

N° d'ordre : 2811

# THÈSE

Présentée à

**L'UNIVERSITÉ BORDEAUX I**

ÉCOLE DOCTORALE DE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

par **Thomas BEAUCHENE**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

**DOCTEUR**

SPÉCIALITÉ : **Electronique**

\*\*\*\*\*

**ETUDE ET LOCALISATION DE DEFAUTS DANS LES CIRCUITS INTEGRES PAR  
STIMULATION PHOTOELECTRIQUE LASER**

\*\*\*\*\*

Soutenue le : 2 avril 2004

Après avis de :

<b>MM.</b>	BOUCHAKOUR Rachid, Professeur BARBIER Daniel, Professeur	<b>Rapporteurs</b>
------------	---	--------------------

Devant la commission d'examen formée de :

<b>MM.</b>	BOUCHAKOUR Rachid, Professeur BARBIER Daniel, Professeur FOILLAT Pascal, Professeur LEWIS Dean, Maitre de conférences PERDU Philippe, HdR TOUBOUL Andre, Professeur	<b>Rapporteurs</b> <b>Examineurs</b>
------------	--	---



## **REMERCIEMENTS**



Un travail de thèse est une longue aventure qui ne saurait être menée sans l'aide précieuse de nombreuses personnes. Je tiens ici à remercier chaleureusement tout ceux qui m'ont accompagné durant cette épreuve.

Tout d'abord, mes remerciements s'adressent à Monsieur le professeur André TOUBOUL, directeur du laboratoire IXL qui m'a accueilli au sein de son laboratoire. Je tiens également à le remercier d'avoir accepté de prendre part au jury.

Je souhaite ensuite remercier Monsieur le professeur Pascal FOUILLAT d'avoir encadré mes travaux. Ses conseils avisés m'ont été d'une aide précieuse, que ce soit pour orienter mes recherches ou lors de la rédaction du présent manuscrit. Que Monsieur le Maître de Conférence Dean LEWIS soit également remercié. Nos échanges parfois vigoureux mais toujours amicaux ont grandement participé de la qualité de ce travail. Je ne saurai oublier Monsieur Philippe PERDU, responsable du laboratoire d'analyse de défaillances au CNES, et mon correspondant pour ce doctorat. Mes discussions constructives avec lui m'ont toujours permis de progresser.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance aux professeurs Daniel BARBIER, de l'INSA Lyon, et Rachid BOUCHAKOUR, de l'Université d'Aix-Marseille, qui m'ont fait l'honneur d'accepter la mission d'être rapporteurs. Leur contribution m'a permis d'élever la valeur scientifique de ce document.

Merci également à tous les membres du laboratoire IXL et plus particulièrement aux membres de l'équipe Tests par Faisceau Laser du laboratoire IXL.

De nombreuses personnes ont participé à ce travail de près ou de loin. Que soient ici remerciés Maryse BAFLEUR et David TREMOUILLES pour leur aide précieuse. Notre collaboration fut très enrichissante. Je tiens également à adresser mes sincères remerciements à Félix BEAUDOIN, Romain DESPLATS, Kévin SANCHEZ, Mustapha REMMACH, Olivier CREPEL, Abdel FIRITI et Gérard HALLER.

Une thèse est un travail de longue haleine auquel les proches participent activement, ce document ne serait pas complet sans un petit mot pour chacun.

Tout d'abord, je souhaite m'adresser à Thierry TARIS, qui fût mon généreux binôme pendant ces trois ans. Nos expériences et nos paris à l'issue douteuse furent autant de moments de joie qui m'ont aidé à aller au bout. L'un comme l'autre, nous n'avons jamais rien lâché et aujourd'hui nous en sommes récompensés. De ces moments, je garderai un souvenir inoubliable et un ami pour la vie.

Ludivine, tu as été ma confidente, et ce fût réciproque. Grâce à toi, j'ai pu avancer et je te dois beaucoup. Que la vie te soit douce. Toi et Titou, vous avez subi mes coups de gueule et parfois mon découragement, vous m'avez bien souvent aide à redresser la tête, et sans vous, je n'en serais pas là.

David, tu as toujours été là. Nous nous sommes peu vu durant ces trois ans, mais ce fût a chaque fois avec plaisir. Que ton mariage prochain soit rempli de bonheur. Je suis très heureux de pouvoir vous accompagner toi et Hélène lors de cette étape importante.

Merci également à tous ceux qui ont partagé mes joies et mes peines tout au long de ces trois années de labeur. Laurent COURCELLE, Sylvain SAIGHI, Florence RAZAN, Cristian MOREIRA et son épouse, Jean René COULON et son épouse, Alex SHIRAKAWA et son épouse, Fabien ESSELY, Helias HANNA, Christophe ROUGIER, Nathalie DELTIMPLE et Renaud BRIAND, Cédric MAJEK et Isabelle BORD, Patrick HELMUTH, Céline ZIMMERMAN, Chiheb REBAI, Dominique DALLET, Benoît MONGELLAZ, Marie Pascale MARTIN, Pierre MAZEIN, merci à tous de votre bonne humeur quotidienne.

Enfin je dédie ce travail à ma famille, à mes parents qui m'ont toujours soutenu, à mon frère Sébastien et à ma sœur Valérie. À mes grands parents et à toutes mes tantes, oncles et cousins. Sans nos liens indéfectibles, ce travail n'aurai pas pu voir le jour.

Pour finir, une immense pensée pour Cécile, ma compagne, qui a su tenir la distance (Saint Etienne-Bordeaux...), et qui m'a soutenu à chaque instant. Tu es à jamais dans mon cœur.

Je dédie également ce travail à Jorge HORTAL qui fût mon binôme durant un an à Lyon et qui nous a quitte une sale nuit de mars 1999 à Londres. We all miss you guy.

## **TABLE DES MATIERES**





<b>REMERCIEMENTS .....</b>	<b>3</b>
<b>TABLE DES MATIERES.....</b>	<b>7</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>13</b>
<b>CHAPITRE 1 .....</b>	<b>19</b>
1 INTRODUCTION .....	21
2 PANORAMA DES DIFFERENTES APPROCHES .....	22
2.1 <i>Introduction</i> .....	22
2.2 <i>L'approche sonde</i> .....	23
2.2.1 Principe .....	23
2.2.2 Mécanismes de perturbation .....	24
2.2.3 Techniques optiques de mesures .....	25
2.3 <i>L'approche Pompe</i> .....	27
2.3.1 Principe .....	27
2.4 <i>L'approche pompe-sonde</i> .....	29
2.4.1 Principe .....	29
2.4.2 Les techniques utilisées. ....	29
2.5 <i>Conclusion</i> .....	30
3 L'APPROCHE POMPE.....	31
3.1 <i>Introduction</i> .....	31
3.2 <i>La Stimulation Thermique Laser (STL)</i> .....	33
3.2.1 Introduction.....	33
3.2.2 Principe .....	33
3.2.3 Système de détection .....	34
3.2.4 Exemple d'application .....	36
3.3 <i>La Stimulation Photoélectrique Laser (SPL)</i> .....	38
3.3.1 Introduction.....	38
3.3.2 Le mécanisme de photogénération .....	39
3.3.3 Les différentes approches .....	42
3.3.4 Conclusion .....	46
3.4 <i>L'apport de la face arrière</i> .....	46
3.4.1 Introduction.....	46
3.4.2 Préparation d'échantillons .....	47

3.4.3	Transposition face avant/face arrière.....	48
3.5	<i>Conclusion</i> .....	51
4	APPORT DE L'UTILISATION D'UN LASER IMPULSIONNEL.....	51
4.1	<i>Circuit en mode statique, laser impulsionnel</i> .....	52
4.2	<i>Circuit dynamique, laser continu</i> .....	55
4.3	<i>Circuit dynamique, laser impulsionnel</i> .....	56
5	CONCLUSION.....	57
<b>CHAPITRE 2 .....</b>		<b>58</b>
1	INTRODUCTION .....	60
2	CAS DE LA JONCTION PN .....	60
2.1	<i>Modèle analytique</i> .....	61
2.1.1	Paramètres utiles du faisceau laser .....	61
2.1.2	Modèle technologique d'une diode de circuit intégré .....	64
2.1.3	Calcul du photocourant impulsionnel total.....	66
2.1.4	Cas d'une diode réelle .....	70
2.2	<i>Simulations numériques</i> .....	71
2.2.1	Comparaison entre le modèle analytique et la simulation numérique..	71
2.2.2	Modélisation d'une diode substrat 3D.....	72
2.2.3	Modélisation d'une diode caisson 2D.....	77
3	CAS DU TRANSISTOR MOS .....	82
3.1	<i>Cas du transistor NMOS</i> .....	82
3.1.1	Validation du modèle de transistor .....	82
3.1.2	Simulations NBOBIC (toutes électrodes à 0V).....	84
3.1.3	Simulations OBIC.....	87
3.1.4	Conclusion .....	90
3.2	<i>Cas du transistor PMOS</i> .....	91
3.2.1	Simulations NBOBIC (tout à 0V).....	92
3.2.2	Simulations OBIC.....	94
3.3	<i>Conclusion</i> .....	95
4	MODELISATION D'UN DEFAUT DE TYPE ESD.....	95
4.1	<i>Introduction</i> .....	95
4.2	<i>Les défaillances induites par Decharge Electro-Statique (ESD)</i> .....	95
4.3	<i>Modélisation d'un défaut de type « filamentation »</i> .....	97
4.4	<i>Impact du défaut sur le photocourant</i> .....	99
4.5	<i>Modélisation d'un inverseur et de ses structures de protection</i> .....	102

4.5.1	Stratégie de protection .....	103
4.5.2	Modélisation de la structure complète .....	103
5	CONCLUSION .....	105
<b>CHAPITRE 3 .....</b>		<b>109</b>
1	INTRODUCTION .....	111
2	PRESENTATION DU BANC DE TEST A LASER IMPULSIONNEL .....	112
2.1	<i>Caractéristiques de la source laser</i> .....	112
2.2	<i>Focalisation du faisceau sur le circuit sous test</i> .....	113
2.3	<i>Le système de balayage</i> .....	114
2.4	<i>contrôle de l'Instrumentation</i> .....	115
3	CONFIGURATIONS ELECTRIQUES : LES DIFFERENTES METHODOLOGIES DE TEST LASER	116
3.1	<i>Connexion au circuit sous test</i> .....	116
3.1.1	Non Biased OBIC et OBIC standard .....	117
3.1.2	Single Contact OBIC .....	118
3.2	<i>Systèmes d'amplification</i> .....	119
3.2.1	L'amplificateur de courant Stanford Research .....	119
3.2.2	La détection synchrone .....	120
3.3	<i>Caractérisation du système de détection</i> .....	121
4	MISE EN PLACE DE TESTS PAR LA FACE ARRIERE .....	123
4.1	<i>Focalisation sur le circuit sous test</i> .....	124
4.2	<i>Système de visualisation</i> .....	125
5	ILLUSTRATION SUR VEHICULES DE TESTS .....	127
5.1	<i>Introduction</i> .....	127
5.2	<i>Méthodologies OBIC et NBOBIC</i> .....	127
5.2.1	Présentation du véhicule de test.....	127
5.3	<i>Méthodologie SCOBIC face arrière</i> .....	133
5.4	<i>Caractérisation en fonction de la longueur d'onde et face arrière</i> .....	135
5.4.1	Introduction.....	135
5.4.2	Présentation du circuit sous test.....	135
5.4.3	Face avant .....	137
5.4.4	Face arrière .....	139
6	CONCLUSION .....	142
<b>CHAPITRE 4 .....</b>		<b>144</b>

1	INTRODUCTION .....	146
2	PREMIERE ETUDE DE CAS : DEFAUTS ESD DANS DES STRUCTURES MOS .....	147
2.1	<i>Structure étudiée</i> .....	147
2.2	<i>Analyse SPL</i> .....	149
2.3	<i>Analyse STL</i> .....	152
2.4	<i>Analyse des résultats</i> .....	156
2.5	<i>Conclusion</i> .....	157
3	SECONDE ETUDE DE CAS : DEFAUTS ESD DANS DES STRUCTURES BIPOLAIRES	157
3.1	<i>Présentation du circuit</i> .....	158
3.2	<i>Pièces stressées en HBM</i> .....	160
3.2.1	Cas de la pièce P1 .....	160
3.2.2	Cas de la pièce P2 .....	162
3.2.3	Cas de la pièce P3 .....	165
3.3	<i>Pièces stressées en TLP</i> .....	167
3.3.1	Conclusion de l'étude .....	170
4	CONCLUSION.....	171
	<b>CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>173</b>
	<b>REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>178</b>

## **INTRODUCTION GENERALE**



Depuis quelques années, nous constatons une diversification très rapide des applications utilisant des systèmes électroniques. L'explosion récente des technologies numériques, liée à une demande de plus en plus grande de disposer d'outils « High Tech » a permis à l'industrie électronique de diversifier sa clientèle et de se développer considérablement. Ce développement de nouvelles applications a nécessité la conception de systèmes de plus en plus performants et qui malgré des profils de missions de plus en plus sévères doivent être, de plus en plus fiables. Cette multiplication d'applications électroniques s'est plus particulièrement fait sentir dans les domaines du spatial et de l'aéronautique. Ces domaines nécessitent d'utiliser des systèmes dont les niveaux de fiabilité doivent être élevés et connus. En effet, des défaillances dans les systèmes embarqués, que ce soit dans les airs, ou dans l'espace, sont catastrophiques. Il est donc primordial de pouvoir évaluer la fiabilité de ces systèmes embarqués afin d'en identifier les lacunes et de les corriger avant l'intégration finale.

Afin d'évaluer la fiabilité d'un circuit intégré ou d'un système, celui-ci subit de nombreux tests, qui consistent essentiellement à analyser les caractéristiques électriques et à vérifier la bonne fonctionnalité du circuit testé. Ces tests, peuvent révéler une ou plusieurs défaillances du circuit. Il est alors nécessaire de procéder à une analyse de défaillance, ceci afin de déterminer les mécanismes à l'origine de l'anomalie, dans le but d'en déterminer sa cause. Les mécanismes responsables d'une défaillance d'un circuit sont diverses : mauvaise manipulation, stockage dans un environnement hostile, défaut de conception, profil de mission en dehors des spécifications. Elles peuvent conduire au mauvais fonctionnement d'un circuit voir à sa destruction. L'identification des mécanismes responsables de la défaillance permet de mettre en place des mesures correctives évitant que celle-ci ne se reproduise.

Dans le domaine spatial, les circuits intégrés destinés à des missions orbitales sont les briques de bases de sous-systèmes critiques tels les calculateurs de bord, la gestion de l'énergie, les télémessures... Ces éléments sont soumis à de fortes contraintes liées à l'environnement spatial qui est particulièrement nocif au fonctionnement des systèmes électroniques. Les grands écarts de température, ainsi que la présence de radiations hautement énergétiques sont autant de causes de défaillances pour un circuit intégré [BAR95], [BAR96].

L'évaluation de la fiabilité des circuits intégrés destinés à ces applications est donc un point particulièrement sensible. Il est absolument nécessaire de connaître la sensibilité d'un circuit à un environnement radiatif, mais il est également important de déterminer avec précision si le circuit présente des faiblesses de fabrication. Les circuits destinés à ces applications subissent donc des tests drastiques. L'observation de défaillances lors de ces tests nécessite de déterminer précisément les mécanismes ayant conduit à cette défaillance.

Le flot classique d'analyse de défaillance débute par le diagnostic électrique de la défaillance. Ensuite, il faut procéder à la localisation du ou des défauts. Il s'agit là d'un point clé préalable à l'analyse et l'identification du défaut proprement dite. L'évolution rapide de la complexité des circuits intégrés rend cette localisation de plus en plus difficile et nécessite le développement de nouvelles techniques d'analyse non destructives et sans contact. En effet, l'augmentation permanente de la densité d'intégration et la réduction des dimensions des structures de bases conduisent à la multiplication des niveaux d'interconnexion et à de nouvelles techniques d'assemblages. Cela a pour effet de réduire l'observabilité des circuits intégrés par la face présentant ces interconnexions dite « face avant ». Or l'information sur le fonctionnement du circuit intégré est principalement concentrée au niveau transistor et aux premiers niveaux d'interconnexion. Cela limite l'applicabilité des techniques dites « classiques » (cristaux liquides, faisceau d'électrons) dédiées à l'analyse face avant. Il est donc apparu comme une nécessité de développer de nouveaux systèmes de localisation de défauts permettant de contourner ces limitations. Pour cela, l'analyse doit pouvoir aussi se faire par la face arrière du composant, c'est-à-dire à travers le substrat de silicium.

Le développement de sources laser performantes, délivrant des longueurs d'ondes adaptées au test des circuits intégrés, présente un intérêt particulier dans l'optique des développer des systèmes de localisation de défauts. Les techniques développées à partir de laser sont sans contact et non destructives. Les résolutions spatiales accessibles inférieures au micromètre sont compatibles avec les technologies actuelles de fabrication des circuits intégrés. L'amélioration de techniques utilisées depuis de nombreuses années a ouvert de nouveaux champs d'investigation. Plus particulièrement, l'utilisation de sources laser impulsionnelles émettant dans le proche infrarouge permet de contourner les limitations des systèmes existants. L'objet de cette étude est d'utiliser une source laser impulsionnelle accordable en longueur d'onde pour développer des techniques de localisation de défauts par la face avant ou par la face arrière d'un un circuit intégré. Ce travail s'est effectué dans le



cadre d'une collaboration très étroite entre le Laboratoire IXL et le CNES, et complète la Thèse de Félix Beaudoin, soutenue en décembre 2002, qui a développé des techniques de localisation de défauts dans les circuits intégrés à l'aide d'un équipement laser industriel. Cette étude se composera de quatre chapitres.

Le premier chapitre présente un panorama des techniques laser existantes dédiées à l'analyse des circuits intégrés. Celles-ci sont réparties en trois principales catégories, les techniques « sonde » où le laser prélève de l'information sur le fonctionnement d'un circuit intégré, les techniques « pompe » où le laser perturbe le fonctionnement d'un circuit intégré et les techniques « pompe-sonde » qui combinent les deux techniques précédentes en utilisant deux faisceaux laser. Les méthodologies développées dans ce travail de thèse s'apparentant aux techniques « pompe », c'est pour cette raison que celles-ci seront abordées plus en détails. Nous nous attacherons également dans ce chapitre à démontrer l'apport de l'utilisation d'un laser impulsionnel, ainsi que la possibilité de la mise en place de méthodes face arrière rendues possible par l'emploi d'un laser accordable en longueur d'onde. Ces méthodes, dites « face arrière » répondent aux problèmes liés à l'augmentation de la densité métallique en surface des circuits et qui se traduisent par un écrantage du faisceau laser.

Le second chapitre focalise sur une approche « pompe » où le faisceau laser est utilisé pour perturber par effet photoélectrique le fonctionnement du circuit sous test : cette approche sera désignée sous l'acronyme SPL pour « Stimulation Photoélectrique Laser ». Ce chapitre expose une étude des mécanismes physiques conduisant à la génération d'un photocourant par un faisceau laser dans des structures de base de la microélectronique. Cette étude se base sur le calcul analytique du photocourant impulsionnel dans une jonction abrupte qui permet de valider les modèles physiques utilisés pour les simulations numériques qui suivront. Ces simulations sont menées à l'aide du logiciel ISE-TCAD, qui permet une bonne appréhension des grandeurs physiques mises en jeu. Des simulations sont réalisées sur des diodes, puis sur des transistors MOS, afin de comprendre de quelle manière s'établit le photocourant dans ces structures. Après un bref rappel des mécanismes de défaillances liés aux décharges électrostatiques appelées ESD (« ElectroStatic Discharge »), la modélisation d'un défaut induit par ESD est entreprise. Cette modélisation permet de définir l'impact d'un défaut de type ESD sur l'établissement d'un photocourant. Cette étude permet également de définir de quelle manière la mesure du photocourant permet la localisation et l'analyse d'un défaut. L'ensemble des simulations présentées dans ce chapitre, outre l'objectif premier

d'améliorer la connaissance de l'interaction laser-circuit intégré, permettra d'interpréter les résultats expérimentaux présentés dans les deux derniers chapitres de ce mémoire.

Lors du troisième chapitre, nous nous attacherons à décrire l'instrumentation mise en place pour entreprendre la localisation de défauts dans les circuits intégrés en se basant sur la mesure du photocourant. En premier lieu, l'instrumentation optique est décrite, puis, nous précisons les différents modes de « set-up » électrique utilisés. Une caractérisation des instruments de mesure, par l'intermédiaire de la mesure du rapport signal à bruit est entreprise. Enfin, des expériences menées sur différents véhicules de tests permettent de valider les choix technologiques. Des tests par la face arrière sont également présentés afin de démontrer la polyvalence du banc de tests mis en place.

Enfin, dans le dernier chapitre deux études de cas seront présentées. La première concerne un circuit en technologie CMOS ayant subi des stress ESD, la seconde est réalisée sur un lot de circuits en technologie bipolaire ayant subi différents types de stress ESD. Celles-ci démontrent la faisabilité de la localisation de défauts utilisant les méthodologies mises en place lors du troisième chapitre et s'appuyant sur la Stimulation Photoélectrique Laser. Elles permettent de plus de démontrer que ces méthodologies peuvent non seulement mener à bien une localisation de défauts, mais également dans une certaine mesure, analyser l'impact des défauts localisés sur le fonctionnement du système étudié.

Enfin, lors d'une conclusion, les différents résultats exposés lors de cette étude seront résumés. Nous mettrons également en perspective le potentiel des méthodologies que nous avons développées quant à la problématique très actuelle de l'étude des défauts latents dans les circuits intégrés.

# CHAPITRE 1



# 1 INTRODUCTION

Les circuits intégrés destinés aux applications spatiales doivent subir des tests drastiques, afin de s'assurer de leur fiabilité, ainsi que de leur bon fonctionnement en environnement hostile [PER01]. Ces tests peuvent conduire à des défaillances du circuit sous test. Afin de pouvoir déterminer la cause de cette (ces) défaillance(s), il est nécessaire de mener à bien une analyse de défaillance. La compréhension des mécanismes ayant conduit à la défaillance, acquise grâce à l'analyse, permet de prendre des mesures correctives afin que celle-ci ne se reproduise pas lors de la mission.

L'analyse de défaillance des circuits intégrés a connu ces dernières années un développement important. En effet, l'augmentation des fréquences de travail des circuits, liée à leur complexification et à la diminution de la taille des structures a imposé de nombreuses innovations en matière de test. Nous distinguons trois étapes dans le flot d'analyse des circuits intégrés :

- le diagnostic électrique, qui consiste à déterminer la signature électrique de la défaillance (surconsommation, erreur de niveaux, délais...),
- la localisation de défaut, qui consiste à localiser l'élément ou les éléments défaillant(s) du circuit qui présentent le comportement électrique anormal déterminé lors du diagnostic électrique,
- enfin, l'analyse physico-chimique, qui permet de déterminer la nature du défaut précédemment localisé afin de connaître son origine et d'apporter les mesures correctives qui s'imposent.

Nous classerons les défauts dans deux catégories distinctes :

- tout d'abord les défauts qui proviennent de l'assemblage (boîtier, fils de connection appelés « bondings », broches...). Ceux ci sont en général localisés par des méthodes optiques, par microscopie acoustique ou par radiographie X.
- Ensuite, les défauts liés au circuit intégré proprement dit. Ceux ci, en raison de leurs faibles dimensions sont souvent impossibles à détecter de manière directe.

De nombreuses méthodes de localisation de défauts internes (situés dans la puce de silicium) ont été développées ces dernières années. Notamment, les méthodes basées sur la microscopie optique à balayage utilisant des lasers infrarouges ont fait l'objet de nombreuses recherches. Certaines ont conduit à des opérations de transfert technologique, par leur implantation dans des dispositifs industriels.

L'objet de ce chapitre est de présenter un panorama non exhaustif des différentes techniques de localisation de défauts utilisant des faisceaux lasers. Ces techniques permettent de mettre en œuvre des investigations locales, sans contact et non destructrices. Afin de bien préciser le cadre de cette étude, une première partie présentera les différentes approches générales du test par faisceau laser, puis, dans une deuxième partie, les approches de type « pompe » seront détaillées. Ces méthodes basées sur le pompage optique des différents éléments constitutifs (semiconducteurs, oxydes, métaux...) composant le circuit sous test se divisent en deux catégories : les techniques photothermiques et les techniques photoélectriques. L'étude des méthodes « pompe » photoélectriques constitue l'essentiel de ce travail de thèse. Enfin, une dernière partie permettra de situer le contexte général de ce mémoire quant à l'importance de l'interaction laser-circuit intégré. Nous évoquerons plus particulièrement le test par la face arrière des circuits et l'intérêt de l'utilisation d'un faisceau laser impulsionnel.

## 2 PANORAMA DES DIFFERENTES APPROCHES

### 2.1 Introduction

Le test laser des circuits intégrés consiste à faire interagir un faisceau laser avec un circuit intégré. Pour cela le faisceau est focalisé sur le circuit à l'aide d'une lentille ou d'un objectif de microscope avec un diamètre minimal proche de la longueur d'onde, et on prélève des informations sur l'état du faisceau transmis ou réfléchi, sur les entrées-sorties du circuit sous test, ou sur les deux.

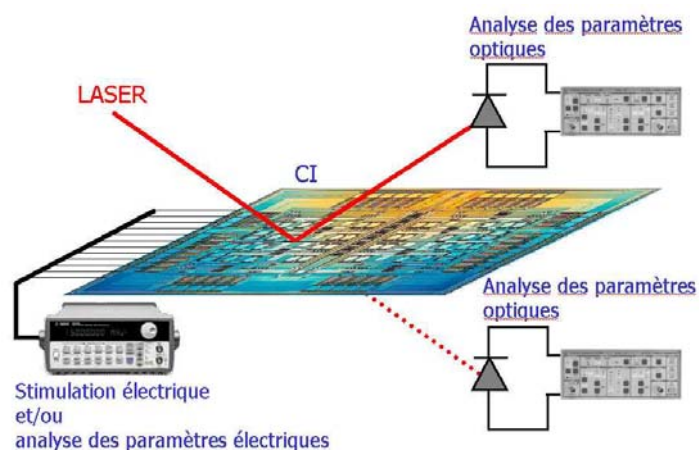


Figure 1-1: Illustration des différentes approches du test laser sur circuits intégrés.

Le schéma de la figure 1-1 illustre les différentes approches possibles. Cette figure présente l'association d'un circuit intégré en fonctionnement et d'un faisceau focalisé en un point précis de ce circuit. L'analyse des grandeurs électriques du circuit (courant, tension,

charge...) et de leur comportement (analyse DC, AC, transitoire) et/ou l'analyse des paramètres de l'onde laser réfléchi ou transmise par le composant en fonctionnement, permettent la mise en œuvre d'une grande variété de techniques d'analyse.

Nous classerons ces techniques suivant trois catégories :

- l'approche « sonde » : le laser est alors utilisé comme vecteur de l'information ; les caractéristiques optiques du faisceau réfléchi (ou transmis) par le circuit sont mesurées, le circuit intégré en fonctionnement vient perturber ses caractéristiques optiques.
- l'approche « pompe » : le circuit est alors utilisé comme détecteur. Le laser est une source de perturbation. L'analyse des effets de cette perturbation est effectuée à partir de l'étude des paramètres électriques du circuit sous test,
- l'approche « pompe-sonde » qui est une combinaison des deux approches précédentes. Un faisceau laser (pompe) perturbe localement le fonctionnement du circuit intégré, un second (sonde) prélève des informations sur les effets de la pompe.

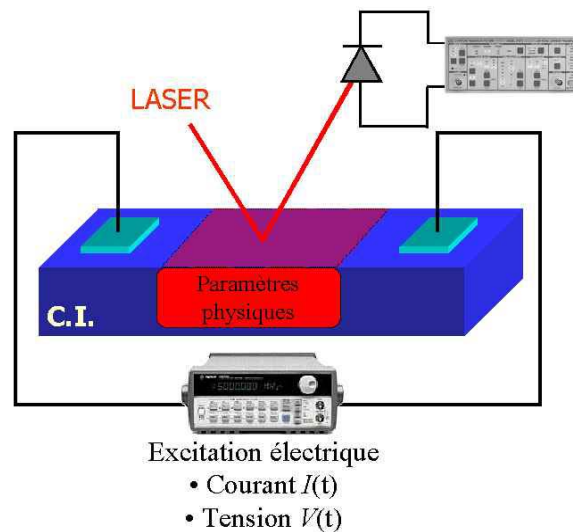
Le fait d'utiliser un faisceau laser permet de contrôler précisément de nombreux paramètres optiques, comme la longueur d'onde, la polarisation ou la taille du faisceau. De plus, la faible divergence du faisceau, liée à une faible taille de col du faisceau appelé « beam-waist » a pour résultat de canaliser l'énergie déposée sur l'échantillon sous test, ce qui facilite la mise en œuvre de ces techniques, augmente leur résolution spatiale et permet d'augmenter leur sensibilité. Nous traiterons dans cette partie du test par faisceau laser d'un point de vue général. Les différentes approches seront détaillées ainsi que leurs applications.

## **2.2 L'approche « sonde »**

### **2.2.1 Principe**

Le schéma de la Figure 1-2 illustre le principe de l'approche sonde. Le faisceau laser est focalisé à l'aide d'une lentille ou d'un objectif de microscope en un point du circuit sous test. Le faisceau réfléchi est ensuite analysé à l'aide d'un dispositif photodétecteur. Le circuit intégré est excité électriquement, ce qui induit au niveau de ses zones actives une modification des paramètres physiques, comme par exemple, l'indice de réfraction optique. Il en résulte une modification des paramètres de l'onde réfléchi. L'analyse de ces paramètres par l'intermédiaire du dispositif photodétecteur permet alors, en prenant en compte les

propriétés de l'interaction laser-circuit intégré, de déterminer les mécanismes physiques responsables de ces variations.



*Figure 1-2 : Illustration de l'approche sonde, l'influence des paramètres physiques du circuit sur le faisceau laser réfléchi est mesurée à l'aide d'un dispositif photodétecteur.*

Dans cette approche, le circuit est la source de perturbation induisant des modifications des paramètres physiques de l'onde laser réfléchie. L'onde laser, au travers de ces paramètres, prélève donc localement des informations sur les mécanismes perturbateurs : elle joue le rôle de sonde, le composant jouant le rôle de source d'énergie.

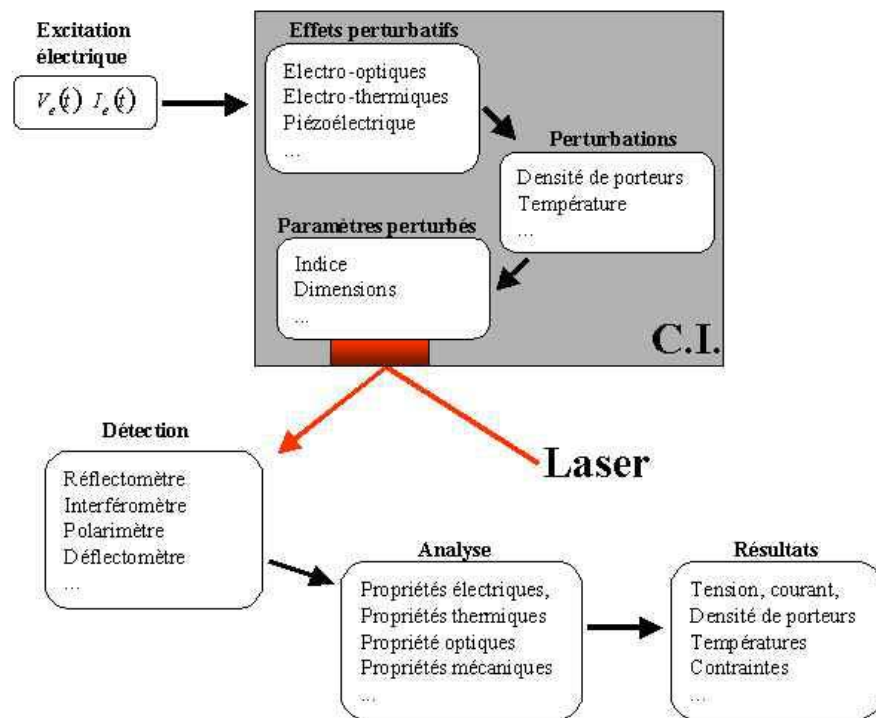
Une variante consiste à analyser l'onde laser transmise, et non l'onde réfléchie, moyennant un choix correct de la longueur d'onde afin de traverser, par exemple, un substrat semi-conducteur en y limitant les pertes optiques.

## 2.2.2 Mécanismes de perturbation

L'excitation électrique du circuit se traduit par une modification au sein d'un circuit intégré du potentiel électrique, associée à la circulation d'un courant électrique. Ces deux paramètres liés directement au champ électrique et au champ magnétique induisent des perturbations au sein du matériau qui se traduisent directement ou indirectement par des modifications des paramètres optiques. Il convient de prendre aussi en compte la puissance électrique comme origine de la perturbation. Les différents mécanismes responsables des perturbations sont résumés Figure 1-3. Sur ce schéma, nous suivons le cheminement qui permet, à partir de l'analyse de l'influence des mécanismes perturbateurs sur un des paramètres de l'onde laser réfléchie, de remonter aux grandeurs physiques caractéristiques du circuit. Pour cela, il est nécessaire d'étudier les mécanismes fondamentaux de l'interaction



laser-circuit intégré, dans le but de relier une variation de signal au niveau du détecteur à une variation de courant électrique ou de potentiel dans la zone sondée, c'est le cheminement inverse.

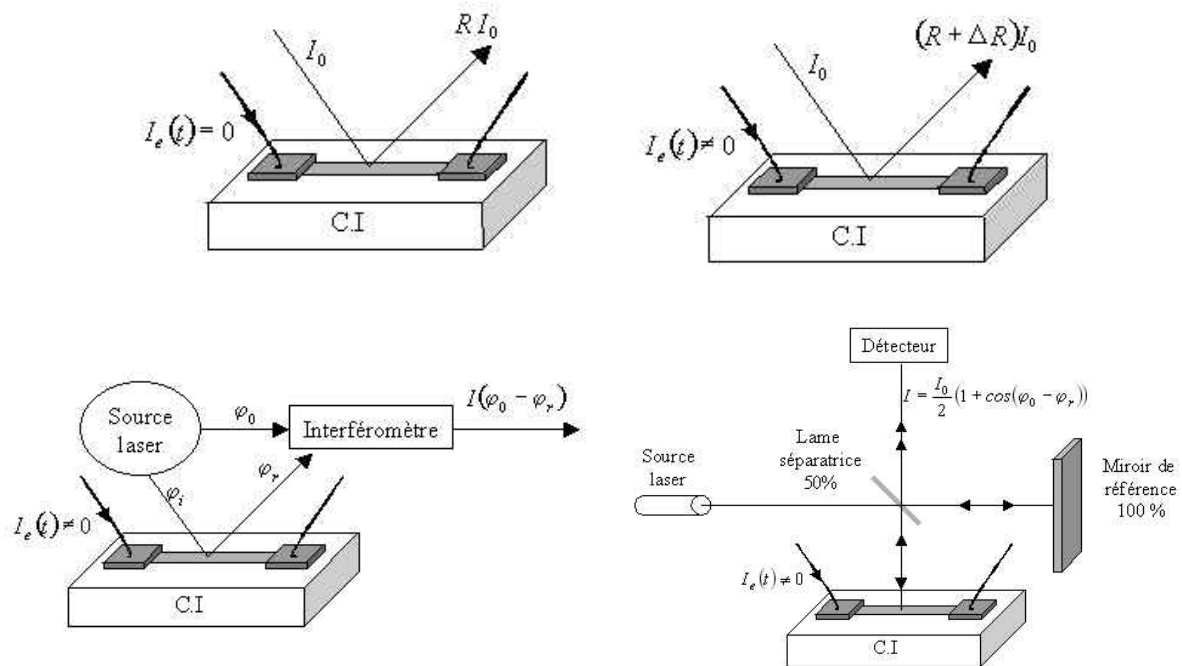


*Figure 1-3 : Mécanismes physiques liés à l'excitation électrique du circuit sous test et induisant une perturbation au niveau des paramètres optiques du faisceau laser.*

Les techniques optiques permettant de mesurer un ou plusieurs paramètre(s) optique(s) de l'onde laser réfléchi ou transmise sont nombreuses. Citons notamment la réflectométrie et l'interférométrie qui sont détaillées dans la partie suivante.

### 2.2.3 Techniques optiques de mesures

Il existe différents dispositifs permettant de mesurer les paramètres de l'onde laser réfléchi. La figure 1-4 présente les deux plus communs : le réflectomètre et l'interféromètre [QUI95]. Les caractéristiques de ces techniques sont résumées dans le tableau 1-1. Le réflectomètre permet de mesurer la variation de l'intensité de l'onde laser réfléchi ou transmise, qui est directement liée aux variations d'indice au niveau du point sondé. Ces variations d'indice dépendent elles mêmes de la densité de porteurs (et donc du potentiel électrique) et de la température. Cette technique permet donc de réaliser des cartographies de température et/ou de potentiel électrique.



*Figure 1-4 : Illustration de différents dispositifs photodétecteurs utilisés dans le cadre des méthodes de type sonde. En haut à gauche, principe général de l'interférométrie, en bas à droite, interféromètre de Michelson*

Nom	Paramètre laser analysé	Informations prélevées
Réflectométrie	Intensité laser	Coefficient de réflexion <ul style="list-style-type: none"> <li>• Température</li> <li>• Concentration de porteur</li> </ul>
Interférométrie	Phase de l'onde laser  Polarisation	Chemin optique <ul style="list-style-type: none"> <li>• Densité de porteur</li> <li>• Déformation</li> <li>• Température</li> </ul>

*Tableau 1-1 : Principales caractéristiques de deux dispositifs photodétecteurs*

L'interféromètre consiste à faire interférer le faisceau réfléchi (ou transmis) avec un faisceau de référence. L'intensité lumineuse résultant de ces interférences est alors mesurée.

Cette information permet de remonter à la phase et à la polarisation de l'onde laser réfléchie (ou transmise). Ces données conduisent alors au calcul local de la densité de porteurs, de la déformation et de la température. Dans le cas de ces deux systèmes, l'état de surface et plus particulièrement la rugosité du circuit sous test est une limitation à la mise en

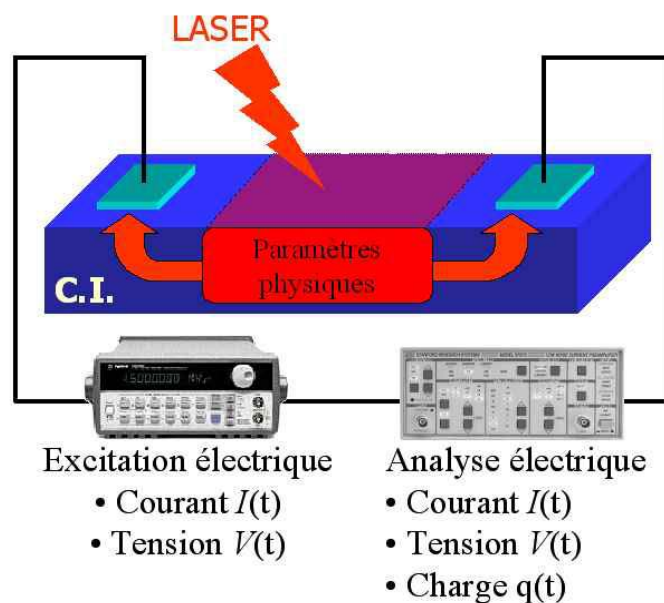
œuvre de ces techniques [BEN61]. Cette limitation est le principal verrou technologique des techniques sondes. L'interférométrie est la technique la plus sensible, mais pose toutefois le problème de la nécessité d'avoir un faisceau de référence. En effet, la définition de ce faisceau de référence n'est pas toujours aisée.

