurs. Une fois déterminés, les paramètres S peuvent être mis sous forme matricielle, et on peut par transformation matricielle obtenir les paramètres Z, Y ou H. La connaissance des paramètres S permet en outre de calculer simplement les grandeurs les plus communément recherchées : puissance, gain ou atténuation, facteur de réflexion sur un accès et impédance d'entrée.

IV.II.2. Description du fonctionnement des composants caractérisés :

Dans leur forme la plus simple, les composants que nous avons réalisés sont représentés par une ligne hyperfréquence coplanaire interrompue. Au milieu de la ligne centrale se trouve le photodétecteur MSM interdigité ou bien monoélectrode qui introduit cette interruption. Lorsque ce photodétecteur est éclairé par un faisceau optique dont l'énergie $h\nu$ est supérieure à l'énergie du gap du matériau utilisé, la ligne hyperfréquence devient passante (Etat On) c'est-à-dire qu'il y a transmission du signal. A l'inverse, en obscurité le signal est bloqué (Etat Off) donc le signal est réfléchi. La figure IV.II.8 schématise le principe de fonctionnement. Les dispositifs fonctionnent comme des commutateurs (interrupteurs) commandés optiquement sans avoir à les polariser, ils sont appelés photo-commutateurs ou bien photo-interrupteurs hyperfréquences (Microwave Optical Switches).

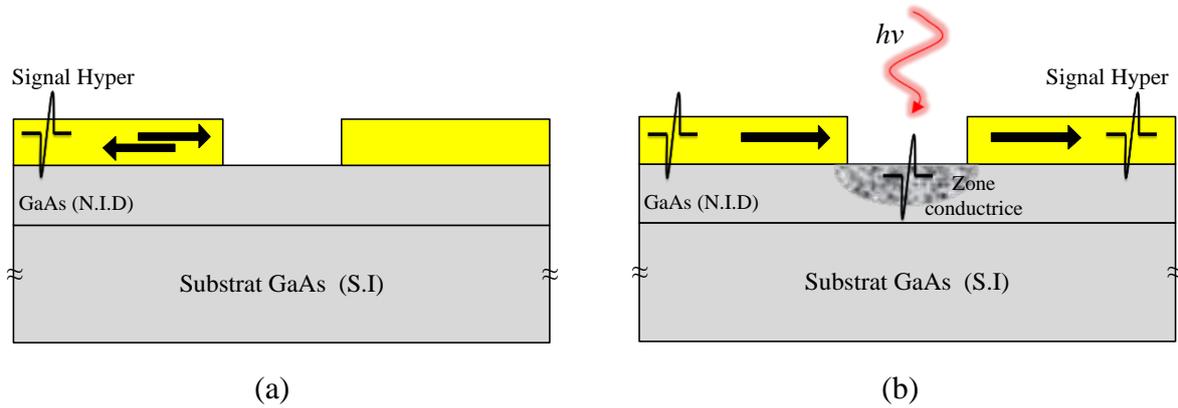


Figure IV.II.88 : Principe de fonctionnement du photo-commutateur.

(a) Etat Off, (b) Etat On.

IV.II.3. Description du banc de mesures hyperfréquences :

Les caractérisations ont été faites dans la centrale de caractérisation (hyperfréquence) de l'IEMN. Le banc de mesure utilisé est présenté sur la figure IV.II.9. Il est constitué des éléments suivants :

- Un générateur de signaux sinusoïdaux jusqu'à 70 GHz, type Agilent PNA E8361A (analyseur de réseaux vectoriel), il donne les mesures des différents coefficients de réflexion et des paramètres S des lignes coplanaires à caractériser.
- Une station de mesure sous pointes qui permet de prendre les mesures directement sur la tranche de semiconducteur, ces mesures se font à l'aide de pointes de test spécifiques aux lignes coplanaires (pointes hyper cascade I 67-GSG-125). La pointe est constituée d'une tête munie d'un connecteur coaxial relié à l'analyseur de réseaux vectoriel.
- Un laser à solide de type CrystaLaser 808 de longueur d'onde $0.8 \mu\text{m}$ et de puissance pouvant monter jusqu'à 30 mW en sortie de fibre utilisé pour l'éclairage de la zone active des photodétecteurs MSM.
- Une fibre optique (lentillée) couplée au laser permettant d'obtenir une tache optique de $2.5 \mu\text{m}$ de diamètre à la distance de travail optimale.
- Un support de fibre optique positionné entre les deux pointes,
- Un microscope optique pour l'ajustement des pointes et de la fibre optique.
- Des lunettes de protection contre les rayons laser ($\lambda = 0.8 \mu\text{m}$).

Sur la figure IV.II.10, on peut voir les pointes hyper posées sur les plots de contacts des lignes coplanaires et la fibre optique ajustée au milieu de la ligne centrale pour l'éclairage du photodétecteur MSM par faisceau laser.

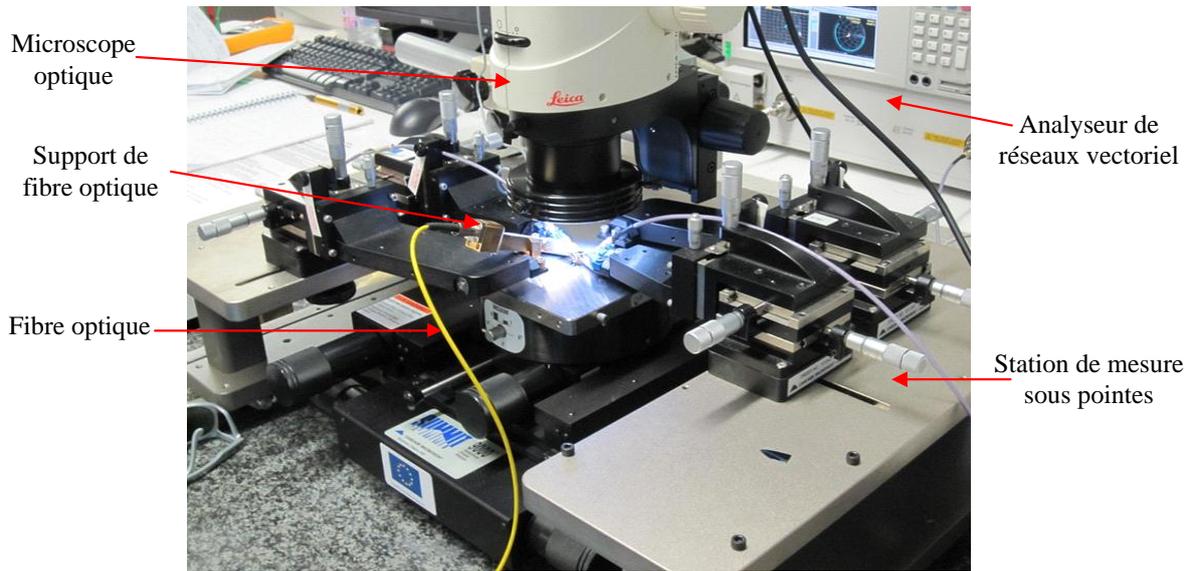


Figure IV.II.99 : Photographie du banc de mesures hyperfréquences.

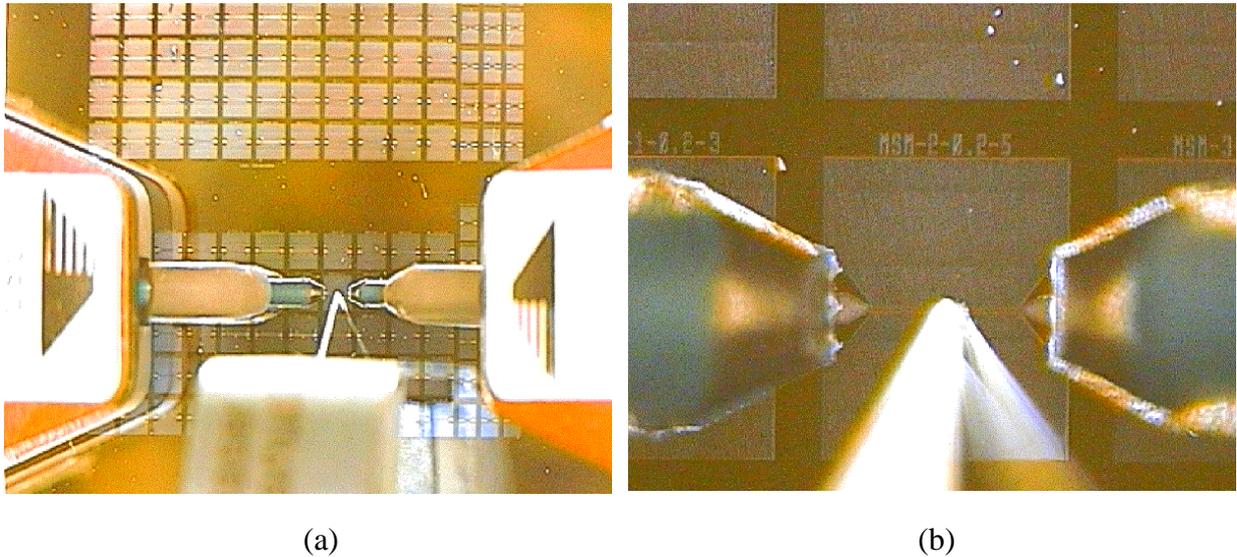


Figure IV.II.1010 : (a) Photographies des pointes hyper et de la fibre optique, (b) Zoom sur les pointes hyper posées sur une ligne coplanaire et fibre optique ajustée sur la zone active du MSM pour l'éclairage par laser.

IV.II.4. Caractérisation des lignes coplanaires introduisant des MSM interdigités :

IV.II.4.1. Caractérisation des lignes coplanaires références :

Nous présentons dans cette partie les courbes obtenues de caractérisation de lignes coplanaires références. Le conducteur central de ces composants n'introduit pas de photodétecteurs, c'est-à-dire que cette ligne est une ligne continue, sans interruption. Les largeurs des lignes caractérisées sont $W = 1, 2, 3, 5$ et $10 \mu\text{m}$. Nous avons effectué les mesures sur une plage de fréquence allant de 0 à 40 GHz. Les coefficients de réflexion et de transmission du signal hyperfréquence obtenus sont présentés sur la figure IV.II.11. On constate que la transmission se fait correctement lorsque les lignes ne possèdent pas d'interruption. Ces résultats montrent aussi qu'aux échelles considérées, la largeur des lignes coplanaires n'a que peu d'influence sur l'isolation hyperfréquence à 20 GHz. En effet, le signal est transmis avec des pertes d'insertion d'environ -0.75 dB quelle que soit la valeur des paramètres W . Cette présentation nous permet de vérifier que la propagation du signal se fait correctement, et que l'isolation que l'on obtient avec des lignes avec interruption n'est pas due à des pertes dans les lignes coplanaires. Notons aussi que tous les résultats obtenus pour le cas des lignes coplanaires avec ou sans interruption, les paramètres de réflexion en entrée et en sortie sont égaux ($S_{11} = S_{22}$) ainsi que les paramètres de transmissions ($S_{21} = S_{12}$) ce qui montre que le système est symétrique et réciproque. Dans tout ce qui suit, les composants caractérisés sont issus du demi-wafer n° 02 et les mesures sont effectuées sur une plage de fréquence allant de 0 à 40 GHz.

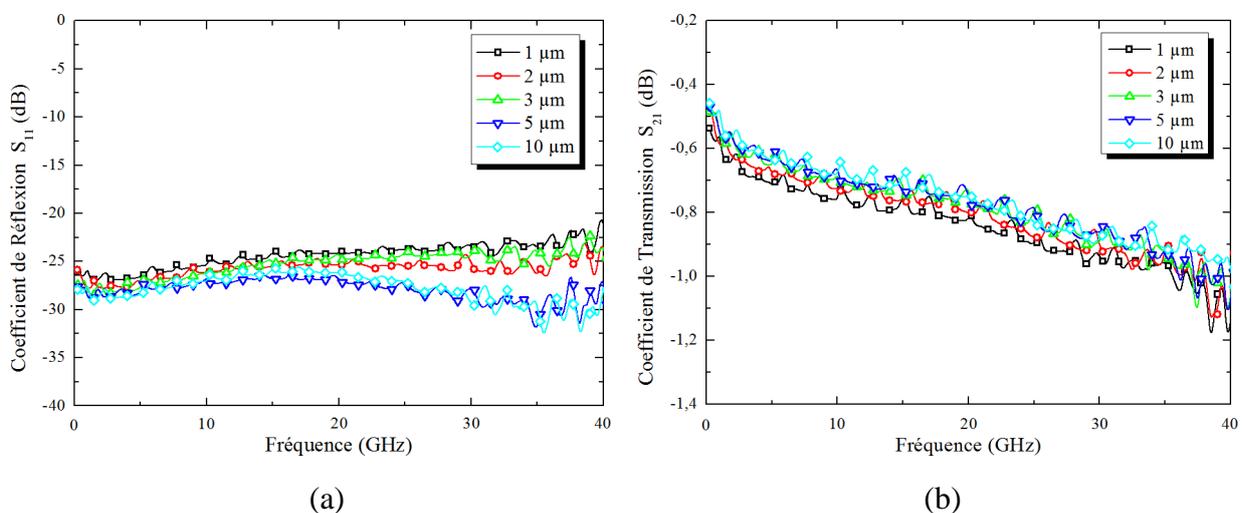


Figure IV.II.1111 : Evolution des paramètres S de ligne coplanaire référence de différentes largeurs W . (a) Coefficient de réflexion (S_{11}), (b) Coefficient de transmission (S_{12}).

IV.II.4.2. Influence de la distance interélectrodes :

Dans cette partie, nous présentons les caractérisations réalisées sur des lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM interdigités de zones actives $S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$ et ayant différentes distances interélectrodes égales à 0.2, 0.3, 0.5 et 1 μm . Les figures IV.II.12 et IV.II.13 montrent l'évolution des coefficients de réflexion et de transmission en obscurité et sous éclairage. Dans le cas d'une distance interélectrode $D = 1 \mu\text{m}$, on obtient des pertes

d'insertion en éclaircissement de l'ordre de -12 dB, et une isolation en obscurité de -38 dB à 20 GHz. Par contre, pour $D = 0.2 \mu\text{m}$ on a -10 dB de pertes d'insertion sous éclaircissement et -30 dB d'isolation en obscurité pour la même fréquence, ce qui nous ramène à dire que plus la distance interélectrode est grande plus on a une bonne isolation en obscurité, mais sous éclaircissement les pertes d'insertion sont moindres lorsque la distance interélectrode est petite. On peut éventuellement supposer que cet effet serait dû à la résistance de l'interruption entre électrode. Notons cependant que pour la distance interélectrode $0.3 \mu\text{m}$ cet effet n'est pas vraiment vérifié (-14 dB de pertes d'insertion).

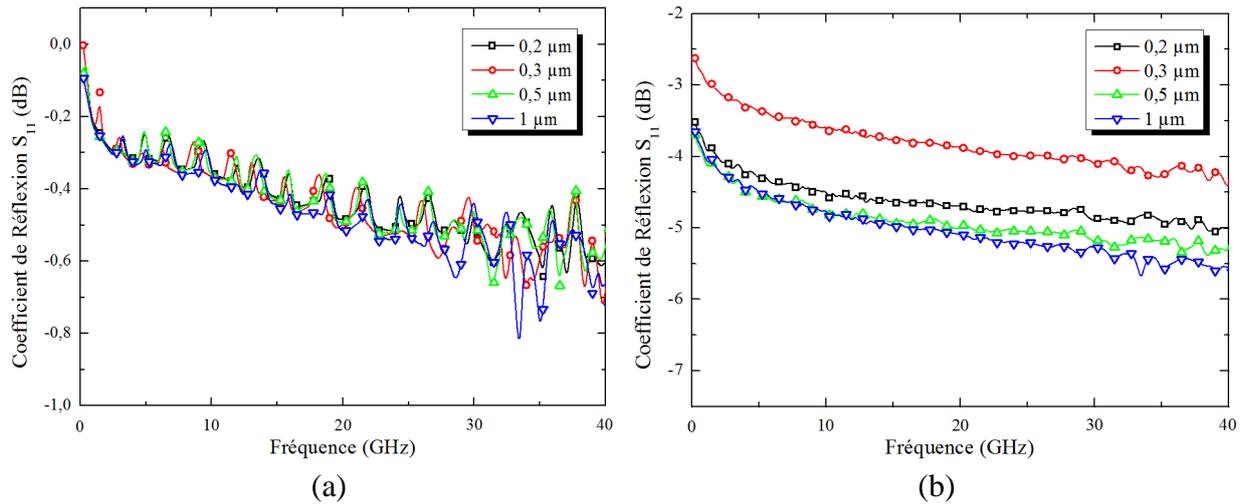


Figure IV.II.1212 : Evolution des coefficients de réflexion (S_{11}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$). (a) Etat Off, (b) Etat On.

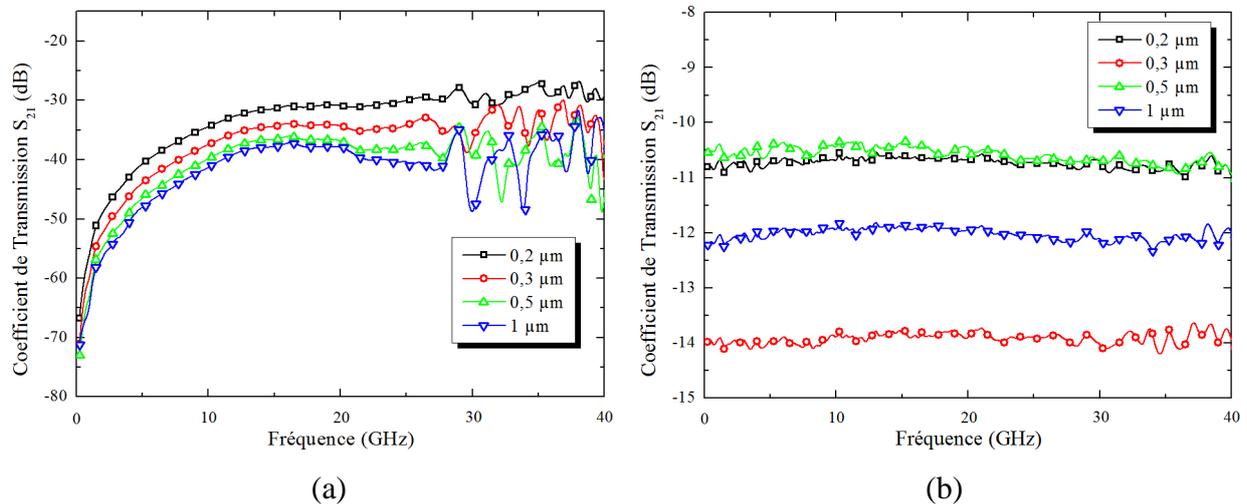


Figure IV.II.1313 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$). (a) Etat Off, (b) Etat On.

Sur la figure IV.II.14, on peut voir la différence de propagation du signal hyperfréquence en obscurité et sous éclairage, le rapport On/Off est égal à 26 dB à 20 GHz pour $D = 1 \mu\text{m}$. Le tableau IV.II.1 englobe tous les rapports On/Off des dispositifs de différentes distances interélectrodes aux fréquences 15, 20 et 25 GHz. On constate que pour les distances interélectrodes 0.5 et 1 μm on a de meilleur rapport On/Off par rapport aux lignes qui ont une interruption de 0.2 et 0.3 μm et cela est dû en majorité à la meilleur isolation en obscurité.

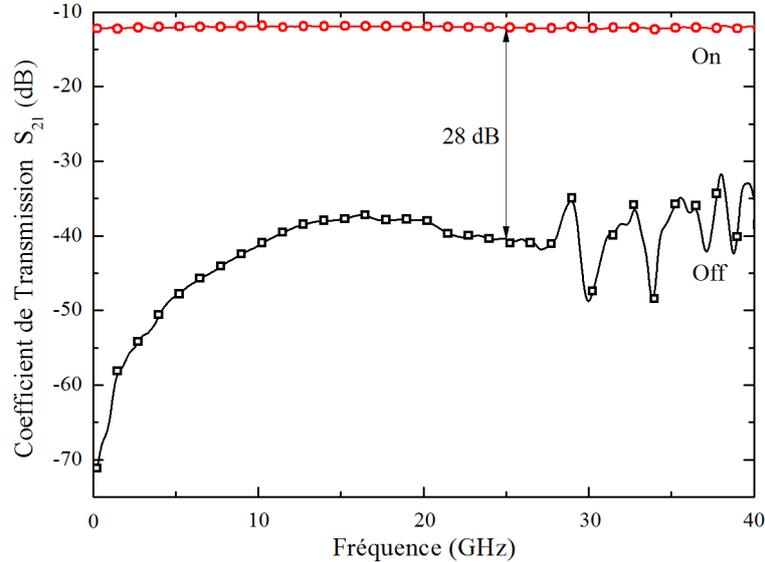


Figure IV.II.1414 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplaire introduisant des photodétecteurs MSM à l'état Off et On ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$, $D = 1 \mu\text{m}$).

| Fréquence | Espacements interélectrodes (D) | | | |
|-----------|---------------------------------|-------------------|-------------------|-----------------|
| | 0.2 μm | 0.3 μm | 0.5 μm | 1 μm |
| 15 GHz | 20,78 dB | 20,56 dB | 26,19 dB | 25,86 dB |
| 20 GHz | 20,24 dB | 20,43 dB | 26,41 dB | 25,98 dB |
| 25 GHz | 19,32 dB | 20,33 dB | 27,23 dB | 28,30 dB |

Tableau IV.II.11 : Rapport On-Off de lignes coplaires introduisant des MSM de différentes distances interélectrodes ; ($S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$).

IV.II.4.3. Influence de la surface des photodétecteurs MSM :

Les caractérisations effectuées dans cette partie sont relatives à des lignes coplaires introduisant des photodétecteurs MSM interdigités de différentes surfaces actives $S = 1 \times 1$, 2×2 , 3×3 , 5×5 et $10 \times 10 \mu\text{m}^2$. La distance interélectrodes est prise constante ($D = 0.3 \mu\text{m}$). Les coefficients de réflexion et de transmission en obscurité et sous éclairage sont présentés sur les figures IV.II.15 et IV.II.16.

En obscurité, on remarque que plus la surface des photodétecteurs diminue, meilleure est l'isolation. En effet, pour une structure coplaire introduisant un photodétecteur MSM de surface $1 \times 1 \mu\text{m}^2$, on a un coefficient de transmission de -39 dB à 20 GHz, par contre, pour une surface de $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ à la même fréquence, $S_{21} = -16$ dB ce qui constitue une moins bonne isolation. Sous éclairage, on obtient des pertes d'insertion de -15.5 dB pour la surface $1 \times 1 \mu\text{m}^2$ et -11 dB pour la surface $10 \times 10 \mu\text{m}^2$. On peut supposer que pour les surfaces

moindres, les réflexions sont grandes à cause de la désadaptation d'impédance puisqu'on n'a pas utilisé de transition caractérisée par un resserrement des masses au niveau des photodétecteurs MSM pour conserver une impédance caractéristique de 50Ω .

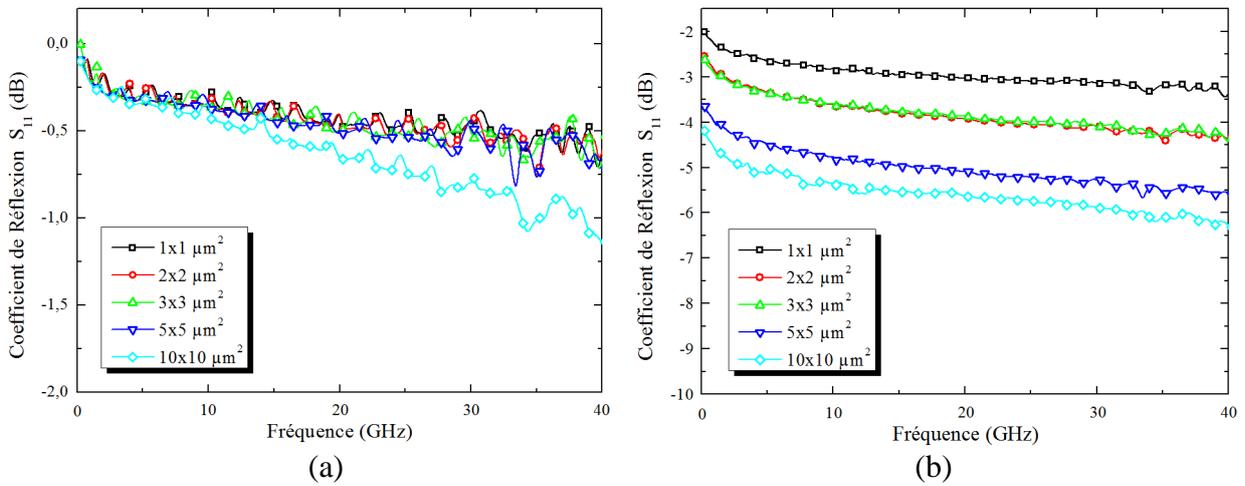


Figure IV.II.1515 : Evolution des coefficients de réflexion (S_{11}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM de différentes surfaces ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$).
(a) Etat Off, (b) Etat On.

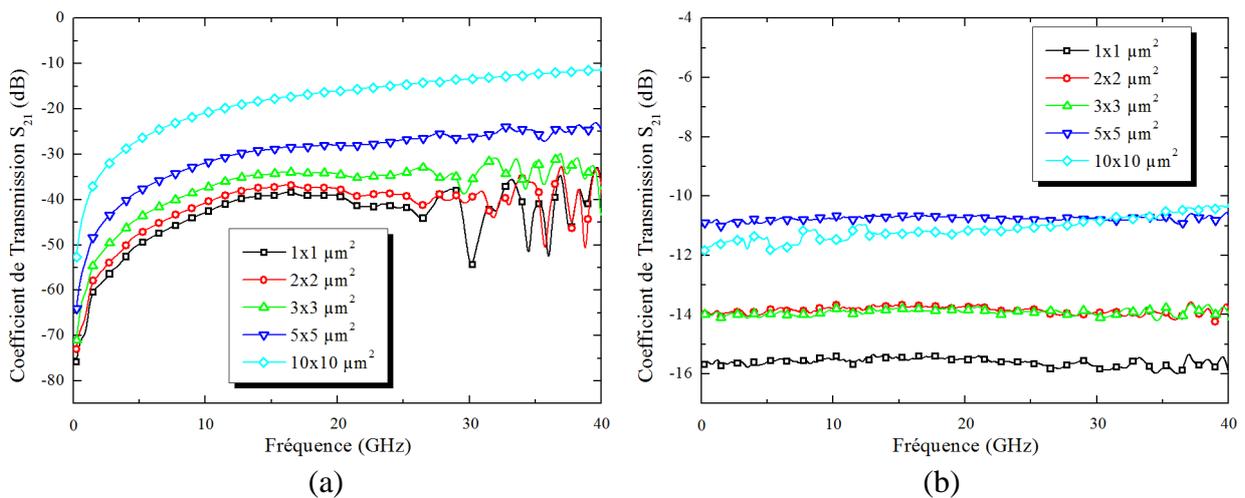


Figure IV.II.1616 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM de différentes surfaces ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$).
(a) Etat Off, (b) Etat On.