## 2.3 L'approche Pompe

### 2.3.1 Principe

L'approche pompe consiste à utiliser le faisceau laser comme une source d'énergie modifiant le fonctionnement du circuit sous test. A ce titre, les techniques qui relèvent de cette approche sont dites actives. L'énergie déposée doit être suffisamment faible pour ne pas dégrader le circuit. Ces dégradations peuvent provenir soit d'un échauffement excessif, soit d'une injection de porteur pouvant mettre en court-circuit certaines structures. Il est toutefois nécessaire de prendre certaines précautions afin d'éviter par exemple l'amorçage de phénomènes d'activation d'un thyristor parasite. Ce mécanisme appelé « latch-up » est destructif. Le principe de cette approche est illustré figure 1-5.

La pompe optique interagit avec les différents matériaux constitutifs du circuit intégré. Le détecteur de la perturbation induite est le circuit intégré lui-même.



*Figure 1-5 : Illustration de l'approche pompe, le faisceau laser focalisé dans les zones actives du circuit induit une perturbation des propriétés électriques de celui-ci*

Deux effets induits par la photoexcitation sont principalement exploités :

- la génération de paires électrons/trous excédentaires par absorption de photons (effet photoélectrique), décrite par la suite sous l'appellation Stimulation Photoélectrique Laser (SPL),
- l'échauffement (effet photothermique), décrit par la suite sous le terme Stimulation Thermique Laser (STL).

L'exploitation de ces effets conduit au développement de différentes méthodologies [SOE94]. Citons notamment les suivantes, basées sur l'effet photoélectrique :

- la technique OBIC (« Optical Beam Induced Current ») où la grandeur électrique analysée est la variation de courant d'alimentation induite par le laser [ITO98, WIL86, WIL87], la tension d'alimentation étant maintenue constante.
- La technique LIVA (« Light Induced Voltage Alteration ») qui consiste à mesurer les variations de tension d'alimentation induites par effet photoélectrique, le courant d'alimentation étant maintenu constant [BAR99, COL94].
- La technique SCOBIC (« Single Contact Optical Beam Induced Current »), où une seule broche du circuit est analysée et qui permet de mettre en évidence les zones de charge d'espace [PAL00, CHI00].
- La détection d'états logiques internes dans un circuit intégré. La mesure du courant d'alimentation permet de savoir si un transistor illuminé est bloqué ou passant [BER89, BER92, FOU90, FOU92, HEN84, HEN84(2), LAP96, SAW76.
- La stimulation d'effets singuliers dans les circuits intégrés. Le faisceau laser engendre une perturbation se traduisant par l'amorçage d'un mécanisme de Latch-up [LAP96] ou par la corruption d'un état logique (dans le cas d'un circuit numérique) [POU00].

Et celles basées sur l'effet photothermique :

- La technique OBIRCH (« Optical Beam Induced Resistance Change ») [NIK94, NIK95, NIK96, NIK97] a pour objectif de détecter les variations spatiales de résistance que présentent des interconnexions, des jonctions ou des vias [NIK93]. Elle consiste à imposer une tension constante au circuit et à analyser la variation de courant aux bornes de l'alimentation du circuit liée à la variation locale de résistance induite par le faisceau laser.
- La technique TIVA (« Termally Induced Voltage Alteration ») [BAR99, COL01] : tout comme la technique OBIRCH, la variation locale de résistance est étudiée,

dans ce cas un courant constant est imposé au circuit et la variation de tension aux bornes de l'alimentation du circuit est analysée.

- La technique SEI (« Seebeck Effect Imaging ») [COL98]. La présence de gradients de température induits par faisceau laser dans différentes jonctions entre matériaux (métal/métal, métal/semi-conducteur, semi-conducteur/semi-conducteur) induit des gradients de potentiels électriques (effets Peltier et Seebeck).

La plupart de ces techniques relèvent de la microscopie optique à balayage, dans la mesure où le faisceau laser pompe balaie de manière tramée l'échantillon sous test. Elles permettent de cartographier les variations induites par le faisceau laser en chaque point de la trame. Ces cartographies sont alors codées en couleur afin d'obtenir une image exploitable.

Les techniques basées sur la photogénération, encore identifiées sous l'appellation de Stimulation Photoélectrique Laser (SPL), permettent de caractériser l'échantillon sous test. En effet, le photocourant généré dépend fortement des paramètres électriques locaux, comme par exemple la longueur de diffusion des porteurs. Ainsi, ces paramètres électriques peuvent être mesurés par l'intermédiaire de la mesure du photocourant.

Ces techniques seront abordées plus en détail dans la partie 3-3.

## **2.4 L'approche pompe-sonde**

### 2.4.1 Principe

L'approche « pompe-sonde » consiste à combiner les deux approches précédentes, i.e. à utiliser un faisceau laser pompe pour perturber le composant sous test (en fonctionnement ou non) et à prélever des informations sur les mécanismes de perturbations à l'aide d'un laser sonde. La position du laser sonde par rapport au laser pompe et l'éventuelle utilisation d'un laser pulsé permettent de suivre l'évolution de la perturbation en fonction de la position et du temps.

### 2.4.2 Les techniques utilisées.

#### 2.4.2.1 L'analyse photothermique.

Elle consiste à focaliser en un point précis du composant un laser modulé en amplitude (modulateur acousto-optique ou hacheur mécanique) dont la longueur d'onde est choisie pour favoriser l'absorption du laser par le composant. La source de chaleur ainsi créée engendre des ondes thermoélastiques où une onde de température est couplée à une onde de

déformation. Le laser sonde, par les méthodes classiques de réflectométrie et d'interférométrie citées ci-dessus, analyse les effets de la perturbation induite par le faisceau pompe.

La méthode photothermique permet notamment d'étudier les propriétés thermiques des matériaux et de repérer d'éventuels défauts à la surface ou en profondeur à partir d'informations sur les paramètres de propagation des ondes thermoélastiques. Pour des raisons citées dans la partie traitant de la réflectométrie et de l'interférométrie, cette technique ne permet pas à priori de remonter directement à des grandeurs électriques [MAN88, WHI63, OPS82, SIU86, MAN86]. On peut toutefois analyser l'influence de l'excitation électrique du composant sur la propagation des ondes thermoélastiques.

#### 2.4.2.2 Analyse picoseconde.

Cette technique consiste à générer une impulsion électrique OBIC très courte (de l'ordre de la picoseconde) à partir d'un laser pompe impulsif et de suivre sa propagation avec un autre laser jouant le rôle de sonde. Les deux faisceaux laser sont généralement obtenus à partir de la même source laser ; une analyse résolue en temps est effectuée en insérant un retard optique entre faisceau sonde et faisceau pompe. Cette technique a été mise en œuvre en suivant la propagation d'impulsions de courant très courtes et en analysant la polarisation du faisceau sonde au travers des effets électro-optiques. Cette technique a été implémentée avec succès sur différentes technologies [HEM94, STA92, KUL94, HEM92].

#### 2.4.2.3 Méthodes non linéaires

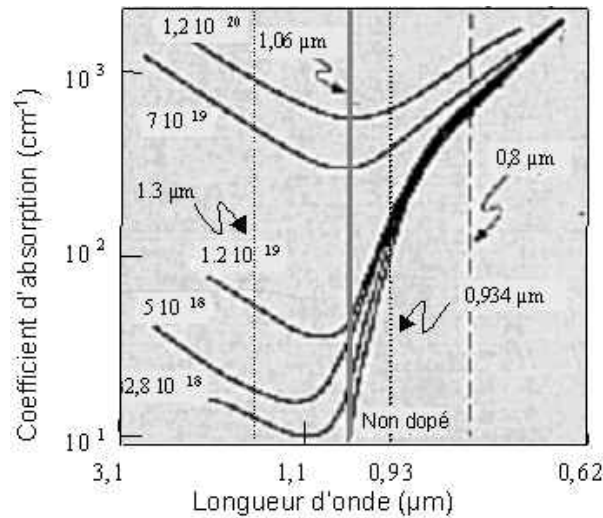
Citons aussi des expérimentations de type « pompe-sonde », exploitant la possibilité de générer, avec un faisceau laser pompe intense délivrant des impulsions ultra-courtes, des non linéarités optiques dans un circuit intégré [VAN85], le faisceau sonde prélevant ensuite des informations sur l'influence du fonctionnement du composant électronique sur ces non linéarités. Ainsi, les non linéarités optiques induites dans les couches d'oxyde permettent d'obtenir des cartographies de potentiel avec une résolution temporelle de l'ordre de la picoseconde [NAH96]. Notons toutefois que cette méthode est lourde à mettre en place pour l'étude de circuits microélectroniques à forte intégration.

## **2.5 Conclusion**

Chacune des trois approches présentées (pompe, sonde et pompe-sonde) permet la mise en œuvre de tests des circuits par faisceau laser, se basant sur un ou plusieurs phénomènes physiques. L'approche pompe constitue le sujet de ce mémoire, le paragraphe suivant présente plus en détails les méthodes basées sur cette approche.

### 3 L'APPROCHE POMPE

#### 3.1 Introduction



*Figure 1- 6 : Absorption optique dans le silicium en fonction de la longueur d'onde et de la concentration de dopant [JOH93]*

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 2.3, l'approche pompe est basée sur la capacité du faisceau laser à modifier localement les paramètres physiques du circuit sous test. Afin de mieux comprendre ce phénomène et d'analyser les différentes méthodologies de test qui en découlent, il convient de se pencher sur les propriétés optiques des métaux, des oxydes, des semi-conducteurs et des semi-conducteurs polycristallins. Dans ce mémoire nous nous intéresserons plus particulièrement aux technologies silicium. En ce qui concerne les métaux, le faisceau laser est très fortement absorbé, l'énergie lumineuse absorbée est entièrement convertie par effet photothermique en énergie thermique [ASP83, PHI60].

Nous retrouvons le même phénomène au niveau des semi-conducteurs polycristallin [GER93].

Concernant les oxydes, ils sont généralement transparents et agissent sur la quantité d'énergie transmise ou réfléchi par effet Fabry-Perrot.

En ce qui concerne les semi-conducteurs, les propriétés optiques sont essentiellement gouvernées par le coefficient d'absorption optique.

La figure 1-6 présente l'évolution du coefficient d'absorption optique dans le silicium suivant la longueur d'onde. Dans la plupart des cas, la puissance optique déposée est convertie en puissance thermique. Toutefois, notons que les courbes d'absorption passent

toutes par un minimum, situé à une longueur d'onde d'environ  $1,1\mu\text{m}$ . Nous distinguons deux zones :

- pour une longueur d'onde supérieure à  $1,1\mu\text{m}$ , l'absorption est gouvernée par le phénomène d'absorption par porteurs libres. Les porteurs générés se thermalisent, l'énergie optique est donc convertie principalement par effet photothermique en énergie thermique [BEA02],
- pour une longueur d'onde inférieure à  $1,1\mu\text{m}$ , l'absorption est gouvernée par le phénomène d'absorption inter-bande. L'énergie optique est donc principalement convertie en porteurs quasi-libres [SAR87]. Si ces porteurs sont générés au voisinage d'une zone de charge d'espace, le champ électrique qui règne dans cette zone sépare les paires électrons-trous générées, ce qui se traduit par un courant dénommé par la suite sous le terme de photocourant.

Nous avons donc à priori dans tous les cas une conversion d'énergie optique en énergie thermique, sauf si la longueur d'onde du faisceau laser est inférieure à  $1,1\mu\text{m}$ , et que le faisceau est focalisé au voisinage d'une zone de charge d'espace. Auquel cas, l'énergie optique déposée se traduit par l'établissement d'un photocourant.

Notons que pour des faibles valeurs de dopage et une longueur d'onde supérieure à  $1,1\mu\text{m}$ , le coefficient d'absorption du silicium est faible (quelque  $\text{cm}^{-1}$ ) on parle de transparence du silicium. Dans le cas de forts dopages, le coefficient d'absorption optique reste important.

Nous différencierons donc les méthodes basées sur la génération de photoporteurs des méthodes basées sur l'échauffement par effet photothermique. Dans ce dernier cas, nous verrons qu'une longueur d'onde de  $1,3\mu\text{m}$  est particulièrement adaptée. Des appareillages industriels ont été développés pour l'application de ces techniques. Ces instruments sont basés sur des diodes laser continues (ou modulables) d'une longueur d'onde de  $1,3\mu\text{m}$ . L'utilisation de cette longueur d'onde présente de plus l'avantage de permettre la réalisation d'études face arrière particulièrement adaptées aux défis que représentent les nouvelles générations de circuits intégrés. La problématique de l'analyse par la face arrière sera développée ultérieurement.

Nous exposerons dans cette partie le principe détaillé des méthodes basées sur l'échauffement (méthodes de Stimulation Thermique Laser « STL »), puis celles basées sur la génération de photoporteurs (Stimulation Photoélectrique Laser « SPL »). Enfin, la problématique de la face arrière sera explicitée.



## 3.2 La Stimulation Thermique Laser (STL)

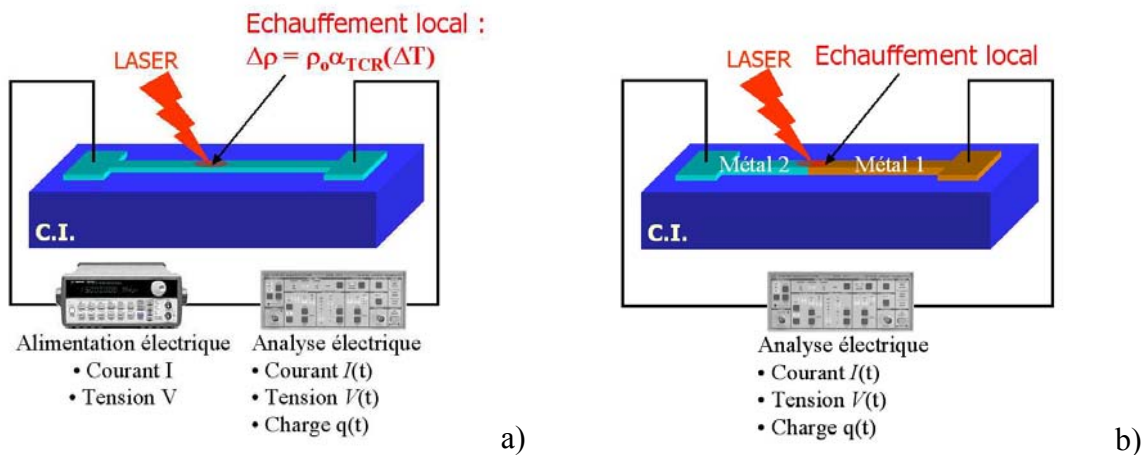
### 3.2.1 Introduction

Ce paragraphe résume les principaux résultats obtenus dans le cadre de la Thèse de Félix Beaudoin [BEA02] dans le cadre de la collaboration IXL-CNES.

### 3.2.2 Principe

Le principe de la méthodologie STL (Stimulation Thermique Laser) est présenté figure 1-7 a. Le faisceau laser provoque un échauffement local au niveau des éléments métalliques, polysilicium et des zones de silicium fortement dopées comme nous l'avons vu précédemment. Cet échauffement se traduit par une variation locale de la résistivité électrique, elle-même répercutée sur le courant ou la tension d'alimentation suivant que le circuit est alimenté à tension ou à courant constant(e).

Dans le cas où le circuit n'est pas alimenté, un autre effet doit être pris en compte [BEA02(2)]. En effet, lorsqu'une jonction entre deux matériaux est chauffée, le gradient de température introduit une différence de potentiel. Cet effet, connu sous le nom d'effet Seebeck est masqué lorsque le circuit est alimenté, ce phénomène se traduit en effet par de faibles variations de potentiels devant celles induites par la variation de résistivité. Une méthodologie basée sur ce phénomène a déjà été développée et brevetée sous le nom de SEI (Seebeck Effect Imaging).



*Figure 1- 7 : Illustration du principe de fonctionnement des méthodologies a) STL et b) SEI*

Lorsqu'une piste métallique ou de polysilicium, ou de silicium fortement dopé est soumise à un échauffement thermique, deux phénomènes sont à prendre en compte quant à la détermination de la variation de sa résistance :

- la dilatation thermique donnée par :

$$dS = 2\delta_T S dT \quad \text{Equation 1-1}$$

Où  $S$  est la section de la piste métallique et  $\delta_T$  est le coefficient de dilatation thermique linéaire.

- la variation de résistivité donnée par :

$$d\rho = \rho_0 \alpha_{TCR} dT \quad \text{Equation 1-2}$$

Où  $\rho_0$  est la résistivité à la température  $T_0$ ,  $\alpha_{TCR}$  est le coefficient de variation thermique de la résistivité.

La variation de résistance d'une piste métallique, en fonction de la température s'exprime donc comme suit :

$$dR = \frac{\rho_0 L}{S} (\alpha_{TCR} - 2\delta_T) dT \quad \text{Equation 1-3}$$

Généralement le terme propre à la dilatation est négligeable [BEA02], dans ce cas la variation de résistance peut être estimée à partir de la donnée de  $\alpha_{TCR}$ .

Dans le cas de la méthode SEI, le circuit n'est pas alimenté. La jonction entre deux matériaux est chauffée, et le gradient thermique établi au niveau de la jonction induit une différence de potentiel aux bornes des deux matériaux. Le courant ainsi généré est défini par :

$$j_{tot} = j_1 + j_2 = (\sigma_1 Q_1 - \sigma_2 Q_2) \nabla T \quad \text{Equation 1-4}$$

Où  $j$ ,  $\sigma$  et  $Q$  sont respectivement la densité de courant, la conductivité et les pouvoirs thermoélectriques respectifs des matériaux 1 et 2.

Dans le cas de ces méthodes de Stimulation Thermique Laser, le laser balaye le circuit sous test et induit en chaque point de celui-ci un échauffement. Cet échauffement localisé se traduit par une variation de la résistance globale du circuit, et donc du courant ou de la tension aux bornes de l'alimentation électrique. Il est donc nécessaire de mettre en place un dispositif permettant de mesurer cette variation. Différents systèmes sont présentés dans la partie suivante.

### 3.2.3 Système de détection

Afin de mesurer la variation de résistance induite par le faisceau laser, on peut envisager plusieurs approches:

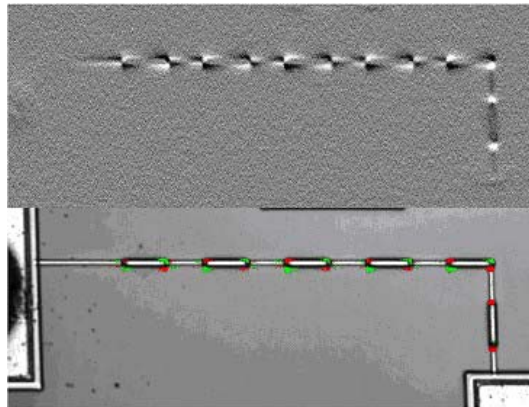
- le circuit est alimenté à courant constant et la variation de tension est mesurée (TIVA),
- le circuit est alimenté à tension constante et la variation de courant est mesurée (OBIRCH),
- le circuit est alimenté à tension constante et la variation de tension aux bornes d'une résistance (ou d'une inductance) de shunt est mesurée (XIVA),
- le circuit n'est pas alimenté, et la variation de courant est mesurée (SEI).

Le tableau 1-2 évalue les performances de chacune des configurations. Le signal est obtenu sur un véhicule de test développé au laboratoire IXL avec le design kit AMS 0.8µm. L'amplificateur utilisé pour la mesure a été réalisé au CNES. Le système à balayage laser est un microscope optique à balayage (SOM : « Scanning Optical Microscope ») PHEMOS 1000 de marque HAMAMATSU. Le laser est une diode continue d'une longueur d'onde de 1,3µm et de puissance maximale 100mW.

Alimentation source de courant et détection des variations de tension	Alimentation source de tension et détection des variations de courant	Alimentation source de tension et détection sur résistance shunt
$\Delta V_S = G_V [I_S \Delta R_{CI}]$	$\Delta V_S = G_I [- (V_S \Delta R_{CI}) / R_{CI}^2]$	$V_S = G_V [- (V_S R_{SH} \Delta R_{CI}) / (R_{CI} + R_{SH})]$
$G_V$ gain en tension de l'amplificateur $I_S$ courant débité par la source de courant $\Delta R_{CI}$ variation de résistance induite	$V_S$ tension débitée par la source de tension $G_I$ gain total de transconductance $\Delta R_{CI}$ variation de résistance induite	$G_V$ gain en tension de l'amplificateur $V_S$ tension débitée par la source de tension $R_{SH}$ résistance de shunt $\Delta R_{CI}$ variation de résistance induite
Rapport S/B = 1,5	Rapport S/B = 3	Rapport S/B = 1,4 Rapport S/B < 1

Tableau 1-2 : Présentation et caractérisation des différents systèmes de détection STL

Pour chaque configuration, une image est présentée et un coefficient proportionnel au rapport signal à bruit est mesuré.



*Figure 1-8 : Image SEI d'une chaîne de vias métal1-métal2 (haut) et superposition avec l'image du circuit (bas)*

La figure 1-8 présente une image SEI obtenue sur des vias métal1-métal2 du même véhicule de test. L'inversion de signe observée sur l'image est probablement due à un mauvais alignement du circuit par rapport à l'axe de balayage du faisceau laser.

#### 3.2.4 Exemple d'application

Les techniques « STL » de stimulation thermique laser ont été appliquées avec succès à la localisation de défauts dans les circuits intégrés. Ces techniques se sont révélées particulièrement adaptées à la localisation de courts-circuits dans les éléments métalliques ou polysilicium [DES01].

L'exemple présenté ici à des fins d'illustration a été réalisé sur un composant défaillant en technologie BiCMOS. Une fuite de courant a été détectée lors du test électrique. L'image en émission de lumière face arrière présentée figure 1-9 est obtenue en plaçant le circuit sous test dans sa configuration défaillante. Les différents points d'émission observés sont générés par des transistors bipolaires en saturation. Aucun point d'émission ne correspond au défaut. La fuite de courant ne se situe donc ni au niveau de l'oxyde de grille ni au niveau des jonctions de silicium, puisque ce type de défaut devrait induire un point d'émission.

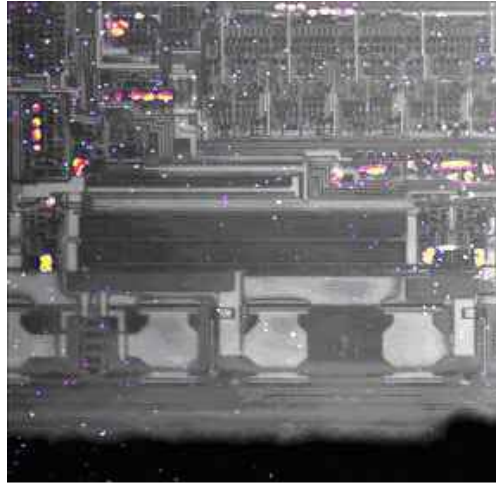


Figure 1-9 : Image en émission de lumière (EMMI) par la face arrière du circuit sous test dans sa configuration défailante

L'image par stimulation thermique laser face arrière obtenue au CNES sur le PHEMOS 1000 est présentée figure 1-9. Nous observons sur cette image un point sensible à l'échauffement. Ce point est localisé dans un transistor PMOS. Le résultat obtenu indique bien que le défaut est de type résistif (court-circuit métallique). En effet, une augmentation du signal OBIRCH est mesurée lorsque le faisceau laser est focalisé au niveau du défaut, ce qui dénote un coefficient de température  $\alpha_{TCR}$  fortement positif. Parmi les éléments qui composent le circuit intégré, seuls les métaux présentent cette caractéristique physique. L'image SEM obtenue après déstratification, dans la zone déterminée par les résultats de la stimulation thermique laser, illustre la présence d'un court-circuit métallique entre le drain et la source du transistor PMOS. La taille de ce court-circuit est de l'ordre du dixième de micromètre. Les techniques laser permettent donc de localiser des défauts submicroniques sans pour autant pouvoir mesurer leurs dimensions.



*Figure 1-10 : Image STL du circuit sous test (gauche) et image SEM du défaut (droite)*

### **3.3 La Stimulation Photoélectrique Laser (SPL)**

#### **3.3.1 Introduction**

L'interaction entre l'onde laser et les électrons du semi-conducteur se manifeste selon trois processus distincts :

- un photon induit le saut d'un électron, d'un état occupé de la bande de valence vers un état libre de la bande de conduction, c'est l'absorption fondamentale (figure 1-11),
- un électron de la bande de conduction retombe spontanément sur un état libre de la bande de valence avec émission d'un photon, c'est l'émission spontanée,
- un photon présent dans le semi-conducteur induit la transition d'un électron vers un état libre de la bande de valence, avec émission d'un deuxième photon de même énergie, c'est l'émission stimulée.

Ces différents processus sont conditionnés par les règles qui régissent les chocs élastiques entre deux particules, ici le photon et l'électron, la conservation de l'énergie, la conservation de la quantité de mouvement  $\vec{p}$ , c'est à dire du vecteur d'onde  $\vec{k}$ , compte tenu de la relation  $\vec{p} = \hbar\vec{k}$ . Dans ce mémoire, le mécanisme d'absorption fondamentale sera principalement étudié.

### 3.3.2 Le mécanisme de photogénération

#### 3.3.2.1 Le cas du silicium

Comme il a été précisé dans la partie 3.1, l'utilisation d'une longueur d'onde appropriée conduit à la transition d'électrons de la bande de valence à la bande de conduction par mécanisme d'absorption de photons, si et seulement si l'énergie des photons est supérieure ou égale à l'énergie de la bande interdite du matériau considéré (ici le silicium) [MAT90].

Considérons le flux de photons incidents  $\Phi_0(E)$ , d'énergie  $E$ , soit de longueur d'onde  $\lambda(\mu m) = 1.24/E(\text{eV})$ . Nous définissons  $\Phi(E, x)$  comme le flux de photons d'énergie  $E$  à travers la surface du semi-conducteur à une profondeur  $x$  (figure 1-11). Le coefficient d'absorption  $\alpha$  est alors défini comme :

$$\alpha(E, x) = -\frac{1}{\Phi(E, x)} \frac{d\Phi(E, x)}{dx} \quad \text{Equation 1-5}$$

Si nous considérons qu' $\alpha$  est constant dans tout le matériau, le flux de photons à une profondeur  $x$  s'écrit comme étant :

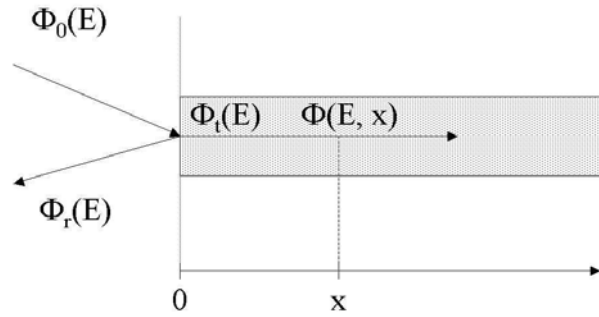
$$\Phi(E, x) = \Phi_0(E)(1 - R(E))e^{-\alpha(E)x} \quad \text{Equation 1-6}$$

Cette relation est plus communément connue sous le nom de loi de Beer-Lambert.

Le taux de génération de porteurs peut alors être défini suivant :

$$g(E, x) = \eta\Phi_0(E)(1 - R(E))\alpha(E)e^{-\alpha(E)x} \quad \text{Equation 1-7}$$

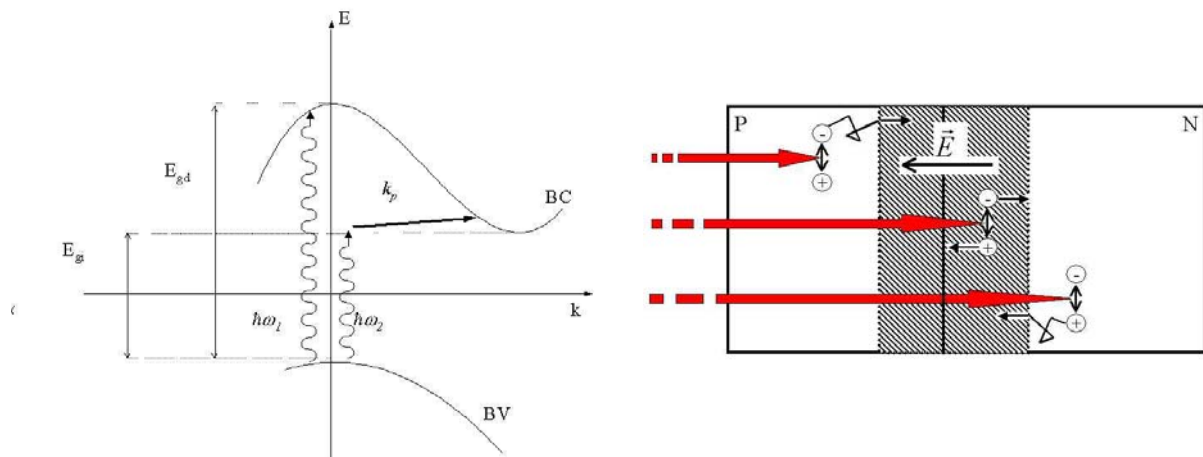
Où  $\eta$  est le rendement quantique, c'est à dire le taux de photon qui génère une paire électron/trou et que nous considérerons par la suite comme égal à 1, et  $R(E)$  est le coefficient de réflexion à l'interface air/semi-conducteur en fonction de l'énergie des photons incidents. Nous verrons l'importance de cette relation, en particulier lorsque des tests par la face arrière sont pratiqués.



*Figure 1-11 : Barreau de silicium traversé par un flux de photons*

### 3.3.2.2 Le cas de la jonction PN

Le cas de la jonction PN est un cas important où l'énergie optique peut être convertie en énergie électrique. Nous nous attacherons dans cette partie à détailler le modèle de la jonction PN sous éclairage en utilisant le modèle de la jonction abrupte. Ce modèle sera utilisé dans le second chapitre afin de d'étudier avec précision l'interaction laser/semi-conducteur, ce qui permettra d'améliorer la compréhension et le traitement des résultats expérimentaux présentés par la suite. Le courant inverse d'une jonction PN est fonction d'une part des densités de porteurs minoritaires dans les régions neutres, et d'autre part de la génération de paires électron-trou dans la zone de charge d'espace. Si nous considérons une jonction PN excitée par une onde laser, le courant inverse est augmenté par la création de porteurs excédentaires dans la zone de charge d'espace d'une part, et la création de porteurs minoritaires dans les zones neutres d'autre part, comme illustré figure 1-12.



*Figure 1- 12 : Illustration de la photogénération dans le silicium (gauche) et de la création d'un photocourant dans une jonction PN (droite)*

La longueur de la zone de charge d'espace  $W$  est définie dans une jonction abrupte par :



$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{SC}\varepsilon_0}{q} \left( \frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right) (V_d - V)} \quad \text{Equation 1-8}$$

Avec la tension de diffusion  $V_d = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_d N_a}{n_i^2} \right)$ ,  $N_a$  l'excédent d'accepteurs dans la région de type P,  $N_d$  l'excédent de donneurs dans la région de type N,  $n_i$  la densité de porteur intrinsèque,  $k$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température absolue,  $q$  la charge de l'électron,  $\varepsilon_{SC}$  la permittivité électrique relative du semiconducteur,  $\varepsilon_0$  la permittivité électrique du vide et  $V$  la tension directe appliquée aux bornes de la jonction.

Afin de définir un schéma électrique équivalent de la diode, nous définissons les différentes capacités parasites :

- capacité de transition :  $C_t = \frac{\varepsilon S}{W}$ , où  $\varepsilon$  est la permittivité absolue du semiconducteur ( $\varepsilon = \varepsilon_{SC} \cdot \varepsilon_0$ ) et  $S$  la surface de la jonction
- capacité de diffusion :  $C_d = \frac{q^2}{2kT} (p_n L_p + n_p L_n) e^{qV/kT}$ , où  $p_n$  est la densité de trous dans la région de type N,  $n_p$  la densité d'électrons dans la région de type P,  $L_p$  et  $L_n$  respectivement les longueurs de diffusion des trous dans la région de type N et des électrons dans celle de type P.

Nous prendrons aussi en compte une résistance de shunt  $R_{sh}$  permettant de modéliser le courant de fuite, ainsi que la résistance interne de la diode  $R_d$ .

Nous pouvons donc définir le schéma équivalent de la diode sous éclairage comme :

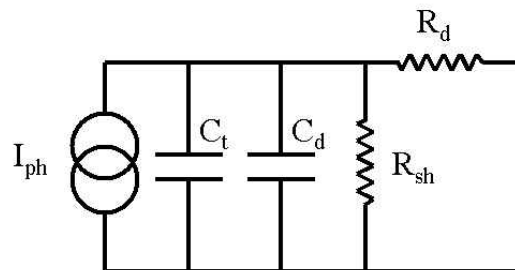


Figure 1-13 : Schéma équivalent d'une diode illuminée

Le courant noté  $I_{ph}$  représente le photocourant, c'est à dire l'apport de courant dans la diode dû à l'éclairement. Ce courant est un courant inverse dans la diode. Le courant direct  $I_{diode}$  dans la diode est donnée par l'équation :

$$I_{diode} = I_S \left( e^{qV/kT} - 1 \right) - I_{ph} \quad \text{Equation 1-9}$$

### 3.3.2.3 Le cas du circuit intégré

Le circuit intégré est constitué d'éléments métalliques, de polysilicium et de diffusions de dopants. Chaque diffusion de dopant se traduit par la présence d'un champ électrique, un photocourant est donc généré quand le laser est focalisé au niveau de chacune d'elle. L'analyse de ce photocourant délivre des informations sur l'emplacement et les caractéristiques de toutes les diffusions. Dans le cas où un défaut est localisé au niveau d'une jonction, suite au claquage de celle-ci par exemple, le photocourant induit au niveau dudit défaut sera altéré par rapport à celui généré au niveau de la jonction intacte. Cette hypothèse sera explicitée en détail au chapitre 2.

L'emplacement de la jonction « illuminée » dans le circuit joue aussi un rôle important. En effet, le courant induit par l'onde laser au niveau de la jonction doit pouvoir emprunter un chemin jusqu'au système de détection. Dans le cas où il n'existe pas de chemin possible, aucun courant n'est mesuré, et il est alors impossible de localiser un éventuel défaut. Ceci peut constituer une limitation quant à l'utilisation des techniques SPL sur des circuits complexes (VLSI : « Very Large Scale Integration »).

### 3.3.3 Les différentes approches

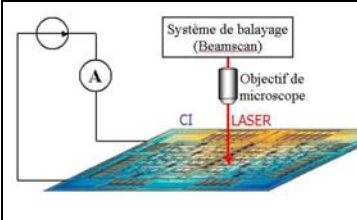
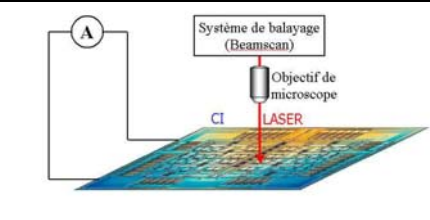
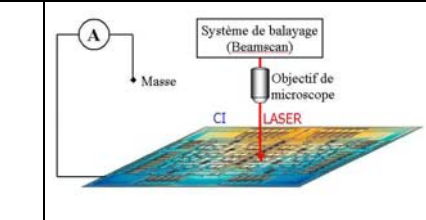
Le courant généré au niveau des jonctions du circuit intégré peut être exploité de différentes manières. Nous distinguerons différentes méthodologies, suivant le mode de mesure de la perturbation ou les données analysées.

#### 3.3.3.1 Méthodes OBIC

La première approche possible consiste à mesurer directement le photocourant induit dans le circuit. Cette approche dénommée OBIC (« Optical Beam Induced Current ») nécessite d'utiliser une instrumentation adaptée à la mesure de faibles courants. Le courant est induit par l'onde laser au niveau des jonctions du circuit intégré. La mesure peut se faire suivant plusieurs modes opératoires :

- Mode OBIC : le circuit est placé dans sa configuration défailante et le courant excédentaire est mesuré dans les lignes d'alimentation. Cette configuration est relativement simple à mettre en œuvre, mais le circuit étant placé dans sa configuration défailante, le défaut risque de s'altérer, la pièce défailante étant alors inutilisable. Nous verrons plus loin les alternatives possibles pour pallier cette limitation.
- Mode OBIC non polarisé ou NBOBIC (« Non Biased OBIC ») : le courant dans les lignes d'alimentation est mesuré, le circuit n'étant pas alimenté. Seul le photocourant induit par l'onde laser est alors pris en compte. Les courants mesurés étant en général très faible, il est nécessaire d'utiliser une instrumentation à fort gain et un amplificateur faible bruit.
- Mode SCOBIC : une seule broche du circuit est connectée au système de détection. Ce mode présente l'avantage de pouvoir sélectionner les jonctions observées. Le courant est induit grâce aux capacités parasites du circuit, par rebouclage vers la masse.

Les différents modes sont résumés dans le tableau suivant :

		
Circuit alimenté	Circuit non alimenté	Circuit non alimenté
2 broches connectées	2 broches connectées	1 broche connectée
OBIC	NBOBIC	SCOBIC

*Tableau 1-3 : Les approches OBIC, système de détection*

### 3.3.3.2 Méthode LIVA

Le principe de la technique LIVA (« Light Induced Voltage Alteration ») consiste à mesurer les variations de tension d'alimentation induites par la pompe laser, tandis que le courant d'alimentation est maintenu constant [BAR99, COL94]. Ces variations de tension se produisent quand les courants de recombinaison des photo-porteurs augmentent ou diminuent la consommation du circuit en terme de puissance.

Dans ce mode de test, le circuit se comporte comme son propre amplificateur courant-tension, si bien qu'il peut générer un signal électrique plus important que dans le cas des

méthodes OBIC. Ceci est en partie dû à la différence d'échelle entre tensions et courants. Le signal LIVA est de fait plus simple à mesurer que le signal OBIC.

Un circuit sous test, selon qu'il présente ou non des défauts, peut en pratique générer un signal LIVA dont l'amplitude varie du simple au quadruple. Deux types de mécanismes peuvent provoquer de telles variations : d'une part, le défaut peut amplifier les effets des photo-courants normaux, en modifiant la consommation des éléments du circuit connectés à la région défectueuse ; d'autre part, comparativement aux zones saines du circuit, la région défectueuse peut être le siège d'une recombinaison de porteurs très élevée.

### 3.3.3.3 Détection d'états logiques

La détection d'états logiques internes dans un circuit intégré est une technique basée sur l'induction de photocourants à l'aide d'un faisceau laser.

Pour un circuit réalisé en technologie NMOS, PMOS ou CMOS, une telle détection est fondée sur un résultat expérimental maintes fois établi. Un inverseur dont l'une de ses jonctions drain-substrat est photo-excitée par un faisceau laser, voit ou non apparaître un photocourant additionnel dans ses lignes d'alimentation, selon que le transistor illuminé est respectivement bloqué ou passant [BER89, BER92, FOU90, FOU92, FRI90, HEN84, HEN84(2), LAP96, SAW76, STA92]. L'état logique de l'inverseur est donc déterminé en détectant la présence ou l'absence de photocourant (cf. tableau 1-4).

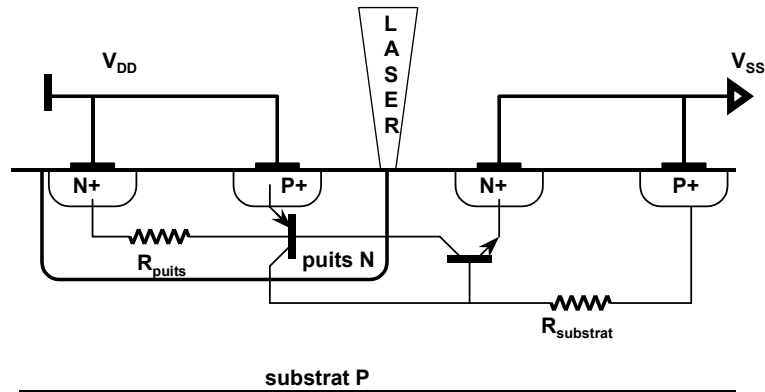
	Illumination de la jonction drain-substrat du transistor NMOS.	Illumination de la jonction drain-substrat du transistor PMOS.
Détection d'un photocourant.	Sortie de l'inverseur à l'état logique haut.	Sortie de l'inverseur à l'état logique bas.
Non détection d'un photocourant.	Sortie de l'inverseur à l'état logique bas.	Sortie de l'inverseur à l'état logique haut.

*Tableau 1-4 : Analyse de l'état logique d'un inverseur CMOS par illumination d'une de ses jonctions drain-substrat.*

Il convient de noter qu'une telle analyse peut aussi être entreprise sur des circuits intégrés du type ECL [BER90, BER91, STA92] ou du type TTL [HEN84]. En effet, comme dans le cas des circuits MOS, les jonctions PN dont la polarisation est inverse peuvent être repérées grâce au photocourant qui les traverse.

### 3.3.3.4 Latch-up induit par faisceau laser

Un circuit réalisé dans une technologie CMOS présente des structures parasites qui s'apparentent à des thyristors connectés entre les broches d'alimentation (cf. figure 1-14). Photo-excités par le faisceau laser, ces thyristors - normalement bloqués - peuvent entrer en conduction, si bien que les broches d'alimentation sont court-circuitées [AU87, FOU90, FOU93, FRI88], ce phénomène pouvant alors entraîner la destruction de l'échantillon testé.



*Figure 1-14 : Illumination d'une structure CMOS présentant un thyristor parasite.*

Lorsque l'échantillon sous test voit un courant très élevé apparaître dans ses broches d'alimentation, le point d'impact du faisceau laser est mémorisé. Pour éviter qu'il ne soit détruit, le circuit cesse d'être alimenté quand un tel point de latch-up est détecté au cours du balayage. Cette procédure se prête à une automatisation, qui permet de cartographier aisément les zones sensibles au latch-up induit par un faisceau laser. Constaté sur le plan expérimental [FOU90, FOU93] et confirmé par des simulations physiques bidimensionnelles [FOU95(2)], un phénomène pouvant en pratique se révéler gênant convient d'être signalé : pour qu'une onde laser induise un latch-up dans une région donnée d'un circuit intégré, sa puissance doit être supérieure à un seuil qui peut dépendre de l'état logique de la structure photo-excitée.

En pratique, cette technique OBIC présente un grand intérêt, dans la mesure où les moyens d'évaluer la sensibilité des circuits intégrés au phénomène de latch-up sont peu nombreux. Toutefois, latch-up induit par faisceau laser et latch-up induit électriquement ne sont pas nécessairement équivalents. Comme l'expérience semble généralement le montrer, le second phénomène implique le premier, tandis que la réciproque n'est pas toujours vraie. C'est pourquoi, un circuit intégré durci au premier phénomène est fortement susceptible d'être insensible au second dans ses conditions normales d'utilisation.

La localisation de zones sensibles au phénomène de latch-up revêt une importance particulière dans le cadre de l'analyse de défaillance. En effet, ces zones sensibles sont

susceptibles de révéler des faiblesses de conception ou de fabrication du circuit. Ce type de test, tout d'abord utilisé pour tester la sensibilité des circuits aux environnements radiatifs en vue d'applications spatiales peut donc être tout aussi utile dans un laboratoire d'analyse de défaillances.

#### 3.3.4 Conclusion

Il existe un grand nombre de techniques pompes permettant la localisation de défauts dans les circuits intégrés. Nous avons vu que le choix de la longueur d'onde utilisée pour le test oriente l'utilisateur vers des techniques de type photothermiques ou photoélectriques. Les techniques de Stimulation Thermique Laser sont à l'heure actuelle plus matures que les techniques de Stimulation Photoélectrique Laser. Dans tous les cas, la possibilité de mener des études en illuminant la face arrière du circuit intégré est réalisable. Ce type de techniques "face arrière" est primordial pour relever les défis que représentent l'analyse de circuits intégrés complexes comportant de nombreux niveaux de métallisation. Ces techniques ne sauraient toutefois être mises en place sans un choix approprié de la longueur d'onde

Les techniques SPL et STL apparaissent complémentaires. Rappelons que la technique SPL est basée sur l'effet photoélectrique, elle ne permet de localiser des défauts qu'au voisinage d'une jonction donc principalement dans les semiconducteurs. Les techniques STL permettent de localiser des défauts, qui induisent des variations anormales de résistance électrique dans les métaux, les semiconducteurs polycristallins et les semiconducteurs fortement dopés. Comme nous le verrons au chapitre 4, la combinaison de ces deux techniques peut conduire à une localisation et une identification du défaut sans forcément mener une analyse physico-chimique.

### **3.4 L'apport de la face arrière**

#### 3.4.1 Introduction

La complexité croissante des circuits, liée à l'augmentation de la densité métallique en surface (« metal filling », « dummy cells », plus grand nombre de niveaux de métaux...), ainsi qu'à l'apparition de nouvelles méthodes d'encapsulation (« flip-chip », « lead on chip »...) rend leurs zones actives de moins en moins accessibles au faisceau laser (voir exemple figure 1-14) [HEI92]. Il est donc nécessaire de développer des méthodologies qui consistent à atteindre les zones actives à travers un substrat préalablement aminci, après ouverture du boîtier. L'objet de cette partie est d'introduire le principe ainsi que les avantages des tests laser par la face arrière [ITO98].



Figure 1-15 : Boîtier BGA monté en Flip-Chip (gauche) et mémoire DRAM monté en Lead On Chip (droite)

### 3.4.2 Préparation d'échantillons

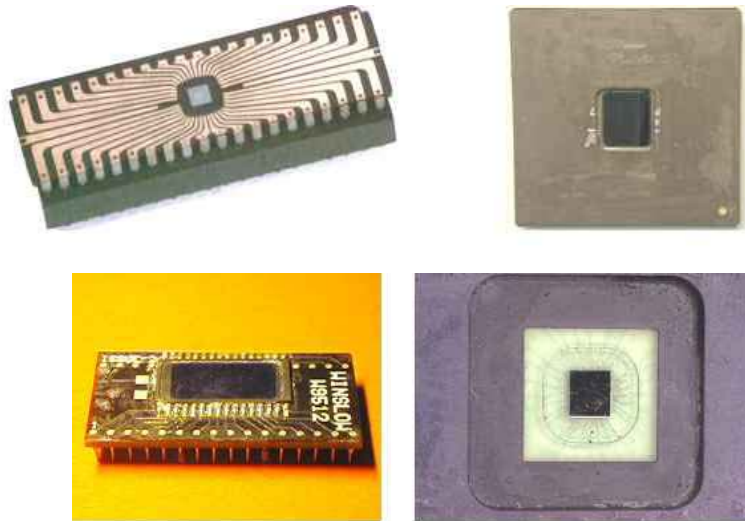


Figure 1-16 : En haut : Polissage d'un circuit à boîtier plastique DIL (à gauche) et d'un circuit flip – chip céramique (à droite). En bas : Préparation par la face arrière à l'aide d'une microrectifieuse d'un boîtier plastique TSOP (gauche) et d'un boîtier céramique DIL (droite).

La préparation du circuit en vue du test par la face arrière consiste à ouvrir le boîtier pour atteindre l'embase du circuit, à ouvrir l'embase métallique (« die-paddle ») pour atteindre le substrat, à amincir le substrat en contrôlant précisément la profondeur et enfin à polir, avec une qualité optique, la surface du substrat, le tout sans altérer la fonctionnalité du circuit. Des techniques de préparation mécaniques ont été récemment développées. Citons le polissage et l'utilisation d'une micro-rectifieuse notamment. La technique d'ablation laser femto-seconde est aussi en cours de développement [BEA00, KON96, LIU97]. Cette technique présente l'avantage de ne pas provoquer d'échauffement de l'échantillon, celui-ci ne risquant ainsi aucune dégradation durant la préparation. La qualité de l'état de surface

n'est cependant pas encore satisfaisante. Des images de circuits préparés à l'aide de ces deux techniques sont présentées figure 1-16.

Citons aussi les techniques chimiques, qui, en raison de leur sélectivité et de l'aspect isotrope de l'attaque paraissent particulièrement adaptées à l'amincissement et au polissage du silicium. Cependant, l'ouverture des boîtiers plastiques utilisant ces techniques nécessite l'usage d'un mélange d'acides très agressifs et peu sélectifs. Ce procédé de décapsulation est donc difficilement contrôlable. De plus, sur certains boîtiers, comme les TSOP (« Thin Single Outline Package ») ou les CSP (« Chip Scaled Package »), les broches risquent d'être attaquées.

### 3.4.3 Transposition face avant/face arrière

Dans le cas des méthodes de stimulation thermique laser, la transposition de la face avant à la face arrière est triviale. En effet, on utilise pour ce type de test des longueurs d'onde supérieure à  $1,1\mu\text{m}$ . Comme nous l'avons vu précédemment, l'absorption optique dans le silicium pour cette gamme de longueur d'onde est relativement faible [DAS55], sauf dans le cas de forts dopages. Les substrats des circuits VLSI entrent toutefois dans cette catégorie, en vertu du fort dopage du substrat utilisé. Il est donc nécessaire d'optimiser la longueur d'onde et l'épaisseur de substrat afin que la puissance optique transmise au niveau des zones actives (les éléments métallique et polysilicium dans ce cas) soit assez importante pour induire un échauffement significatif.

Dans le cas des méthodes de Stimulation Photoélectrique Laser, la longueur d'onde utilisée se situe dans une gamme inférieure à  $1,1\mu\text{m}$ . La transposition de ces méthodes à la face arrière s'avère donc plus complexe. En effet, il est nécessaire de trouver un compromis entre la pénétration du faisceau et le taux de génération de photoporteurs au niveau des zones actives (à savoir à proximité de la surface du circuit intégré).

L'objet de cette partie est de préciser les mécanismes d'absorption dans le silicium, afin de définir les paramètres permettant de répondre aux besoins du test par la face arrière.

Comme on l'a vu précédemment (3.3.2.1), le taux de génération de photoporteurs dépend de l'absorption optique, du coefficient de réflexion à l'interface air-silicium et du flux de photons incidents. De plus, ce taux décroît exponentiellement en fonction de la profondeur dans le silicium. Pour mener à bien des analyses par la face arrière, il convient d'optimiser le taux de génération de photoporteurs à une profondeur donnée (correspondant à l'épaisseur du substrat). Le coefficient d'absorption doit donc être suffisamment faible pour qu'à la profondeur donnée, la génération soit significative. Cependant, si ce coefficient est trop



faible, la photogénération sera faible elle aussi. Un compromis entre la profondeur de pénétration du faisceau et la photogénération doit donc être trouvé. Le coefficient d'absorption optique suit la loi empirique suivante :

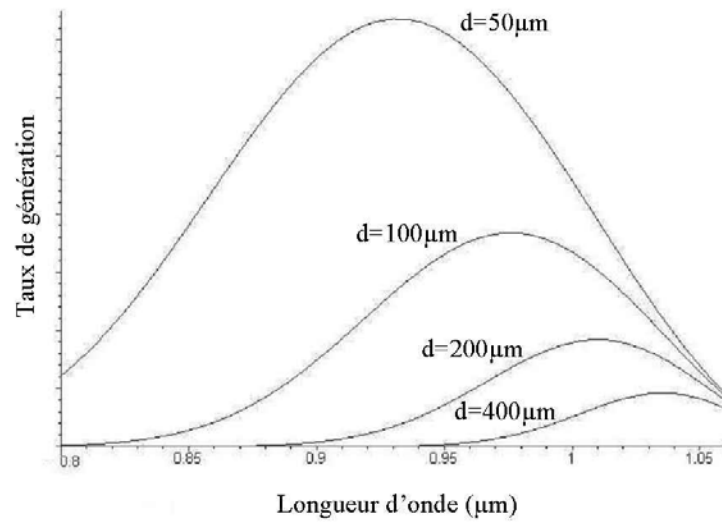
$$\alpha(\lambda[\mu m]) = \left( \frac{85.015}{\lambda} - 77.104 \right)^2 [cm^{-1}] \quad \text{Equation 1-10}$$

Cette équation est valable pour  $0.8\mu m \leq \lambda < 1.06\mu m$ .

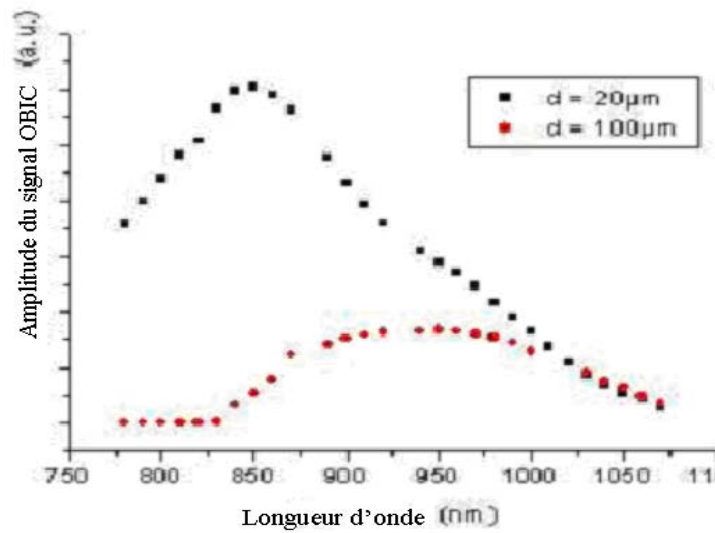
En reportant cette équation dans l'expression du taux de génération (équation 1-7), nous obtenons les courbes de la figure 1-16. Afin de confirmer ces courbes analytiques, des simulations numériques ont été mises en jeu. Un inverseur logique en technologie CMOS a été implanté en utilisant les paramètres du design kit AMS 0.8 $\mu$ m BiCMOS. La modélisation prend en compte l'éclairement du drain du transistor NMOS par un faisceau laser impulsionnel, le circuit n'étant pas polarisé. Le maximum du transitoire de courant sur la masse du circuit est ensuite relevé en fonction de la longueur d'onde. Les résultats sont présentés figure 1-17.

Il apparaît donc dans les deux cas que pour une épaisseur de substrat donnée, il existe une longueur d'onde optimale, donnant une réponse OBIC maximale. Une discussion approfondie sur l'optimisation des paramètres optiques pour les tests face arrière sera menée dans le second chapitre.

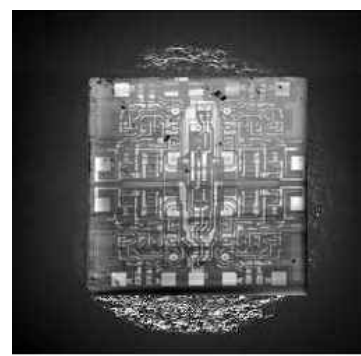
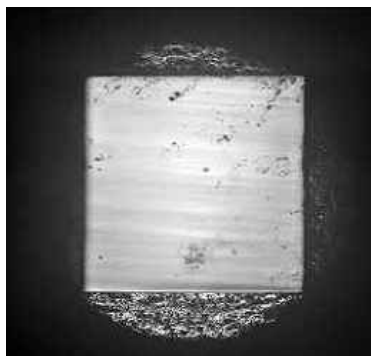
La figure 1-18 présente une image en réflectométrie laser infrarouge d'un circuit intégré. Une des images est obtenue avec une longueur d'onde de 800nm, l'autre avec une longueur d'onde de 1300nm. Cette dernière révèle la totalité des pistes métalliques se trouvant en surface du circuit.



*Figure 1-17 : Taux de génération de porteurs suivant la longueur d'onde et l'épaisseur de substrat*



*Figure 1-18 : Réponse OBIC face arrière en fonction de la longueur d'onde et de la profondeur de substrat*



*Figure 1-19 : Image d'un circuit LM124 par la face arrière en microscopie laser utilisant une longueur d'onde de 800nm (gauche) et 1.3μm (droite)*

Nous effectuerons donc facilement des cartographies en stimulation thermique laser par la face arrière avec une longueur d'onde de 1300nm.

Dans tous les cas, il est nécessaire de préparer l'échantillon afin de pouvoir mener les tests par la face arrière (au moins ouverture et polissage).

### **3.5 Conclusion**

Des méthodes de préparation d'échantillons ont été présentées. La transposition face avant/face arrière était possible pour les techniques de stimulation thermique, ainsi que, moyennant quelques précautions, pour les techniques de stimulation photoélectrique laser. Cette transposition est particulièrement importante dans la mesure où la face active des composants est de moins en moins accessible. Afin de compléter cet état de l'art, il convient de traiter de l'apport d'un faisceau laser impulsionnel aux techniques présentées jusqu'à présent. C'est l'objet de la partie suivante.

## **4 APPORT DE L'UTILISATION D'UN LASER IMPULSIONNEL**

Les méthodologies présentées jusqu'ici peuvent être mise en œuvre avec une source laser continue, et le circuit sous test fonctionne généralement en mode statique. De nouvelles méthodologies utilisant un laser impulsionnel et/ou le circuit sous test en mode dynamique sont en cours de développement. Un laser impulsionnel peut délivrer des impulsions lumineuses ultracourtes dont la durée peut varier jusqu'à une valeur de l'ordre de la dizaine de femtosecondes. L'utilisation de ces impulsions lumineuses permet de générer une quantité de paires électron-trou limitée dans l'échantillon. Si la fréquence de répétition des impulsions est réglée de manière appropriée, le circuit évacue toutes les charges en excès avant de recevoir l'impulsion suivante. Le phénomène de saturation est ainsi évité. L'intérêt de l'utilisation d'un laser impulsionnel est donc de générer dans le circuit des transitoires de tension ou de courant relativement courts.

Notons que si l'apport de photons durant l'impulsion est suffisant, un phénomène d'absorption de deux photons est observé. Ce phénomène se produit lorsque deux photons d'énergie inférieure à celle du gap, mais supérieure à la moitié de cette dernière ( $E_{\text{Gap}}/2 \leq E_{\text{ph}} < E_{\text{Gap}}$ ), arrivent au même instant sur l'échantillon. La probabilité de cette occurrence est très faible, cependant, si la concentration de photons incidents est très importante, ce phénomène devient décelable. Notons aussi que les porteurs générés sont

exclusivement localisés dans le plan focal, c'est à dire au niveau du « beam-waist » du faisceau. Cette propriété est singulièrement intéressante dans le cadre de la localisation de défauts se situant dans la profondeur du circuit et pourrait conduire au développement de nouveaux équipements de test très performant

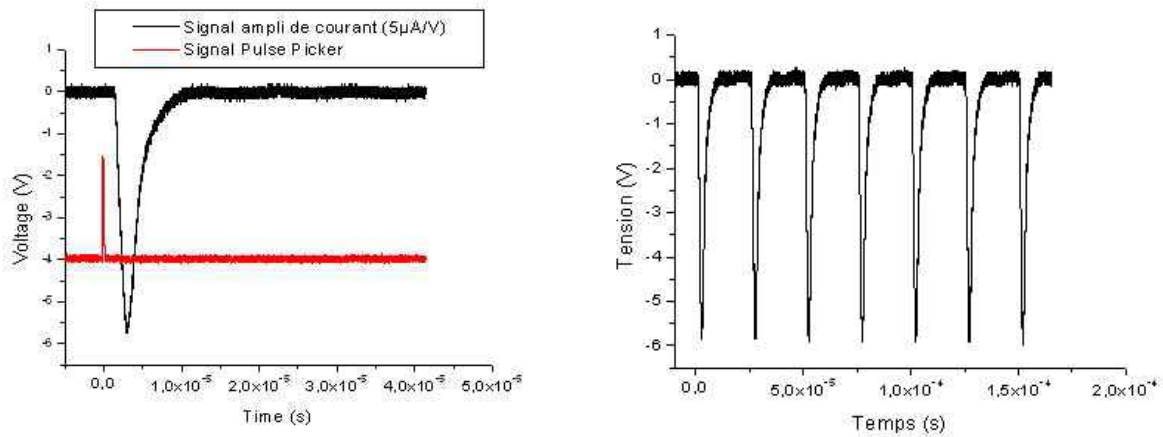
Les techniques de tests utilisant des sources laser impulsionnelles apportent de nombreuses informations supplémentaires quant au mode de défaillance du circuit. Trois approches sont possibles dans ce contexte :

- le circuit sous test fonctionne en régime statique, la source laser est impulsionnelle,
- le circuit sous test fonctionne en régime dynamique, la source laser est continue,
- le circuit sous test fonctionne en régime dynamique, la source laser est impulsionnelle.

#### **4.1 Circuit en mode statique, laser impulsionnel**

Dans cette approche le circuit est polarisé dans son mode défaillant, ou un de ces modes défaillants, le laser utilisé pour le test est un laser impulsionnel. Des impulsions lumineuses éclairent le circuit à une fréquence donnée [BEL02(2)]. La figure 1-19 présente la réponse expérimentale d'une diode à une impulsion laser obtenue sur le banc laser du laboratoire IXL qui sera décrit au chapitre 3. Le signal en rouge correspond au signal de déclenchement des impulsions laser. Il donne l'instant d'arrivée de l'impulsion lumineuse sur le circuit, moyennant le délai introduit par le chemin optique entre la source laser et le circuit et le système électronique pilotant le déclenchement de l'impulsion laser.

L'intérêt de l'utilisation de cette méthode, outre le fait que l'énergie moyenne déposée sur l'échantillon est relativement faible, réside dans le fait qu'on peut utiliser une détection synchrone afin d'augmenter de manière significative la sensibilité du dispositif. Le schéma de principe du détecteur est présenté figure 1-21.



*Figure 1-20 : Allure du signal OBIC obtenu sur une diode. A gauche, signal de déclenchement du laser en rouge et signal SPL en noir. A droite, signal SPL avec une fréquence de répétition du laser de 40kHz*

Soit un signal périodique  $S_m(t)$  de période  $T$ . Ce signal peut se décomposer en série de Fourier selon :

$$S_m(t) = \sum_i A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \quad \text{Equation 1-11}$$

Avec  $\omega_i = i \frac{2\pi}{T}$ .

Si ce signal est multiplié à un signal sinusoïdal de pulsation  $\omega_0$ ,  $S_r(t) = B_0 \sin(\omega_0 t)$ , nous obtenons :

$$S(t) = \sum_i A_i B_0 \sin(\omega_i t + \varphi_i) \cdot \sin(\omega_0 t) \quad \text{Equation 1-12}$$

D'où il vient :

$$S(t) = \sum_i \frac{A_i B}{2} (\cos((\omega_0 - \omega_i)t - \varphi_i) - \cos((\omega_0 + \omega_i)t + \varphi_i)) \quad \text{Equation 1-13}$$

Si un filtre passe bas sélectif est appliqué à ce signal, il reste :

$$S_1(t) = \frac{A_0 B}{2} \cos(-\varphi_0) \quad \text{Equation 1-14}$$

Si la même opération est réalisée en déphasant le signal de référence de  $\frac{\pi}{2}$ , il vient alors :

$$S_2(t) = \frac{A_0 B}{2} \sin(-\varphi_0)$$

Equation 1-15

En mettant chaque terme au carré et en les additionnant, un terme proportionnel au carré de l'amplitude de la fondamentale du signal à mesurer est obtenue. En faisant le rapport des deux termes, la tangente de la phase de la fondamentale de ce même signal est obtenue.

L'amplitude et la phase de la composante fondamentale du signal à mesurer peuvent donc être extraites à partir de  $S_1$  et  $S_2$ .

Les figures 1.21 et 1-22 illustre le fonctionnement du détecteur. Un signal d'entrée composé de trois composantes sinusoïdales (50HZ, 30Hz, 10Hz) et de bruit blanc est multiplié par un signal de référence sinusoïdal de fréquence 50Hz. La densité spectrale du signal résultant est tracée.

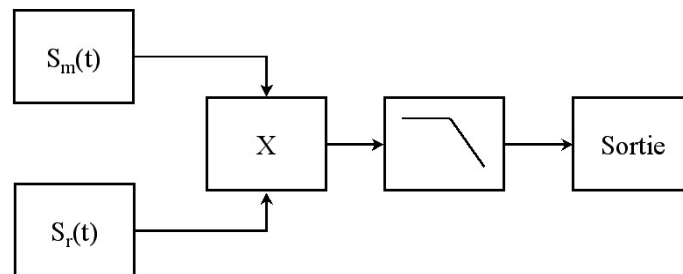
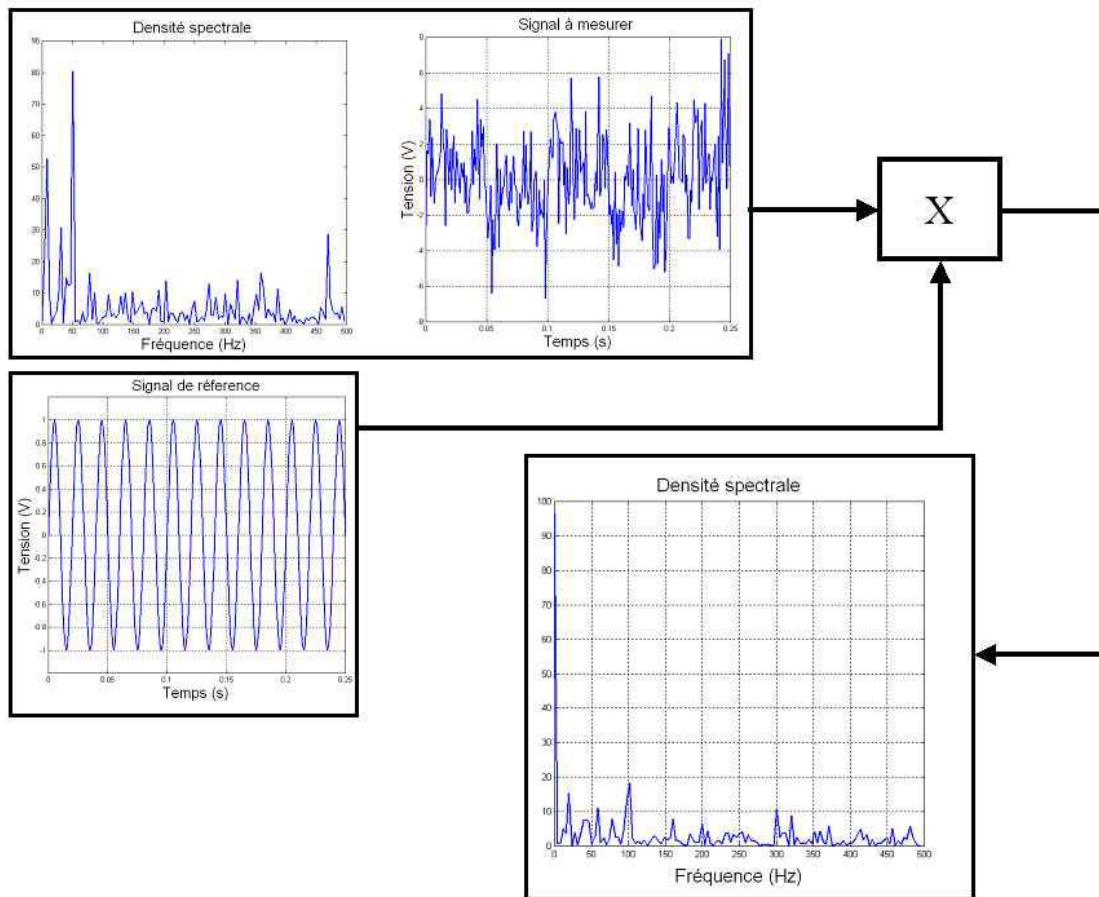


Figure 1-21 : Schéma de principe du détecteur synchrone



*Figure 1-22 : Illustration du fonctionnement d'une détection synchrone*

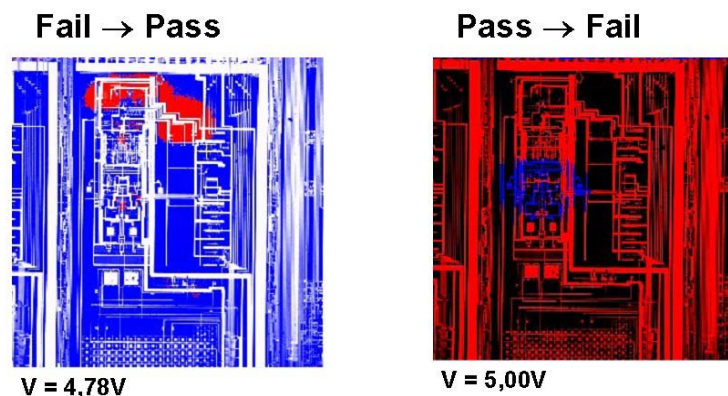
Celle-ci met en évidence une forte composante continue, qui est vecteur de l'information recherchée.

Cette méthode est connue pour obtenir un très bon rapport signal/bruit. Ceci présente un avantage certain car les courants induits par le faisceau sont en général très faibles (quelques  $\mu\text{A}$ ).

## **4.2 Circuit dynamique, laser continu**

Une autre méthode se basant sur des phénomènes dynamiques consiste à faire défiler une séquence de vecteurs de tests sur le circuit, celui-ci étant balayé continuellement par un faisceau laser. Le laser perturbe le fonctionnement dynamique du circuit. Cette technique peut être utilisée avec des tests fonctionnels dits « Pass/Fail ». Le circuit est placé en limite de fonctionnement, et à chaque point où le laser est focalisé, une séquence de vecteurs de tests est déroulée. Le paramètre analysé est alors le résultat du test Pass/Fail. La transition fonctionnel  $\rightarrow$  non fonctionnel (« Pass  $\rightarrow$  Fail ») et non fonctionnel  $\rightarrow$  fonctionnel (« Fail  $\rightarrow$  Pass ») induite par le faisceau laser est analysée. La figure 1-23 présente une illustration de ce type de test, réalisée dans le cadre de la thèse d'Abdelatif Firiti (thèse IXL-

CNES-ST Rousset en cours au moment de la rédaction de ce rapport). Il s'agit d'un microprocesseur présentant une défaillance lors du test électrique. Cette défaillance de type non fonctionnement dans une partie réduite de la zone tension-fréquence correspondant aux spécifications révèle la présence d'un défaut de conception. La zone en rouge (respectivement en bleu) sur la cartographie de gauche (respectivement de droite) permet de localiser les zones où le laser a induit une transition Fail→Pass (respectivement Pass→Fail). Une première analyse a révélé la localisation des éléments défaillants. Cependant, ces tests ont duré de l'ordre de quinze jours. L'analyse en Stimulation Photoélectrique Laser présentée ici n'a duré que quelques heures et a permis de localiser les mêmes éléments.



*Figure 1-5 : Images SPL d'un microprocesseur défaillant*

Cet exemple illustre la potentialité de ce type de méthode, qui présente de plus l'avantage d'être facilement mise en œuvre.

### **4.3 Circuit dynamique, laser impulsionnel**

Le dernier cas est celui où le circuit fonctionne en mode dynamique et est placé sous un faisceau laser impulsionnel. L'intérêt de cette méthode réside dans la résolution temporelle [LEW02(2)]. En effet, si un laser impulsionnel de durée d'impulsion de l'ordre de la picoseconde est utilisé et que celui-ci est synchronisé avec une précision de l'ordre de la nanoseconde, alors la résolution temporelle sera de l'ordre de la nanoseconde. Il est notamment particulièrement intéressant de synchroniser le faisceau laser avec les commutations du circuit. Ce type de méthode peut être utilisé pour injecter de manière dynamique des erreurs dans un circuit, afin, par exemple de valider des systèmes de corrections d'erreur aux niveaux matériel et logiciel (hardware ou software).

Une autre application résultant de l'utilisation d'un laser impulsionnel concerne la possibilité de simuler expérimentalement avec une impulsion lumineuse ultra-courte les effets d'un ion lourd dans les circuits et les systèmes électroniques. Différents dispositifs ont été



mis en place dont notamment le banc laser du Laboratoire IXL [POU00]. Ces outils sont complémentaires aux accélérateurs de particules usuellement utilisés pour évaluer la sensibilité d'un circuit intégré aux ions lourds. Contrairement aux accélérateurs de particules, ils permettent d'obtenir des informations temporelles et spatiales sur la sensibilité aux radiations ionisantes d'un circuit intégré.

## 5 CONCLUSION

Le panorama des différentes approches du test des circuits intégrés par faisceau laser a permis d'établir le fait que les méthodes basées sur la Stimulation Photoélectrique Laser présentent une grande potentialité quant à la localisation de défauts dans des circuits complexes. Cependant, il apparaît que ces méthodes ne sauraient être développées sans une étude approfondie du phénomène de photogénération et de l'influence du photocourant sur le fonctionnement du circuit. En effet, les mécanismes induits par le faisceau laser dans le circuit s'avèrent particulièrement complexes, et peuvent se traduire par des manifestations très différentes selon la position du faisceau laser sur le circuit.

Il apparaît de plus essentiel de se concentrer sur la faisabilité et la mise en œuvre d'analyses par la face arrière des circuits. Il convient donc d'étudier en détails l'interaction entre le faisceau laser et le circuit intégré, ceci afin de pouvoir analyser les résultats obtenus lors du test. En effet, les photocourants sont porteurs de nombreuses informations, tant sur l'état du circuit que sur la présence éventuelle d'une défaillance et sur les causes de celle-ci. Il est important d'étudier plus précisément la réponse dynamique d'un circuit intégré à une impulsion laser ultra-courte afin d'extraire les paramètres pertinents quant à la mise en place de procédures d'analyse de défaillance.

L'étude de la photogénération et de l'influence du photocourant sur le circuit sera menée dans le second chapitre de ce mémoire. Nous nous attacherons à dégager les différentes informations qui peuvent être extraites de la mesure du photocourant induit par une impulsion laser, ainsi qu'à la démonstration de la faisabilité d'analyses par la face arrière.

## **CHAPITRE 2**



# 1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre consacré à la modélisation de l'interaction laser/CI, nous nous intéressons plus particulièrement à la Stimulation Photoélectrique Laser. Dans ce cadre, nous souhaitons interpréter les différentes réponses à une impulsion lumineuse ultra-courte des éléments constitutifs du circuit intégré, et notamment étudier l'influence d'un défaut sur ces réponses. Nous nous attachons également à valider la transposition face avant/face arrière.

Pour cela, un modèle analytique du photocourant impulsionnel (provoqué par un apport de charge de type Dirac) dans une jonction PN semi-infinie a été développé. Une telle approche analytique n'est possible que pour des structures simples, comme la jonction PN semi-infinie et abrupte. Pour des structures plus complexes, des simulations 2D et 3D doivent être utilisées. C'est pourquoi le modèle analytique est utilisé pour valider les simulations numériques sur la jonction PN. Cela permet ensuite de traiter par simulations numériques les cas plus complexes des transistors MOS, ouvrant ainsi la voie aux cas encore plus complexes des circuits intégrés. Cette modélisation de l'interaction entre une impulsion laser et un circuit intégré a pour but de comprendre les phénomènes physiques qui se produisent dans le circuit intégré, afin de mieux exploiter les résultats expérimentaux qui sont présentés dans les chapitres 3 et 4.

Lors du premier chapitre, les apports de l'utilisation d'un laser impulsionnel a été explicité. Dans cette partie, nous avons vu que l'utilisation de ce type de faisceau permet d'utiliser notamment un système de détection synchrone. Du fait du caractère particulier de cette instrumentation, nous nous intéresserons particulièrement à l'amplitude du photocourant. En effet, la détection synchrone permet d'extraire l'amplitude de la composante fondamentale (mais aussi de chaque harmonique) du signal à mesurer, ainsi que sa phase. L'utilisation de la détection synchrone limite donc les paramètres mesurables. Toutefois, nous montrons dans ce chapitre que l'information portée par l'amplitude de la réponse en photocourant répond aux besoins des analyses menées.

## 2 CAS DE LA JONCTION PN

Afin de comprendre les phénomènes mis en jeu dans des structures complexes, il convient d'étudier précisément l'interaction entre un faisceau laser et une jonction PN. Comme il a été mentionné au premier chapitre, lorsqu'un faisceau laser éclaire une jonction PN, celle-ci est le siège d'un courant inverse (dit photocourant). Pour modéliser précisément les interactions laser/CI, les paramètres utiles du faisceau laser sont tout d'abord explicités.

Plus particulièrement, le taux de génération de charges dans le substrat est modélisé. A partir de ce paramètre, nous sommes en mesure d'étudier un modèle analytique de la réponse en courant d'une jonction abrupte semi-infinie soumise à une impulsion laser. Ce modèle est alors étendu au cas d'une diode "réaliste", c'est à dire prenant en compte les différentes structures parasites détaillées au premier chapitre. Celui-ci est alors comparé aux résultats obtenus sur une structure identique en simulations numériques. Enfin, un modèle 3D est étudié par le biais de simulations numériques uniquement. Ces simulations sont effectuées avec le logiciel ISE-TCAD.,.

## 2.1 Modèle analytique

### 2.1.1 Paramètres utiles du faisceau laser

Nous considérons dans tout ce chapitre un faisceau laser impulsionnel dont la distribution radiale est gaussienne tout comme son enveloppe temporelle. Cette hypothèse de départ est liée à l'instrumentation qui est utilisée par la suite et qui est elle-même basée sur l'utilisation de ce type de faisceau laser. L'instrumentation est détaillée précisément au chapitre 3. Le faisceau laser est entièrement défini par l'expression de son champ électrique comme suit :

$$\begin{aligned}
 E(r, z, t) = & E_0 \frac{w_0}{w(z)} \exp\left(-\frac{r^2}{w(z)^2}\right) \\
 & \times \exp\left(-i \frac{k_0 r^2}{2R(z)}\right) \\
 & \times \exp\left(i(\omega t - k_0 z + \varphi(z))\right) \\
 & \times \exp\left(-\frac{\left(t - \frac{nz}{c}\right)^2}{\tau_E^2}\right)
 \end{aligned}
 \tag{Equation 2-1}$$

avec :

$$- w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{z}{z_0}\right)^2}$$

$$- R(z) = z \left(1 + \left(\frac{z_0}{z}\right)^2\right)$$

$$- \varphi(z) = \arctan\left(\frac{z}{z_0}\right)$$

où  $r$  est la distance radiale,  $w_0$  est la demi-largeur du faisceau au col,  $z_0$  le paramètre confocal au col,  $k_0$  le vecteur d'onde au col. Le col est la valeur minimale de  $w$  qui ici est localisé en  $z = 0$ .  $c$  est la célérité de l'onde lumineuse,  $\tau_E$  la durée de l'impulsion lumineuse (largeur de l'enveloppe temporelle à mi-hauteur), et  $\omega$  la pulsation de vibration du vecteur champ électrique.  $E_0$  est l'amplitude du champ électrique en  $z = 0$ .

Dans un matériau absorbant, il convient de multiplier cette expression par  $\exp(-\alpha_m z)$  ou  $\alpha_m$  est le coefficient d'absorption optique relatif à l'amplitude du champ électrique.