La figure IV.II.17 montre l'évolution du coefficient de transmission en obscurité et sous éclairage d'une structure introduisant un photodétecteur MSM de surface $1 \times 1 \mu\text{m}^2$ et de distance interélectrode égale à $0.3 \mu\text{m}$. Le rapport On/Off obtenu est égal à 23 dB à 20 GHz. Le tableau IV.II.2 montre tous les rapports On/Off de dispositifs de différentes surfaces aux fréquences 15, 20 et 25 GHz. On remarque que pour les petites surfaces on a de meilleurs rapports On/Off et cela est dû à la meilleure isolation en obscurité.

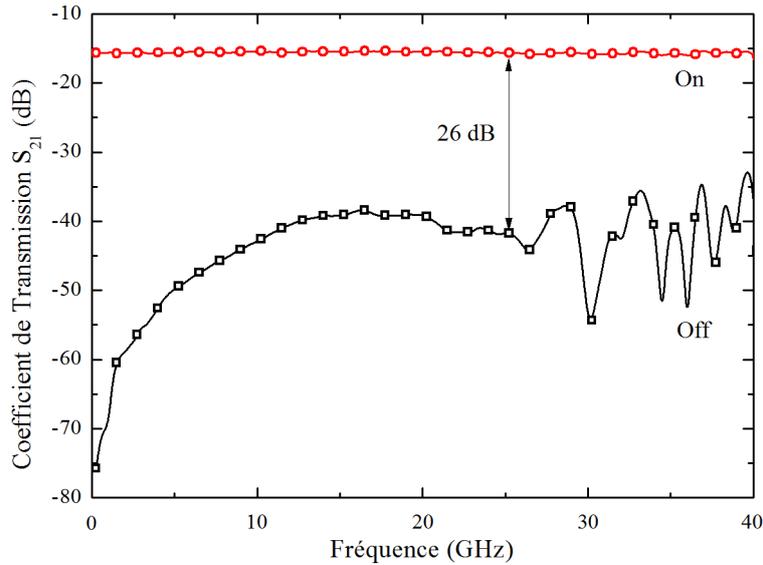


Figure IV.II.1717 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM à l'état Off et On ; ($S = 1 \times 1 \mu\text{m}^2$, $D = 0.3 \mu\text{m}$).

| Fréquence | Surfaces des zones actives (S) | | | | |
|---------------|--------------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|------------------------------|
| | $1 \times 1 \mu\text{m}^2$ | $2 \times 2 \mu\text{m}^2$ | $3 \times 3 \mu\text{m}^2$ | $5 \times 5 \mu\text{m}^2$ | $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ |
| 15 GHz | 23,60 | 23,55 | 20,56 | 18,20 | 6,60 |
| 20 GHz | 23,66 | 23,89 | 20,43 | 17,29 | 4,96 |
| 25 GHz | 26,10 | 25,19 | 20,33 | 16,02 | 3,62 |

Tableau IV.II.22 : Rapport On-Off de lignes coplanaires introduisant des MSM de différentes surfaces actives ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$).

IV.II.5. Caractérisation des lignes coplanaires introduisant des MSM mono-électrodes :

De la même manière que pour les lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM interdigités, nous allons caractériser dans cette partie des lignes introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes. Nous commencerons par voir l'influence des distances interélectrodes puis la largeur des MSM monoélectrodes. Les mesures sont effectuées sur une plage de fréquence allant de 0 à 40 GHz.

IV.II.5.1. Influence de la distance interélectrodes :

Les figures IV.II.18 et IV.II.19 montrent l'évolution des coefficients de réflexion et de transmission de lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes égales à 0.2, 0.3, 0.5 et 1 μm en obscurité et sous éclairage. La largeur des doigts dans ce cas-là est constante ($W = 0.3 \mu\text{m}$). En obscurité, les courbes coïncident parfaitement jusqu'à la fréquence de 25 GHz. On a une bonne isolation et elle est la même pour tous les composants, égale à -40 dB à 20 GHz. Par contre sous éclairage, on a des pertes d'insertion importantes, -21 dB pour les distances interélectrodes 0.5 et 1 μm , -23 dB pour $D = 0.2 \mu\text{m}$ et -18 dB pour $D = 0.3 \mu\text{m}$ à 20 GHz. Il est probable que ces pertes s'expliquent par une résistance équivalente R_{eq} sous éclairage encore importante due à la faible surface éclairée et à l'étroitesse du contact. Ensuite, le non resserrement des

masses doit aussi influencer et provoquer la réflexion du signal. On ce qui concerne la distance interélectrode $0.2 \mu\text{m}$ et même $0.3 \mu\text{m}$, on peut ajouter la difficulté d'éclairage à 90° des largeurs inférieures à la longueur d'onde. En effet, il existe un certain rapport d'aspect entre l'épaisseur de métallisation ($t = 0.45 \mu\text{m}$) et la largeur de l'interruption (vue de côté), mais également un rapport d'aspect entre la largeur de la ligne et la largeur d'interruption (vue de dessus) ce qui influe considérablement sur la capacité d'éclairer correctement par le dessus.

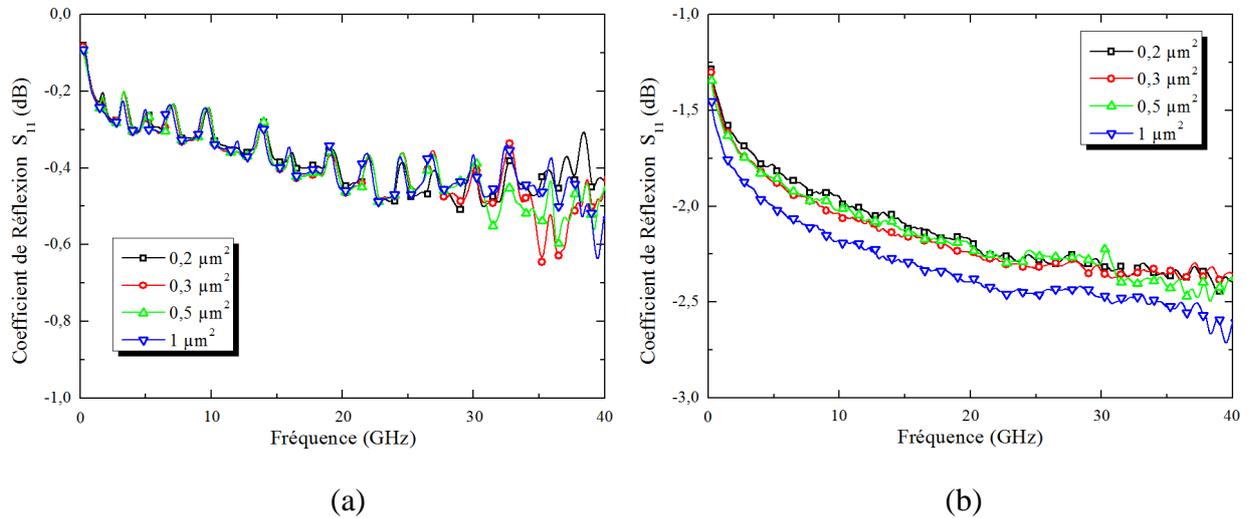


Figure IV.II.1818 : Evolution des coefficients de réflexion (S_{11}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On.

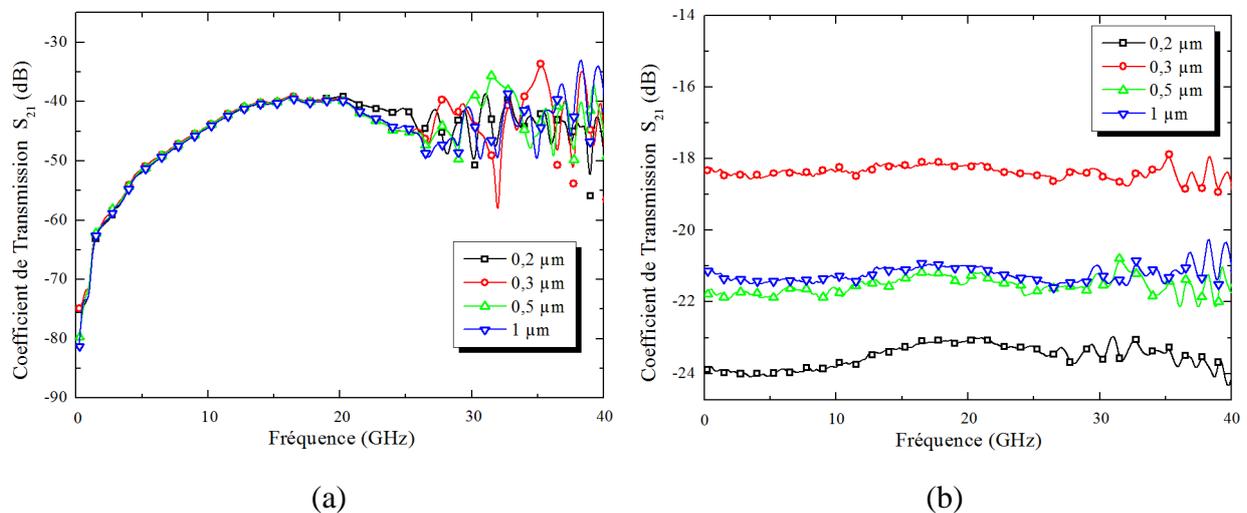


Figure IV.II.1919 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes distances interélectrodes ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On.

Sur la figure IV.II.20, on peut voir le rapport On/Off d'une ligne coplanaire introduisant une photodétecteur monoélectrode de largeur $0.3 \mu\text{m}$ et de distance interélectrode $0.3 \mu\text{m}$. Le rapport On/Off obtenu est égal à 21 dB à la fréquence 20 GHz ce qui est bon mais les pertes d'insertion sont encore élevées. Les rapports On/Off des autres dispositifs sont présentés dans le tableau IV.II.3.

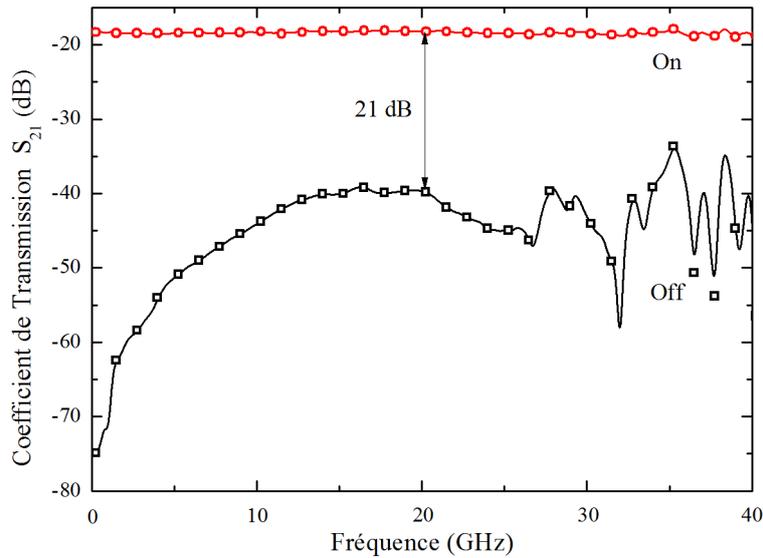


Figure IV.II.2020 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes à l'état Off et On ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$, $D = 0.3 \mu\text{m}$).

| Fréquence | Espacements interélectrodes (D) | | | |
|-----------|---------------------------------|-------------------|-------------------|-----------------|
| | 0.2 μm | 0.3 μm | 0.5 μm | 1 μm |
| 15 GHz | 16,94 | 21,79 | 18,70 | 19,25 |
| 20 GHz | 16,13 | 21,52 | 18,37 | 18,85 |
| 25 GHz | 18,05 | 26,46 | 23,09 | 22,63 |

Tableau IV.II.33 : Rapport On-Off de ligne coplaire introduisant des MSM monoélectrodes de différentes distances inter électrodes ; ($W = 0.3 \mu\text{m}$).

IV.II.5.2. Influence de la largeur des doigts :

Dans cette dernière partie des caractérisations, les lignes coplaires introduisent des photodétecteurs MSM monoélectrodes de distance interélectrodes constante égale à $0.3 \mu\text{m}$. Les largeurs des doigts des photodétecteurs MSM sont égales à 0.2 , 0.3 , 0.5 , 1 et $5 \mu\text{m}$. Les figures IV.II.21 IV.II.22 montrent les variations des coefficients de réflexion et de transmission en obscurité et sous éclairage. On a une bonne isolation en obscurité, qui est la même pour tous les composants, égale à -40 dB à 20 GHz sauf pour la largeur de doigt égale à $5 \mu\text{m}$ où on a -36 dB . Sous éclairage, les pertes d'insertion varient en fonction des largeurs de doigts. Plus la largeur de doigt va augmenter, plus les pertes d'insertion vont diminuer. Par exemple, on a -20.5 dB de pertes d'insertion pour la ligne coplaire introduisant le photodétecteur MSM monoélectrode de largeur $0.2 \mu\text{m}$, par contre pour la ligne introduisant le photodétecteur MSM monoélectrode de largeur $1 \mu\text{m}$ on a -12 dB . Comme précédemment, on peut supposer que ces pertes sont liées à une forte résistance équivalente (R_{eq}) sous éclairage conjuguée à une désadaptation d'impédance puisque, encore une fois, nous n'avons pas mis de transition (resserrement des masses pour conserver l'impédance caractéristique de 50Ω). On peut noter que, la difficulté d'éclairage des photodétecteurs par-dessus est relative aux rapports d'aspect qui contribue à une résistance équivalente R_{eq} par éclairage élevé.

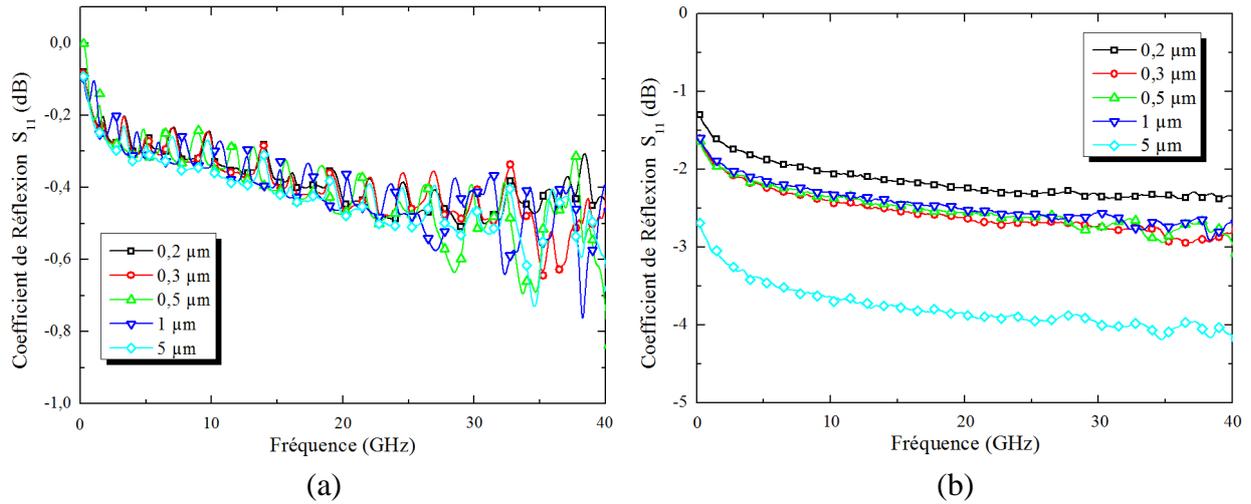


Figure IV.II.2121 : Evolution des coefficients de réflexion (S_{11}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes Largeurs de doigts ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On.

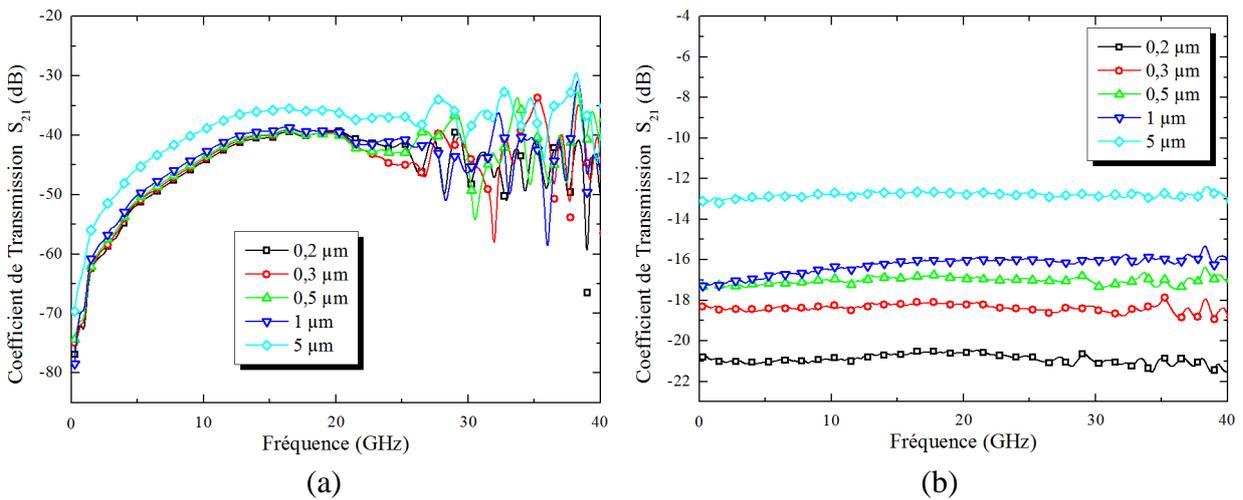


Figure IV.II.2222 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de différentes largeurs de doigts ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$). (a) Etat Off, (b) Etat On.

L'évolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes de largeur $W = 5 \mu\text{m}$ et de distance interélectrodes $D = 0.3 \mu\text{m}$ à l'état Off et On est représentée sur la figure IV.II.23. Le rapport On/Off obtenu est égal à 23 dB à la fréquence de 20 GHz. Le tableau IV.II.4 englobe les différents rapports On/Off des composants caractérisés dans cette partie aux fréquences 15, 20 et 25 GHz. Ceci constitue un bon résultat vu le bon isolement en obscurité, il reste cependant à améliorer les pertes d'insertion sous éclaircissement et cela en introduisant des transitions en resserrant les masses au niveau des zones actives des photodétecteurs MSM et ainsi diminuer les réflexions du signal hyperfréquence.

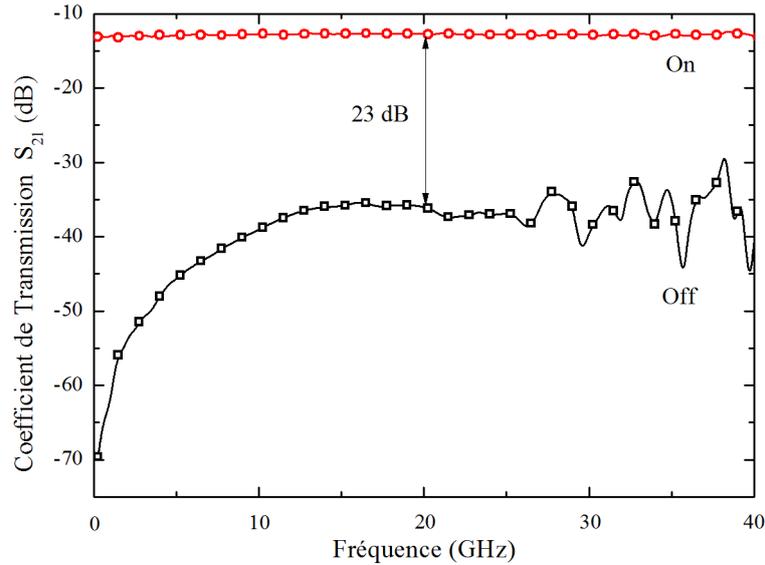


Figure IV.II.2323 : Evolution des coefficients de transmission (S_{21}) d'une ligne coplanaire introduisant des photodétecteurs MSM monoélectrodes à l'état Off et On ; ($W = 5 \mu\text{m}$, $D = 0.3 \mu\text{m}$).

| Fréquence | Largeurs des doigts (W) | | | | |
|-----------|-----------------------------|-------------------|-------------------|-----------------|-----------------|
| | $0.2 \mu\text{m}$ | $0.3 \mu\text{m}$ | $0.5 \mu\text{m}$ | $1 \mu\text{m}$ | $5 \mu\text{m}$ |
| 15 GHz | 19,66 | 21,79 | 22,93 | 23,12 | 23,05 |
| 20 GHz | 18,76 | 21,52 | 23,03 | 23,35 | 23,35 |
| 25 GHz | 20,54 | 26,46 | 26,06 | 24,64 | 24,18 |

Tableau IV.II.44 : Rapport On-Off d'une ligne coplanaire introduisant des MSM monoélectrodes de différentes largeurs ; ($D = 0.3 \mu\text{m}$).

IV.II.5. Interprétation des résultats obtenus en hyperfréquences :

On peut décrire le comportement du coefficient de transmission S_{21} du photodétecteur MSM introduit dans la ligne coplanaire en l'assimilant à une impédance localisée. Cette impédance est équivalente à la capacité du photodétecteur MSM en parallèle à une résistance équivalente $R_{eq} = \frac{\Delta V}{\Delta I}$ (voir figures IV.II.24 et IV.II.25). En obscurité, le photointerrupteur se comporte alors essentiellement comme une capacité en parallèle avec une résistance équivalente très élevée. Il en résulte que l'isolation hyperfréquence est d'autant plus forte que la fréquence du signal est faible. Sous éclairage, le photointerrupteur se comporte comme une résistance R_{eq} beaucoup plus faible en parallèle avec la même capacité.

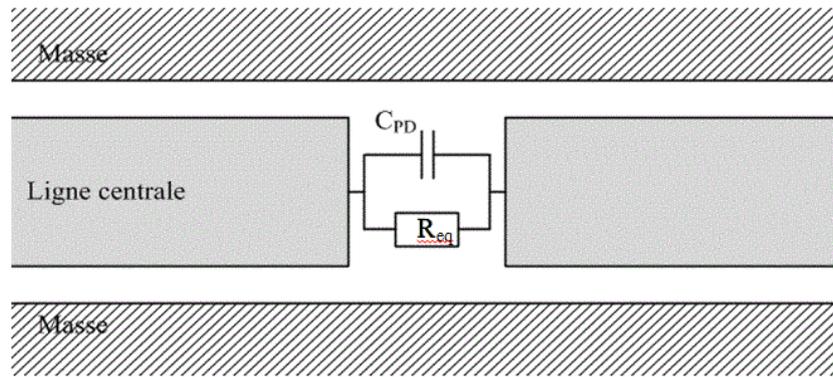


Figure IV.II.2424 : Modèle de photocommutateur dans une interruption dans la ligne centrale d'une ligne coplanaire introduisant un photodétecteur MSM.

Cette résistance équivalente est donnée par la pente de la caractéristique $I(V)$ au voisinage de l'origine. Elle est très élevée supérieure au $M\Omega$ en régime d'obscurité et se réduit à quelques $k\Omega$ voir une centaine d'Ohm sous éclairnement en fonction de la puissance optique, des distances interélectrodes et de la géométrie des photodétecteurs MSM, comme l'indique la représentation des courbes sur la figure IV.II.25.

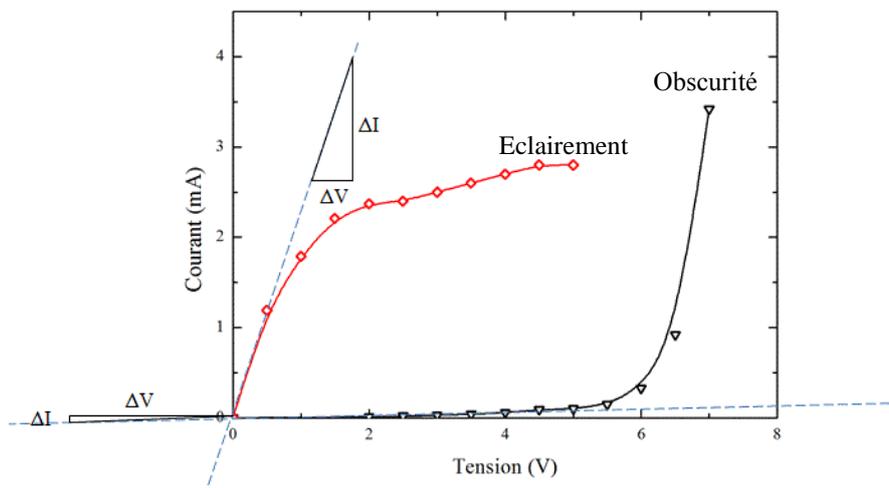


Figure IV.II.2525 : Courbes représentatives de la variation de la résistance équivalente R_{eq} . (MSM interdigité de surface $S = 10 \times 10 \mu m^2$, $D = 0.3 \mu m$).

D'après les résultats obtenus des caractérisations hyperfréquences, on remarque que :

- En augmentant la distance interélectrode, on a une bonne isolation en obscurité par contre on a des pertes d'insertion sous éclairnement. Ceci est lié à une réduction de la capacité équivalente et une augmentation de la tension à partir de laquelle le photocourant sature, donc une résistance équivalente R_{eq} sous éclairnement élevée.
- En augmentant la largeur des doigts on a moins de pertes d'insertion puisque les résistances de contact sont plus faibles mais on a une isolation en obscurité qui diminue légèrement puisque la capacité augmente.
- Pour les lignes introduisant des photodétecteurs MSM interdigités on a de plus faibles pertes à cause de la forme des peignes interdigités qui permet d'accroître la surface

soumise au rayonnement, donc augmenter le photocourant et réduire l'impédance équivalente R_{eq} , tout en maintenant une distance interélectrode faible.

Finalement, pour avoir un bon rapport On/Off avec une bonne isolation du signal hyperfréquence en obscurité et de faibles pertes d'insertion sous éclairage, il faut trouver un compromis entre les différentes géométries. Parmi nos composants, le meilleur candidat est une structure interdigitée de surface $3 \times 3 \mu\text{m}^2$ et de distance interélectrode $1 \mu\text{m}$. Les conditions d'éclairage et la puissance optique jouent aussi un rôle important ; plus la puissance optique est grande plus les pertes d'insertion sont minimales. La solution serait de réduire la tâche optique (concentration de la puissance optique) sachant que les limites d'utilisation de la fibre lentillée sont de l'ordre de $1.5 \mu\text{m}$ [19].

Dans tous nos composants, nous n'avons pas cherché à conserver une impédance caractéristique de 50Ω par l'utilisation d'une transition entre la ligne coplanaire et le MSM qui doit se traduire par un resserrement des masses. Cette façon de procéder permettrait d'améliorer encore la transmission du signal hyperfréquence sous éclairage en évitant une désadaptation d'impédance, donc de réduire les pertes d'insertion sous éclairage.