Afin de pouvoir calculer le photocourant en régime impulsionnel, il convient tout d'abord de définir les hypothèses de résolution du problème. Tout d'abord, nous nous plaçons dans les conditions générales de la diffusion ambipolaire qui s'appuient sur l'hypothèse de l'électroneutralité, avec dans les zones neutres égalité en tout point des populations de porteurs libres excédentaires. Il en découle que  $n - n_0 = \Delta n = \Delta p = p - p_0$ , avec  $p$  la densité de trous,  $p_0$  la densité de trous à l'équilibre thermodynamique,  $n$  la densité d'électrons et  $n_0$  la densité d'électrons à l'équilibre thermodynamique. Les densités volumiques de porteurs libres et de porteurs libres excédentaires ont donc même gradient [MAT90]:

$$\mathbf{grad}(n) = \mathbf{grad}(p) = \mathbf{grad}(\Delta p) \quad \text{Equation 2-2}$$

Nous considérons de plus que nous nous trouvons en régime de faible injection, c'est à dire que la densité volumique de porteurs en excès joue le rôle d'infiniment petit du premier ordre [03]. Nous pouvons alors définir  $D$  le coefficient de diffusion, la mobilité  $\mu$  et la durée de vie  $\tau$  ambipolaires en régime de faible injection comme [LAP96] :

$$\begin{aligned} D &= \frac{(D_n + D_p)(n_0 + p_0)}{D_n n_0 + D_p p_0} & D &= \frac{D_n D_p (n_0 + p_0)}{D_n n_0 + D_p p_0} \\ \mu &= \frac{(\mu_p + \mu_n)(n_0 - p_0)}{n_0 \mu_n + p_0 \mu_p} & \mu &= \frac{\mu_n \mu_p (n_0 - p_0)}{D_n n_0 + D_p p_0} \\ \tau &= \left(1 + \frac{2n_i}{n_0 + p_0}\right) \tau_{n,p} & \tau &= \left(1 + \frac{2n_i}{n_0 + p_0}\right) \tau_{n,p} \end{aligned} \quad \text{Equation 2-3}$$

Avec  $D_n$  et  $D_p$  les constantes de diffusion respectives des électrons et des trous,  $\mu_n$  et  $\mu_p$  leurs mobilités respectives,  $\tau_{n,p} = \tau_n = \tau_p$  les durées de vie des électrons et des trous. Si de plus nous considérons que le vecteur densité de courant total est nul, c'est à dire qu'aucune tension extérieure n'a été appliquée au circuit (le champ électrique correspondant est nul),

alors le problème se limite à la résolution de l'équation différentielle régissant la diffusion ambipolaire, ou équation de continuité [WIL87(2)] :

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial t} = D \nabla^2 \Delta p - \frac{\Delta p}{\tau} + g \quad \text{Equation 2-4}$$

Afin de définir le taux de génération  $g$  qui apparaît dans cette équation différentielle, nous devons tout d'abord calculer le vecteur de Poynting :

$$\mathbf{P} = \frac{\mathbf{E} \wedge \mathbf{B}}{\mu} = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} E^2 \mathbf{u}_z \quad \text{Equation 2-5}$$

où  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{B}$  sont respectivement les champs électrique et magnétique associés à l'onde laser,  $\mathbf{u}_z$  est le vecteur unitaire colinéaire à la direction de propagation du champ électromagnétique,  $\mu$  et  $\varepsilon$  sont respectivement les perméabilités magnétique et électrique du matériau. La norme de la moyenne temporelle de ce vecteur, définie comme l'éclairement énergétique moyen s'écrit :

$$|\mathbf{P}| = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{E_0^2}{2} \frac{w^2(z)}{w_0^2} \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2(z)}\right) \quad |\mathbf{P}| = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{E_0^2}{2} \frac{w_0^2}{w^2(z)} \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2(z)}\right) \quad \text{Equation 2-6}$$

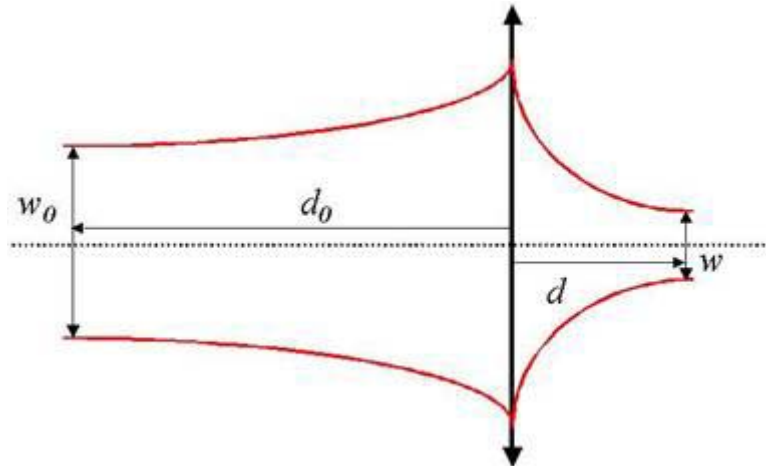
Le flux du vecteur de Poynting à travers un plan normal à la direction de propagation est égal à la puissance moyenne traversant ce même plan et vaut :

$$P_0 = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}} \frac{\pi w_0^2 E_0^2}{4} \quad \text{Equation 2-7}$$

Afin de déterminer le taux de génération, il est nécessaire de prendre en compte les conditions expérimentales. Tout d'abord, le faisceau est focalisé sur le circuit par un objectif de microscope. Celui-ci est modélisé par une lentille convergente de distance focale  $f_c$ . Le col du faisceau  $w_0$  qui a été défini plus haut, se trouvant à une distance  $d_0$  de cette lentille, il se forme un nouveau col de demi-largeur  $w$  après la lentille, à une distance  $d$  de celle-ci (figure 2-1). Nous avons :

$$\begin{aligned} d &\approx f_c \\ w &\approx \frac{w_0 f_c}{d_0} \end{aligned} \quad \text{Equation 2-8}$$

en considérant que  $d_0$  est grand devant la focale de l'objectif et le paramètre confocal  $z_0$  du faisceau. Nous noterons toutefois que le col du faisceau ne peut physiquement pas avoir une taille inférieure à  $\lambda/2$ .



*Figure 2-1 : Modélisation de l'objectif de microscope par une lentille convergente et illustration de la formation du nouveau col de faisceau  $w$*

### 2.1.2 Modèle technologique d'une diode de circuit intégré

Tout circuit intégré est généralement recouvert d'une couche d'oxyde dite de « passivation ». Le faisceau traverse cette couche avant d'atteindre les zones actives du circuit. Afin de modéliser le taux de transmission de l'onde à travers la couche d'oxyde, nous émettons plusieurs hypothèses. Tout d'abord, nous considérons que sur la distance que représente la couche d'oxyde, l'onde laser peut être considérée comme une onde plane.

$$T_{ox} = \frac{\frac{(1-R_{air})(1-R_{Si})}{(1-\sqrt{R_{air}R_{Si}})^2}}{1+4\frac{\sqrt{R_{air}R_{Si}}}{(1-\sqrt{R_{air}R_{Si}})^2}\sin^2\left(\frac{\omega n_{ox} d_{ox}}{C}\right)} \quad \text{Equation 2-9}$$

Nous considérons de plus que la couche d'oxyde peut être modélisée par une lame à faces planes parallèles. Nous nous ramenons ainsi au cas d'une onde plane pénétrant sous incidence normale dans une lame à faces planes parallèles. L'expression est obtenue lors de l'étude de l'interféromètre de Pérot-Fabry (équation 2-9).

Une valeur moyenne typique de 0,65 est couramment utilisée pour le taux de transmission  $T_{ox}$ .

Afin de calculer le taux de génération dans le circuit intégré, il est nécessaire de connaître le nombre de photons incidents sur celui-ci. Ce nombre est défini par l'éclairement photonique moyen, qui est égal à l'éclairement énergétique moyen, divisé par l'énergie d'un photon. En prenant en compte la couche d'oxyde et l'absorption optique dans le silicium, l'éclairement photonique moyen dans le silicium est défini comme:



$$\xi_{Si}(r, z) = \frac{4P_0 T_{ox}}{w^2 \hbar \omega} \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2}\right) \exp(-\alpha z) \quad \xi_{Si}(r, z) = \frac{2P_0 T_{ox}}{\pi w^2 \hbar \omega} \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2}\right) \exp(-\alpha z) \quad \text{Equation 2-10}$$

où  $\alpha$  est le coefficient d'absorption optique du matériau relatif à l'intensité lumineuse que l'on supposera indépendant du dopage. Le taux de génération est ainsi défini de la manière suivante :

$$g(r, z) = -\eta \frac{\partial \xi_{Si}}{\partial z} \quad \text{Equation 2-11}$$

où  $\eta$  est le rendement quantique élémentaire qui donne le nombre de photons absorbés créant une paire électron/trou. Celui-ci est considéré comme étant égal à 1 dans nos conditions opératoires [CHR76]. Nous avons donc :

$$g(r, z) = \frac{4\alpha}{w^2} \Phi_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2}\right) \exp(-\alpha z) \quad g(r, z) = \frac{2\alpha}{\pi w^2} \phi_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2}\right) \exp(-\alpha z) \quad \text{Equation 2-12}$$

en posant  $\Phi_0 = \frac{P_0 T_{ox}}{\hbar \omega} \phi_0 = \frac{P_0 T_{ox}}{\hbar \omega}$ . Nous pouvons donc développer l'équation 2-4, et nous obtenons l'équation différentielle suivante :

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial t} = D \left[ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial \Delta p}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \Delta p}{\partial z^2} \right] - \frac{\Delta p}{\tau} + \frac{4\alpha}{w^2} \Phi_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2}\right) \exp(-\alpha z) f(t) \quad \text{Equation 2-13}$$

$$\frac{\partial \Delta p}{\partial t} = D \left[ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial \Delta p}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \Delta p}{\partial z^2} \right] - \frac{\Delta p}{\tau} + \frac{2\alpha}{\pi w^2} \phi_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2}\right) \exp(-\alpha z) f(t)$$

la fonction  $f(t)$  représentant la dépendance temporelle du taux de génération. Nous nous bornerons à résoudre cette équation dans le cas où  $f(t)$  est une impulsion de Dirac  $\delta(t)$ . En effet, le formalisme de calcul utilisé pour résoudre l'équation différentielle est basé sur la méthode de Green. Cette méthode de résolution permet de calculer la réponse impulsionnelle du circuit, la réponse à une fonction quelconque étant ensuite calculée par une convolution avec la fonction de transfert du dispositif sous éclairage. Dans les zones neutres, nous exprimons le courant de diffusion à partir de la composante du gradient de l'excédent de porteurs normale à l'aire de la jonction :

$$i(t) = -qD \iint_A \mathbf{grad}(\Delta p) \cdot \mathbf{da} \quad \text{Equation 2-14}$$

Pour un modèle plus réaliste où les deux types de porteurs cohabitent lors de la diffusion, nous utilisons encore ici la longueur de diffusion ambipolaire :  $L = \sqrt{D\tau}$ , où  $D$  représente la constante de diffusion ambipolaire et  $\tau$  la durée de vie ambipolaire.

Nous considérons une jonction PN abrupte et semi-infinie. Le schéma de la jonction est présenté Figure 2-2.

### 2.1.3 Calcul du photocourant impulsionnel total

Afin de calculer le photocourant impulsionnel total, nous distinguons trois zones :

- la zone de charge d'espace
- la zone neutre côté cathode (zone dopée p)
- la zone neutre côté anode (zone dopée n)

Nous supposons par la suite que le niveau d'injection de photoporteurs est suffisamment faible pour que ces trois zones ne subissent aucune déformation sensible lors de leur interaction avec le faisceau laser. Le photocourant impulsionnel total est la somme des courants dans ces trois zones. Nous calculons tout d'abord le courant dans la zone de charge d'espace.

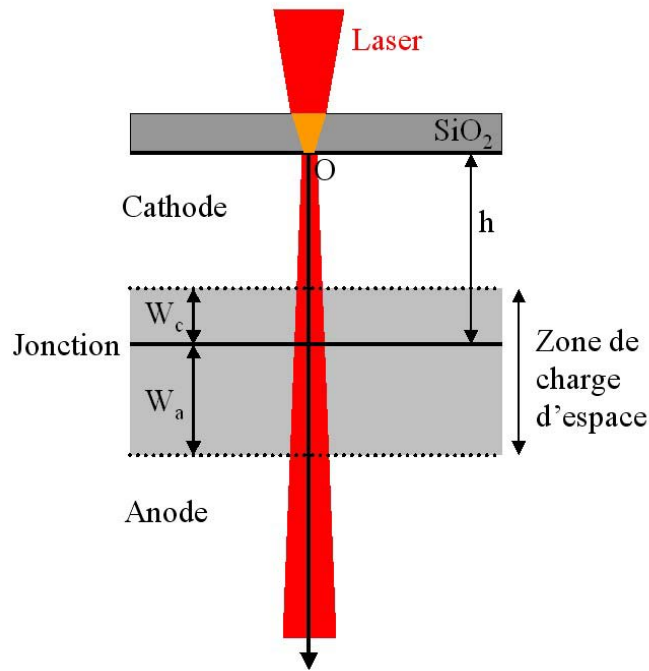
Dans cette zone, les photoporteurs sont séparés par le champ électrique. Ils sont « expulsés » à l'extérieur de cette zone en un temps de l'ordre de la picoseconde. Nous supposons donc que tous les porteurs sont évacués instantanément. Le photocourant impulsionnel se calcule donc en intégrant la concentration de porteurs excédentaires générés dans la zone de charge d'espace sur le volume de cette zone, soit :

$$\begin{aligned} i_{ZCE}(t) &= q\Phi_0 \int_{r=0}^{+\infty} \int_{z=h-W_C}^{h+W_A} g(r,z) \delta(t) 2\pi r \cdot dr \cdot dz \\ &= q\Phi_0 \exp(-\alpha h) [\exp(\alpha W_C) - \exp(-\alpha W_A)] \delta(t) \end{aligned}$$

Equation 2-15

$$\begin{aligned} i_{\delta,ZCE}(t) &= q \int_{r=0}^{\infty} \int_{z=h-W_C}^{h+W_A} g(r,z) \delta(t) 2\pi r \cdot dr \cdot dz \\ &= q\Phi_0 \exp(-\alpha h) [\exp(\alpha W_C) - \exp(\alpha W_A)] \delta(t) \end{aligned}$$

Notons que ce courant impulsionnel s'exprime naturellement en  $A.s^{-1}$ .



*Figure 2-2 : Schéma de la diode abrupte semi infinie excitée par une onde laser gaussienne*

Le courant dans la zone neutre coté cathode se calcule de manière plus complexe. En effet, celui-ci se calcule en résolvant l'équation différentielle de diffusion ambipolaire. Afin de résoudre cette équation, il est toutefois nécessaire de définir les conditions aux limites. La condition aux limites la plus générale est le transfert linéaire de porteurs excédentaires. Cette condition introduit la vitesse de recombinaison en surface, qui caractérise complètement la surface limite considérée. La définition mathématique de la condition aux limites est la suivante :

$$D \frac{\partial \Delta p}{\partial z} = v_s \Delta p \quad \text{Equation 2-16}$$

Une importance particulière est apportée à deux cas. Tout d'abord, si la vitesse de recombinaison est nulle, alors le flux de porteurs excédentaires en surface est nul, ce qui signifie qu'il n'y a pas de recombinaison en surface. A l'inverse, si la vitesse de recombinaison en surface est infinie, alors, la densité volumique de porteurs excédentaires est nulle en tout point de la surface limite. Ceci définit par exemple un contact ohmique parfait.

Dans le cas de la cathode, nous définissons une vitesse de recombinaison en surface (c'est à dire à l'interface cathode/oxyde) non nulle et finie. C'est le cas le plus complexe. Nous considérons d'autre part que la vitesse de recombinaison à l'interface de la zone de charge d'espace et de la cathode est infinie. On prendra la même hypothèse pour l'interface zone de charge d'espace/anode.

Afin de calculer la concentration de porteurs excédentaires, nous calculons la fonction de Green correspondante qui donne, à tout instant et en tout point de la structure, la réponse à toute source ponctuelle instantanée. Elle respecte deux conditions aux limites ; tout d'abord, la condition spatiale définie précédemment (eq. 2-15) ; ensuite, la condition initiale qui définit la densité volumique de porteurs excédentaires engendrée immédiatement après l'injection ponctuelle. La concentration globale de porteurs à tout instant est ensuite obtenue par intégration de la fonction de Green. Le photocourant est alors obtenu à partir de la concentration de porteurs excédentaires par l'équation 2-14.

Le photocourant impulsionnel dans la cathode est exprimé comme suit [LAP96] :

$$i_c(t) = \alpha \sqrt{D_c \tau_c} \times \sum_{m=1}^{+\infty} \frac{K_m \left( \alpha \sqrt{D_c \tau_c} + \frac{v_s}{\sqrt{D_c / \tau_c}} \right) + \left( K_m^2 + \frac{v_s^2}{D_c / \tau_c} \right) \sin \left( K_m \frac{h - W_c}{\sqrt{D_c \tau_c}} \right) \exp(\alpha(W_c - h))}{\left[ \frac{h - W_c}{D_c \tau_c} \left( K_m^2 + \frac{v_s^2}{D_c / \tau_c} \right) + \frac{v_s}{\sqrt{D_c / \tau_c}} \right] (\alpha^2 D_c \tau_c + K_m^2)} \times \left( K_m^2 + \frac{v_s^2}{D_c / \tau_c} \right) \sin \left( K_m \frac{h - W_c}{\sqrt{D_c \tau_c}} \right) \exp \left( - (1 + K_m^2) \frac{t}{\tau_c} \right)$$

Equation 2-17

$$i_{\delta,c}(t) = \frac{q \Phi_0}{\tau_c} \alpha \sqrt{D_c \tau_c} \times \sum_{m=1}^{\infty} \frac{K_m \left( \alpha \sqrt{D_c \tau_c} + \frac{v_s}{\sqrt{D_c / \tau_c}} \right) + \left( K_m^2 + \frac{v_s^2}{D_c / \tau_c} \right) \sin \left( K_m \frac{h - W_c}{\sqrt{D_c \tau_c}} \right) \exp(\alpha(W_c - h))}{\left( \frac{h - W_c}{D_c \tau_c} \left( K_m^2 + \frac{v_s^2}{D_c / \tau_c} \right) + \frac{v_s}{\sqrt{D_c / \tau_c}} \right) (\alpha^2 D_c \tau_c + K_m^2)} \times \left( K_m^2 + \frac{v_s^2}{D_c / \tau_c} \right) \sin \left( K_m \frac{h - W_c}{\sqrt{D_c \tau_c}} \right) \exp \left( - (1 + K_m^2) \frac{t}{\tau_c} \right)$$

Où les  $K_m$  sont les racines de  $\tan \left( K_m \frac{h - W_c}{\sqrt{D_c \tau_c}} \right) + \frac{K_m \sqrt{D_c / \tau_c}}{v_s}$  telles que

$\frac{(2m-1)\pi L_c}{2(h-W_c)} \leq K_m \leq \frac{m\pi L_c}{h-W_c}$ ,  $v_s$  la vitesse de recombinaison en surface,  $h$  la profondeur de la jonction,  $W_c$  la largeur de la zone de charge d'espace dans la cathode,  $W_A$  la largeur de zone de charge d'espace dans l'anode,  $\alpha$  le coefficient d'absorption optique,  $D_c, D_A$  les constantes de diffusion ambipolaires respectivement dans la cathode et dans l'anode,  $\tau_c, \tau_A$  les durées de vie ambipolaires des porteurs respectivement dans la cathode et dans l'anode.

Le calcul du photocourant dans l'anode est calculé de la même manière, mais la vitesse de recombinaison en surface est infinie, comme cela a été défini précédemment.

Le courant impulsionnel dans l'anode est ainsi donné par [LAP96] :

$$i_A(t) = \alpha \sqrt{D_A \tau_A} \frac{\exp\left(-\frac{t}{\tau_A}\right)}{\sqrt{\frac{\pi t}{\tau_A}}} \left( 1 - \alpha \sqrt{D_A \tau_A} \sqrt{\frac{\pi t}{\tau_A}} \operatorname{erfc}\left(\alpha \sqrt{D_A \tau_A} \sqrt{\frac{t}{\tau_A}}\right) \exp(\alpha^2 D_A t) \right)$$

Equation 2-18

$$i_{\delta,A}(t) = \frac{q\Phi_0}{\tau_A} \alpha \sqrt{D_A \tau_A} \frac{\exp\left(-\frac{t}{\tau_A}\right)}{\sqrt{\frac{\pi t}{\tau_A}}} \left( 1 - \alpha \sqrt{D_A \tau_A} \sqrt{\frac{\pi t}{\tau_A}} \operatorname{erfc}\left(\alpha \sqrt{D_A \tau_A} \sqrt{\frac{t}{\tau_A}}\right) \exp(\alpha^2 D_A t) \right)$$

Le photocourant impulsionnel total est alors la somme de ces trois courants :

$$i_{tot}(t) = \frac{q\Phi_0}{\tau_C} i_C(t) + \frac{q\Phi_0}{\tau_A} i_A(t) + i_{ZCE}(t)$$

Equation 2-19

$$i_{\delta,tot}(t) = i_{\delta,ZCE}(t) + i_{\delta,C}(t) + i_{\delta,A}(t)$$

Cette expression correspond à la réponse impulsionnelle d'une jonction abrupte semi-infinie. Pour obtenir le photocourant généré par une onde laser d'enveloppe temporelle gaussienne, il suffit de réaliser le produit de convolution entre le photocourant impulsionnel et l'enveloppe temporelle gaussienne. Nous obtenons finalement alors la réponse temporelle présentée figure 2-3.

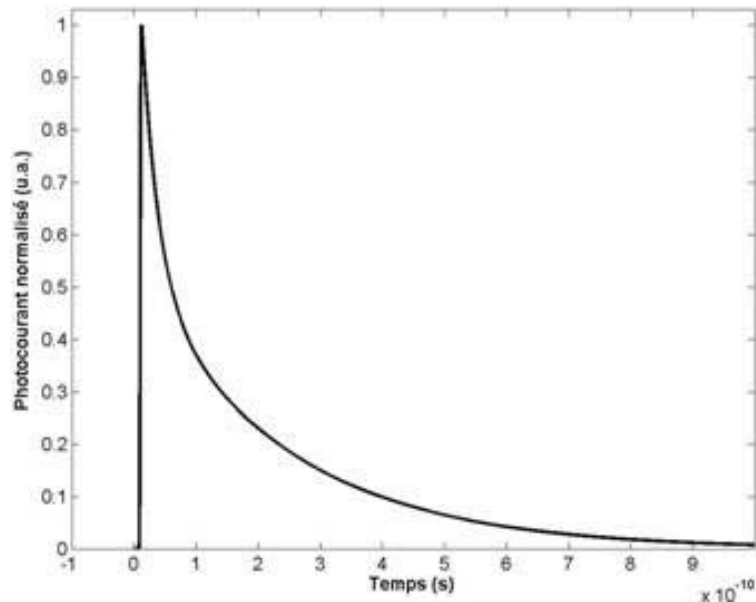


Figure 2-3 : Réponse en courant d'une jonction PN abrupte semi infinie excitée par une onde laser gaussienne

La courbe présente une composante montante très rapide. Celle-ci est due à la contribution de la zone de charge d'espace ( $i_{ZCE}(t)$ ). La courbe suit ensuite une décroissance exponentielle. Celle-ci est due aux deux autres composantes du courant en forme d'exponentielles décroissantes,  $i_C(t)$  et  $i_A(t)$ .

#### 2.1.4 Cas d'une diode réelle

Cette étude théorique apporte de nombreuses informations quant aux phénomènes de création d'un photocourant dans une jonction PN. Cependant, l'expression analytique précédente est valable pour une jonction idéale. Afin d'obtenir une réponse comparable à un cas réel, il convient donc de considérer le modèle de la jonction présenté au chapitre 1.

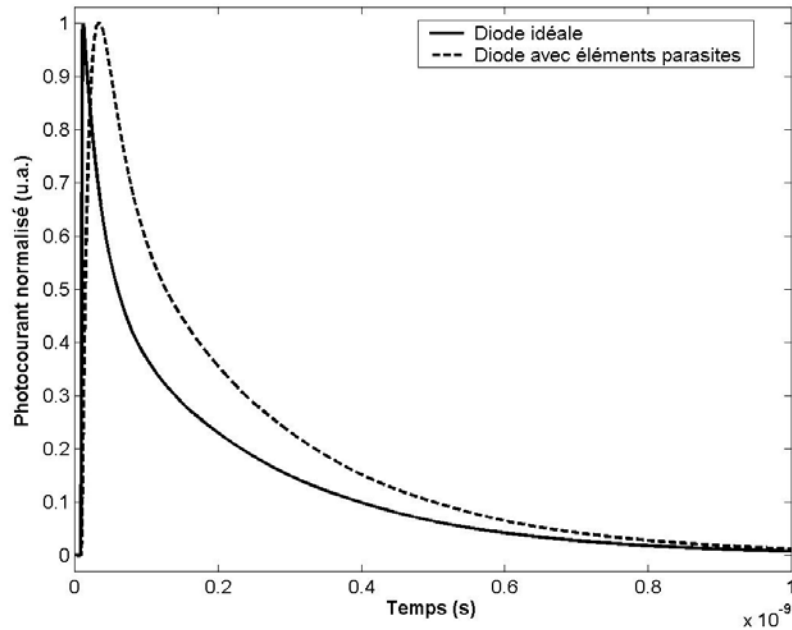
Nous considérons le cas où la jonction est fermée sur une résistance de charge  $R_{mes}$ .

L'expression du courant dans cette résistance est :

$$i_{mes}(t) = \frac{1}{(R_d + R_{mes})(C_t + C_d)} \exp\left(-\frac{1 + \frac{R_{sh}}{R_d + R_{mes}}}{R_{sh}(C_t + C_d)} t\right) \otimes_{CONV.} i_{tot}(t) \quad \text{Equation 2-20}$$

La courbe présentée figure 2-4 illustre l'influence de ces éléments parasites.

La prise en compte des éléments parasites de la diode change l'allure du photocourant. En effet, les capacités de transition et de diffusion allongent les temps de montée et de descente du courant. La mise en place de ce modèle analytique permet de calibrer les modèles de simulations numériques qui seront utilisées pour modéliser par la suite des structures plus complexes.



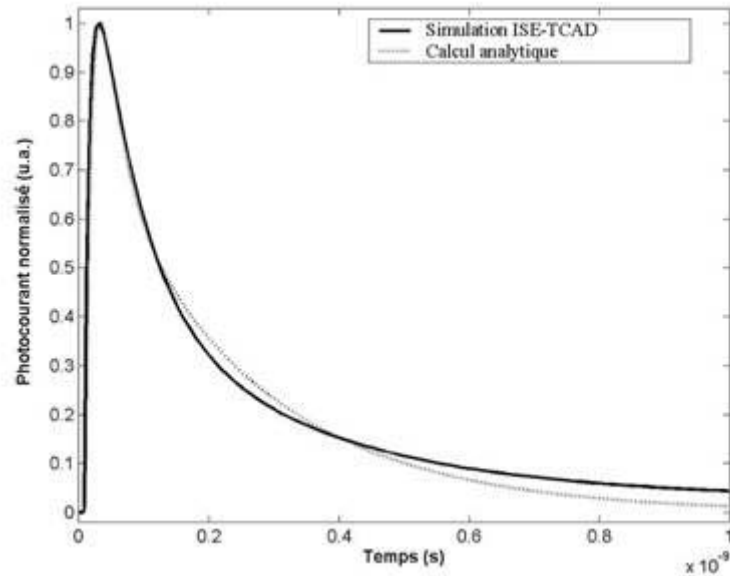
*Figure 2-4: Réponse en courant de la diode excitée par une onde laser gaussienne, prenant en compte les éléments parasites*

## **2.2 Simulations numériques**

Afin de modéliser les phénomènes mis en jeu lors de l'éclairement d'un circuit intégré par un faisceau laser gaussien, nous avons mis en place des simulations numériques. Celles-ci sont réalisées en utilisant le logiciel ISE-TCAD. Ce logiciel permet de définir une structure qui tient compte des différents profils de dopage et matériaux qui la constituent. De plus, la possibilité de modéliser l'éclairement de la structure par un faisceau laser d'enveloppe spatiale gaussienne, et d'enveloppe temporelle également gaussienne, en fait un outil puissant pour notre étude de l'interaction laser-circuit intégré.

### **2.2.1 Comparaison entre le modèle analytique et la simulation numérique**

Afin de valider les options de simulation choisies, nous modélisons une jonction abrupte en deux dimensions. La structure de celle-ci est équivalente à celle utilisée pour le modèle analytique. Les conditions sont identiques au cas utilisé pour le modèle analytique, à la différence près que la structure n'est pas semi-infinie. Pour les simulations, un barreau de silicium de 20 $\mu\text{m}$  de longueur est utilisé. Nous supposons au vue des valeurs typiques des longueurs de diffusion que cette longueur est suffisante pour se ramener au cas de la jonction semi-infinie. Le photocourant obtenu par simulation est comparé à celui établi dans l'étude analytique précédente (voir figure 2-5).



*Figure 2-5: Réponse en courant de la diode abrupte semi infinie excitée par une onde laser gaussienne, simulé et calculé*

Les caractéristiques du faisceau laser utilisé pour les simulations numériques sont identiques à celles utilisées pour le calcul analytique. Les allures des photocourants sont comparables et relativement semblables. Toutefois, notons que la pente est plus raide au départ, et plus molle ensuite pour la réponse obtenue avec ISE. Ce phénomène peut être dû à un effet de modulation de la résistivité des zones neutres. Au départ, du fait de la grande concentration de porteurs, la résistance est faible, la constante de temps liée à la capacité de la jonction est donc faible, d'où une décroissance rapide. Une fois que presque tous les photoporteurs ont disparu, la résistance est beaucoup plus grande, d'où une décroissance plus lente. Ce phénomène n'a pas été modélisé au niveau du calcul analytique. Toutefois, retenons ici que les résultats obtenus confirment les approximations faites lors du calcul analytique, et permettent de considérer comme réaliste le modèle utilisé pour les simulations.

### 2.2.2 Modélisation d'une diode substrat 3D

Afin d'être le plus proche possible d'une diode réelle, nous réalisons la modélisation d'une diode substrat en mode tridimensionnel (3D). Ce modèle 3D a été validé et ses limites pour l'analyse face arrière ont été analysées. Les profils de dopage implémentés correspondent à la technologie AMS 0,8 $\mu$ m BiCMOS, ceci afin de pouvoir comparer les résultats obtenus en simulation avec ceux de l'étude expérimentale qui est menée au chapitre 3. La structure simulée est présentée figure 2-6. L'image de gauche présente la structure complète. La zone en rouge est la diffusion N<sup>+</sup> de la cathode. La zone en bleu plus claire est la zone épitaxiale dopée P, alors que la zone bleue plus foncée est le substrat dopé P<sup>+</sup>. Nous



retrouvons ces éléments sur la figure de droite, qui montre une coupe de la structure. Celle-ci est présentée avec l'origine en bas à gauche, la structure est donc retournée par rapport à l'image de gauche.

La caractéristique électrique de la diode implémentée en mode de fonctionnement inverse est présentée figure 2-7.

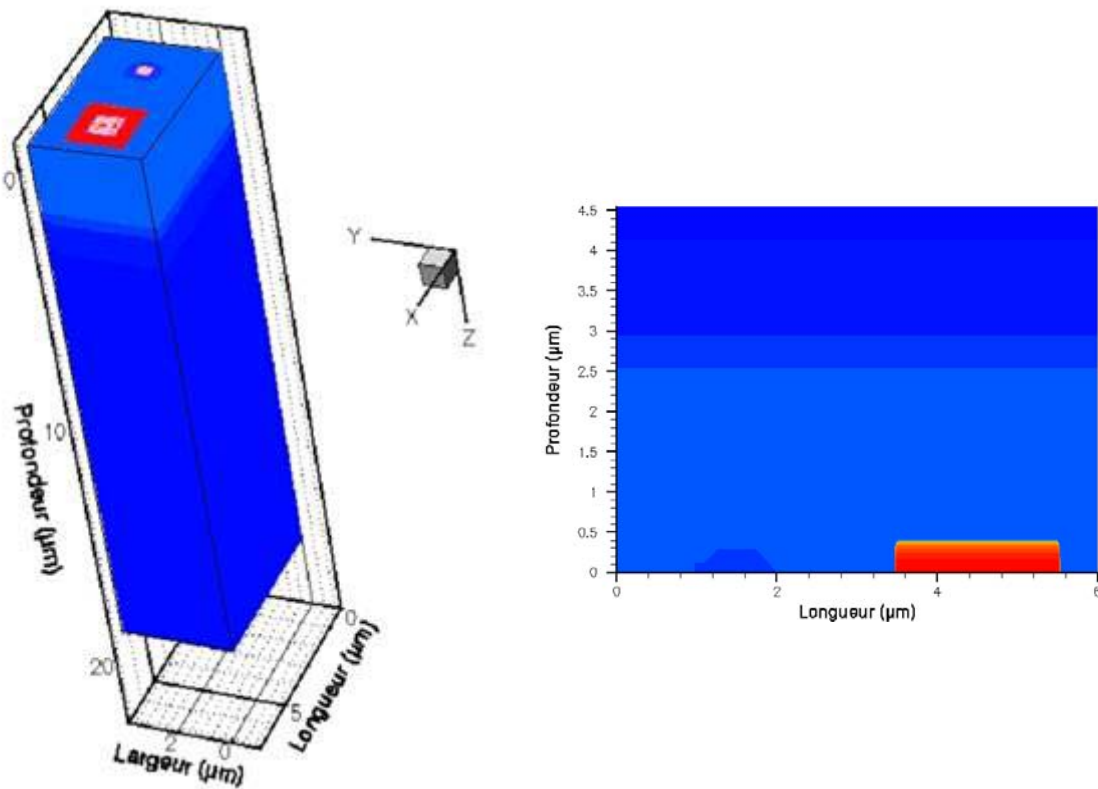
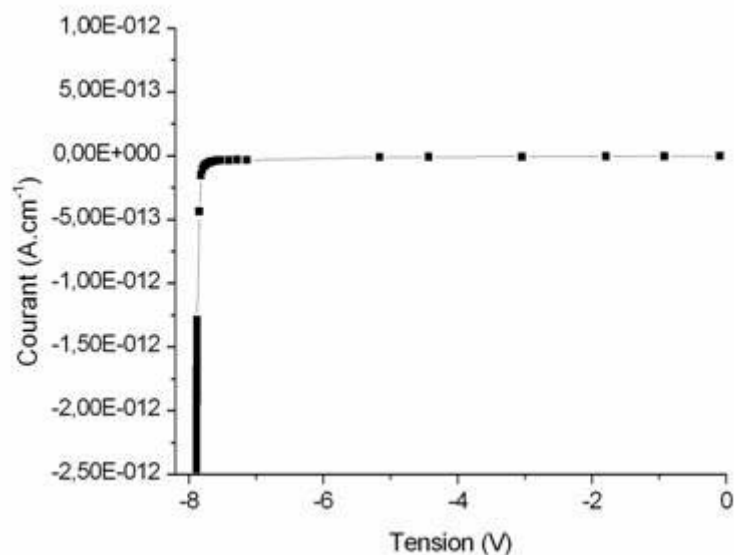


Figure 2-6 : Images de la structure de la diode substrat simulée. À gauche la structure 3D complète. À droite une coupe retournée.

La première étape consiste en la simulation de l'éclairement de la diode non alimentée (court-circuitée) par une impulsion laser de longueur d'onde 800nm, de durée d'impulsion de 1,5ps, d'énergie 500pJ, et de largeur de spot (largeur à mi-hauteur) 1μm. Ces paramètres correspondent à ceux du faisceau laser qui est utilisé aux chapitres suivants pour les réalisations expérimentales. Le faisceau est positionné en différents points de la structure et l'amplitude du courant dans l'anode et la cathode est étudiée. Les courbes correspondantes sont présentées figure 2-8. Les courbes obtenues pour l'anode et la cathode sont sensiblement différentes. Ceci s'explique par le fait que dans le cas de simulations 3D, le maillage est imparfait, et pour obtenir des durées de simulations raisonnables, un compromis entre la taille de la structure et le pas de grille du maillage doit être fait. Afin d'obtenir des résultats cohérents, il est nécessaire d'implémenter une épaisseur de substrat raisonnable (20μm dans ce cas), ce qui contraint à utiliser un pas de grille pour le maillage assez élevé. De ce fait, des

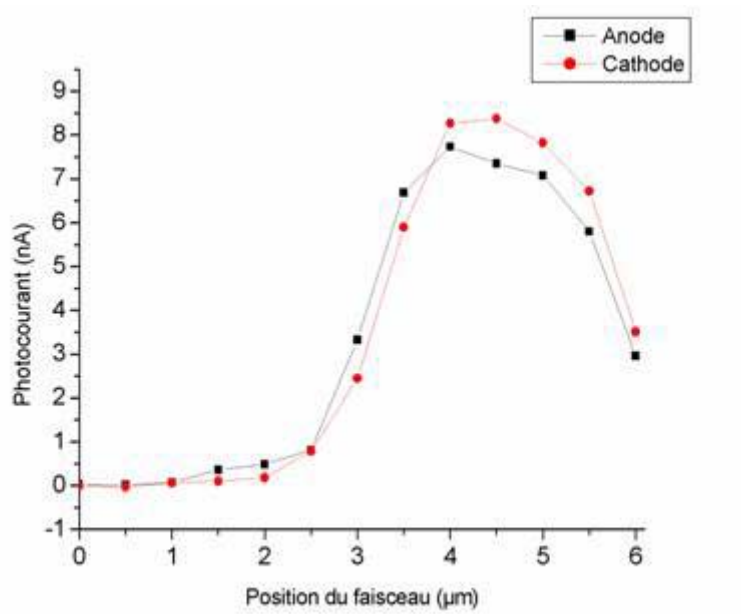
imperfections sont introduites, ce qui se traduit par une légère différence d'amplitude des photocourants sur la cathode et sur l'anode. Nous observons également un courant lorsque le laser est positionné à  $X=2\mu\text{m}$ . Pour cette position, la largeur du faisceau étant de  $1\mu\text{m}$  et la jonction étant positionnée à  $X=3,75\mu\text{m}$ , le photocourant comporte deux contributions, la distribution radiale du faisceau laser étant gaussienne des porteurs sont générés dans la zone de charge d'espace et des porteurs photogénérés hors de la zones de charges d'espace diffusent vers la zone de charge d'espace, et sont alors collectés par la jonction. Ce phénomène est observé quelle que soit la structure et peut se révéler nuisible à la lisibilité des cartographies de courant. La résolution spatiale des cartographies dépend donc de la largeur du faisceau, du pas de déplacement du faisceau par rapport au circuit et des constantes de diffusion des porteurs excédentaires.



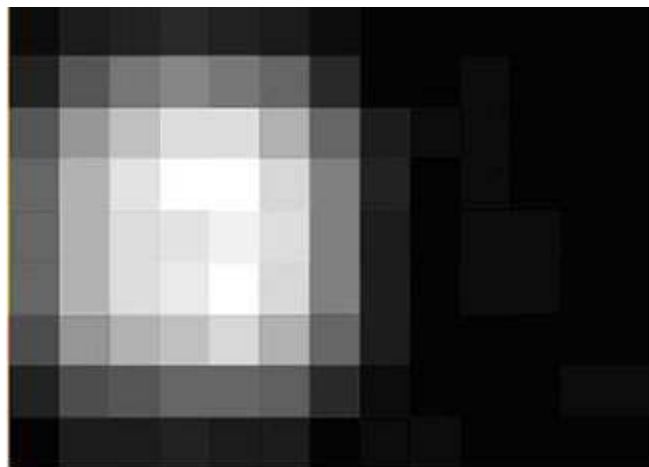
*Figure 2-7 : Caractéristique en inverse de la diode simulée*

Afin d'illustrer la réponse en courant de la structure suivant la position du faisceau laser, nous réalisons des images sur 256 niveaux de gris, le blanc correspondant au signal le plus fort, et le noir au signal le plus faible. Seule l'image de l'amplitude du photocourant sur la cathode est présentée. En effet, elle est, aux effets de bord près, identique à celle de l'amplitude du photocourant sur l'anode. Notons la présence d'une large tache gris clair sur la gauche de l'image correspondant à une forte amplitude du photocourant. Celle-ci est située à l'emplacement de la diffusion de cathode. En effet, l'amplitude maximum du photocourant est obtenue lorsque le faisceau est focalisé dans la jonction PN. Ceci permet de conclure que les techniques SPL permettent de localiser les différentes jonctions dans un circuit intégré. Cependant, nous considérons ici un cas simple. Afin de définir ce qui se produit, par exemple quand on est en présence d'un empilement de jonctions (diffusion N<sup>+</sup> dans un caisson de

diffusion P sur substrat N, par exemple), des simulations sur des structures placées dans un caisson de diffusion sont réalisées.



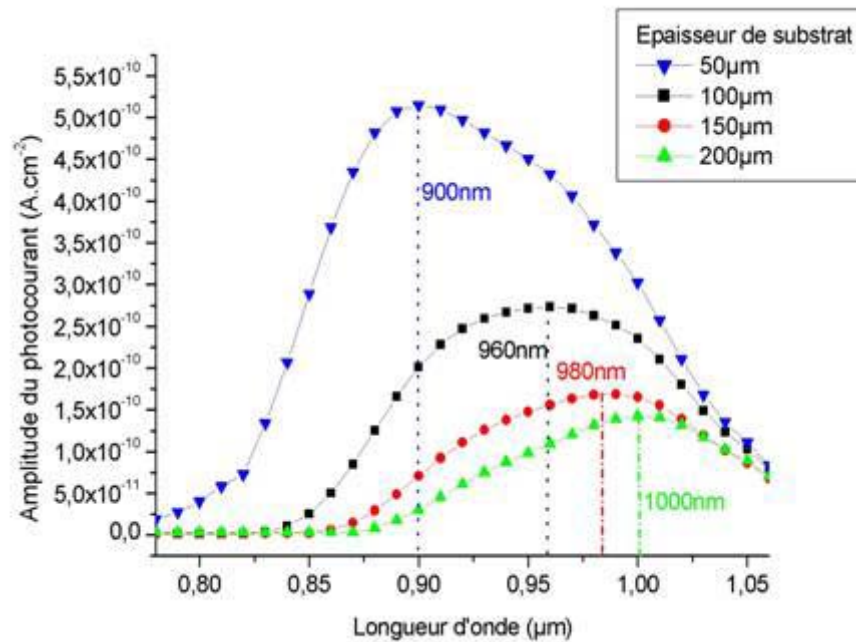
*Figure 2-8 : Allure du photocourant suivant la position du faisceau dans la longueur de la diode (en se plaçant au milieu de la largeur ( $X=2\mu\text{m}$ )) pour une impulsion laser de caractéristique  $\lambda=800\text{ nm}$ ,  $E=500\text{ pJ}$  et  $t_{\text{pulse}}=1,5\text{ ps}$*



*Figure 2-9 : Cartographie de l'amplitude du photocourant sur l'anode, avec un pas de  $0,5\mu\text{m}$ , sur 256 niveaux de gris, le blanc correspondant au maximum du signal et le noir au minimum.*

Les simulations 3D sont fastidieuses. En effet, le maillage comportant un nombre de points beaucoup plus important, les temps de calcul sont fortement augmentés. Les structures étudiées possédant des propriétés de symétrie, des simulations 2D sont amplement suffisantes à cette étude. De plus, la troisième dimension n'apporte pas d'informations supplémentaires quant au comportement global de la structure puisque ses dimensions sont grandes devant la

taille du faisceau laser utilisé. Nous utiliserons donc par la suite des structures simulées en 2D.



*Figure 2-10 : Amplitude du courant en fonction de la longueur d'onde pour différentes épaisseurs de substrat pour une impulsion laser de caractéristiques  $E=500 pJ$  et  $t_{pulse}=1,5 ps$*

Afin de valider l'approche face arrière, la même structure est simulée en 2D pour étudier l'influence de la longueur d'onde sur l'amplitude du photocourant. L'axe Y de la figure 2-6 à gauche est supprimé. La structure se réduit donc à sa coupe, comme présenté figure 2-6 à droite. Nous utilisons la structure 2D pour ces simulations car une épaisseur de substrat qui peut être importante (jusqu'à  $200 \mu m$ ) est utilisée. Pour une telle épaisseur de substrat, la durée des simulations 3D est prohibitive.

Nous avons vu au premier chapitre que la mise en place de tests par la face arrière pour les techniques de Stimulation Photoélectrique Laser (SPL) demande une attention particulière quant à la longueur d'onde utilisée. Le but de cette étude est de mettre en évidence la faisabilité de ce type de tests, en vérifiant que le signal obtenu est détectable, et de dégager une gamme de longueur d'onde optimale pour la SPL « face arrière ». Le faisceau est focalisé sur la face arrière de la structure, et positionné au niveau de la jonction ( $X=4,6 \mu m$ ), c'est à dire au point où l'amplitude du photocourant est la plus importante. L'amplitude du photocourant en fonction de la longueur d'onde est alors calculée pour différentes épaisseurs de substrat ( $200 \mu m$ ,  $150 \mu m$ ,  $100 \mu m$ ,  $50 \mu m$ ). L'énergie de l'impulsion laser est fixée à  $500 pJ$ , et seules la longueur d'onde et l'épaisseur de substrat sont variables. Le faisceau est systématiquement focalisé sur la face arrière de la structure. Les résultats sont présentés

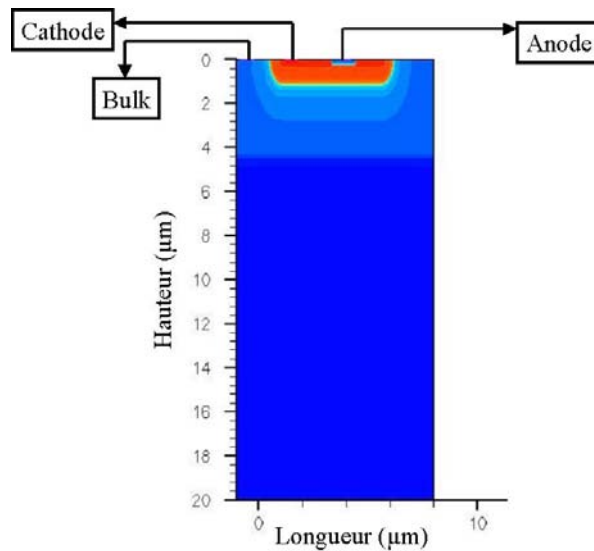
figure 2-11. Pour chaque épaisseur de substrat, il existe une longueur d'onde optimale, pour laquelle l'amplitude du photocourant est maximale. Plus le substrat est mince, plus cette longueur d'onde est faible.

Dans le cadre d'études par la face arrière, la présence de structures dans un caisson de diffusion présente un intérêt particulier. En effet, le photocourant induit par la jonction caisson-substrat se superpose à celui généré par la jonction étudiée, risquant ainsi de masquer celui-ci. Il convient donc de modéliser ce type de structure afin d'étudier cet effet de masquage. C'est l'objet de la partie suivante.

### 2.2.3 Modélisation d'une diode caisson 2D

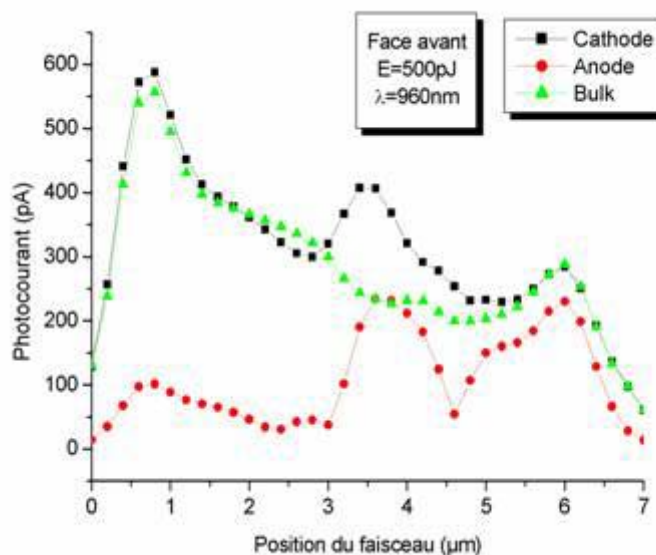
Dans le cas d'une diode substrat, l'éclairement par la face arrière donne un résultat identique à celui par la face avant, moyennant les pertes optiques dans le substrat, qui, comme nous l'avons détaillé dans le paragraphe 2.2.2 peuvent être réduites par un choix approprié de la longueur d'onde et de l'épaisseur du substrat et compensée par une augmentation de la puissance incidente. Dans le cas où la structure à étudier se trouve dans un caisson (transistor pMOS dans un caisson N, sur substrat P, par exemple), la jonction caisson-substrat est le siège d'un photocourant qui peut masquer l'information recherchée en se superposant au photocourant induit au niveau de la jonction étudiée. L'étude de l'illumination par la face avant et par la face arrière, d'une diode située dans un caisson de diffusion est donc nécessaire, elle permet de quantifier cet effet, et de trouver la longueur d'onde optimale pour le test par la face arrière de ce type de structure.

Pour cela nous avons modélisé une diode située dans un caisson N en 2D. La structure étudiée est présentée figure 2-10. La profondeur totale de la structure est 20 $\mu\text{m}$ . La profondeur du caisson est 1,2 $\mu\text{m}$ , la profondeur de la diffusion d'anode est 0,4 $\mu\text{m}$ . L'électrode « bulk » est reliée directement au substrat P.



*Figure 2-10 : Diode caisson modélisée pour l'étude de l'influence d'un caisson de diffusion sur le photocourant généré par la face arrière*

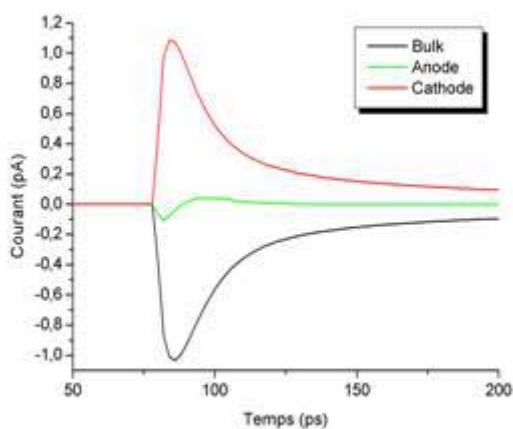
Pour cette simulation les électrodes ne sont pas connectées, la structure n'est donc pas polarisée. Le faisceau est positionné en différents points de la diode. Pour chaque position du faisceau, les amplitudes maximales des photocourants sur l'anode, la cathode et l'électrode de bulk sont relevés. Les courbes obtenues en traçant ces amplitudes en fonction de la position du faisceau sont présentées figure 2-11. Rappelons qu'il ne s'agit pas d'un tracé en fonction du temps et donc que la somme de ces courants n'a aucune raison d'être nulle sur ce graphe puisque les maxima n'apparaissent au même instant.



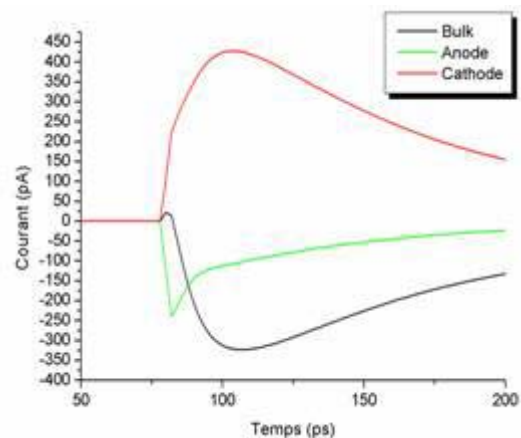
*Figure 2-11 : Amplitude du photocourant sur chacune des trois électrodes en fonction de la position du faisceau focalisé sur la face avant pour une impulsion laser de caractéristiques  $\lambda=800 \text{ nm}$ ,  $E=500 \text{ pJ}$  et  $t_{pulse}=1,5 \text{ ps}$*

La courbe représentant l'amplitude du photocourant sur l'anode présente trois maxima. Le premier correspond au bord gauche du caisson, le second à la diffusion d'anode, et le dernier au bord droit du caisson. Les maxima correspondant aux bords du caisson sont dus au fait que lorsque le faisceau est focalisé sur le bord du caisson, la surface de la jonction éclairée est plus importante. Notons également que la courbe est dissymétrique. Cette dissymétrie est due au fait que le contact ohmique d'anode est situé sur la droite de la structure. L'influence du bord droit du caisson est donc plus importante que celle du bord gauche. De la même manière, pour la courbe du photocourant sur la cathode, celle-ci étant située sur la gauche, l'influence du bord gauche est plus grande. Pour l'électrode de bulk, le courant observé est dû essentiellement à la jonction caisson-bulk. La dissymétrie observée est due à la position de l'électrode de cathode.

Nous observons également que par rapport au cas de la diode substrat, la présence du caisson génère bien un courant « parasite ». Même lorsque l'échantillon est testé par sa face avant, la présence de caissons de diffusion peut donc nuire à la sensibilité de la méthode.



(1)



(2)

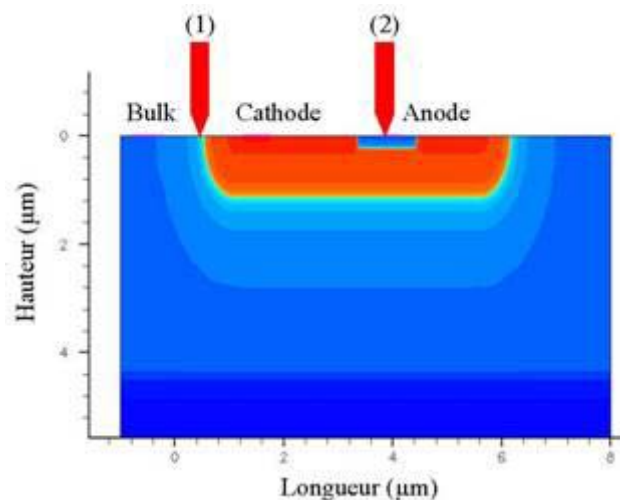


Figure 2-12 : Allure des photocourants sur les trois électrodes pour deux positions (1) et (2) dans la structure simulée pour une implulsion laser de caractéristiques  $\lambda=800\text{ nm}$ ,  $E=500\text{ pJ}$  et  $t_{pulse}=1,5\text{ ps}$

Afin de mieux comprendre les phénomènes physiques résultant de la présence du caisson, nous présentons l'allure des photocourants en fonction du temps pour deux positions dans la structure. Ces courbes sont présentées figure 2-12.

La courbe (1) présente les photocourants obtenus lorsque le faisceau est focalisé sur la gauche du caisson. La courbe est quasiment similaire au cas de la jonction PN simple que nous avons étudiée précédemment, à l'exception du fait qu'une petite quantité de porteurs diffusent vers l'anode. Ces porteurs créent un faible photocourant (courbe verte).

Le cas de la courbe (2) est très différent. En effet, dans ce cas, deux jonctions PN se trouvent éclairées par le faisceau. Observons tout d'abord la présence d'un fort courant entre la cathode et l'anode, avec une composante montante rapide, puis, le courant sur l'anode diminue, et c'est alors le courant qui s'établit entre la cathode et le bulk qui prend le dessus. La composante montante de celui-ci est nettement moins rapide. Ceci est dû au fait d'une part, que la zone de charge d'espace de la jonction caisson-bulk est plus large, et d'autre part, que la résistance globale le long du parcours des porteurs est plus élevée. De la même manière et pour les mêmes raisons, la composante descendante des courbes est plus lente que dans le cas (1).

Les courbes obtenues en réalisant les simulations dans les mêmes conditions, mais avec un faisceau laser localisé sur la face arrière en différents points de la structure présentent les mêmes allures. Notons cependant un facteur 6 entre les amplitudes observées dû aux pertes optiques dans le substrat. Ces premiers résultats sont prometteurs. Il est important de retenir que dans le cas de la diode caisson étudiée, la présence du caisson ne perturbe pas la mesure des photocourants.



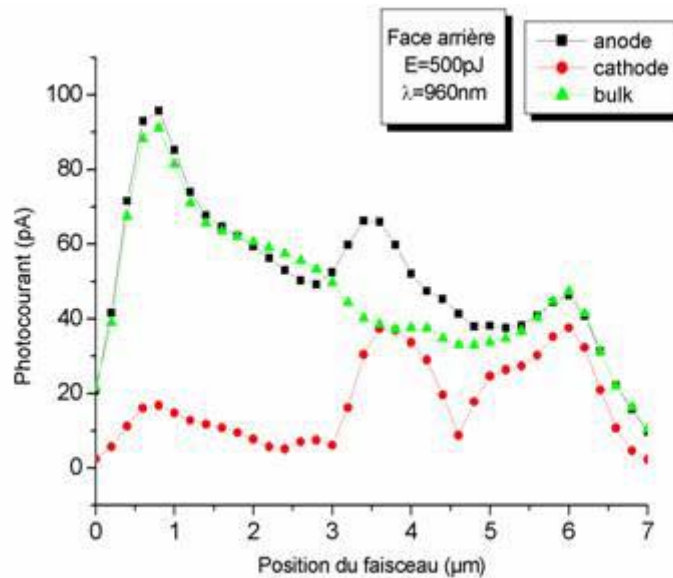


Figure 2-13 : Photocourant maximum sur chacune des deux électrodes en fonction de la position du faisceau (face arrière, épaisseur de substrat de 50 $\mu$ m)

Afin de déterminer la longueur d'onde optimale pour des tests par faisceau laser, en face avant ou en face arrière, des simulations sont réalisées en faisant varier la longueur d'onde du faisceau à énergie constante. Le faisceau est focalisé en position (2) (voir figure 2-12). Ces simulations sont réalisées en focalisant le faisceau sur la face arrière de l'échantillon sous test, sur la diode caisson et sur la diode substrat d'épaisseurs 20 $\mu$ m.

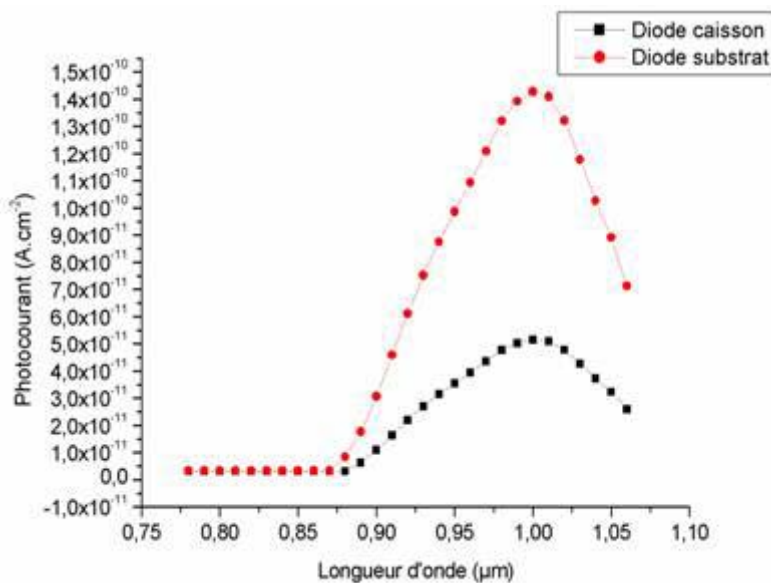


Figure 2-14 : Amplitude du photocourant sur la cathode des diodes caisson et substrat en fonction de la longueur d'onde

La figure 2-14 présente l'amplitude du photocourant sur la cathode en fonction de la longueur d'onde en configuration face arrière pour la diode caisson et pour la diode substrat.

L'étude montre que la longueur d'onde optimale est la même dans le cas de la diode caisson, que dans le cas de la diode substrat. En revanche pour la même épaisseur, le courant observé sur la diode caisson est moins important. En effet, dans le cas de la diode substrat, nous avons vu que le courant induit par la jonction caisson/substrat se superpose à celui généré par la jonction cathode/caisson. Ceci a pour effet de diminuer le photocourant mesuré sur les différentes électrodes. Nous observons toutefois que les maxima des deux courbes coïncident. Ceci démontre que pour des structures présentes dans des caissons de diffusion, la longueur d'onde optimale pour des tests par la face arrière ne change pas par rapport à des structures sans caisson. L'utilisation d'une longueur d'onde appropriée permet donc d'obtenir des photocourants significatifs dans le circuit, par la face arrière. Les structures présentes dans des caissons seront identifiables, et il sera donc possible de localiser des défauts dans ces structures. Toutefois, les structures présentes dans des caissons présentent un signal d'amplitude moins importante, ce qui peut nuire à la lisibilité des cartographies.

### **3 CAS DU TRANSISTOR MOS**

#### **3.1 Cas du transistor NMOS**

##### 3.1.1 Validation du modèle de transistor

Après avoir étudié l'interaction entre un faisceau laser impulsionnel et une diode, il est intéressant de se pencher sur le cas d'un transistor de type nMOSFET. Comme précédemment, le transistor modélisé est basé sur les données accessibles via le design-kit AMS BiCMOS 0,8 $\mu$ m. La structure est présentée figure 2-15. Le transistor est composé de ses diffusions de drain, de source et d'une prise substrat. Il comporte de plus des diffusions de type LDD (Lightly Doped Drain), utilisées pour réduire l'injection de porteurs chauds dans l'oxyde de grille et les risques de claquage dus à un gradient de champ électrique trop violent à la surface du composant.

Nous étudions l'interaction entre le faisceau laser et le transistor dans ses différents modes de fonctionnement. Le but de cette étude est de caractériser la réponse d'un transistor NMOS à une impulsion laser ultra-courte, suivant la position du point d'excitation et le régime de fonctionnement du transistor.

Afin de s'assurer de la cohérence des résultats, il convient de vérifier que les caractéristiques de la structure simulée sous ISE sont en accord avec celles simulées sous SPECTRE-Cadence en utilisant le design-kit AMS. Une simulation permettant de mesurer le courant dans le transistor est effectuée en fonction de la tension de polarisation du drain, la

grille étant polarisée à 5V. Ces données sont comparées à des simulations Spectre sous l'environnement Cadence. Le résultat est présenté figure 2-16.

Figure2-15 : Transistor nMOS modélisé, les diffusions de type P sont représentées en bleu, celles de type N en rouge et orange suivant le niveau de dopage.

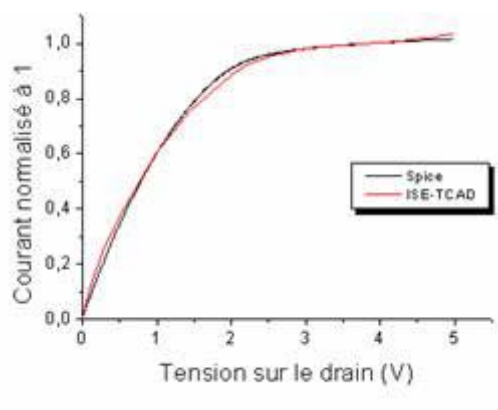


Figure2-16 : Caractéristiques électriques du transistor NMOS modélisé, simulations SPECTRE-CADENCE et ISE-TCAD

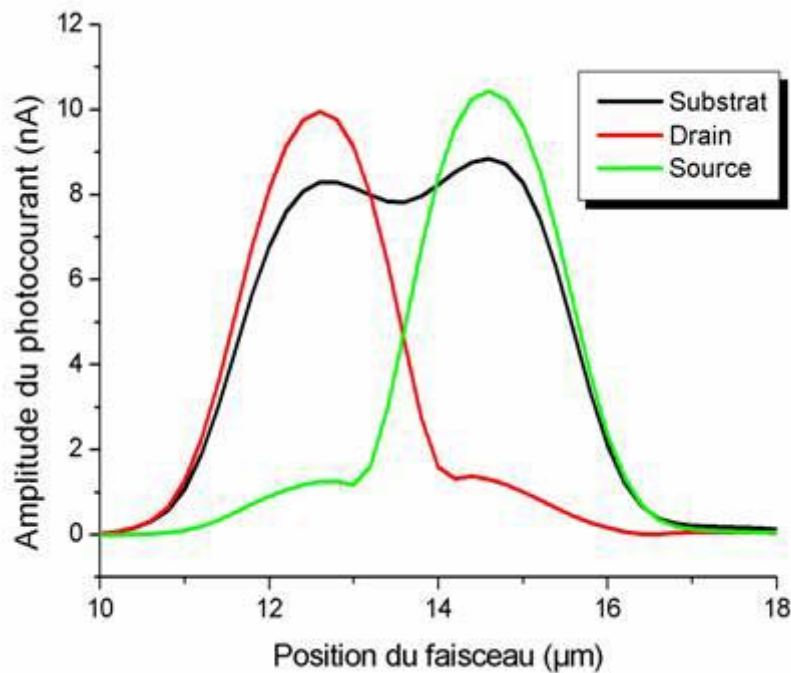
Le modèle de transistor utilisé ayant été validé par les simulations présentées précédemment, nous nous attachons à caractériser la réponse de celui-ci à une excitation laser. Nous considérons trois régimes de fonctionnement suivant les valeurs des tensions appliquées aux différentes électrodes :

- toutes les électrodes à 0V : ce mode correspond à la méthodologie NBOBIC présentée au du chapitre 1,
- le drain à 0V et la grille polarisée entre 0V et 5V : ce mode correspond à la méthodologie OBIC appliquée à un transistor bloqué,
- la grille à 5V et le drain polarisé entre 0V et 5V : ce mode correspond à la méthodologie OBIC appliquée à un transistor passant.

Dans chaque cas, nous réalisons des simulations correspondant à un balayage du faisceau laser sur la structure. Une simulation est réalisée pour chaque point d'excitation, le faisceau étant focalisé sur la face avant ou la face arrière de la structure. La longueur totale de la structure simulée est de 10 $\mu$ m, la distance entre chaque point d'excitation est fixée à 0,2 $\mu$ m. Nous réalisons donc 51 simulations pour obtenir chacun des 51 points composant les courbes présentées.

### 3.1.2 Simulations NBOBIC (toutes électrodes à 0V)

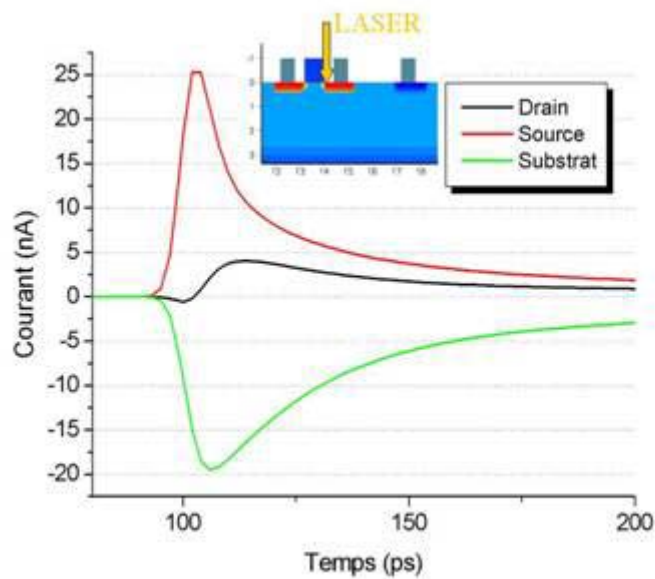
La figure 2-17 présente les amplitudes des photocourants sur les électrodes du drain, de la source et du substrat en fonction de la position du faisceau. Pour ces simulations, le faisceau est focalisé sur la face avant de la structure. La longueur d'onde du faisceau est de 800nm, la durée d'impulsion est de 1,5ps, la largeur du faisceau au point de focalisation est de 1 $\mu$ m, et l'énergie de l'impulsion est de 700pJ.



*Figure 2-17 : Amplitude du photocourant sur chacune des électrodes en fonction de la position du faisceau laser*

La courbe rouge représente l'amplitude du photocourant sur le drain. Nous notons tout d'abord que cette courbe présente une allure gaussienne qui est naturellement due au caractère gaussien du faisceau laser. Comme nous l'avons vu lors du second chapitre, l'onde laser considérée présente une géométrie gaussienne suivant l'axe normal à son axe de propagation. Nous retrouvons donc les effets de cette géométrie au niveau des photocourants. D'autre part, la courbe présente un maximum, correspondant à la position du centre de la diffusion de drain. Ce résultat est similaire à celui obtenu sur les diodes caissons et substrat. Il est toutefois intéressant de noter que la courbe présente une discontinuité au niveau du point se situant à  $x=14\mu$ m. Cette discontinuité met en évidence l'influence de la jonction source/substrat. Afin de mieux expliquer cette influence, il convient de se pencher sur les allures temporelles des photocourants lorsque le faisceau est focalisé en  $x=14\mu$ m. La figure 2-

18 présente l'évolution des photocourants sur chacune des trois électrodes étudiées lorsque le faisceau est focalisé en  $x=14\mu\text{m}$ .



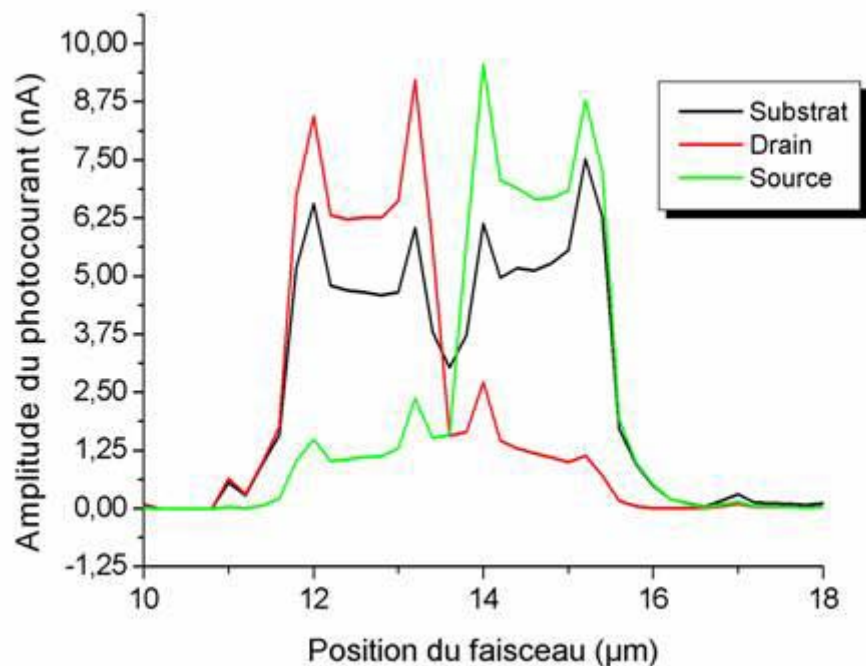
*Figure 2-18 : Allures temporelles des photocourants lorsque le faisceau est focalisé au point  $x=14\mu\text{m}$*

Rappelons tout d'abord que la convention de signe prise par le logiciel considère positifs les courants entrant dans les électrodes. Nous remarquons que la courbe relative au courant de source présente une montée plus rapide que celle du courant de substrat. Ceci est dû au trajet résistif parcouru par les charges pour atteindre le contact ohmique de substrat. Nous ne reviendrons pas sur l'allure de la courbe du courant de source qui est similaire au cas de la diode modélisée lors de l'étude analytique. Le courant de drain par contre fournit de nombreuses informations. Nous observons qu'au moment de l'impact laser, ce courant diminue pour atteindre un minimum, puis il remonte jusqu'à une valeur maximum. Cette allure s'explique par le fait qu'un certain nombre de porteurs minoritaires (trous) générés au voisinage de la jonction drain/substrat viennent modifier la polarisation de celle-ci. Le drain, qui est une réserve d'électrons, injecte alors des électrons dans le substrat afin de rétablir la neutralité de celui-ci. Ce phénomène s'atténue au fur et à mesure que la neutralité du substrat se rétablit. La partie positive du courant de drain est ensuite due au phénomène de collection des électrons photogénérés au voisinage de la jonction drain/substrat.

En théorie, la moyenne du courant de drain doit être nulle, en vertu de l'égalité de la charge transférée. Nous remarquons que cette égalité n'est pas réalisée. En réalité, au vu de la l'expansion gaussienne du faisceau laser, un certain nombre de charges excédentaires sont également générées dans la zone de drain. Celles-ci conduisent à l'établissement d'un faible

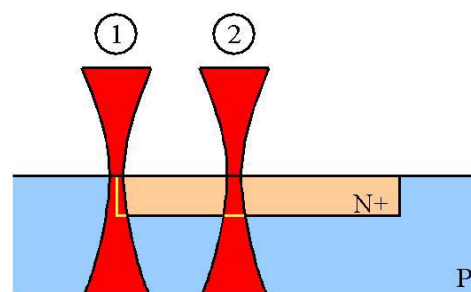
photocourant ayant la même allure temporelle que celui observé sur la source. Le photocourant total sur le drain est la somme du photocourant dû aux charges photogénérées, qui est strictement positif, et du courant de recouvrement qui a une moyenne nulle. La moyenne du photocourant total est donc non nulle et positive.

Afin d'expliciter ces différents phénomènes, nous avons réalisé des simulations identiques avec un faisceau laser de largeur plus faible ( $0,1\mu\text{m}$ ), en s'affranchissant des limites physiques qui interdisent une telle performance. Nous avons pris garde à maintenir constante la quantité totale de charges électriques générées par le faisceau laser, afin de pouvoir comparer les résultats obtenus.



*Figure 2-19 : Photocourant en fonction de la position du faisceau laser avec un faisceau de largeur  $0,1\mu\text{m}$*

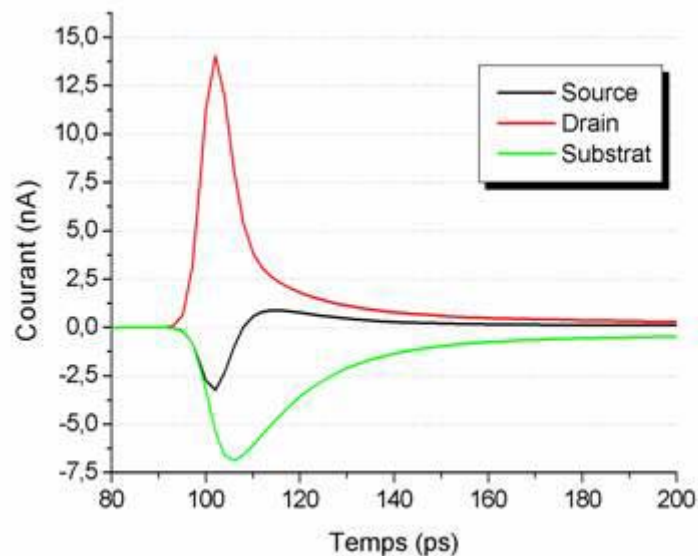
La figure 2-19 présente l'amplitude des photocourants sur les différentes électrodes en fonction de la position du faisceau laser. L'allure de ces courbes est différente de celle observée sur les courbes de la figure 2-16. En effet, si globalement nous retrouvons les mêmes phénomènes, nous remarquons des pics se situant au niveau des bords de chacune des diffusions. Ceci s'explique par le fait que lorsque le faisceau est



*Figure 2-20 : Illustration de la photogénération sur le bord d'une diffusion N+*

focalisé sur un bord, la surface de jonction éclairée par le faisceau est nettement plus importante et met en exergue la capacité du bord vertical de la jonction à séparer les charges photogénérées. Ce phénomène est illustré figure 2-20. De ce fait, si nous nous référons à l'expression analytique du photocourant établie au début de ce chapitre, l'amplitude du photocourant est plus importante.

D'autre part, si nous analysons le photocourant sur l'électrode de drain lorsque le faisceau est focalisé en  $x=14\mu\text{m}$ , nous observons que la moyenne temporelle de celui-ci est proche de zéro (figure 2-21). Ceci confirme l'hypothèse émise quant à la non nullité de cette moyenne dans le cas précédent du faisceau de  $1\mu\text{m}$  de largeur.



*Figure 2-21 : allures temporelles des photocourants lorsque le faisceau est focalisé au point  $x=14\mu\text{m}$*

Les simulations entreprises en mode NBOBIC permettent de mettre en évidence plusieurs phénomènes qui nous seront utiles lors de l'analyse des résultats expérimentaux. Tout d'abord, nous avons montré que la mesure de l'amplitude du photocourant permet de mettre en évidence les différentes jonctions présentes dans le circuit. D'autre part, nous avons également mis en évidence les phénomènes de diffusion qui conduisent à l'apparition de signaux « parasites » pouvant nuire à la lisibilité des cartographies.

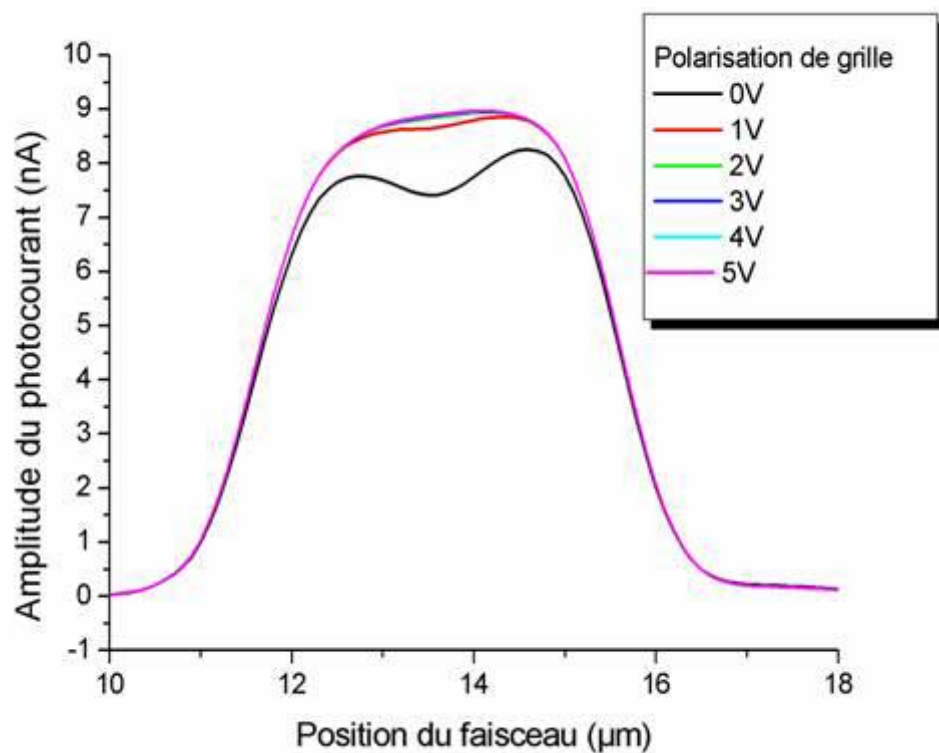
### 3.1.3 Simulations OBIC, différents modes de fonctionnement d'un transistor NMOS

Dans la partie précédente, nous avons analysé l'amplitude du photocourant dans une structure non alimentée. Ces analyses correspondent au premier mode de mesure qui sera détaillé lors du chapitre 3. Le second mode de mesure mis en place utilise un circuit alimenté.

Afin de définir les phénomènes qui se produisent lorsque des jonctions du circuit sont polarisées, nous réalisons des simulations dans les mêmes conditions que dans la partie précédente, à l'exception près que les différentes électrodes du circuit sont polarisées.