IV.2. Conclusion :

Dans ce chapitre, l'effet des paramètres dimensionnels sur le courant d'obscurité et le photocourant du photodétecteur Métal-Semiconducteur-Métal (MSM) sous éclairage a été mis en évidence. Des photodétecteurs MSM de différentes grandeurs réalisés sur GaAs (N.I.D) ont été caractérisés. Les caractérisations $I(V)$ en polarisation directe et en inverse en obscurité montrent la bonne symétrie des courbes, ce qui a révélé le bon fonctionnement des composants et la bonne réalisation des contacts Schottky. L'application d'un Laser de longueur d'onde $0.8 \mu\text{m}$ pour l'éclairage des photodétecteurs MSM a permis de mesurer le photocourant, de voir son évolution et d'en déduire l'effet de la résistance équivalente sous éclairage suivant les géométries des structures utilisées.

Nous avons ensuite donné quelques notions sur les hyperfréquences, les lignes de transmission, les paramètres S et les lignes coplanaires en montrant leurs avantages. L'intégration des photodétecteurs MSM à contact Schottky dans le ruban central des lignes coplanaires nous a permis d'utiliser ces composants en photo-commutateur (photo-interrupteur) hyperfréquence. Des rapports On/Off satisfaisants ont été obtenus et la comparaison des résultats nous a permis de voir l'influence des paramètres géométriques des structures interdigitées et monoélectrodes.

IV.3. Bibliographie :

- [01]- P.W. LEECH, E. STUMPF, N. PETKOVIC and L.W. CAHILL, "Hg_{1-x}Cd_xTe metal-semiconductor-metal (MSM) photodetectors", IEEE Trans. Electron Devices, vol. 40, n° 8, p. 1364-1369, (1993).
- [02] J.B.D. SOOLE and H. SCHUMACHER, "InGaAs metal-semiconductor-metal photodetectors for long wavelength optical communications", IEEE Journal Quantum Electron., vol. 27, n° 3, p. 737-752, (1991).
- [03]- M. BELMEGUENAI, "Etude de la dynamique hyperfréquence de l'aimantation de nanostructures magnétiques à anisotropie perpendiculaire", Thèse de doctorat en sciences de l'Université Paris XI Orsay, 14 Décembre 2004.
- [04]- A. VANDER VORST, "Transmission, propagation et rayonnement", Ed. De Boeck-Wesmael, Bruxelles, 1995.
- [05]- R. BADAOUAL, Ch. MARTIN, S. JACQUET, "Les micro-ondes", Ed. Masson, Paris, 1992.
- [06]- A. VANDER VORST, D. V. JANVIER, "Bases de l'ingénierie micro-onde", Ed. De Boeck-Wesmael, Bruxelles, 1996.
- [07]- F. BOUKCHICHE, "Etude de Structures Coplanaires à Métamatériaux et à Couche Magnétique", Thèse de doctorat de l'Université Jean MONNET de Saint ETIENNE et de l'Université MENTOURI de Constantine, Spécialité : Optique photonique et hyperfréquences, 30 Novembre 2010.
- [08]- F. DE DIEULEVEULT, O. ROMAIN, Electronique appliquée aux hautes fréquences - principes et applications, 2^{ème} Ed., Dunod, Paris , 2008.
- [09]- K. C. GUPTA, R. GARG, I. BAHL, P. BHARTIA, "Microstrip lines and slotlines", Artech House Inc., 2nd Ed. , London, 1996.
- [10]- C. P. WEN, "Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for non-reciprocal gyromagnetic device application", IEEE Trans. Microwave theory Tech. MIT-17, pp. 1087-1090, 1969.
- [11]- G. GHIONE, C. NALDI, "Analytical formulas for coplanar lines in hybrid and monolithic MIC's", Electronics Letters, vol. 20, n° 4, pp. 179-181, 1984.
- [12]- D. E. Sorea STANESCU, "Magnetization dynamics in magnetic nanostructures", Thèse de doctorat de l'Université Joseph FOURIER-Grenoble 1, Spécialité : Physique, Grenoble, 1 Décembre 2003.
- [13]- K. C. GUPTA, R. GARG, I. J. BAHL, "Microstrip lines and slotlines", MA: Artech House, pp. 136-140, Dedham, 1979.
- [14]- F. BOUCHRIHA, "Développement de filières technologiques dédiées à l'intégration de microsystèmes millimétriques sur Silicium", Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, Spécialité : Microélectronique et Microondes, 20 Décembre 2005.

- [15]- C. L. LIAO, Y. M. TU, J. Y. KE, C. H. CHEN, "Transient propagation in lossy coplanar waveguides", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 44, n° 12, pp. 2605-2611, December 1995.
- [16]- J. ZHANG, T. Y. HSIANG, "Subterahertz attenuation in coplanar waveguides", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Long Beach, CA, June 2005.
- [17]- G. PONCHAK, "RF transmission lines on silicon substrates", 29th European Microwave Conference, vol. 1, pp. 158-161, Munich 1999.
- [18]- G. DAMBRINE, "Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent", Thèse de doctorat de l'Université de Lille, 03 Mars 1989.
- [19]- A. PAGIES, "Nanophotointerrupteur avec optique intégrée pour échantillonnage hyperfréquence", Thèse de doctorat de l'Université de Lille, Spécialité : Micro et nanotechnologies, acoustique et télécommunication, 9 décembre 2011.

**CONCLUSION
GÉNÉRALE**

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif de cette thèse a été de concevoir et de réaliser des photodétecteurs Métal-Semiconducteur-Métal de différentes grandeurs et de les intégrer dans des lignes coplanaires pour une utilisation très spécifique qui est la photocommutation hyperfréquence.

Pour ce faire, nous avons commencé ce travail par l'étude de la photodétection et des photodétecteurs en essayant de comprendre les fondements de ce domaine. Puis, nous avons rassemblés le maximum d'information sur le photodétecteur MSM, objet de notre travail, en présentant son fonctionnement et ses propriétés statiques et dynamiques afin de l'utiliser dans des conditions optimales. A partir des différentes relations théoriques et des simulations faites sous logiciel MATLAB, nous avons exposé les paramètres qui influent sur le fonctionnement du MSM (paramètres géométriques, physiques, ...) et qui peuvent intervenir assez sensiblement, si l'on recherche une utilisation du composant aux fréquences les plus élevées possibles.

Puis, la conception et la réalisation des lignes coplanaires introduisant des photodétecteurs MSM interdigités et monoélectrodes en filiaire GaAs a été faite. Ces composants sont destinés à une utilisation hyperfréquence fonctionnant comme photocommutateur. Nous avons montré la faisabilité et la bonne réalisation technologique des différents composants ayant différentes grandeurs en utilisant le process le plus simple possible. L'utilisation du nanomasqueur a été nécessaire. Cela nous a permis d'acquérir une certaine expérience pratique en salle blanche.

Nous avons ensuite effectué les mesures sous pointes en statique et en hyperfréquence. Les caractéristiques $I(V)$ en polarisation directe et en inverse en obscurité montrent la bonne symétrie des courbes, ce qui a révélé le bon fonctionnement des composants et la bonne réalisation des contacts Schottky. L'application du Laser de longueur d'onde $0.8 \mu\text{m}$ pour l'éclairement des photodétecteurs MSM a permis de mesurer le photocourant, de voir son évolution et de voir l'effet de la variation d'impédance suivant les géométries des structures utilisées.

Enfin, après avoir donné quelques notions sur le domaine de l'hyperfréquence. Nous avons présenté les résultats expérimentaux des caractérisations micro-ondes. Les photointerrupteurs réalisés ont fonctionnés parfaitement et nous avons obtenus de bon rapport On/Off ce qui est un résultat encourageant. La caractérisation des composants intégrant des MSM de structure interdigitée et monoélectrode nous a permis de voir l'influence des paramètres géométriques sur les coefficients de transmission et réflexion et d'essayer de tirer les leçons pour concevoir et améliorer des composants ayant des caractéristiques optimales, c'est-à-dire une meilleur isolation en obscurité et de faible pertes d'insertion sous éclairnement.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses, si on arrive à trouver le compromis entre les différents paramètres géométriques, les composants réalisés sur GaAs N.I.D peuvent être utilisés comme photo-interrupteur au même titre que les photoconducteurs sur GaAs basse température employés généralement à cet usage, peut-être même les remplacer. Il serait aussi intéressant de réaliser ces composants sur du GaInAs/AlInAs absorbant à 1.55 μm aux longueurs d'onde des télécommunications, sachant qu'un matériau photosensible à 1.55 μm et ayant des propriétés équivalentes à celle du GaAs BT n'existe pas.

ANNEXES

ANNEXE I

A.I. Constantes physiques et données numériques relatives au GaAs et aux métaux utilisés dans les programmes MATLAB :

| Paramètres | Symbole | Valeur | Unité |
|---------------------------------|------------------|--|--------------------|
| Charge de l'électron | q | $1.602176462 \times 10^{-19}$ | C |
| Constante de Boltzmann | k_B | $1.3806503 \times 10^{-23}$ | J K ⁻¹ |
| | | 8.6174×10^{-5} | eV K ⁻¹ |
| Constante de Planck | h | $6.62606876 \times 10^{-34}$ | J s |
| Constante de Planck réduite | $\hbar = h/2\pi$ | 4.1357×10^{-15} | eV-s |
| Electron Volt énergie | eV | $1.602176462 \times 10^{-19}$ | J |
| Masse de l'électron | m | $9.10938188 \times 10^{-31}$ | kg |
| Nombre d'Avogadro | N | 6.02204×10^{23} | mole ⁻¹ |
| Perméabilité magnétique du vide | μ_0 | 1.25663×10^{-8} ($4\pi \times 10^{-9}$) | H/cm |
| Permittivité du vide | ϵ_0 | 8.85418×10^{-14} ($1/\mu_0 c^2$) | F/cm |
| Vitesse de la lumière | C | 2.99792×10^{10} | cm/s |
| Tension thermique à 300°K | $k_B T/q$ | 0.0259 | V |

Tableau A.I.11 : Constantes physiques [A1].

| Paramètres | Symbole | Valeur | Unité |
|---|-------------|----------------------|-------------------|
| Structure cristalline | Z | Zinc Blende | |
| Paramètre cristallin | a | 5.6533 | Å |
| Masse molaire (poids atomique) | M | 144.63 | g/mole |
| Masse volumique | ρ | 5.32 | g/cm ³ |
| Nombre atomes par unité de volume | N | $4.42 \cdot 10^{22}$ | cm ⁻³ |
| Hauteur de la bande interdite | E_g | 1.424 (direct) | eV |
| Longueur d'onde de coupure | λ_c | 0.87 | µm |
| Affinité électronique | χ_s | 4.07 | eV |
| Concentration intrinsèque | n_i | $1.79 \cdot 10^6$ | cm ⁻³ |
| Concentration effective dans la bande de conduction | N_c | $4.7 \cdot 10^{17}$ | cm ⁻³ |
| Concentration effective dans la bande de valence | N_v | $7 \cdot 10^{18}$ | cm ⁻³ |
| Concentration N.I.D | N_D | $10^{14} - 10^{15}$ | cm ⁻³ |
| Masse effective des électrons | m_n^*/m_e | 0.063 | |

| | | | |
|--|--------------|--|---|
| Masse effective des trous légers | m_p^*/m_e | 0.076 | |
| Masse effective des trous lourds | m^*/m_e | 0.5 | |
| Durée de vie des porteurs minoritaires | | $\approx 10^{-8}$ | s |
| Mobilité des électrons | μ_n | 8500 | $\text{cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$ |
| Mobilité des trous | μ_p | 400 | $\text{cm}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}$ |
| Coefficient de diffusion des électrons | D_n | ≤ 200 | cm^2/s |
| Coefficient de diffusion des trous | D_p | ≤ 10 | cm^2/s |
| Vitesse de saturation | V_s | $7 \cdot 10^6$ | cm s^{-1} |
| Longueur de debye intrinsèque | L_{Di} | 2240 | μm |
| Résistivité intrinsèque | ρ_i | $1 \cdot 10^8$ | $\Omega\text{-cm}$ |
| Constant diélectrique relatif | ϵ_r | 12.9 | sd |
| Constante de Richardson des électrons | A_n^* | 8.16 | $\text{A}/\text{cm}^2 \text{K}^2$ |
| Constante de Richardson des trous | A_p^* | 74.4 | $\text{A}/\text{cm}^2 \text{K}^2$ |
| Champ de claquage | E_{av} | $3\text{-}9 \times 10^5$ | V cm^{-1} |
| Coefficient de dilatation thermique | α_l | $6.86 \cdot 10^{-6}$ | K^{-1} |
| Chaleur spécifique | C | 0.35 | $\text{J g}^{-1} \text{K}^{-1}$ |
| Conductivité thermique | λ | 0.45 | $\text{W cm}^{-1} \text{K}^{-1}$ |
| Température de fusion | T_f | 1240 | $^\circ\text{C}$ |
| Coefficient d'absorption | α | $4.27 \cdot 10^4$ à $\lambda = 0.62 \mu\text{m}$ 10^4 à $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$ | cm^{-1} |
| Profondeur de pénétration | $1/\alpha$ | $0.23 \lambda = 0.62 \mu\text{m}$ | μm |
| Coefficient de réflexion | R | 0.35 à $\lambda = 0.62 \mu\text{m}$ | |
| Durée de vie des trous | τ_p | $\approx 10^{-8}$ | s |

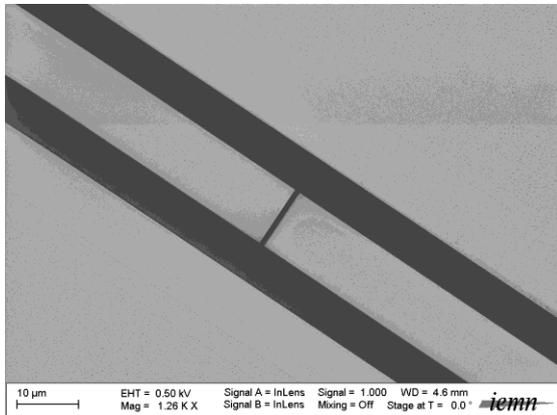
Tableau A.I.22 : Données numériques relatives à l'Arséniure de Gallium (GaAs à 300 °K) [A1], [A2].

| Métal | Travail de sortie Φ_M (eV) | Φ_{Bn} à 300 °K (eV) avec le GaAs |
|--------------|---------------------------------|--|
| Or (Au) | 5.1 | 1.05 |
| Titane (Ti) | 4.33 | 0.84 |
| Platine (Pt) | 5.65 | 0.98 |

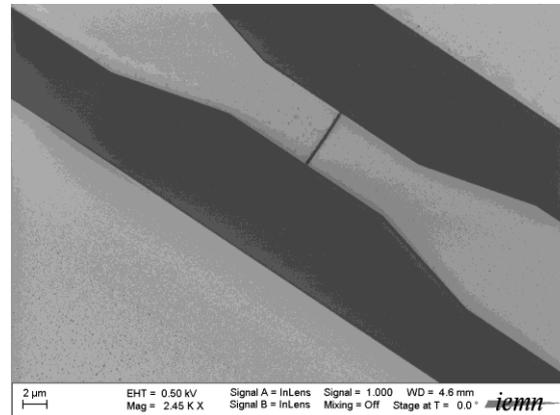
Tableau A.I.33 : Travaux de sortie des métaux Ti/Pt/Au et hauteurs de la barrière Schottky Φ_{Bn} avec le GaAs [A1].