### 3.1.3.1 Etude en fonction de la polarisation de grille

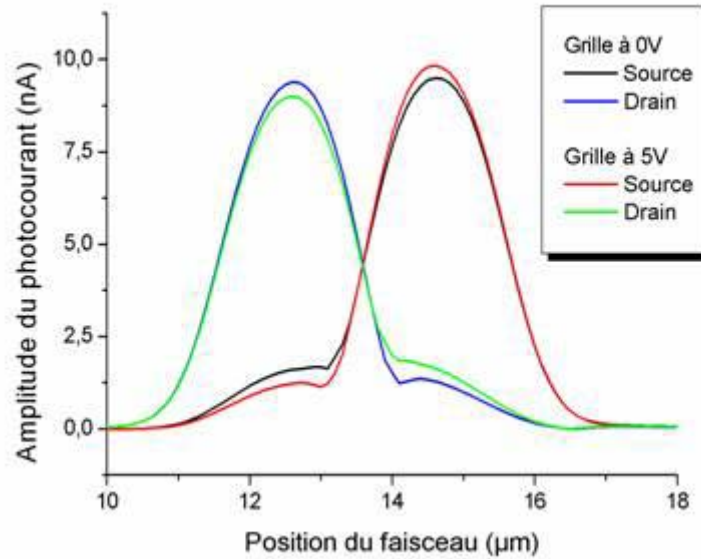
La première étude concerne l'analyse de l'amplitude du photocourant sur l'électrode de substrat en fonction de la position du faisceau laser d'une part, et de la tension de la polarisation de grille d'autre part, les autres électrodes étant à la masse. Les courbes correspondant à cette étude sont présentées figure 2-22.



*Figure 2-22 : Amplitude du photocourant sur l'électrode de substrat en fonction de la position du faisceau et de la polarisation de grille*

Nous observons une augmentation de l'amplitude du photocourant avec la tension de grille lorsque le faisceau est focalisé dans le canal du NMOS. En effet, du fait de la polarisation de la grille, les porteurs injectés par la jonction drain/substrat (resp. source/substrat) diffusent plus facilement vers la diffusion de source (respectivement vers le drain). Ceci a pour effet d'augmenter l'amplitude des lobes secondaires décrits dans la partie précédente. Comme nous l'avons décrit, ces lobes sont dus à la diffusion de porteurs vers la jonction qui n'est pas éclairée directement par le faisceau. La figure 2-23 illustre ce phénomène.





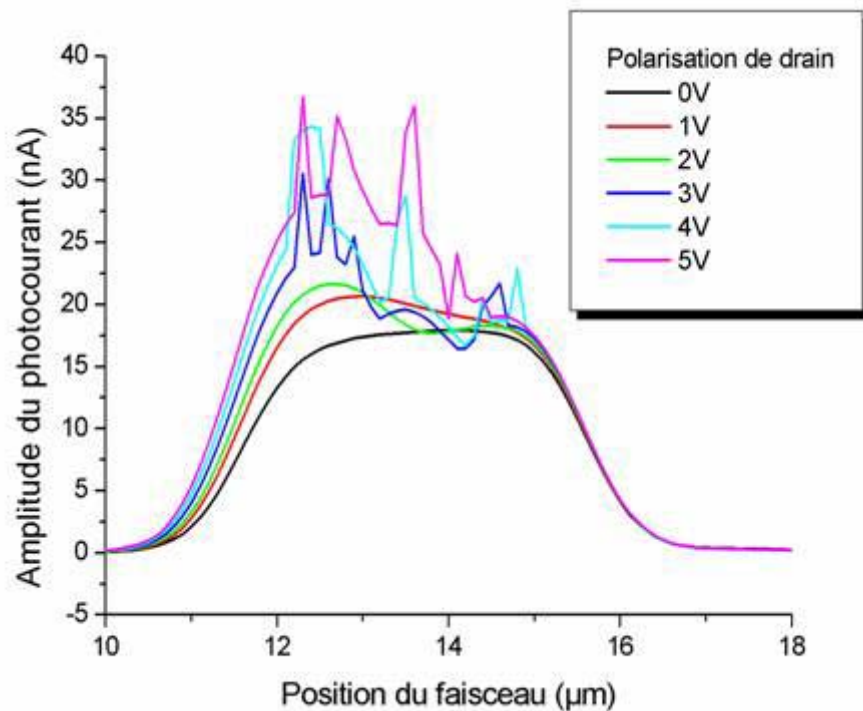
*Figure 2-23 : Amplitude du photocourant sur les électrodes de drain et de source en fonction de la position du faisceau et de la polarisation de grille*

La figure 2-23 présente les amplitudes des photocourants sur le drain et la source en fonction de la position du faisceau pour des polarisations de grille de 0V et 5V. Nous observons clairement l'augmentation de l'amplitude sur les lobes secondaires.

D'autre part, on remarque également une légère diminution de l'amplitude au niveau des maximums des deux courbes du courant sur le drain et la source. Cette diminution est due au fait que la polarisation de la grille induit une légère polarisation des jonctions source/substrat et drain/substrat en direct. Ceci a pour effet de réduire sensiblement la largeur de la zone de charge d'espace, et ainsi de diminuer l'amplitude du photocourant. Ces observations sont en accord avec les résultats obtenues lors de l'étude analytique.

### 3.1.3.2 Etude en fonction de la polarisation de drain

Afin de compléter cette étude, nous réalisons des simulations en faisant varier la polarisation du drain du NMOS, la polarisation de grille étant fixée à 5V. Les conditions de simulations restent similaires aux cas précédents.



*Figure 2-24 : Amplitude du photocourant sur l'électrode de substrat en fonction de la position du faisceau et de la polarisation de drain, pour une polarisation de grille de 5V*

La figure 2-24 présente l'évolution de l'amplitude du photocourant sur l'électrode de substrat en fonction de la position du faisceau et de la polarisation de drain. La polarisation de grille est de 5V. Nous notons tout d'abord l'allure dentelée de la courbe. Cette allure est due au fait que le courant sur le substrat présente une forte composante continue (de l'ordre de  $10^{-5}$ A) par rapport aux faibles variations dues au faisceau laser (de l'ordre de  $10^{-8}$ A). Celle-ci n'a pas lieu d'être sur un NMOS réaliste, cependant, afin de simplifier le maillage nous n'avons pas implémenté de plots d'oxyde d'isolation (LOCOS) dans cette structure. Ceci conduit à ce courant de substrat. Du fait de cette forte composante continue, l'approximation faite par le simulateur fait apparaître ces dentelures.

Nous observons une augmentation de l'amplitude avec la tension de drain du côté gauche de la courbe, c'est à dire au niveau de l'emplacement de la diffusion de drain. Cette augmentation est due à l'augmentation de la largeur de la zone de charge d'espace de la jonction drain/substrat, liée à la polarisation de cette jonction en inverse.

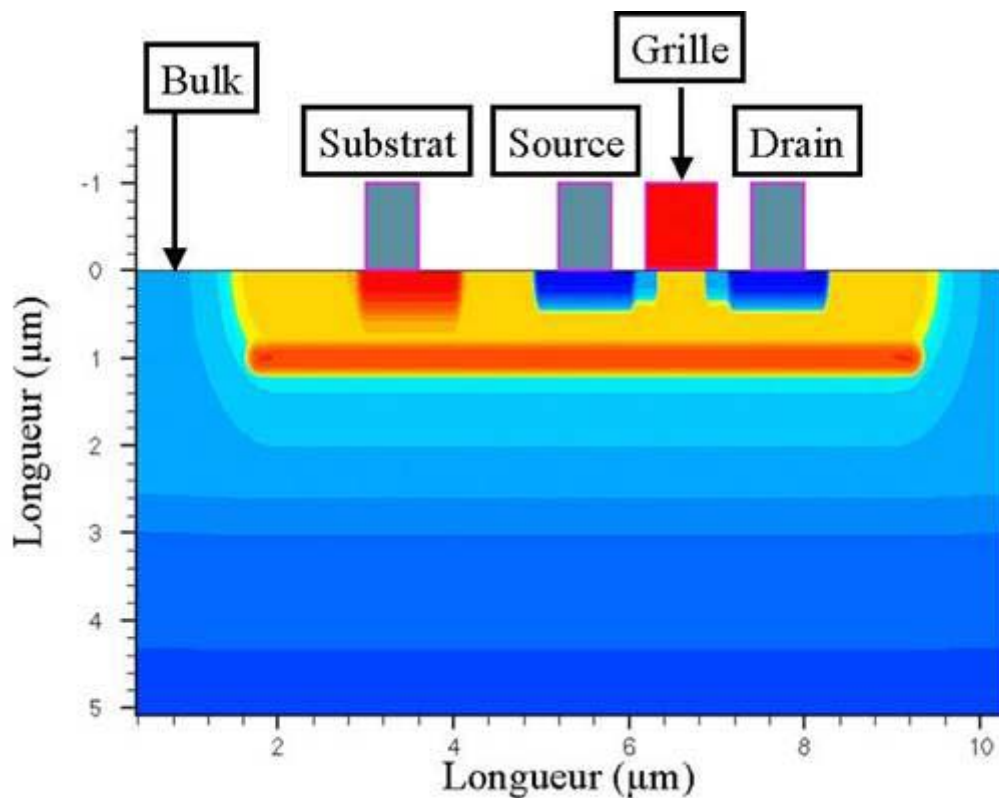
### 3.1.4 Conclusion

En résumé, nous avons montré lors de cette partie que la mesure de l'amplitude du photocourant permet d'une part de localiser les différentes jonctions dans un circuit intégré, et d'autre part d'identifier les différents modes de fonctionnement du transistor sous test.

Cependant, de la même manière que lors de l'étude de la diode, la question se pose de l'impact de la présence d'un caisson de diffusion sur ce type de mesures. Nous avons donc mis en place des simulations identiques sur un transistor de type PMOS implanté dans un caisson N réalisé dans un substrat P afin d'étendre notre compréhension des phénomènes physiques impliqués.

### 3.2 Cas du transistor PMOS

La structure modélisée a une profondeur de  $20\mu\text{m}$ . Comme pour les structures précédentes, elle est basée sur le design-kit AMS BiCMOS  $0,8\mu\text{m}$ . Le transistor est implémenté sur un substrat dopé P+ dans lequel est implanté une couche épitaxiale dopée P de profondeur  $5\mu\text{m}$ . Le caisson est N est implanté sur une profondeur de  $1\mu\text{m}$ , il dispose d'une couche enterrée N+ d'épaisseur  $0,3\mu\text{m}$  située à une profondeur de  $1,1\mu\text{m}$ . L'intérêt de ces simulations réside notamment dans la présence de cette couche enterrée qui risque de drainer les charges vers le substrat.



*Figure 2-25 : Transistor pMOS modélisé, les diffusions de type P sont représentées en bleu, celles de type N en rouge et orange suivant le niveau de dopage.*

Les simulations de cette structure sont réalisées de la même manière que pour le nMOSFET. Nous présentons tout d'abord des simulations en mode NBOBIC, c'est à dire avec toutes les électrodes à 0V.

### 3.2.1 Simulations NBOBIC (tout à 0V)

Les résultats des simulations correspondant au balayage d'un faisceau laser impulsionnel d'une longueur d'onde de 800nm, une largeur de faisceau au col de 1 $\mu$ m et une énergie de 700pJ par impulsion sont présentés figure 2-26. Les courbes correspondent à l'amplitude du photocourant relevé sur chaque électrode en fonction de la position du faisceau laser. Le circuit est illuminé par sa face avant.

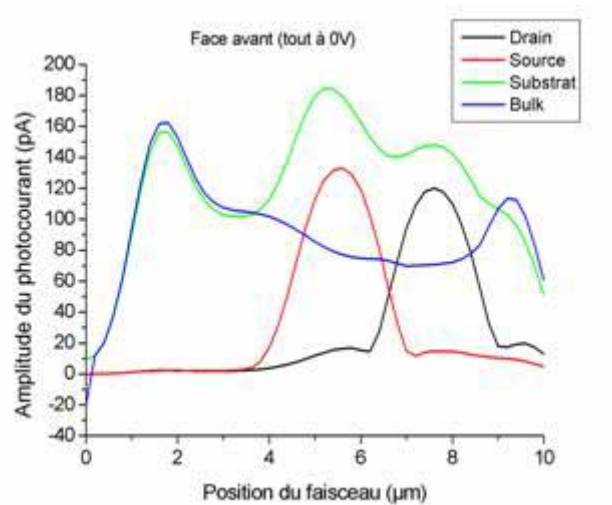
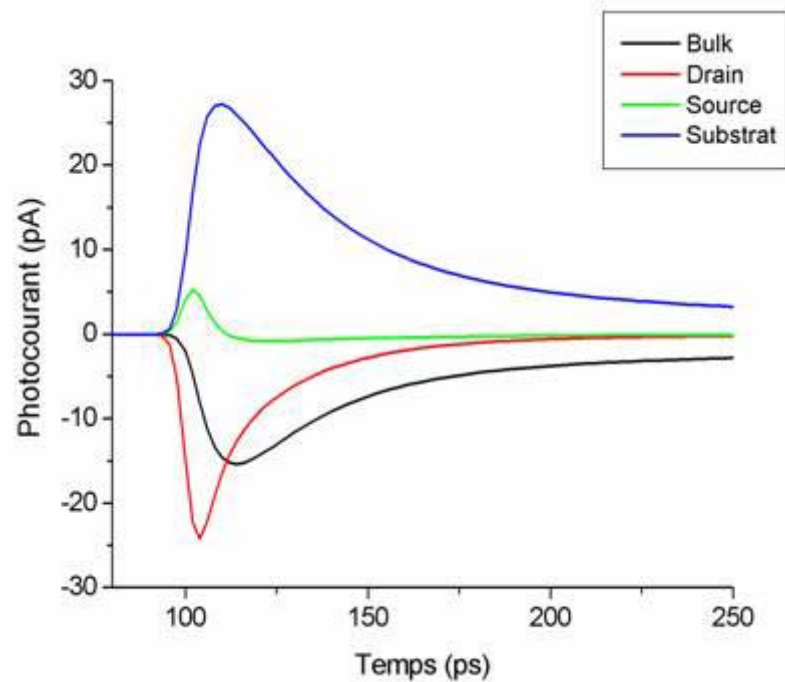


Figure 2-26 : Amplitude du photocourant sur chacune des électrodes en fonction de la position du faisceau laser

Les courbes d'amplitude du photocourant sur le drain et la source ont la même allure que celles mesurées sur le NMOS. La présence du caisson n'a en effet pas une influence directe sur ces photocourants. En revanche, les courbes de l'amplitude du photocourant sur les électrodes de substrat et de bulk sont très différentes. L'amplitude du photocourant sur l'électrode de bulk a la même allure que celle simulée sur la diode caisson. Nous remarquons de la même manière que le photocourant a une amplitude plus importante du côté de l'électrode. L'amplitude du photocourant sur l'électrode de substrat présente trois maxima. Le premier situé à  $x=1,8\mu\text{m}$  correspond au bord gauche du caisson N. Ce maximum est dû au fait que lorsque le faisceau est focalisé sur le bord d'une diffusion, la zone de charge d'espace dans laquelle la photogénération a lieu est plus étendue. Ce phénomène a déjà été explicité dans la partie précédente. Les deux maxima suivants sont localisés au niveau des diffusions de drain et de source du transistor. Ils sont dus au rebouclage du photocourant générés au

niveau des jonctions drain/substrat et source/substrat vers l'électrode de substrat. La figure 2-27 présente les allures temporelles des photocourants sur chaque électrode quand le faisceau est focalisé en  $x=7,8\mu\text{m}$ , c'est à dire dans le drain du PMOS.

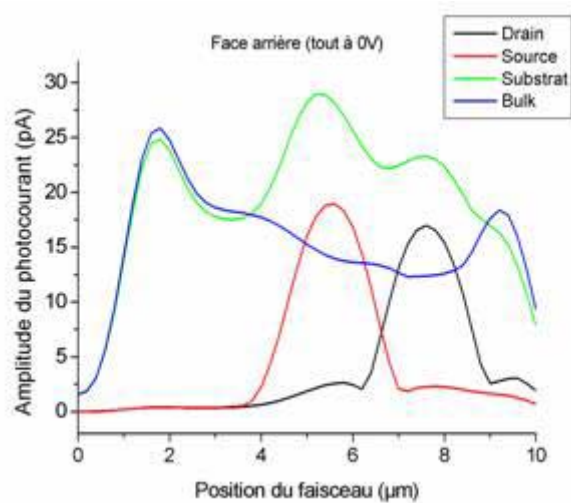


*Figure 2-27 : Allures temporelles des photocourants sur les différentes électrodes du PMOS lorsque le faisceau laser est focalisé en  $x=7,8\mu\text{m}$*

Nous observons tout d'abord un faible photocourant sur la source. Celui-ci est de même nature que celui que nous avons observé sur le transistor NMOS. Nous ne reviendrons donc pas sur son interprétation. Nous observons par ailleurs que les courants sur les trois autres électrodes ont la forme définie lors de l'étude analytique. Les temps de montée et de descente diffèrent. Ceux-ci sont fonction d'une part des niveaux de dopages des jonctions, et d'autre part, du chemin parcouru par les charges jusqu'aux électrodes. Les phénomènes sont similaires à ceux observés sur le NMOS. Cependant, nous notons que la position des maxima diffèrent. Ceci se traduit sur les courbes de la figure 2-25 par le fait que l'amplitude du courant de bulk n'est pas égale à la somme des amplitudes des courants de drain et de substrat.

La figure 2-28 présente les résultats des simulations réalisées dans les mêmes paramètres mais en focalisant le faisceau sur la face arrière de la structure.

Nous ne notons pas de différence significative entre les figures 2-28 et 2-26, à l'exception du facteur d'échelle qui est dû à l'absorption optique dans le bulk.



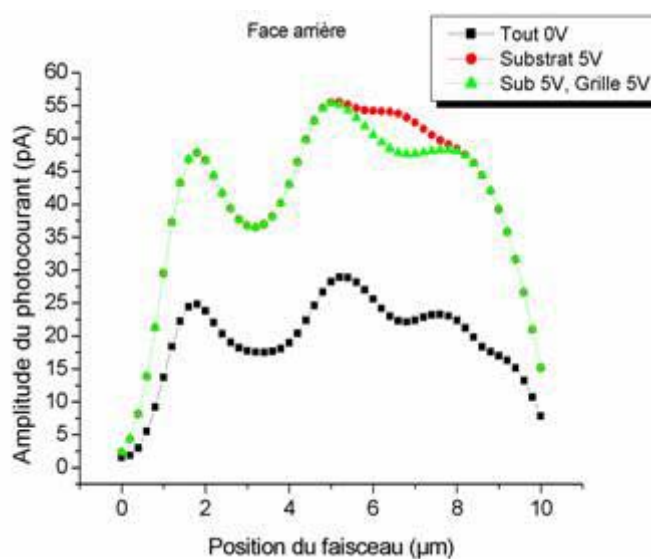
*Figure 2-27 : amplitude du photocourant sur chacune des électrodes en fonction de la position du faisceau laser sur la face arrière du composant.*

### 3.2.2 Simulations OBIC

Afin de mieux définir l'impact du mode de fonctionnement du transistor sur les photocourants mesurés, nous avons réalisé les mêmes simulations en changeant les polarisations des différentes électrodes. Nous simulons trois configurations :

- substrat polarisé à 5V, le reste à 0V
- Substrat et grille polarisés à 5V, le reste à 0V

La figure 2-29 expose les résultats obtenus pour chaque configuration, en rappelant ceux obtenus pour le mode NBOBIC (tout à 0V).



*Figure 2-29 : Amplitude du photocourant sur l'électrode de substrat en fonction de la position du faisceau laser suivant les différents modes de fonctionnement*

Les résultats présentés figure 2-28 montrent que la polarisation du caisson N augmente le photocourant induit par la jonction caisson/bulk. Cette augmentation est conforme à la théorie. En effet, la jonction caisson/bulk est polarisée en inverse, ce qui augmente la taille de la zone de charge d'espace. En conséquence, l'amplitude du photocourant est plus élevée. Dans le cas où seule l'électrode de substrat est polarisée, la courbe a la même allure que pour le mode NBOBIC. En revanche, lorsque l'électrode de grille est polarisée, nous observons une augmentation du photocourant lorsque le faisceau est focalisé au niveau du canal du transistor. Ce phénomène a déjà été observé sur le NMOS.

### **3.3 Conclusion**

Les simulations entreprises démontrent que la mesure du photocourant induit par le faisceau laser permet de localiser les différents éléments constitutifs d'un circuit intégré. De plus, nous avons montré l'influence de la polarisation sur l'amplitude du photocourant mesurée. Nous avons également étudié l'influence d'un caisson de diffusion sur le photocourant. Cette étude a permis de montrer que la présence de caissons et de couches enterrées peut nuire à la lisibilité des cartographies. En effet, la génération d'un photocourant liée à la présence de ces éléments peut masquer l'information recherchée.

Cette étude nous a permis d'améliorer notre compréhension des mécanismes physiques qui régissent l'interaction entre un faisceau laser impulsionnel et les différents éléments constitutifs d'un circuit intégré. Nous allons nous attacher dans la partie suivante à étudier l'influence d'un défaut induit par ESD (« ElectroStatic Discharge ») sur l'amplitude du photocourant.

## **4 MODELISATION D'UN DEFAUT DE TYPE ESD**

### **4.1 Introduction**

Les décharges électrostatiques représentent une part importante à l'origine des défauts observés dans les circuits intégrés. Nous nous consacrerons dans cette partie à la modélisation d'un défaut induit par décharge électrostatique. Nous rappellerons dans un premier temps les mécanismes de défaillance ESD, puis nous nous pencherons sur la modélisation proprement dite. Enfin, une dernière partie sera consacrée à l'impact de la défaillance sur le photocourant.

### **4.2 Les défaillances induites par Décharge Electro-Statique (ESD)**

Nous différencierons trois sources principales de décharges électrostatiques. Pour chacune, un modèle a été développé. Nous distinguons :

- Le corps humain (Human Body Model : HBM)
- Les appareils (écrans de PC, machines...) (Machine Model : MM)
- Le circuit intégré lui-même (Charged Device Model : CDM)

Les deux modèles les plus couramment utilisés sont présentés figure 2-30.

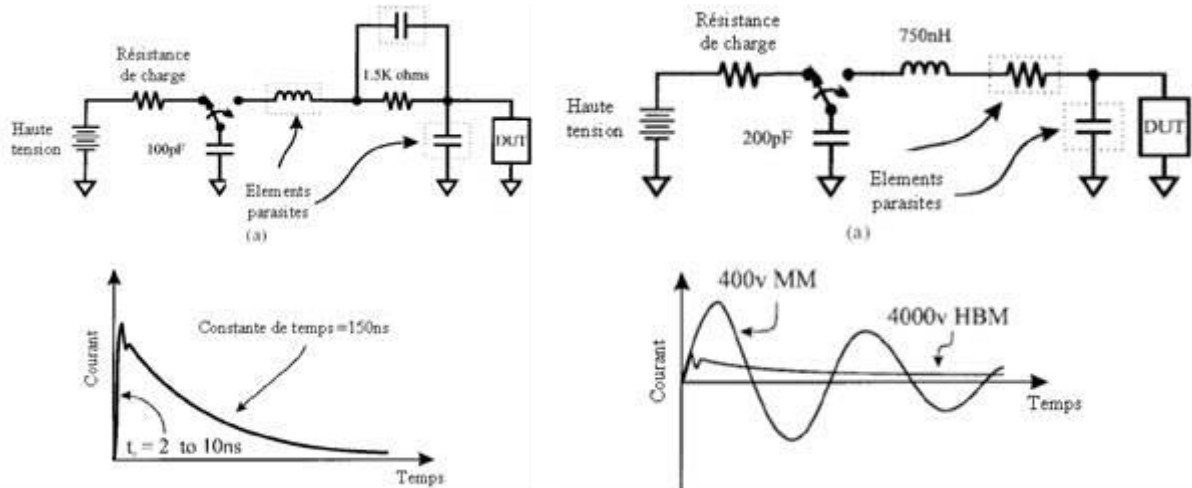


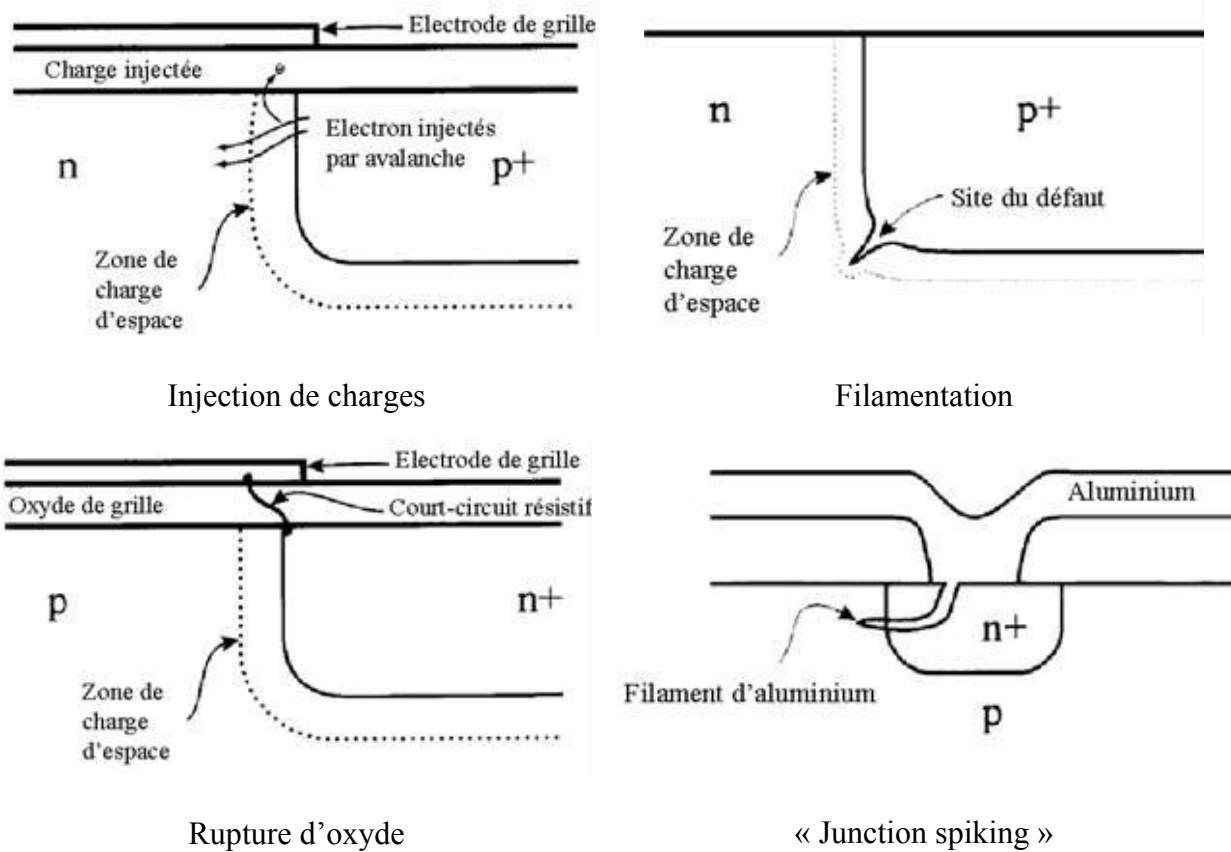
Figure 2-30 : Modèles (a) HBM (gauche) et MM (droite), avec la forme d'onde associée (b) de stress ESD d'un circuit intégré

Les courants induits par ESD sont extrêmement élevés. La dégradation directe est créée par l'énergie déposée durant le stress [LEE93].

Une partie du circuit fond, créant un défaut. Indirectement, le courant génère une différence de potentiel (ddp) due au chemin résistif. Une ddp faible est induite quand les jonctions sont en direct, en revanche, lorsque les jonctions sont en inverse, la ddp associée est beaucoup plus importante.

La conduction en inverse produit des dommages thermiques à des niveaux de courant faibles car la puissance dissipée est plus importante en raison de la plus grande ddp. De plus, la ddp générée par le stress affaiblit le diélectrique par injection de charge, le cas limite étant la rupture de l'oxyde. Les différents modes de défaillance sont résumés figure 2-31. Toutes ces défaillances se traduisent généralement par une augmentation du courant de fuite du circuit.





*Figure 2-31 : Modes de défaillance dus à un stress ESD, phénomènes induit par une forte tension (gauche) et par un fort courant (droite)*

### **4.3 Modélisation d'un défaut de type filamentation**

Afin d'étudier l'influence d'un défaut sur le photocourant, le phénomène de filamentation dans un transistor NMOS est modélisé. Cette modélisation est mise en place afin d'expliquer les résultats expérimentaux présentés au chapitre 4, le but étant de démontrer d'une part, que la mesure de l'amplitude des photocourants permet une localisation du défaut [BEA02(5)], [BEA202], d'autre part, qu'elle peut fournir des informations quant au mode de défaillance du circuit sous test.

Afin de définir précisément le cadre de cette étude, nous nous basons sur l'analyse technologique d'une défaillance induite par décharge électrostatique dans la structure de protection d'un circuit CMOS. Ce circuit a subi un stress de type HBM et présente un courant de fuite excessif après le stress. Le site défaillant est localisé par la méthode de stimulation thermique laser [BEA02]. Nous avons effectué ensuite un retrait sélectif des différentes couches du circuit (destratification). Cette étape permet de dégager les zones actives du circuit. Celles-ci sont ensuite analysées au microscope électronique à balayage. L'image

obtenue est présentée figure 2-31. Cette image met en évidence la présence de trous au niveau de la jonction PN de la structure de protection. La dernière étape du retrait sélectif consiste en effet en une dépassivation. Lors du stress, la chaleur générée au niveau du point où se crée le défaut induit une fusion du silicium. Lorsque cette fusion se produit, le silicium s'oxyde. Le défaut est alors constitué de silicium amorphisé et partiellement oxydé. Celui-ci est attaqué lors de l'étape de passivation, ce qui explique la présence des trous observés au microscope électronique à balayage.

Afin de modéliser ce défaut sous l'environnement ISE-TCAD, nous avons utilisé de fines couches d'oxydes et de polysilicium. Ce modèle est le résultat de tests successifs. Le défaut a tout d'abord été modélisé par un filament de polysilicium. Ce modèle n'ayant pas donné de résultats satisfaisants en terme de caractéristique électrique, nous avons rajouté des couches d'oxyde de part et d'autre du filament, afin de se rapprocher de la structure physique du défaut réel. Dans ce cas, nous avons constaté que le défaut implémenté n'était pas assez conducteur. En effet, la caractéristique de la jonction était quasiment identique avec et sans défaut. Nous avons alors dopé le filament de polysilicium. Ce modèle a donné les résultats attendus en terme de caractéristique électrique de la jonction défaillante. En effet, avec ce modèle, on constate tout d'abord que les lignes de champ électrique sont concentrées au niveau du filament de polysilicium, d'autre part, un courant de fuite relativement élevé est mesuré aux bornes de la jonction. Nous constatons également un décalage de la tension de claquage de la jonction, ce qui correspond aux mesures expérimentales. Il a de plus été observé que ce type de défaut se crée en surface, près de la grille du transistor, la chaleur induite lors du claquage provoquant une fusion locale du silicium et de l'oxyde (figure 2-32).

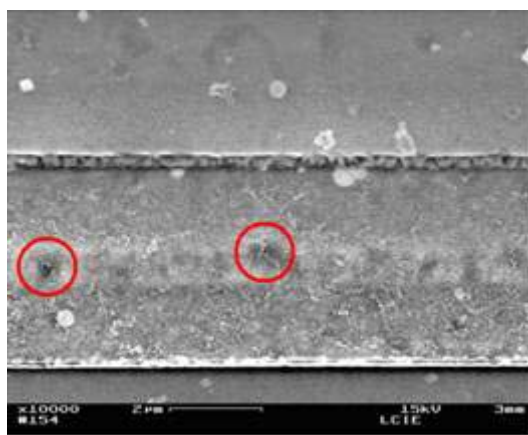
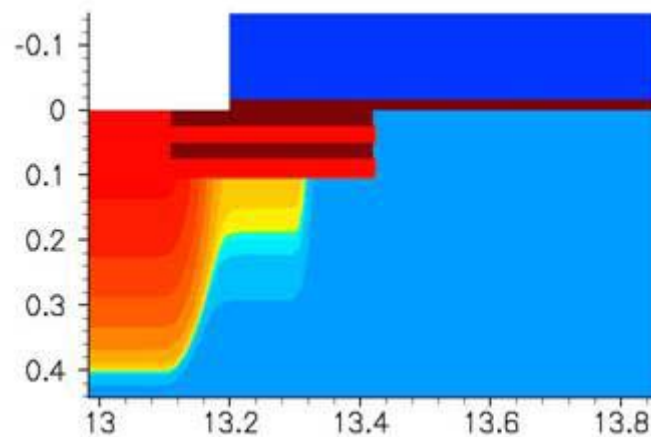


Figure 2-32 : Images SEM d'un défaut de type filamentation après retrait sélectif des différentes couches

Le défaut modélisé est présenté figure 2-33. Les couches d'oxyde sont en marron, les couches de polysilicium en rouge intercalées entre les couches d'oxyde. La couleur illustre le

niveau de dopage du silicium et du polysilicium. Le bleu foncé correspond à un dopage P+, le rouge foncé à un dopage N+.



*Figure 2-33 : Image de la jonction défailante modélisée*

#### **4.4 Impact du défaut sur le photocourant**

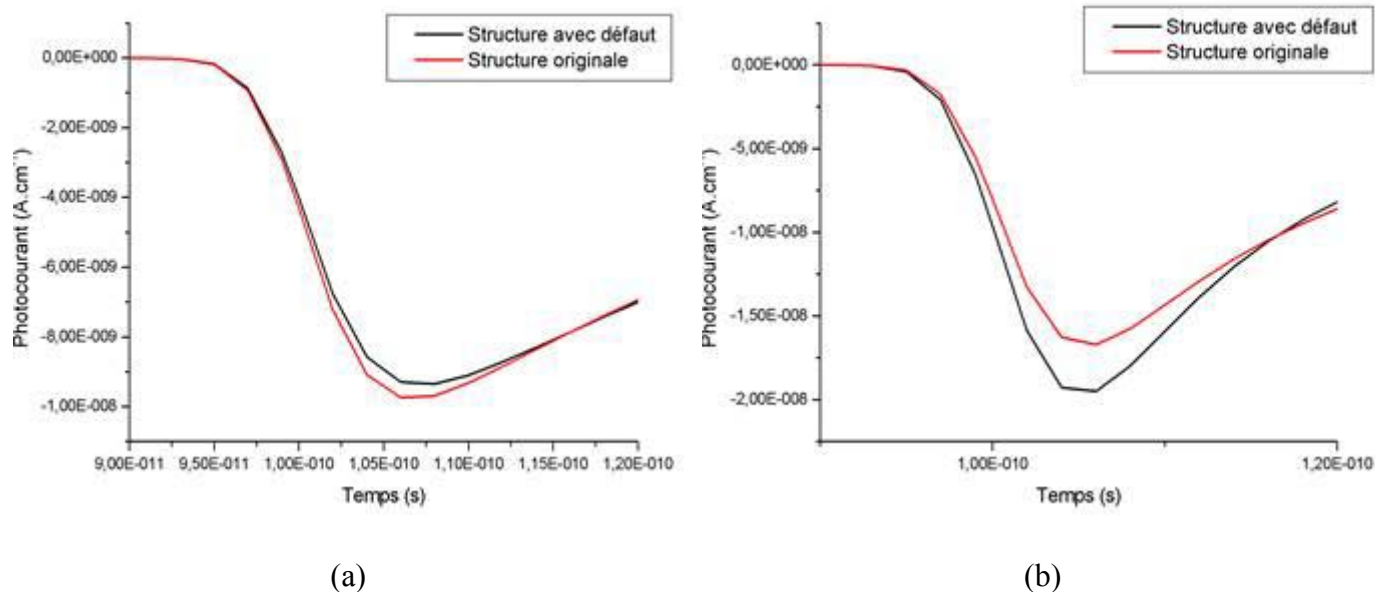
Afin de définir l'impact du défaut sur l'amplitude du photocourant dans les deux modes de mesures explicités dans ce chapitre, deux types de simulations sont réalisés :

- simulations NBOBIC : toutes les électrodes polarisées à 0V,
- simulations OBIC : jonction drain/substrat polarisée à 5V.

Le faisceau laser est positionné en  $x=13,4\mu\text{m}$ , c'est à dire au niveau de l'extrémité droite du défaut. Les caractéristiques du faisceau sont identiques aux cas précédents. Nous réalisons deux simulations pour chaque mode de mesure :

- une simulation de la structure sans défaut,
- une simulation de la structure avec un défaut.

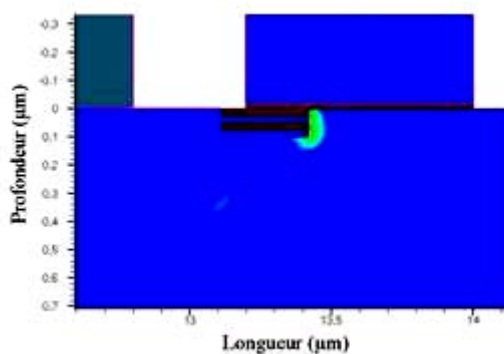
Les allures temporelles du photocourant sur la prise substrat sont ensuite comparées. Les résultats sont présentés figure 2-34.



*Figure 2-34 : Photocourant obtenu lorsque le faisceau laser est focalisé en  $x=13,4\mu\text{m}$ . NBOBIC (a) et OBIC (b)*

Dans le cas du mode NBOBIC (courbe (a)), nous observons une diminution de l'amplitude du photocourant. Cette diminution s'explique par la présence de sites de recombinaison au niveau du défaut. En conséquence, le taux de génération global est diminué en présence du défaut. L'étude analytique menée en début de chapitre montre que l'amplitude du photocourant est liée au nombre de charges générées, ainsi, la présence de sites de recombinaison diminue l'amplitude du photocourant induit par la jonction défailante.

Dans le cas du mode OBIC, nous observons une augmentation de l'amplitude du photocourant. A ce stade, il est important de préciser qu'au point de polarisation simulé, la jonction drain/substrat défailante se trouve dans la zone de claquage de sa caractéristique. Nous observons alors un phénomène d'ionisation par impact au niveau de l'extrémité du défaut. Ce phénomène est illustré figure 2-35.



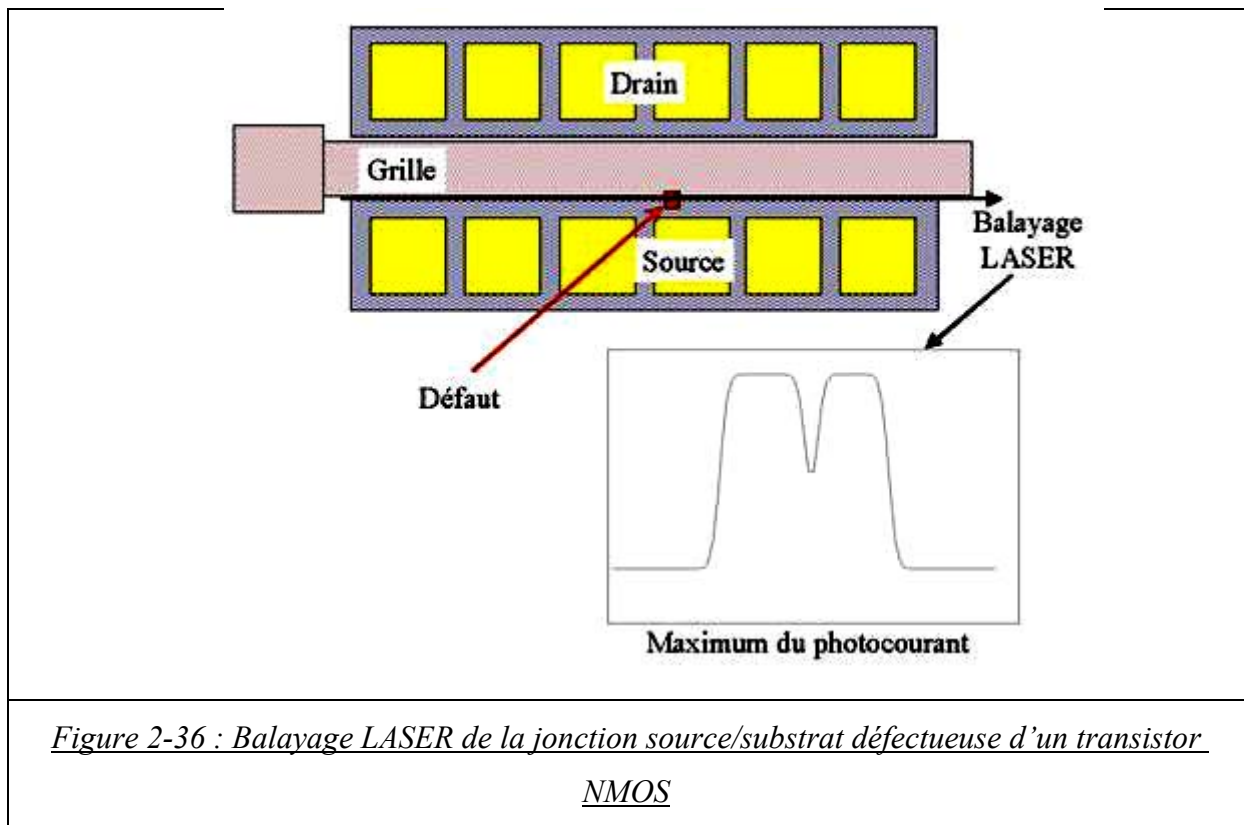
*Figure 2-35 : Image de l'ionisation par impact au niveau du défaut en mode OBIC.*

Le taux de génération par impact est minimum au niveau de la zone bleu, la zone verte correspondant à un taux de génération élevé. En conséquence, lorsque le faisceau est focalisé au niveau de la zone où le phénomène de génération par impact est important, le taux de génération global se trouve augmenté, ce qui implique une augmentation de l'amplitude du photocourant.

Il est important de noter que pour que ce phénomène d'ionisation par impact se produise, il est nécessaire que le défaut soit parcouru par un courant. En effet, la génération par impact au niveau de l'extrémité du défaut est induite par les charges injectées à ce niveau. Il est évident que si le défaut n'est pas parcouru par un courant relativement élevé, le nombre de charges injectées ne sera pas suffisant pour induire cette génération par impact. Dans ce cas, l'amplitude du photocourant mesuré aux bornes de la jonction sera diminuée en présence d'un défaut. L'évolution de l'amplitude du photocourant en présence d'un défaut est donc due aux phénomènes de génération/recombinaison induits par ce défaut.

Les simulations entreprises permettent de déduire que la mesure de l'amplitude du photocourant induit par une jonction PN permet d'une part de mettre en évidence la présence d'un défaut dans cette jonction, et d'autre part, dans une certaine mesure de caractériser ce défaut. En effet, en mesurant l'évolution de l'amplitude du photocourant en fonction de la tension de polarisation de cette jonction, le niveau de tension à partir duquel le défaut devient suffisamment conducteur pour induire une génération par impact peut alors être défini. Ceci permet de mesurer approximativement l'étendue du défaut et d'exprimer son impact sur le fonctionnement de la jonction.

Dans le cas d'une structure réelle, la troisième dimension apporte une information supplémentaire. En effet, les effets décrits précédemment se produisent localement dans la région du défaut lui même, si on illumine la jonction loin du défaut, le photocourant n'est pas altéré par le défaut.



La figure 2-36 présente le schéma d'un transistor NMOS avec ses contacts de source, de drain et de grille. La courbe représente l'amplitude du photocourant en fonction de la position du laser sur la jonction. Elle illustre l'altération du signal aux environs du défaut. En réalité, l'altération est beaucoup plus faible. Dans le cas présenté, le défaut annihile totalement le signal, ce qui est théoriquement aberrant, mais la figure est utilisée ici à des fins d'illustration. La zone d'influence du défaut sur le photocourant est bien plus étendue que le défaut lui-même. Cela est dû d'une part à l'extension spatiale latérale gaussienne du faisceau laser et d'autre part aux mécanismes de diffusion des charges électriques.

Dans le cas où la structure est alimentée, le principe reste identique, si ce n'est que nous observons une augmentation du signal aux environs du défaut.

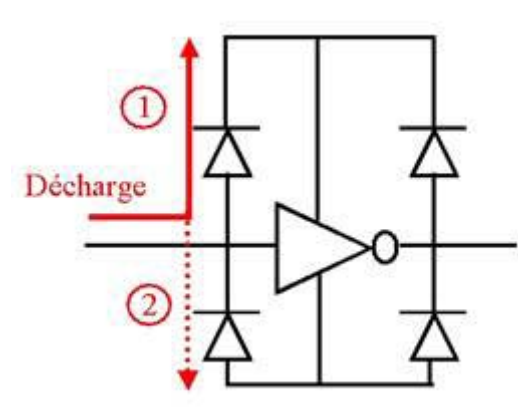
#### **4.5 Modélisation d'un inverseur et de ses structures de protection**

Afin de déterminer la capacité de la méthode OBIC à détecter des défauts dans les structures de protection contre les ESD des circuits intégrés, nous avons modélisé un inverseur. Le circuit est modélisé à l'aide du simulateur de circuit électrique SPECTRE sous environnement cadence. Les modèles des interconnexions sont pris en compte afin d'obtenir une modélisation complète du comportement du circuit intégré.

#### 4.5.1 Stratégie de protection

Comme il a été évoqué précédemment, les décharges électrostatiques représentent une grande part des causes de défaillance des circuits intégrés. Afin d'augmenter la résistance des circuits à ce type de décharges, des structures de protection contre les décharges électrostatiques sont insérées dans les systèmes électroniques. Le but de ces structures est de détourner les forts courants dus à une décharge électrostatique vers les lignes d'alimentation du circuit, afin que ceux-ci ne traversent pas d'éléments fonctionnels.

La figure 2-37 présente l'exemple d'un inverseur et ses structures de protection. Nous distinguons deux chemins de courant possible lors d'une décharge sur le plot d'entrée.



*Figure 2-37 : Inverseur CMOS et ses structures de protection*

Dans le cas du chemin numéro 1, la diode de protection vers l'alimentation entre en conduction. Le facteur limitant est donc la densité de courant en direct que supporte la diode. Dans le cas d'un trop fort courant, il se forme des défauts de type « junction spiking ». Le cas du chemin numéro 2 est cependant plus intéressant en terme de protection. En effet, Le principal facteur limitant est dans ce cas le claquage de la jonction par effet Zener ou par avalanche. Le courant généré pour une tension donnée sera très inférieur dans le cas du chemin numéro 2.

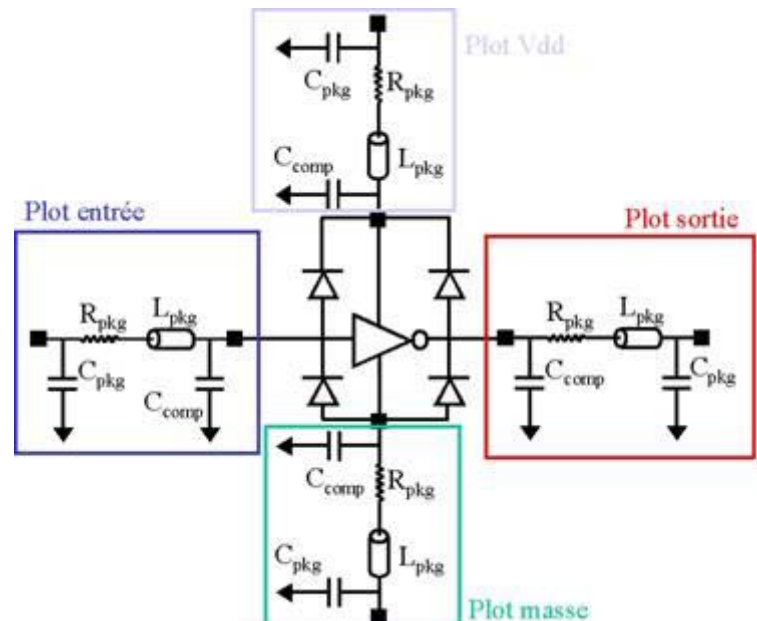
Il se forme dans le cas du chemin numéro 2 des défauts de type filamentation. Ce type de défaut est détectable en utilisant des méthodes de type SPL présentées au premier chapitre de ce document.

#### 4.5.2 Modélisation de la structure complète

Le schéma de l'inverseur, de ses structures de protections, ainsi que des interconnexions est présenté figure 2-38. Le modèle d'interconnexions utilisé prend en compte la résistance et l'inductance de l'ensemble plot-bonding-pin (respectivement  $R_{pkg}$  et

$L_{pkg}$ ), ainsi que les capacités liées aux interfaces bonding/composant ( $C_{comp}$ ), et bonding/pin ( $C_{pkg}$ ).

Nous réalisons une simulation correspondant à la focalisation du faisceau laser sur chacune des diodes de protection du circuit. Nous modélisons la diode illuminée par le faisceau laser en insérant une source de courant en inverse, et en parallèle avec la diode. Cette source de courant est définie pour délivrer un pic de courant correspondant à ce qui a été obtenu dans l'étude analytique présentée au début de ce chapitre.



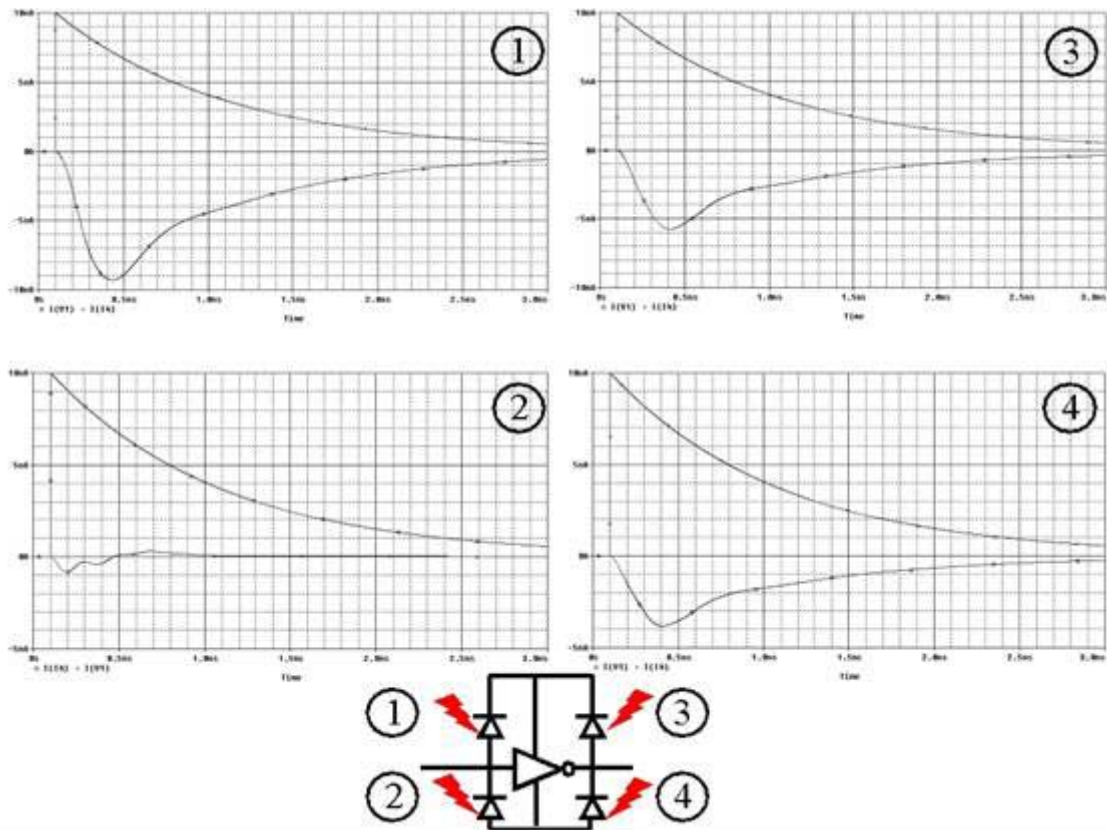
*Figure 2-38 : Inverseur CMOS, ses structures de protection et les plots d'entrées sorties*

Les résultats des simulations SPECTRE sont présentés figure 2-39. Nous distinguons quatre cas, en fonction de la position de focalisation du faisceau laser dans chacune des quatre diodes de protection. Le courant sur l'alimentation est tracé, ainsi que le courant dans la source de courant qui est l'image directe des effets du faisceau laser (photocourant).

Suivant la structure illuminée par le laser, le courant dans l'alimentation est très différent. Nous nous intéressons plus particulièrement aux cas des diodes 1 et 2. Dans le cas 1, la réponse sur l'alimentation a une amplitude élevée. La localisation d'un défaut présent dans cette diode sera donc relativement aisée. Nous avons également vu que le défaut susceptible de se former dans cette diode est de type « junction spiking ». Ce type de défaut est une filamentation métallique venant court-circuiter la jonction. Au site du défaut, les paramètres de génération/recombinaison sont donc fortement modifiés. L'impact sur le photocourant est donc relativement important. Le défaut sera ainsi d'autant plus facile à révéler.



Dans le cas de la diode 2, le problème s'avère plus complexe. En effet, le courant sur l'alimentation lorsque le faisceau est focalisé sur cette diode est très faible. De plus, le défaut susceptible de se former dans cette structure est de type filamentation. Ce défaut se forme par échauffement lors du phénomène d'avalanche lorsque la diode est fortement polarisée en inverse. Les paramètres de génération/recombinaison au niveau du défaut sont faiblement modifiés. En conséquence, le défaut sera d'autant plus difficile à localiser.



*Figure 2-39 : Photocourant obtenu sur la masse en fonction de la diode de protection illuminée*

Cette étude permet de mettre en avant l'importance de l'instrumentation permettant de mesurer le photocourant induit. De plus, elle met en évidence certaines difficultés concernant l'adressage de certains défauts suivant leur type ou leur localisation. En effet, les éléments parasites du circuit intégré peuvent dans certains cas nuire à la mesure du photocourant. La localisation et l'analyse de défauts dans les circuits intégrés utilisant les méthodes de type SPL passent donc par le choix d'une instrumentation précise et de fort gain. De plus, la bande passante de l'amplificateur de courant doit être adaptée à la mesure de signal de temps de montée très rapide.

## 5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons modélisé l'interaction entre un faisceau laser impulsionnel et les différents éléments constitutifs d'un circuit intégré. Nous avons explicité une méthodologie originale basée sur la mesure de l'amplitude du photocourant.

Tout d'abord, l'étude analytique du photocourant a permis de déterminer les paramètres physiques mis en jeu dans l'interaction laser/circuit intégré. Ensuite, les simulations réalisées nous ont permis de déterminer la réponse de structures élémentaires d'un circuit intégré à un balayage laser. Cette étude a permis d'une part de valider la transposition des techniques SPL du test par la face avant au test par la face arrière des circuits intégrés. L'étude de l'influence de la longueur d'onde sur l'amplitude du photocourant a permis de dégager des valeurs optimales. De plus, l'influence de structures enterrées, notamment de jonctions caisson/substrat a été étudiée afin de démontrer la faisabilité de tests par la face arrière sur ce type de structures.

D'autre part, l'étude analytique de la génération d'un photocourant dans une jonction a permis de modéliser avec précision les phénomènes physiques mis en jeu. Cette modélisation a été mise à profit afin de comprendre les résultats des simulations réalisées sur des structures de type CMOS.

La modélisation de l'interaction entre le faisceau laser et un défaut induit par décharge électrostatique a permis de compléter cette étude. Cette modélisation a pris en compte un cas d'étude réel, qui a délivré des informations quant à la structure physique du site défaillant. La modélisation entreprise constitue un travail original qui nous a permis de mettre en évidence les différents paramètres physiques conduisant à une modification de l'amplitude du photocourant en présence d'un défaut. L'étude du photocourant induit au niveau du défaut en fonction du mode de polarisation du circuit a permis de mettre en évidence la mise en concurrence de deux phénomènes physiques, l'ionisation par impact et la recombinaison des porteurs au niveau du site défaillant. L'observation de ces phénomènes à partir de la mesure du photocourant délivre des informations quant aux caractéristiques électriques de la structure défaillante.

La prise en compte de ces éléments permet d'améliorer la compréhension des résultats expérimentaux qui seront présentés au chapitre 4. De plus, cela permet de dégager une méthodologie générale d'analyse qui conduit à l'explication des mécanismes de défaillances du circuit sous test.

Les différents modèles étudiés mettent en évidence la cohérence de l'utilisation de méthodes SPL pour l'analyse de défaillances induites par décharges électrostatiques. De plus,

la connaissance des mécanismes de création du photocourant apporte des informations qui sont utiles à la mise en place du dispositif de test, qui sera l'objet du prochain chapitre.



## **CHAPITRE 3**



# 1 INTRODUCTION

Le second chapitre de ce mémoire a permis de démontrer de manière théorique la faisabilité de la localisation d'un défaut de type ESD par des méthodes de pompage optique par effet photoélectrique de l'échantillon sous test. Ces méthodes, rassemblées sous le terme générique de Stimulation Photoélectrique Laser (SPL) dans ce mémoire, ont fait l'objet d'un développement expérimental au laboratoire IXL.

L'objet de ce chapitre est de présenter le banc de tests du laboratoire IXL constitué principalement d'une source laser impulsionnelle, ainsi que les modifications apportées à celui-ci pour permettre la mise en place de tests SPL face avant et face arrière. Ce banc de tests, a été initialement développé dans le but d'étudier la sensibilité des circuits électroniques aux radiations ionisantes, notamment pour reproduire expérimentalement les effets d'un ion lourd sur un circuit intégré, à moindre coût. Ce travail qui a fait l'objet de deux thèses a permis de développer une méthodologie de test permettant de mettre en évidence les zones sensibles aux événements singuliers d'un circuit intégré.

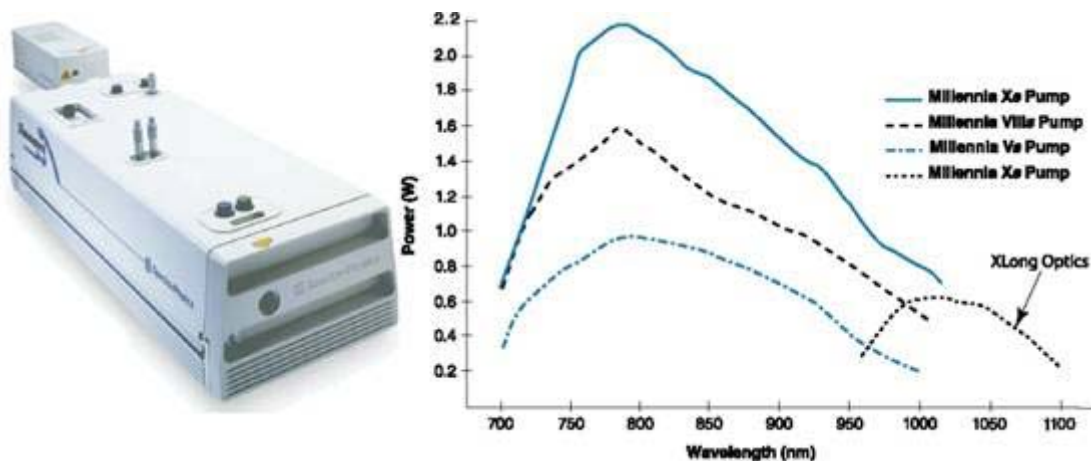
De nombreuses modifications ont été apportées à cet outil, pour réaliser des tests SPL par la face avant ou la face arrière des circuits intégrés. Nous avons tout d'abord mis en place un système de détection permettant la mesure de très faibles courants. Ce système, basé sur l'utilisation d'un amplificateur de courant commercial et d'une détection synchrone a permis d'augmenter la sensibilité de mesure. Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, une grande sensibilité est nécessaire afin de mesurer les faibles variations de l'amplitude du photocourant observées au niveau d'un défaut. En effet, comme nous l'avons vu, la présence d'un défaut dans une jonction PN se traduit au niveau de l'amplitude du photocourant par une augmentation ou une diminution, qui si les mécanismes de génération/recombinaison sont peu modifiés, est faible. Cette modification, suivant la nature du défaut peut donc être relativement faible, et est donc délicate à mesurer.

D'autre part, la mise en place d'un système de visualisation par réflectométrie confocale permet de mettre en œuvre plus facilement des tests par la face arrière des circuits intégrés. Ce système permet de réaliser une image du circuit à travers son substrat et permet donc de savoir en quel point du circuit le faisceau laser est focalisé. Rappelons que le test par la face arrière peut être nécessaire en raison de l'augmentation croissante de la densité d'intégration, qui rend la face active des circuits de moins en moins accessible à un faisceau laser.

## 2 PRESENTATION DU BANC DE TEST A LASER IMPULSIONNEL

### 2.1 Caractéristiques de la source laser

La source laser utilisée est un oscillateur Ti:Sapphire à blocage de modes, pompée par un laser continu Nd:YAG. Les deux sources sont commercialisées par Spectra Physics sous les noms Tsunami (Ti:Sapphire) et Millenia X (Nd:YAG). La source laser Ti:Sapphire présente l'avantage d'être accordable en longueur d'onde, ce qui permet de mener des études tant par la face avant que par la face arrière du circuit. La figure 3-1 présente la gamme de longueur d'onde de la source. Le laser de pompe, le millenia X, délivre une puissance de sortie de 10W permettant d'obtenir une plus grande plage d'accordabilité en longueur d'onde en sortie du Tsunami.



*Figure 3-1 : Caractéristiques de la source laser*

Nous disposons de deux jeux de miroirs permettant d'utiliser la source laser en mode picoseconde, ou femtoseconde. Les durées d'impulsion sont respectivement de 1ps en mode picoseconde et 160fs en mode femtoseconde. Le jeu de miroir picoseconde qui sera utilisé par la suite, associé au laser de pompe 10W permet de travailler dans une gamme de longueur d'onde allant de 750nm à 1050nm (voir courbe bleue continue sur la figure 3-1). La fréquence de répétition des impulsions en sortie est de 82MHz. L'énergie maximale d'une impulsion étant de l'ordre de 12nJ, et la puissance moyenne de l'ordre du Watt. Une telle puissance est destructrice pour les circuits intégrés. Il est donc nécessaire de réduire cette puissance soit en réduisant la fréquence des impulsions soit en atténuant l'amplitude du champ électromagnétique.

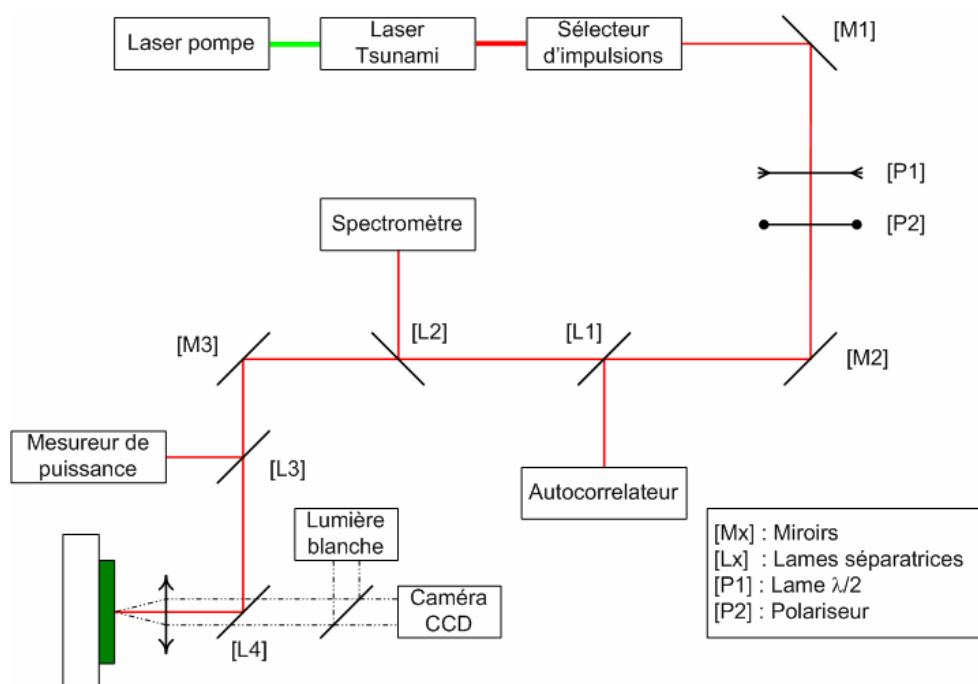
Pour réduire la fréquence de répétition, un sélecteur d'impulsion est utilisé, il est également commercialisé par Spectra Physics. Celui-ci permet de régler la fréquence de



répétition de quelques Hz à quelques dizaines de MHz. Cet appareil peut être synchronisé par un signal externe, il est donc de travailler en mode monocoup ou de mettre en œuvre la technique de détection synchrone évoquée au chapitre 2.

Nous disposons donc d'un système laser complet générant des impulsions laser accordables en longueur d'onde, d'une durée d'impulsion de 1ps ou 160fs, à une fréquence de répétition variable de quelques dizaines de MHz au mode monocoup. Ce système est particulièrement adapté aux tests laser des circuits intégrés, de part sa flexibilité et sa grande stabilité.

## 2.2 Focalisation du faisceau sur le circuit sous test



*Figure 3-2 : Schéma du banc de test à laser impulsif (éléments optiques)*

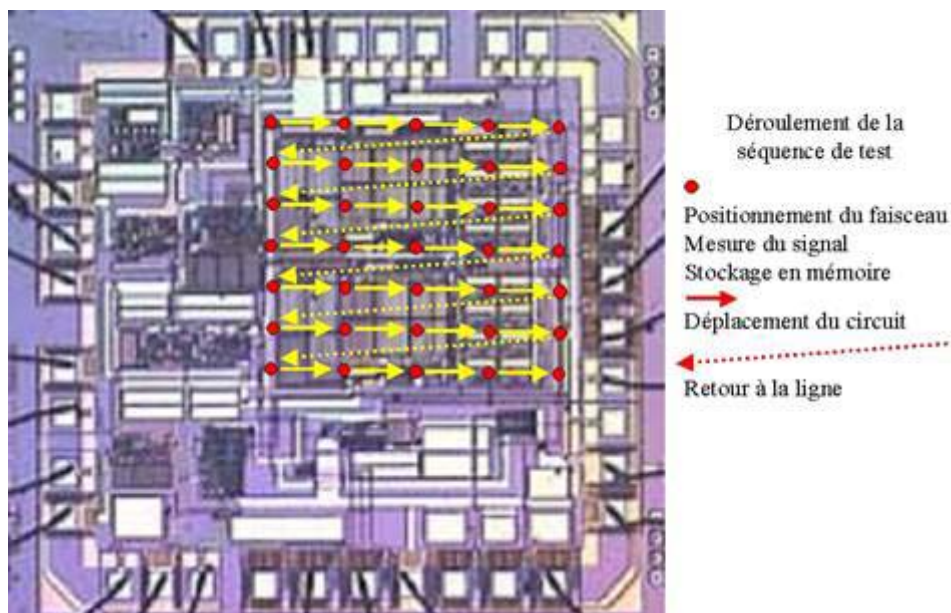
Le faisceau laser est dirigé vers le circuit sous test, Le schéma de principe des éléments optiques du banc est résumé figure 3-2.

Au long du trajet, une partie du faisceau est prélevé par l'intermédiaire de lames semi-réfléchissantes afin d'effectuer des mesures des paramètres du faisceau. Le premier prélèvement, effectué par L1, est dirigé vers un autocorrélateur. Cet instrument, basé sur un interféromètre de Michelson, permet d'une part de vérifier la qualité des impulsions lumineuses et d'autre part de mesurer leur durée. Un second prélèvement en L2 permet de mesurer, à l'aide d'un spectromètre à réseau, la longueur d'onde centrale des impulsions et permet donc d'ajuster précisément sa valeur suivant le type de test envisagé (face avant/face arrière). Un troisième prélèvement en L3 est dirigé vers le mesureur de puissance, qui permet

de mesurer l'énergie des impulsions. A la sortie du sélecteur d'impulsion (« pulse picker »), un système lame  $\lambda/2$  / polariseur ([P1] et [P2]) permet d'ajuster la puissance laser envoyée sur le circuit sous test. La lame demi-onde est placée sur un moteur rotatif, asservi par logiciel et qui permet d'ajuster automatiquement l'énergie des impulsions arrivant sur le circuit sous test. Le laser est finalement focalisé sur le circuit à l'aide d'un objectif de microscope. Nous disposons de 4 grossissements (5X, 20X, 50X, 100X). Le circuit est également éclairé en lumière blanche. Une caméra CCD permet alors d'obtenir une image de celui-ci. Un système confocal infrarouge laser a également été mis en place comme système de visualisation par la face arrière. Le fonctionnement de celui-ci est basé sur la réflectométrie.

### 2.3 Le système de balayage

Afin de réaliser des cartographies du circuit, celui-ci est placé sur une table de translation XYZ. Celle-ci est actionnée par des moteurs pas à pas rotatifs, commandés par logiciel. Le pas minimum de déplacement est de 100nm.



*Figure 3-3 : déroulement de la séquence de test*

Après avoir préalablement défini par deux points une fenêtre de balayage et un pas de déplacement, la séquence de test se déroule comme suit. Le faisceau est positionné au premier point, la mesure du signal électrique étudié est effectuée. Les paramètres mesurés, comme par exemple l'amplitude, la valeur moyenne, le temps de montée d'un photocourant sur la masse ou l'alimentation, sont stockés dans des matrices (chaque matrice correspondant à un paramètre) comme indiqué figure 3-4. Le circuit est ensuite déplacé afin de positionner

le faisceau sur le point suivant. A la fin de la ligne, le circuit est de nouveau déplacé pour placer le faisceau sur le premier point de la ligne suivante.

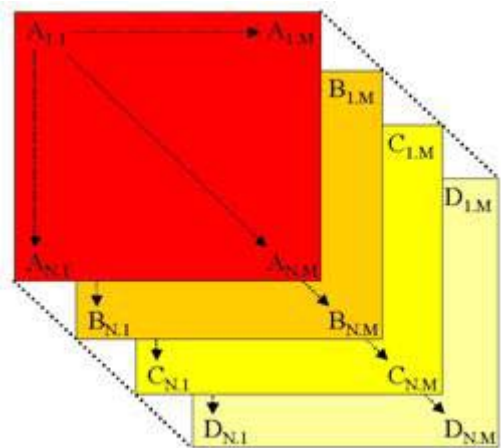


Figure 3-4 : Illustration du stockage matriciel des données

Les matrices obtenues sont ensuite traitées par l'intermédiaire du logiciel Matlab qui les convertit en images sur 256 niveaux de gris. Le maximum de chaque matrice est codé en blanc (niveau 256) et le minimum en noir (niveau 0). Les résultats expérimentaux présentés par la suite montreront quels types d'information peuvent être prélevés sur le signal mesuré.

**2.4 Contrôle de l'Instrumentation**

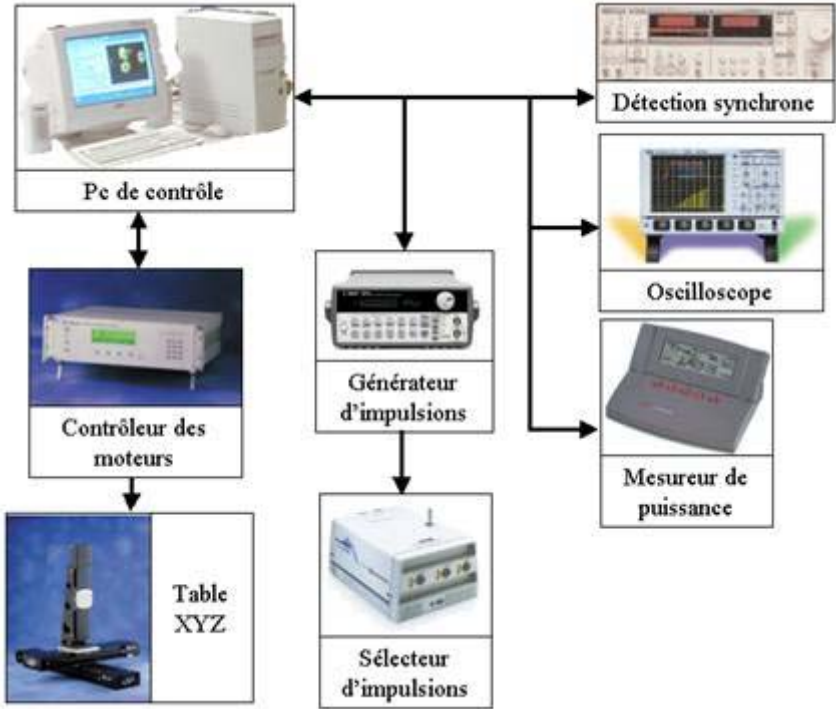


Figure 3-5 : Illustration du contrôle des appareils.

Les instruments de contrôle et de mesures sont pilotés de manière logicielle. Le logiciel permettant de réaliser les cartographies gère le déplacement du circuit sous le faisceau, ainsi que l'ajustement de l'énergie laser envoyée par l'intermédiaire du contrôleur des moteurs pas à pas. Il permet aussi de régler le taux de répétition des impulsions laser par l'intermédiaire d'un générateur d'impulsion qui est connecté au sélecteur d'impulsions.

L'acquisition des données est également réalisée par le logiciel, le microordinateur étant connecté aux différents instruments de mesure par l'intermédiaire d'une liaison GPIB IEEE.

On dispose donc d'un système de cartographie entièrement automatisé, permettant de réaliser des images PLS du circuit sous test de manière autonome. Les paramètres pouvant être ajustés sont résumés dans le tableau 3-1.

L'ajustement de ces différents paramètres permet de réaliser une étude approfondie de l'interaction laser-circuit intégré. Nous pouvons alors déterminer les paramètres optimaux permettant de réaliser des cartographies SPL face avant ou face arrière.

<b>Paramètre</b>	<b>Plage de réglage</b>	<b>Action</b>
Pas de déplacement :	Jusqu'à 0,1µm	Logicielle
Fréquence de répétition	Monocoup-82MHz	Logicielle
Longueur d'onde	0,75µm-1,05µm	Manuelle
Energie au niveau du circuit	1-1000pJ environ	Logicielle
Durée d'impulsion	160fs ou 1ps	Manuelle

Tableau 3-1 : paramètres du banc de test laser

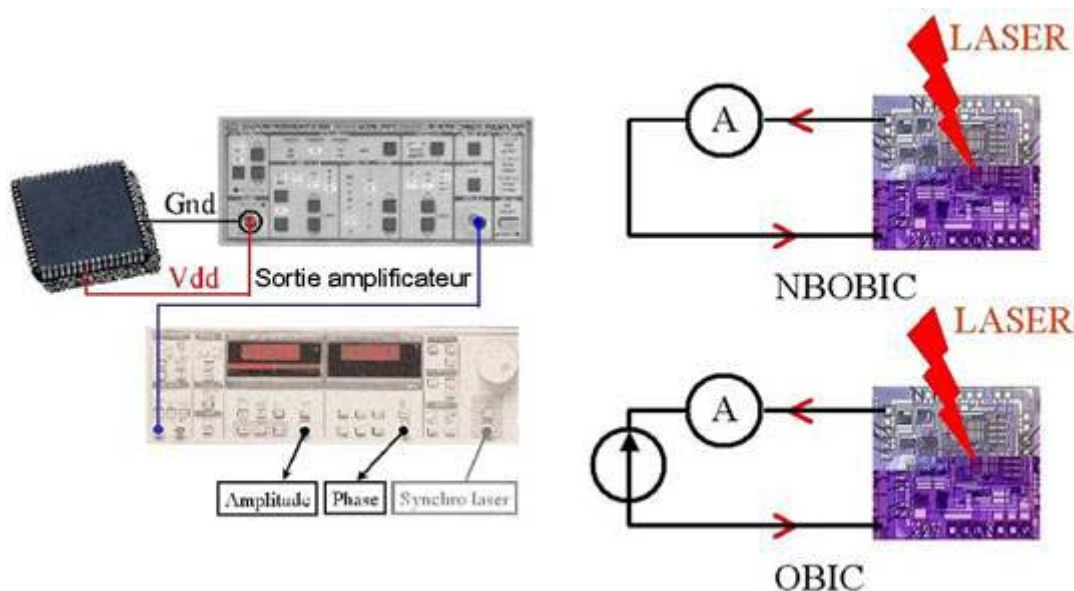
### **3 CONFIGURATIONS ELECTRIQUES : LES DIFFERENTES METHODOLOGIES DE TEST LASER**

Afin de définir les différentes méthodologies de test SPL, il convient de définir les configurations électriques utilisées. Nous nous attacherons tout d'abord à définir le mode de connexion au circuit sous test. Nous détaillerons ensuite l'instrumentation utilisée pour la mesure du signal.

#### **3.1 Connexion au circuit sous test**

Comme nous l'avons vu dans les deux premiers chapitres, nous distinguons deux modes de connexion au circuit sous test. Tout d'abord, les modes NBOBIC (« Non Biased OBIC ») et OBIC standard, qui utilisent les broches d'alimentation du circuit, puis le mode SCOBIC (« Single Contact Optical Beam Induced Current ») qui utilise une seule broche du circuit. Comme nous l'avons vu au chapitre 2, chacun de ces modes permet d'obtenir des informations spécifiques sur le circuit sous test. Tout d'abord, nous avons explicité les informations apportées par les modes OBIC et NBOBIC. Nous avons vu que, d'une part une diminution du signal NBOBIC est mesurée lorsque le faisceau laser est focalisé au niveau d'un défaut ESD. D'autre part, que suivant la nature dudit défaut une augmentation du signal OBIC est mesurée.

### 3.1.1 Non Biased OBIC et OBIC standard



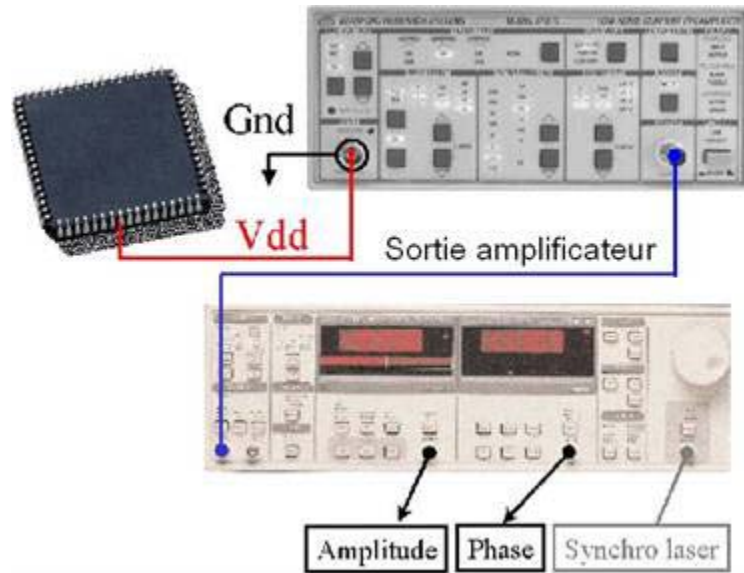
*Figure 3-6 : schéma de principe des méthodes OBIC et NBOBIC*

Les méthodes OBIC et NBOBIC utilisent sensiblement la même configuration électrique, comme l'illustre la figure 3-6. Dans les deux cas, le courant est mesuré sur l'alimentation du circuit. Dans le cas du mode OBIC, le circuit est alimenté à tension constante. Les variations de courant observées sur l'alimentation sont induites par le faisceau laser. Dans le cas du mode NBOBIC, le circuit n'est pas alimenté. Les broches d'alimentation sont court-circuitées, et on mesure le courant dans le court-circuit.