ANNEXE II

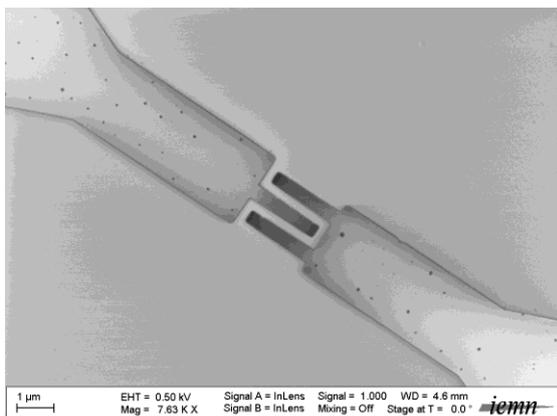
A.II. Photographie des composants prises durant les étapes technologiques :



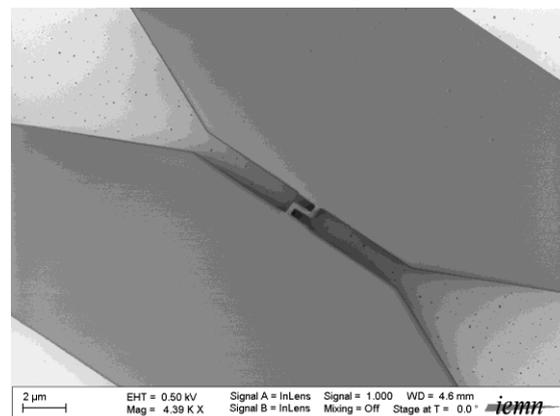
$W = 10 \mu\text{m}, D = 1 \mu\text{m}.$



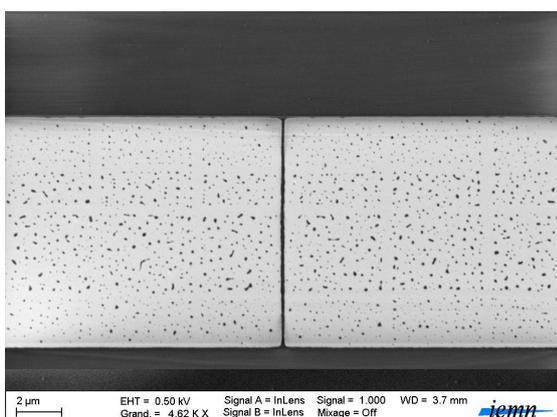
$W = 5 \mu\text{m}, D = 0.3 \mu\text{m}.$



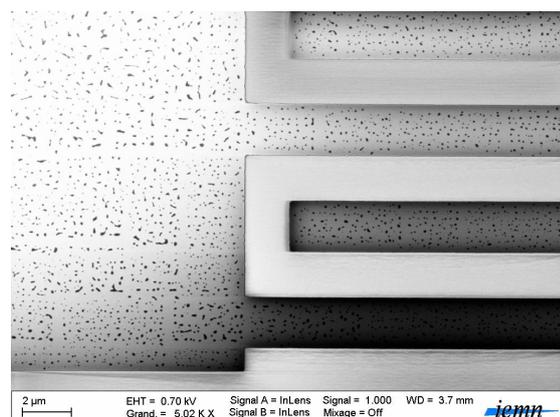
$S = 2 \times 2 \mu\text{m}^2, l = D = 0.3 \mu\text{m},$
 $N = 3 \text{ doigts}.$



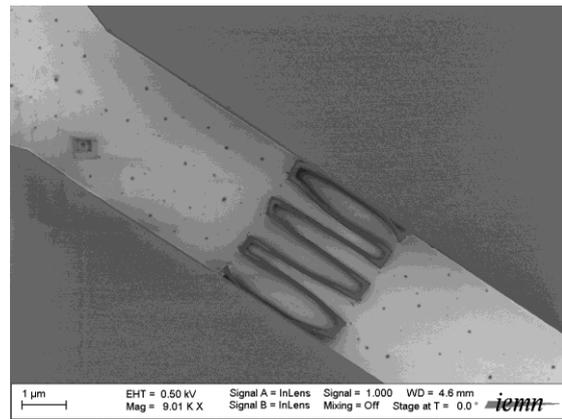
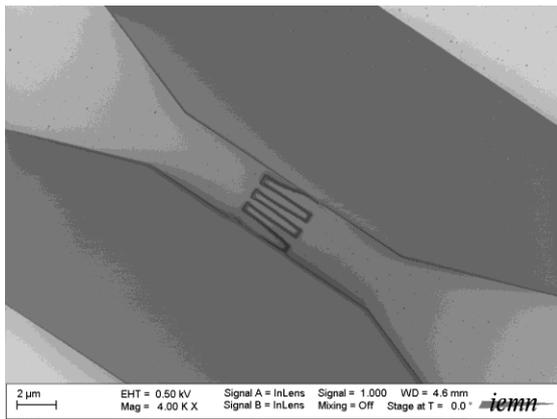
$S = 1 \times 1 \mu\text{m}^2, l = D = 0.3 \mu\text{m},$
 $N = 2 \text{ doigts}.$



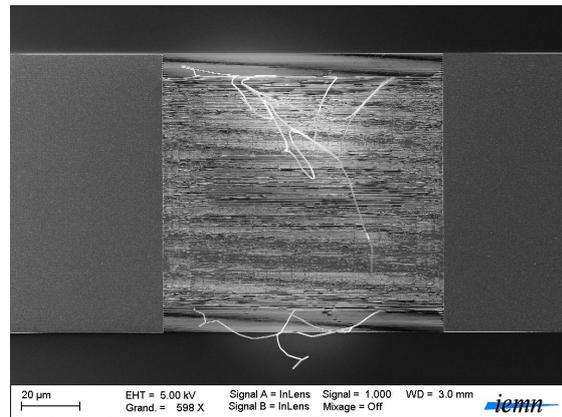
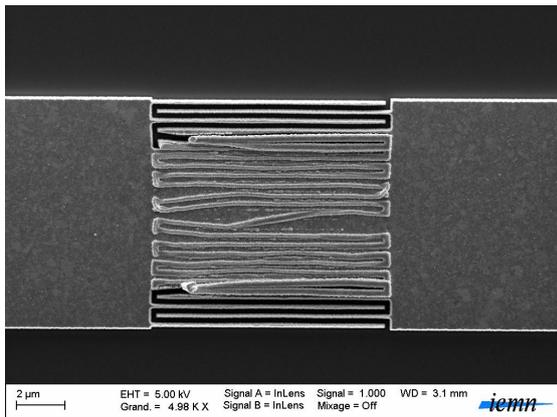
$W = 10 \mu\text{m}, D = 0.2 \mu\text{m}.$



$S = 20 \times 20 \mu\text{m}^2, l = D = 2 \mu\text{m}.$

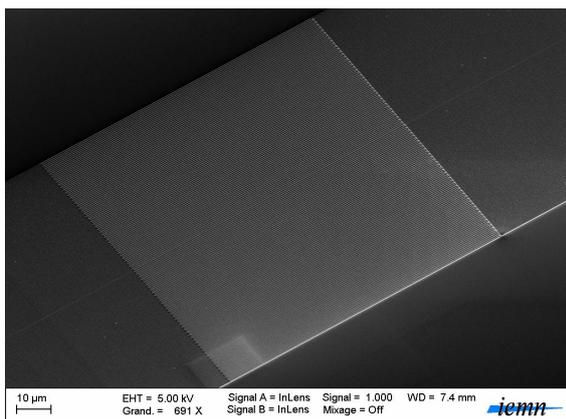


Observation de la sur-révélation de la résine.

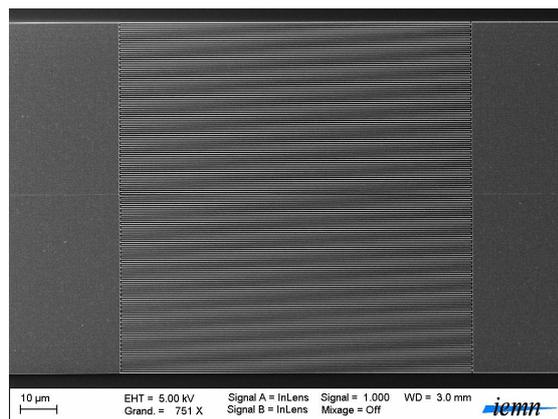


Détérioration des doigts après la révélation.

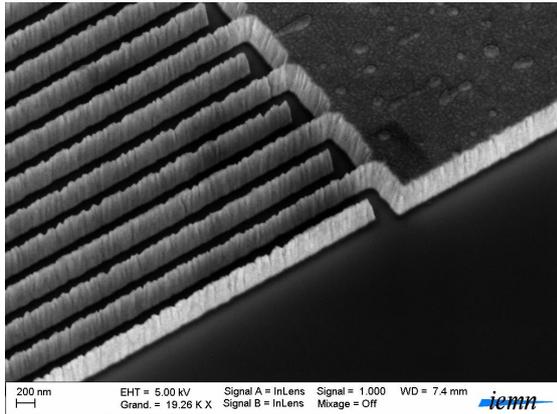
Figure A.II.11 : Photographies prises au MEB des composants après révélation.



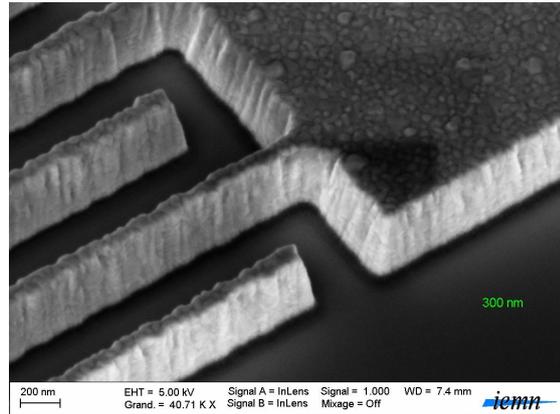
$$S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2, l = D = 0.3 \mu\text{m}, \\ N = 167 \text{ doigts.}$$



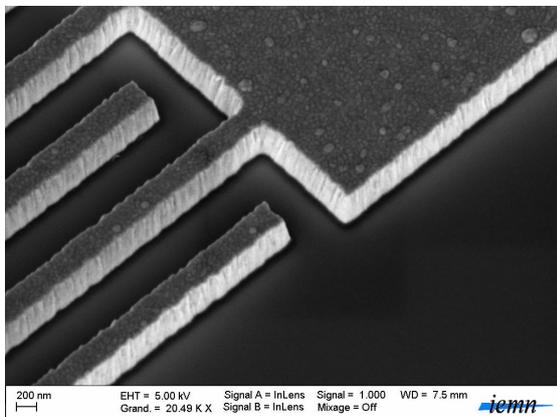
$$S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2, l = D = 0.3 \mu\text{m}, \\ N = 167 \text{ doigts.}$$



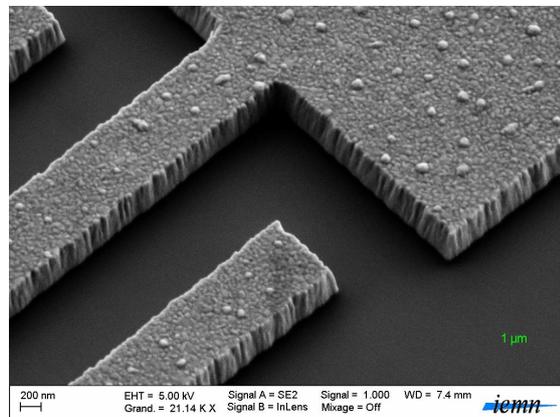
$S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.2 \mu\text{m}$,
 $N = 250$ doigts.



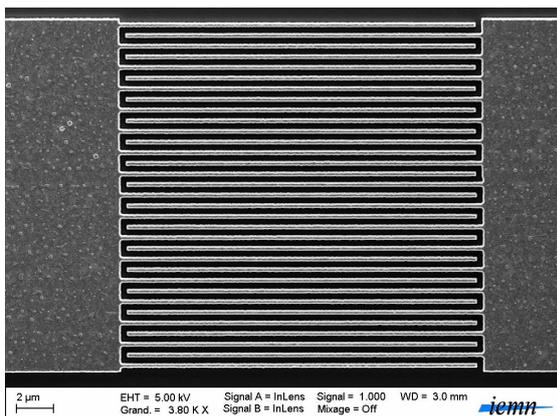
$S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.3 \mu\text{m}$.



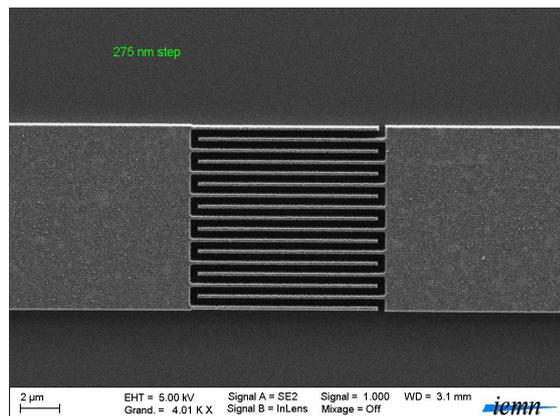
$S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.5 \mu\text{m}$.



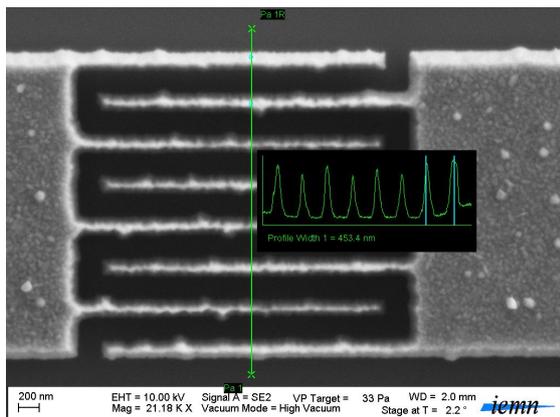
$S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$, $l = D = 1 \mu\text{m}$.



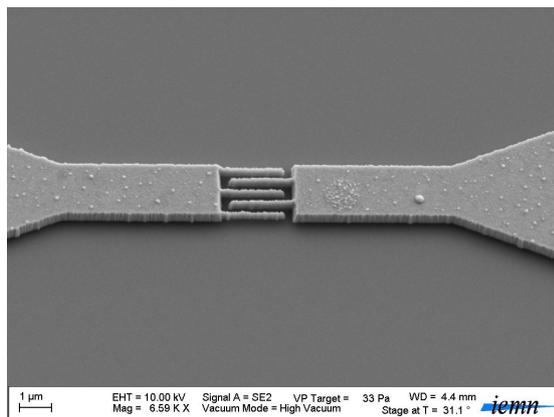
$S = 20 \times 20 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.3 \mu\text{m}$,
 $N = 33$ doigts.



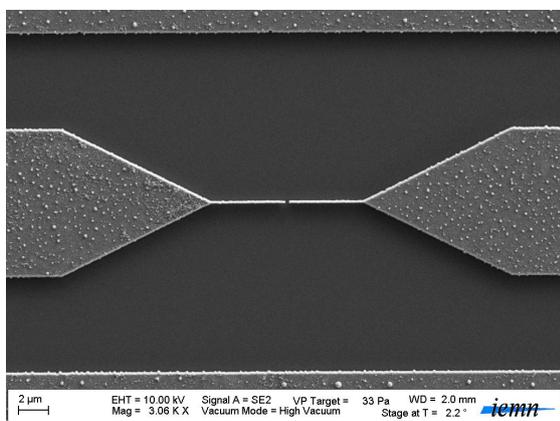
$S = 10 \times 10 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.3 \mu\text{m}$,
 $N = 17$ doigts.



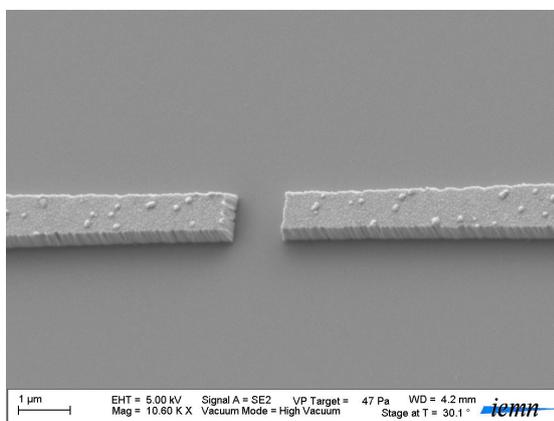
$S = 3 \times 3 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.2 \mu\text{m}$,
 $N = 8$ doigts.



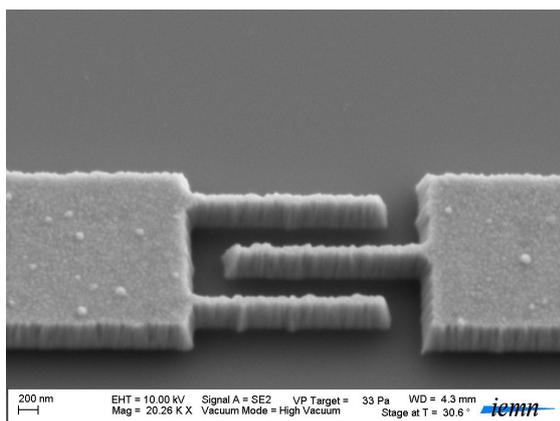
$S = 2 \times 2 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.2 \mu\text{m}$,
 $N = 5$ doigts.



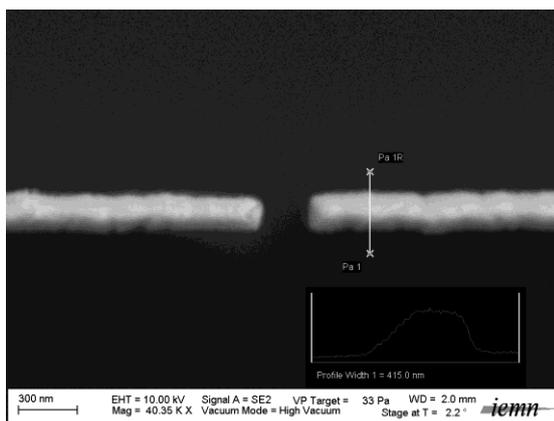
$W = D = 0.2 \mu\text{m}$.



$W = D = 1 \mu\text{m}$.

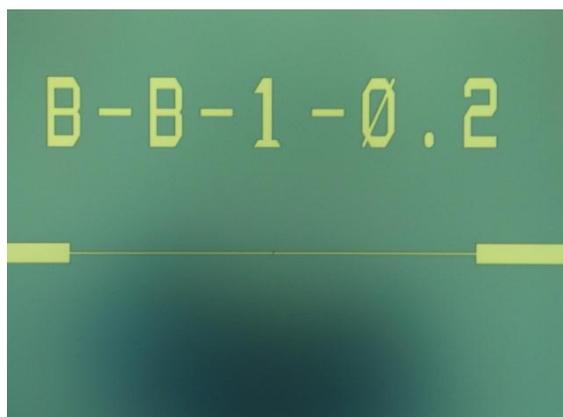


$S = 2 \times 2 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.3 \mu\text{m}$,
 $N = 3$ doigts.



$W = D = 0.2 \mu\text{m}$.

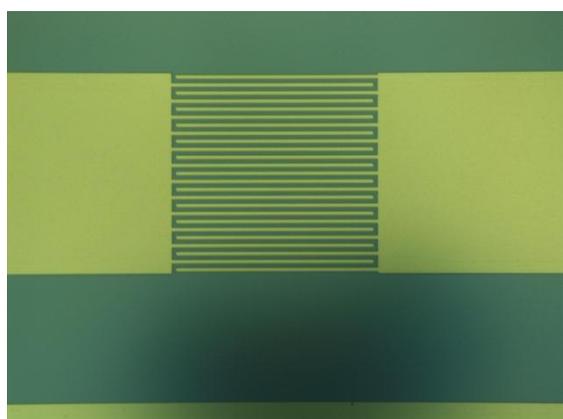
Figure A.II.22 : Photographies prises au MEB des composants après lift off.



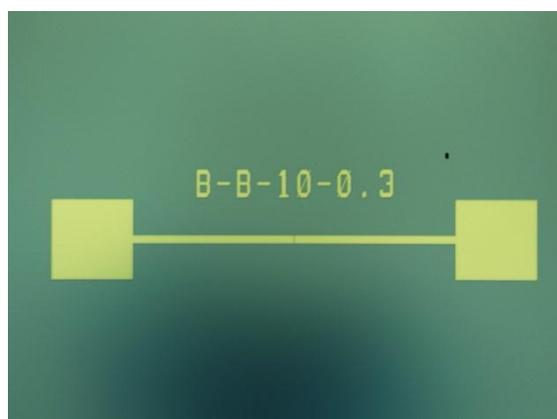
$W = 1 \mu\text{m}, D = 0.2 \mu\text{m}.$



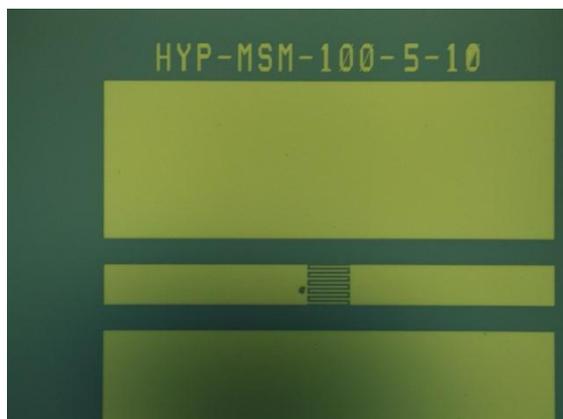
$W = 0.1 \mu\text{m}, D = 0.2 \mu\text{m}.$



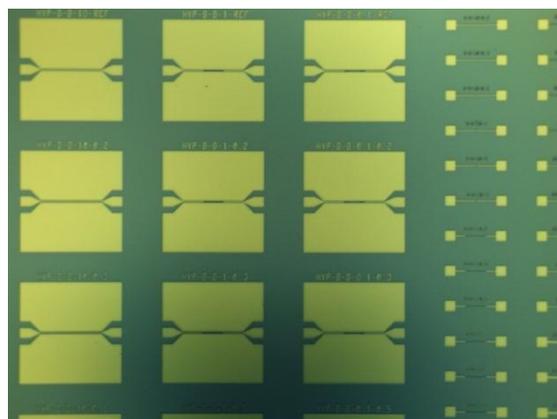
$S = 50 \times 50 \mu\text{m}^2, l = D = 1 \mu\text{m},$
 $N = 25$ doigts.



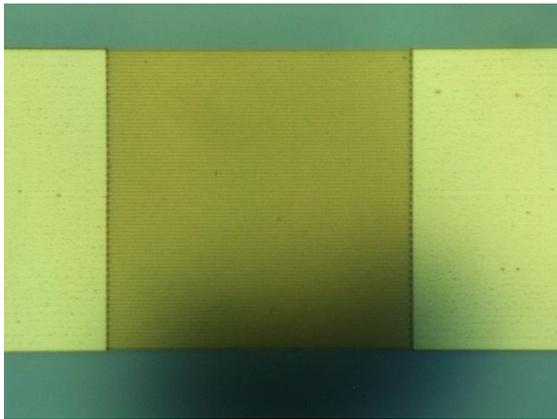
$W = 10 \mu\text{m}, D = 0.3 \mu\text{m}.$



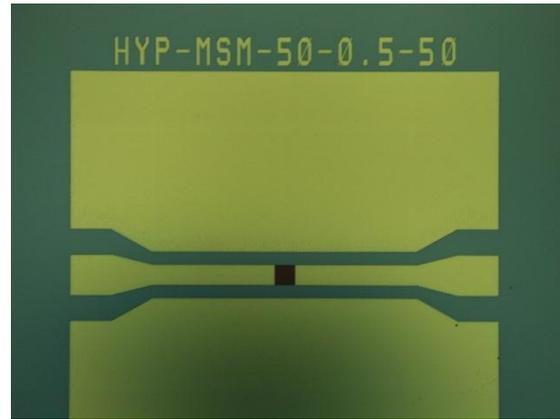
$S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2, l = D = 5 \mu\text{m},$
 $N = 10$ doigts.



Vue globale.



$S = 50 \times 50 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.3 \mu\text{m}$,
 $N = 83$ doigts.



$S = 50 \times 50 \mu\text{m}^2$, $l = D = 0.5 \mu\text{m}$,
 $N = 50$ doigts.

Figure A.II.33 : Photographies prises au microscope optique des composants après lift off.

ANNEXE III

A.III. Banc de mesure I(V) pour la caractérisation des composants du demi-wafer n° 01 en statique :

Les éléments constituant ce banc de mesure sont :

- Une source de tension continue.
- Un microampèremètre.
- Microscope optique.
- Porte échantillon.
- Pointes de caractérisation constituée d'une tête, reliée à la source de tension et aux appareils de mesure par des fils de connexions.
- Laser He-Ne de longueur d'onde 632 nm et de puissance 15 mW.
- Support du laser He-Ne (Hélium-Néon) avec objectif pour focaliser la lumière du laser.
- Lunette de protection contre les rayons laser ($\lambda = 0.6 \mu\text{m}$).

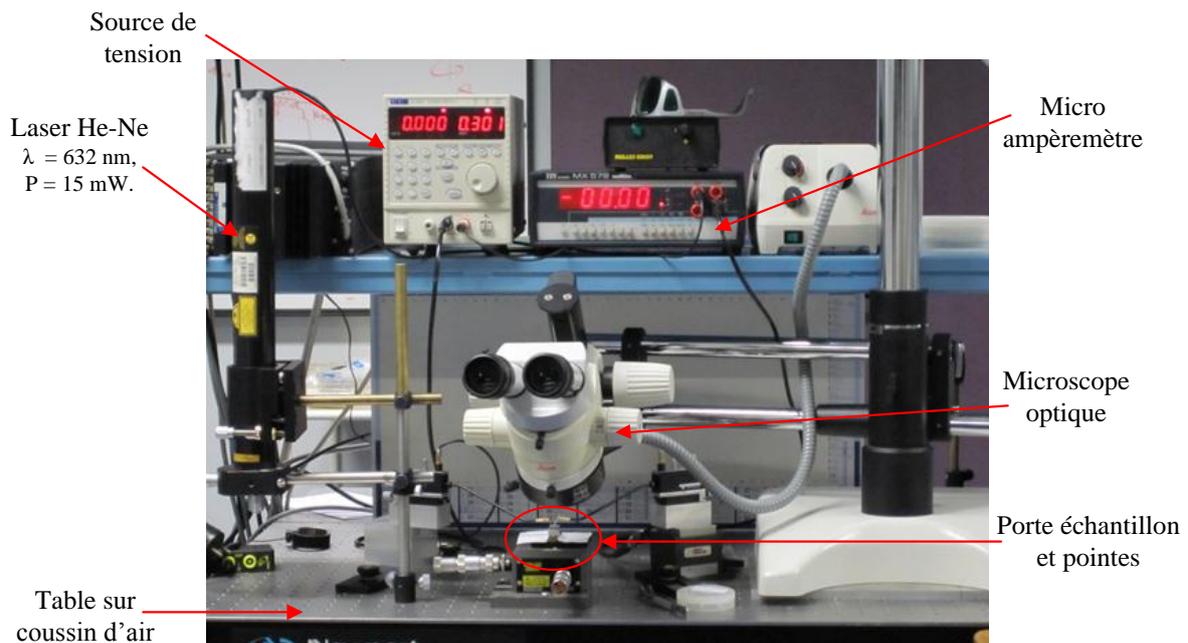
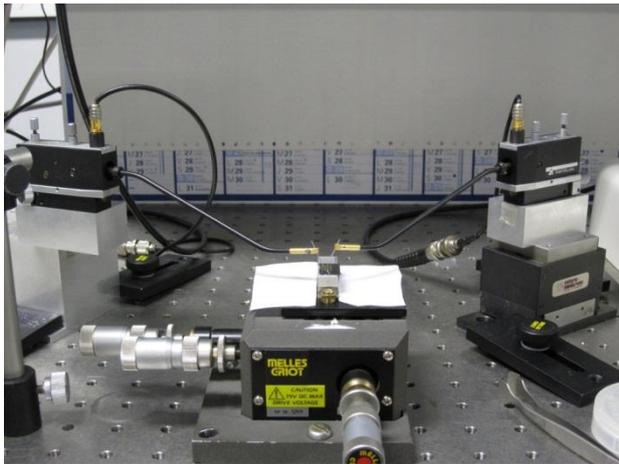
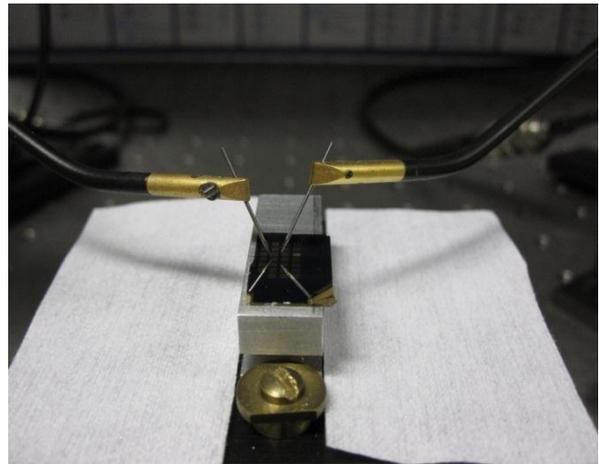


Figure A.III.11 : Photographie du banc de caractérisation I(V) montrant les appareils utilisés.

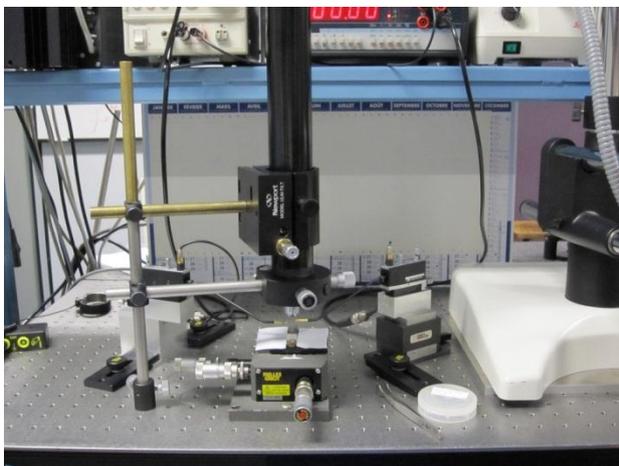


(a)

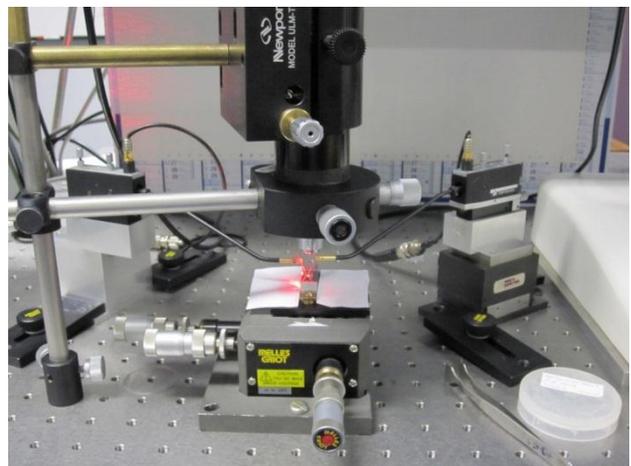


(b)

Figure A.III.22 : Zoom sur les pointes et l'échantillon (Caractérisation I(V) en obscurité).



(a)



(b)

Figure A.III.33 : Photographie du banc de caractérisation I(V) sous éclairage par Laser He-Ne ($\lambda = 632 \text{ nm}$, $P = 15 \text{ mW}$).

Bibliographie de l'annexe :

- [A1]- S.M. SZE, K. NG. KWOK, "Physics of Semiconductor Devices", Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2007.
- [A2]- H. MATHIEU, H. FANET, "Physique des semiconducteurs et des composants électroniques – Cours et exercices corrigés", 6^{ème} Ed., Dunod, Paris, 2009.

RESUME

Dans ce travail, l'influence des paramètres dimensionnels sur le courant d'obscurité et le photocourant du photodétecteur Métal-Semiconducteur-Métal (MSM) interdigité et monoélectrode a été mise en évidence. Des photodétecteurs MSM de différentes grandeurs ont été réalisés sur GaAs (N.I.D) en utilisant le procédé de lithographie électronique. En obscurité, les caractérisations I (V) en DC en polarisation directe et inverse montrent la bonne symétrie des courbes, ce qui a révélé le bon fonctionnement des composants et la bonne réalisation des contacts Schottky. L'application d'une fibre lentillée couplée à un laser de longueur d'onde $0.8 \mu\text{m}$ et de puissance 16 mW pour un éclairage par le dessus des photodétecteurs MSM a permis de mesurer le photocourant et de voir son évolution et l'effet de variation d'impédance suivant les géométries des structures utilisées. Beaucoup d'investigations ont été faites pour l'utilisation des photoconducteurs dans la photocommutation en hyperfréquence. Dans cette optique, nous avons introduit les photodétecteurs MSM à contact Schottky dans le ruban central des lignes coplanaires afin de réaliser des commutateurs commandés optiquement sans polarisation appelés photo-interrupteurs. La caractérisation de ces composants en obscurité et sous éclairage nous a permis d'obtenir des rapports On/Off de 26 dB à 20 GHz et 28 dB à 25 GHz. Ces composants présentent un bon isolement en obscurité et de faibles pertes d'insertion ce qui est une alternative aux photo-interrupteurs réalisés sur GaAs basse température employés généralement à cet usage.

Mots-clés : Photodétecteur Métal-Semiconducteur-Métal (MSM), Arséniure de Gallium (GaAs), Contact Schottky, Ligne coplanaire, Photo-commutateur Hyperfréquence.

SUMMARY

In this work, we present the influence of dimensional parameters on dark current and photocurrent of Metal-Semiconductor-Metal photodetector (MSM) of interdigitated and monoelectrode structure. MSM photodetectors of different sizes have been fabricated on GaAs (N.I.D) using the method of electron beam lithography. In darkness, the DC characterizations in reverse and forward bias show good symmetry of curves, which show the good performance of components and successful fulfillment of the Schottky contacts. A lensed fiber coupled to a laser wavelength of 0.8 μm and 16 mW powers for illumination from the top of MSM photodetectors was used to measure the photocurrent and see its evolution and the resistance effect following the shapes of the structures used. Many investigations have been made for the use of photoconductors in photoswitching in microwave. To this end, we introduced Schottky MSM photodetectors in the central strip of the coplanar lines in order to achieve optically controlled switches without bias photo-switches. The characterization of these components in dark and under illumination allowed us to obtain On/Off ratio of 26 dB at 20 GHz and 28 dB at 25 GHz. These components have good insulation in darkness and low insertion losses which can be an alternative to photo-switches made on low temperature GaAs generally used for this purpose.

Keywords: Metal-Semiconductor-Metal (MSM) photodetector, Gallium Arsenide (GaAs), Schottky Contact, Copanar line, Microwave photoswitche.

ملخص

في هذا العمل، تم تبين تأثير عوامل الأبعاد على التيار في حالة الظلام والتيار الضوئي للكاشف الضوئي معدن شبه موصل معدن (MSM) ذو الأصابع المتداخلة فيما بينها ووحيد القطب. كواشف ضوئية MSM ذات مقاييس مختلفة تم صنعها على قاعدة ارسينيور الغاليوم (GaAs) مشوبة بدون قصد (N.I.D) باستخدام أسلوب الطباعة بشعاع إلكتروني (Lithographie Electronique).

في حالة الظلام، الأوصاف (V) I في التيار المستمر بالاستقطاب المباشر و المعاكس تبرز عرضا جيدا للمنحنيات، والتي تظهر الأداء السليم للمكونات والإنجاز السليم للاتصالات شوتكي. تطبيق الألياف البصرية بربطها بليزر ذو موجة طولها 0.8 ميكرومتر و طاقة قدرها 16 ميليواط مع إنارة من الأعلى للكواشف الضوئية MSM أدى الى قياس التيار الضوئي ومعرفة تطوره وتأثير تغير المقاومة وفقا لهندسة الهياكل المستخدمة.

وقد بذلت العديد من التحقيقات لاستخدام الموصلات الضوئية في القواطع الضوئية في مجال الترددات العالية. تحقيقا لهذه الغاية، قمنا باستعمال الكاشف الضوئي MSM ذو الاتصال شوتكي في الشريط المركزي لخطوط متحد المستوى من أجل تحقيق قاطعة ذات تحكم بصري من دون استقطاب تدعى القاطعات الضوئية.

مميزات هذه المكونات في الظلام وتحت الإضاءة تسمح لنا بالحصول على نسبة On/Off من 26 dB في 20 GHz و 28 dB في 25 GHz. هذه المكونات لديها عزل جيد في الظلام و خسارة إدراج منخفضة و التي تشكل بديل للقواطع الضوئية مصنوعة من GaAs بدرجة حرارة منخفضة عادة مستخدمة لهذا الغرض.

كلمات البحث:

الكاشف الضوئي معدن شبه موصل معدن (MSM)، ارسينيور الغاليوم (GaAs)، قاطع شوتكي، خط متحد المستوى، قاطعات ضوئية للترددات العالية.

VALORISATION DU TRAVAIL DE RECHERCHE

Revues Scientifiques

- **A.D. Zebentout**, Z. Bensaad, M. Zegaoui, A. Aissat, D. Decoster;
"Effect of dimensional parameters on the current of MSM photodetector";
[Microelectronics Journal](#), Volume 42, Issue 8, August 2011, Pages 1006-1009.
- **A.D. Zebentout**, A. Aissat, Z. Bensaad, M. Zegaoui, A. Pagies, D. Decoster;
"GaAs Metal-Semiconductor-Metal Schottky microwave optical switches";
[Optics & Laser Technology](#), Volume 47, April 2013, Pages 1-3.

Communications Internationales

- **A.D. Zebentout**, M. Zegaoui, A. Aissat, D. Decoster, Z. Bensaad;
"Realization and characterization of a MSM photodetector on a III-V material"; Third International Seminar on Lasers and Applications, May 14-16, 2010 – Constantine, ALGERIA.
- **A.D. Zebentout**, M. Zegaoui, A. Aissat, Z. Bensaad, D. Decoster;
"Influence des paramètres dimensionnels sur le photodétecteur Métal-Semiconducteur-Métal"; TELECO2011 & 7^{ème} JFMMA, Mars 16-18, 2011 – Tanger, MAROC.

Journées d'Etudes

- S. Benzeghda, **A.D. Zebentout**, D. Decoster, F. Hobbar, Z. Bensaad;
"Photo-interrupteurs à base de structures Métal-Semiconducteur-Métal sur GaAs";
Journée du Club IEMN, 14 Juin 2012 – Villeneuve d'Ascq, Lille, France.