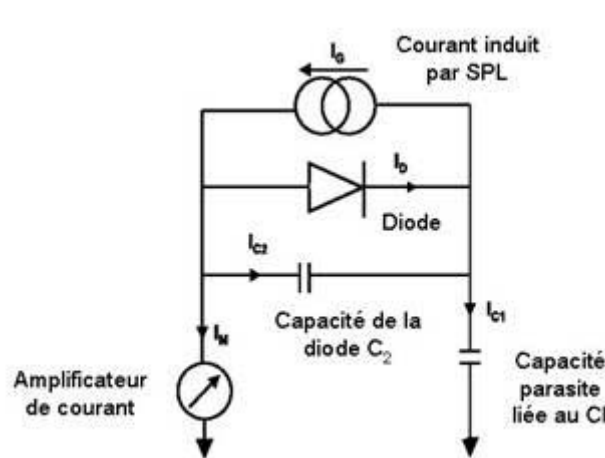
Comme nous l'avons vu au chapitre 2 à partir de l'étude théorique, ces deux modes de mesures permettent d'obtenir des informations complémentaires sur le défaut éventuellement présent dans le circuit sous test.

### 3.1.2 Single Contact OBIC

Le mode « Single Contact » a été mis en œuvre pour la première fois par Pallaniapan. Le principe est de ne connecter qu'une seule broche du circuit aux instruments de mesure. Le schéma de principe est résumé Figure 3-7. Le courant s'établit par rebouclage capacitif vers la masse.



*Figure 3-7 : schéma de principe de la méthode SCOBIIC*



*Figure 3-8 : schéma de principe de l'établissement du courant SCOBIIC*

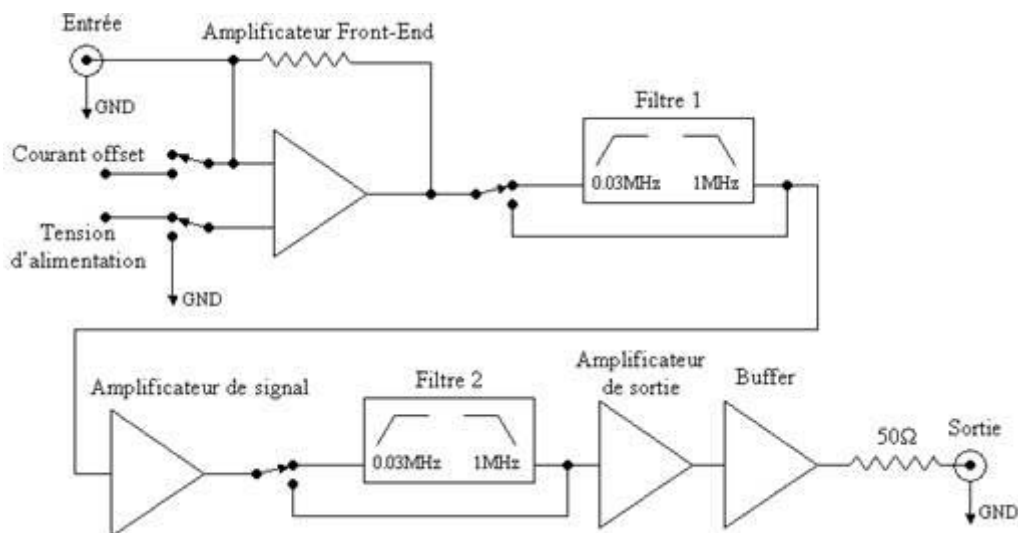
La figure 3-8 illustre le principe de l'établissement du photocourant par rebouclage capacitif sur lequel repose la méthodologie SCOBIIC. Le schéma propose un schéma équivalent de la jonction PN sous test, reliée à l'amplificateur de courant. Le courant s'établit par l'intermédiaire de la capacité parasite induite par le circuit et son embase, le substrat jouant alors le rôle du diélectrique.

La technique SCOBIC ne fonctionne qu'en utilisant un faisceau laser impulsionnel (ou une diode laser modulée), en raison de l'aspect capacitif du rebouclage de courant. Cette boucle de courant ne peut en effet s'établir qu'en régime transitoire.

### 3.2 Systèmes d'amplification

Les photocourants à mesurer sont de très faible intensité. De plus, les variations d'amplitude qui se produisent lorsque le laser est focalisé au niveau d'un défaut sont faibles, particulièrement en mode NBOBIC, comme cela a été explicité au second chapitre. Pour localiser précisément un défaut, il est donc nécessaire d'apporter un soin particulier à l'instrumentation utilisée, que ce soit en terme de rapport signal à bruit, comme en terme d'amplification.

#### 3.2.1 L'amplificateur de courant Stanford Research



*Figure 3-9 : schéma bloc de l'amplificateur de courant Stanford*

Afin d'améliorer la sensibilité des techniques SPL, nous utilisons un amplificateur de courant commercialisé par Stanford Research System. Le schéma bloc de celui-ci est présenté figure 3-9.

Cet amplificateur possède une source de tension constante intégrée qui permet de polariser le circuit sous test. Le courant délivré par celle-ci est amplifié. Nous disposons de deux modes de mesures, « High Bandwidth » et « Low Noise ». La courbe de gain de l'amplificateur, suivant le mode et le calibre utilisés, est présentée figure 3-10. Plus le gain est élevé, plus la bande passante est réduite. Il sera donc important d'ajuster la fréquence de répétition des impulsions laser en fonction du gain utilisé. Pour des mesures de courants de l'ordre du nanoampère, le mode « High Bandwidth » sera plus adapté, la fréquence de



coupure de l'amplificateur étant de l'ordre de la centaine de Hertz pour un calibre de 1nA/V, contre une dizaine de Hertz pour le mode « Low Noise ».

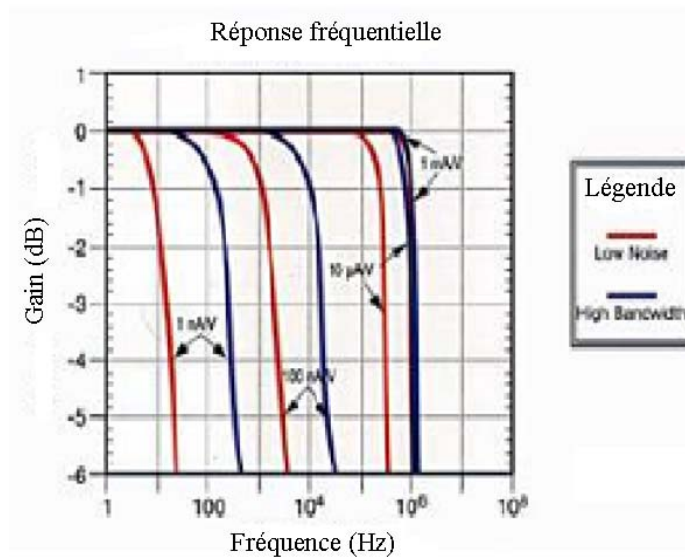


Figure 3-10 : Bande passante de l'amplificateur de courant pour différents calibres

### 3.2.2 La détection synchrone

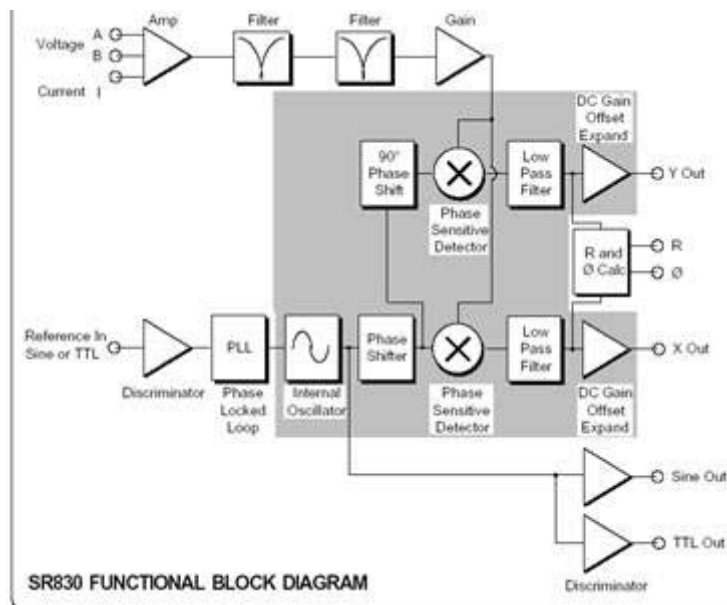


Figure 3-11 : schéma bloc de la détection synchrone

Afin d'augmenter le rapport signal à bruit, une détection synchrone peut être utilisée. Le principe de fonctionnement de cet instrument a été décrit au premier chapitre.

L'appareil utilisé est également commercialisé par Stanford Research System. La fréquence d'utilisation maximale est de 100kHz. La synchronisation est réalisée soit par une source externe, soit par une source interne. Dans notre cas, seule la source externe est utilisée.



Dans toutes les expérimentations présentées par la suite, le même signal de synchronisation est utilisé pour le sélecteur d'impulsions et la détection synchrone.

### **3.3 Caractérisation du système de détection**

Afin de caractériser le système de détection, nous avons mis en oeuvre une méthode pour calculer le rapport signal à bruit  $\rho_{S/B}$ . Nous allons tout d'abord définir cette méthode de calcul du rapport signal à bruit.

Soit un signal  $s_I(t)=s(t)+b(t)$  où  $b(t)$  représente le bruit et  $s(t)$  le signal utile. Nous définissons  $\mathbf{S}(f)$  la transformée de Fourier de  $s(t)$  et  $\mathbf{B}(f)$  la transformée de Fourier de  $b(t)$ .

La densité spectrale de puissance du signal  $s(t)$  est alors définie comme :

$$\mathbf{P}(f) = \left| \mathbf{S}(f) \cdot \bar{\mathbf{S}}(f) \right| \quad \text{Equation 3-1}$$

Le rapport signal à bruit est défini suivant :

$$\rho_{S/B} = \frac{\int_0^B \left| \mathbf{S}(f) \cdot \bar{\mathbf{S}}(f) \right| \cdot df}{\int_0^B \left| \mathbf{B}(f) \cdot \bar{\mathbf{B}}(f) \right| \cdot df} \quad \text{Equation 3-2}$$

Par la suite, nous considérons des signaux échantillonnés, les signaux étant enregistrés à partir d'un oscilloscope numérique. Chaque signal est alors composé de 1000 points. La densité spectrale de puissance est calculée à l'aide d'un algorithme de transformée de Fourier rapide (FFT) à 4096 points.

Afin de calculer le rapport signal à bruit expérimentalement, nous réalisons deux acquisitions du signal. Une première acquisition  $s_I(n)$  sera constituée du signal complet (signal utile+bruit), alors qu'une seconde acquisition  $s(n)$  est réalisée en prenant la moyenne du signal sur 1024 acquisitions. Si nous considérons que le bruit est essentiellement de répartition gaussienne à moyenne nulle (bruit blanc), alors, la seconde acquisition du signal moyenné est quasiment exempte de bruit, c'est à dire qu'elle n'est constituée que du signal utile.

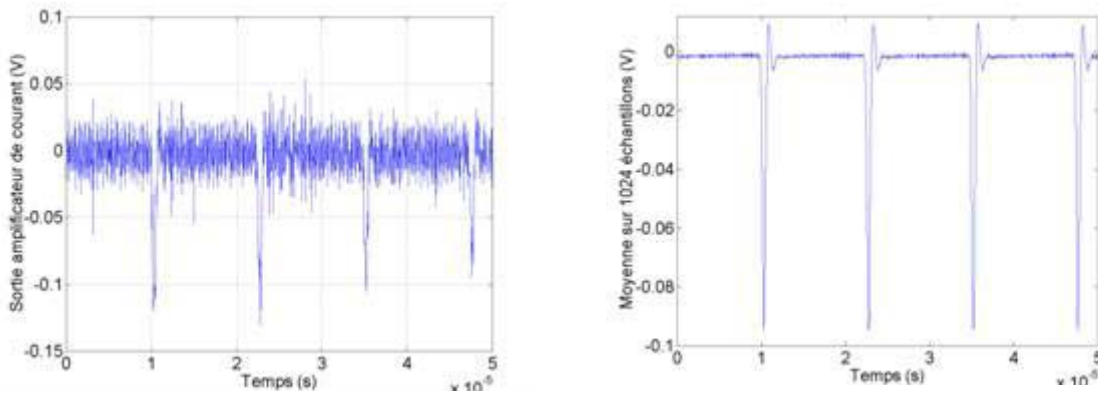


Figure 3- 12 : Oscillogrammes du signal bruité (à gauche) et du signal moyenné (à droite)

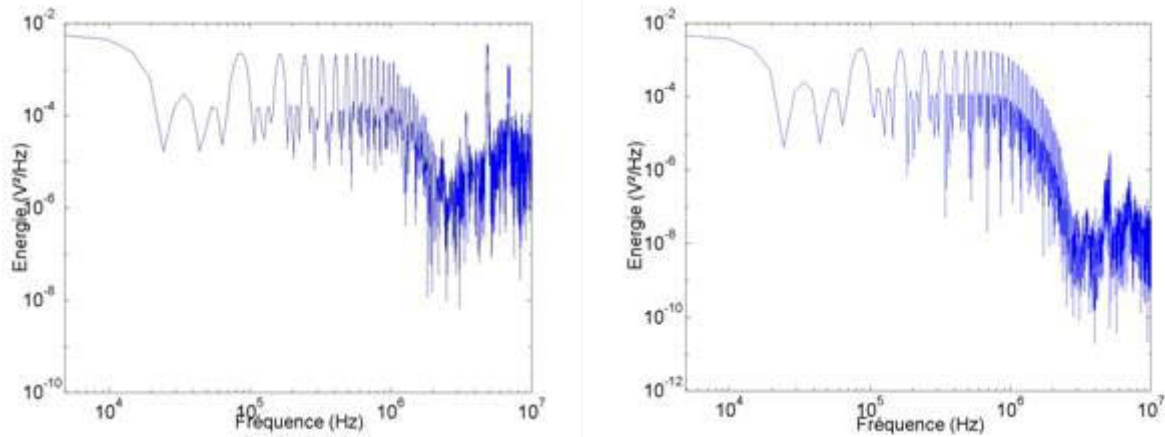


Figure 3- 13 : Densité spectrale du signal bruité (à gauche) et du signal moyenné (à droite)

La figure 3-12 illustre le signal bruité  $s_1(n)$  et le signal utile  $s(n)$ . La figure 3-13 présente la densité spectrale de puissance du signal. Le bruit  $b(n)$  est alors obtenu par soustraction :

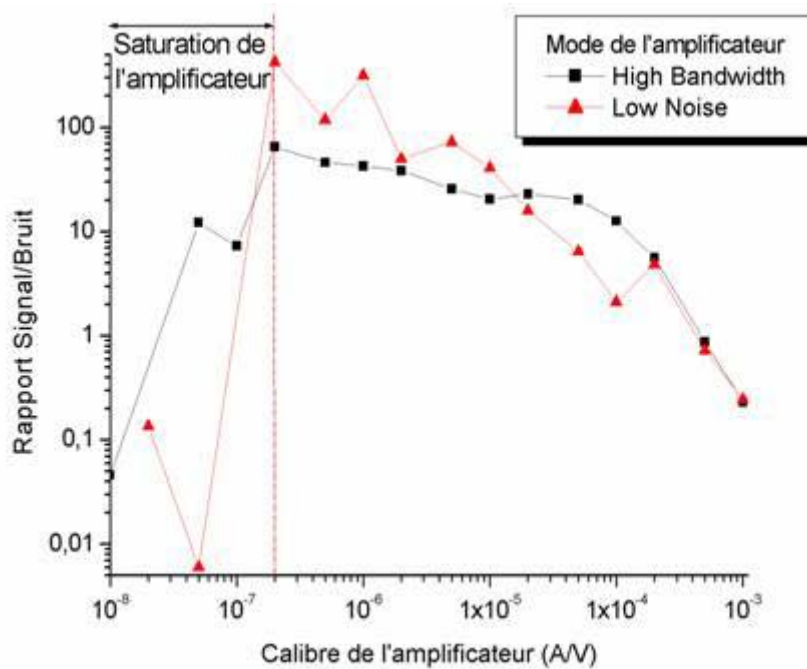
$$b(n) = s_1(n) - s(n) \quad \text{Equation 3-3}$$

Le rapport signal à bruit est alors calculé suivant :

$$\rho_{S/B} = \frac{\sum_0^{4096} |FFT(s(n)) \cdot \overline{FFT(s(n))}|}{\sum_0^{4096} |FFT(b(n)) \cdot \overline{FFT(b(n))}|} \quad \text{Equation 3-4}$$

Le signal présenté en illustration figures 3-13 est obtenu sur une diode, la fréquence de répétition des impulsions laser est de 80kHz, l'énergie par impulsion est de 500pJ. L'amplificateur de courant est utilisé en mode « High Bandwidth » avec un calibre de 500 $\mu$ A/V.

A l'aide du formalisme précédent, les modes « High Bandwith » et « Low Noise » de l'amplificateur peuvent être caractérisés. Pour chaque mode, une mesure pour chaque gain est effectuée, jusqu'à atteindre la saturation de l'amplificateur de courant. Le rapport signal à bruit est calculé en utilisant le logiciel Matlab. La figure 3-15 présente l'évolution du rapport signal à bruit en fonction du calibre utilisé. Nous observons que suivant le gain sélectionné, le rapport signal à bruit augmente pour atteindre une saturation, puis celui-ci diminue nettement. Cette diminution est liée à la saturation de l'amplificateur de courant pour des valeurs de gain trop élevées. Ces calculs permettent d'évaluer la sensibilité maximale de notre chaîne de détection.



*Figure 3- 14 : Evolution du rapport signal à bruit suivant le gain de l'amplificateur de courant en fonction du mode d'amplification utilisé*

#### 4 MISE EN PLACE DE TESTS PAR LA FACE ARRIERE

Comme nous l'avons vu précédemment, la source laser impulsionnelle utilisée couvre une gamme de longueurs d'onde dans le proche infrarouge permettant la mise en œuvre de tests par la face arrière des circuits intégrés. Toutefois, le développement de ces techniques nécessite de prendre quelques précautions. L'objet de cette partie est de détailler les améliorations apportées au banc afin de réaliser des tests par la face arrière. Ce type de test pose principalement deux problèmes :

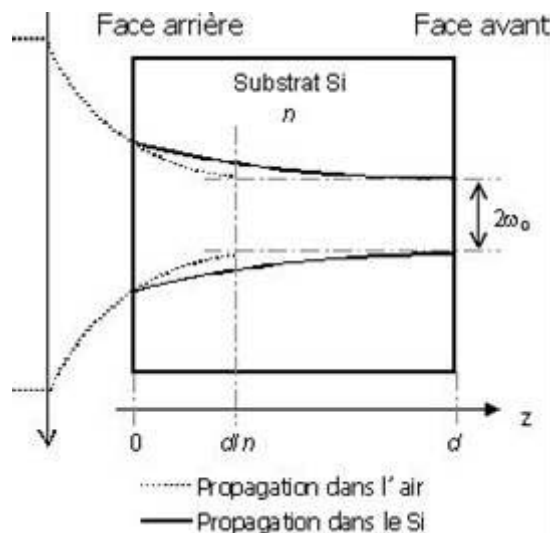
- la focalisation du faisceau sur les zones actives du circuit,

- la navigation sur l'échantillon, qui nécessite de réaliser un système permettant la visualisation à travers le silicium.

Ces deux éléments sont détaillés dans la partie suivante.

#### 4.1 Focalisation sur le circuit sous test

Le schéma de la figure 3-16 présente la formation du col du faisceau laser à travers un substrat de silicium. Afin de focaliser le faisceau dans les zones actives, celui-ci sera tout d'abord focalisé sur la face arrière de l'échantillon, puis un calcul mathématique simple permet de déterminer la longueur  $L=d/n_{Si}$ , (avec  $d$  l'épaisseur du substrat et  $n_{Si}$  son indice) dont l'échantillon doit être déplacé pour que le faisceau soit focalisé sur les zones actives sur la face avant. Il est important de noter que la largeur minimale du faisceau n'est pas affectée par la propagation du faisceau dans le silicium du substrat. Ceci peut être aisément démontré en utilisant le formalisme matriciel. La résolution spatiale en mode face arrière est la même qu'en face avant.

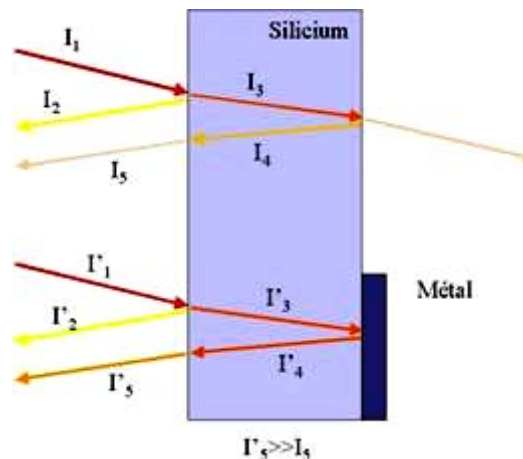


*Figure 3- 15 : Illustration de la focalisation d'un faisceau laser dans le vide comparée à la focalisation dans le silicium.*

D'un point de vue pratique, il a été constaté qu'il est plus simple de positionner le faisceau en faisant varier  $x$  et  $y$ , en un point du circuit où le signal SPL mesuré est maximum, puis de rechercher à maximiser ce signal en déplaçant l'échantillon selon l'axe  $z$  (figure 3-16), le maximum correspondant à un faisceau laser correctement focalisé au niveau des zones actives siège du signal SPL. Cette méthode s'applique plus particulièrement dans le cas où l'épaisseur de substrat n'est pas toujours connue, et n'est pas forcément uniforme sur l'échantillon, la méthode théorique détaillée précédemment se trouve donc être rarement applicable dans la pratique.

## 4.2 Système de visualisation

Lorsque des tests par la face arrière des circuits intégrés sont mis en place, un des problèmes qui se posent est la navigation sur l'échantillon sous test. En effet, comme nous l'avons vu au chapitre 1, l'éclairage en lumière blanche de l'échantillon par la face arrière ne permet pas de visualiser les pistes métalliques (le silicium n'étant pas transparent pour ces longueurs d'ondes). Pour connaître exactement la position du faisceau sur l'échantillon, il est absolument nécessaire de pouvoir visualiser au moins les pistes métalliques qui peuvent alors servir de repère. Il est donc nécessaire de disposer d'un système optique permettant de réaliser cette fonction. Une possibilité consiste à éclairer le circuit sous test en utilisant un faisceau laser infrarouge dont la longueur d'onde est légèrement supérieure à  $1,1\mu\text{m}$ , qui correspond à une absorption minimale pour les substrats fortement dopés, et à mesurer la lumière réfléchie. Ce système est plus connu sous le nom de réflectométrie confocale.

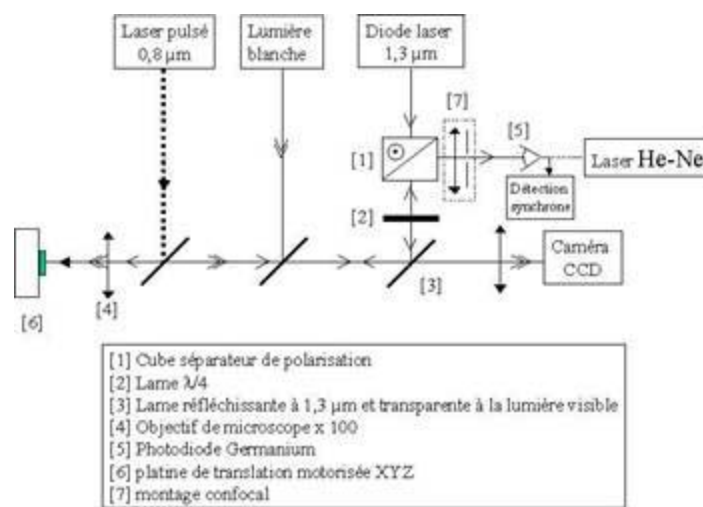


*Figure 3- 16 : Réflectométrie infrarouge par la face arrière d'un circuit intégré : illustration de la réflexion sur une piste métallique*

La figure 3-17 illustre le principe de la réflectométrie confocale. Dans le cas où le faisceau transmis ( $I_3$  ou  $I'_3$ ) rencontre une piste métallique, il est intégralement réfléchi, ce qui n'est pas le cas si il n'y a pas de pistes métalliques. L'intensité du faisceau transmis ( $I_5$  ou  $I'_5$ ) est mesurée. Si le faisceau a rencontré une piste métallique, l'intensité mesurée est importante, sinon, elle est très faible. La mesure du faisceau réfléchi permet donc de localiser les éléments métalliques se trouvant à la surface du circuit intégré. En réalisant une cartographie de l'intensité lumineuse reçue suivant la position du faisceau, nous obtenons donc une « image » du circuit sous test. De plus à l'aide d'un diaphragme, il est possible de sélectionner les faisceaux réfléchis en un plan particulier, le plan défini par les zones actives par exemple et d'éliminer les autres faisceaux, ceux réfléchis par la face arrière notamment. Le

contraste de l'image est amélioré par ce dispositif que l'on appelle communément « réflectomètre confocal ».

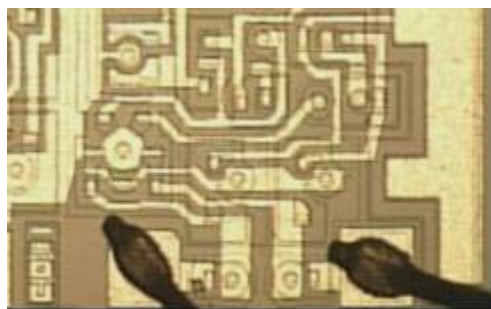
La figure 3-17 détaille le schéma du système mis en place au laboratoire IXL, qui a été inspiré du dispositif présent dans le microscope optique à balayage de la société Hamamatsu, le Phemos 1000, décrit au chapitre 1. Le système est basé sur une diode laser d'une longueur d'onde de  $1,3\mu\text{m}$ , focalisé sur le circuit sous test. Le faisceau réfléchi est mesuré à l'aide d'une photodiode au germanium. Un laser hélium/néon permet d'aligner le faisceau de la diode afin d'assurer le caractère confocal du système. L'émission de la diode laser est modulée par un signal sinusoïdal, permettant ainsi d'assurer la mesure avec une détection synchrone, ce qui améliore considérablement le gain de l'ensemble.



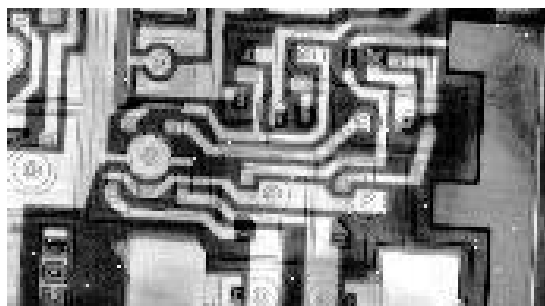
*Figure 3- 17 : Schéma de principe du système de visualisation par réflectométrie confocale mis en place sur le banc de tests*

La figure 3-18 présente une image obtenue en lumière blanche par la face avant d'un circuit LM124, ainsi que l'image par la face arrière obtenue par notre système réflectométrique.

La qualité de l'image obtenue par réflectométrie est suffisante pour identifier les différentes structures du circuit sous test. Nous reconnaissons en effet clairement les différents éléments du circuit. Il est important de noter que l'on retrouve la même résolution spatiale par la face arrière comme nous l'avions annoncé précédemment. Toutefois, l'inconvénient de ce type de système réside dans sa résolution spatiale. En effet, si des circuits en technologie submicronique sont testés, la résolution risque de ne pas être suffisante pour obtenir une image utilisable du circuit.



Face avant ( image optique en lumière blanche)



Face arrière (image réflectométrique obtenu à l'aide d'un système confocal)

*Figure 3- 18 : Comparaison entre les images obtenues en lumière blanche par la face avant et par réflectométrie confocale par la face arrière*

## **5 ILLUSTRATION SUR VEHICULES DE TESTS**

### **5.1 Introduction**

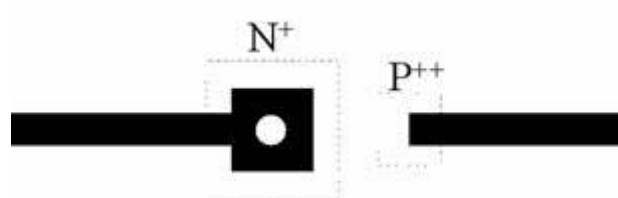
L'objectif de ce paragraphe est d'illustrer la potentialité du banc de tests laser, tant dans la mise en œuvre des techniques SPL et ses différents modes que dans sa transposition au test par la face arrière. Les expérimentations présentées sont réalisées sur différents véhicules de tests adaptés aux différents phénomènes que nous désirons illustrer.

Une première partie présente les expériences menées sur une diode intégrée en utilisant les méthodologies OBIC et NBOBIC. Ces expériences permettent d'illustrer les capacités de cartographie du système mis en place. De plus, la diode substrat utilisée correspond à celle qui a été modélisée au second chapitre. Les résultats expérimentaux pourront ainsi être comparés aux résultats théoriques du second chapitre.

### **5.2 Méthodologies OBIC et NBOBIC**

#### **5.2.1 Présentation du véhicule de test**

Le véhicule de test a été développé avec le design-kit AMS BiCMOS 0,8 $\mu$ m. Il comprend plusieurs circuits parmi lesquels une diode dans le substrat. Nous nous intéresserons plus particulièrement à cet élément.



*Figure 3- 19 : Schéma de la diode présente sur le véhicule de test*

La diode présente sur ce véhicule de test correspond à celle qui a été modélisée au second chapitre. Son dessin de masques (« layout ») est présenté figure 3-20.

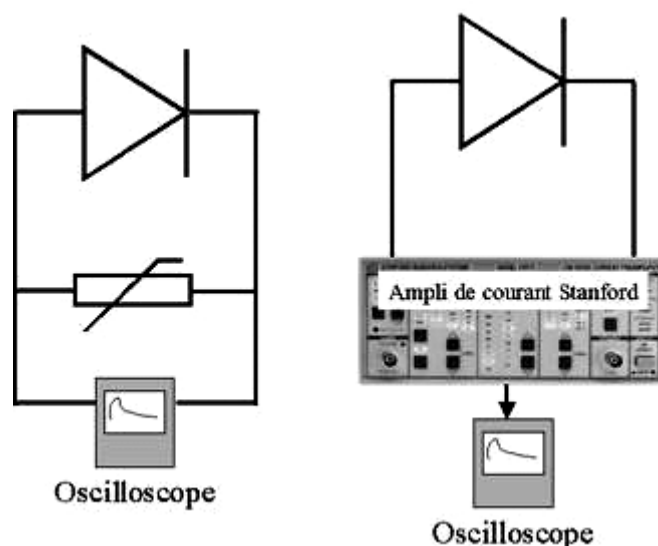
La diode substrat est utilisée comme véhicule de test afin de valider le banc de test laser, et de caractériser les différents modes d'expérimentation cités au début du présent chapitre. Nous l'utiliserons aussi afin de vérifier expérimentalement les propriétés physiques de l'interaction laser/semi-conducteur étudiées au second chapitre.

Afin de caractériser les différents modes d'expérimentation, nous réalisons des images NBOBIC et OBIC de la structure afin d'illustrer les différentes méthodologies de test.

#### 5.2.1.1 Images NBOBIC

Nous réalisons tout d'abord des cartographies de l'amplitude du photocourant en utilisant deux configurations. La première configuration consiste en l'utilisation d'une résistance variable comme convertisseur courant/tension. La mesure du photocourant s'effectue en mesurant la tension aux bornes de la résistance. Cette configuration est très médiocre en terme de rapport signal à bruit, mais elle présente l'avantage de ne pas trop déformer l'allure temporelle du photocourant. La seconde configuration utilise l'amplificateur de courant Stanford dont les caractéristiques ont été détaillées précédemment. Les deux configurations sont illustrées figure 3-21.

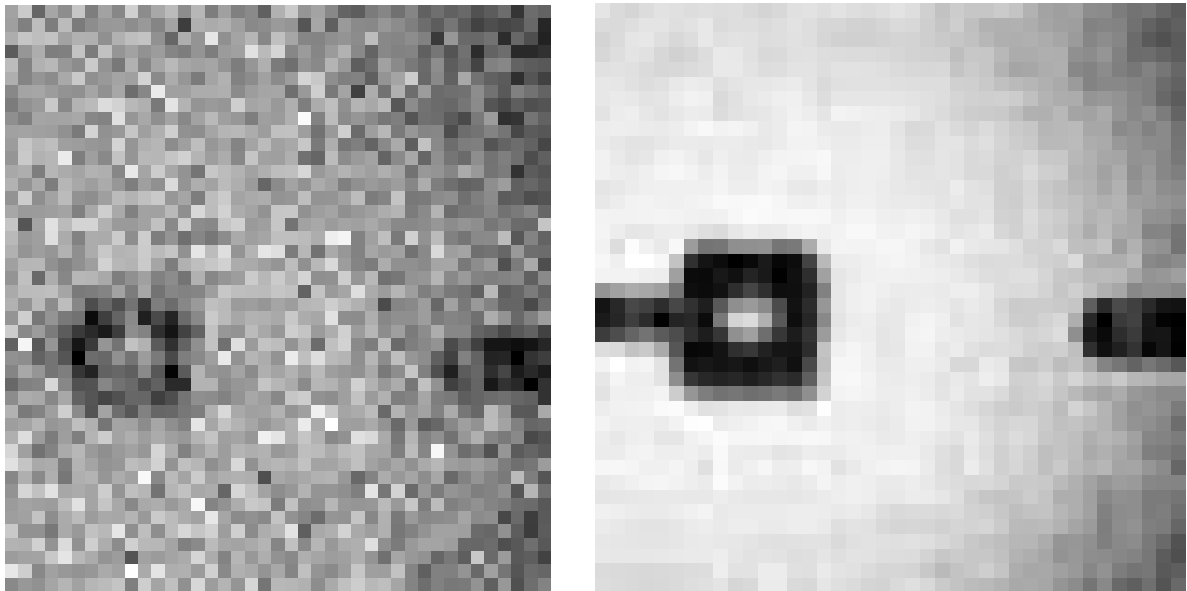




*Figure 3- 20 : Schémas de connexion au circuit sous test*

L'énergie d'une impulsion laser arrivant sur le circuit sous test est fixée à sa valeur maximale (environ 1nJ par impulsion). Pour cette expérience, la fréquence de répétition des impulsions lumineuses est fixée à 4kHz, valeur correspondant à une détection optimale sans détérioration de l'échantillon. En effet, nous avons pu observer que si la fréquence des impulsions laser est trop importante, il apparaît des traces sombres sur les pistes métalliques dues à la dégradation de celles-ci par le faisceau laser au niveau des points illuminés. De plus une valeur trop élevée de la fréquence de répétition ne garantirait pas le retour à l'équilibre des circuits excités par une impulsion laser. Un phénomène d'accumulation pourrait donc être observé.

Les images obtenues en utilisant les deux modes de mesure sont présentées figure 3-22. Nous constatons que l'utilisation de l'amplificateur de courant donne des images de qualité nettement supérieure. Cependant, l'utilisation d'une résistance peut se révéler utile afin de caractériser la réponse temporelle du circuit à l'illumination. En effet, par sa bande passante, l'amplificateur de courant déforme le signal, et pour que la réponse temporelle expérimentale soit comparable aux résultats obtenus analytiquement, il est nécessaire d'utiliser la résistance.

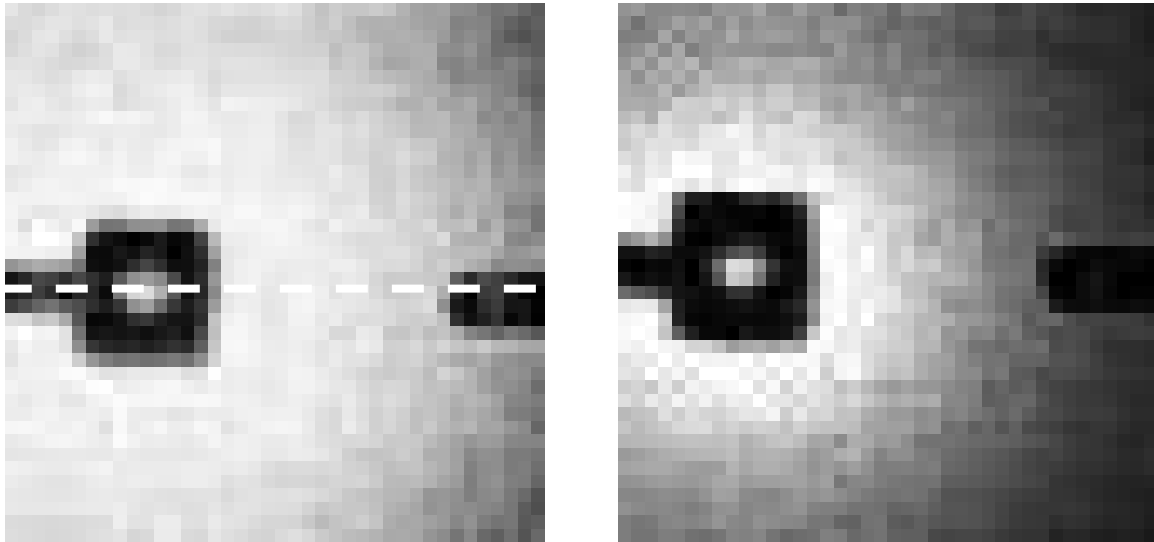


*Figure 3- 21 : Images NBOBIC obtenues sur la diode de test en mesurant la tension aux bornes d'une résistance de shunt (à gauche) et avec l'amplificateur de courant Stanford (à droite)*

L'utilisation de l'amplificateur de courant fournit une image lisible et relativement peu bruitée. Nous obtenons une image de la zone de charge d'espace liée à la jonction PN. Dans ce cas, la jonction n'étant pas alimentée, le signal obtenu est relativement uniforme sur la zone balayée. Nous verrons lors de la partie suivante que dans le cas où la jonction est polarisée en inverse, l'extension de la zone de charge d'espace due à la polarisation est observée.

#### 5.2.1.2 Images OBIC

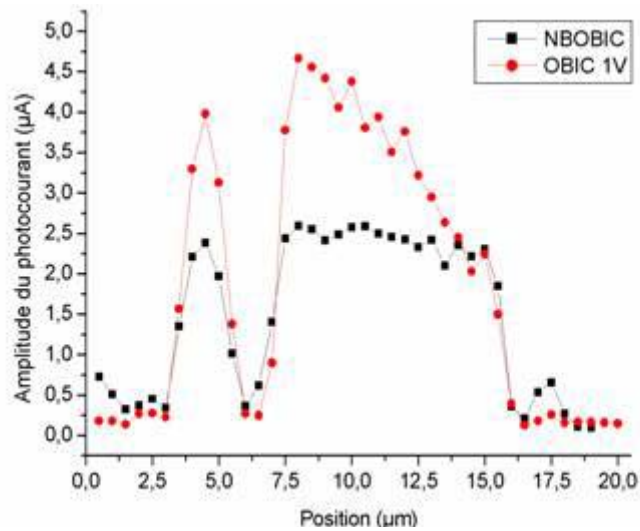
Le second mode de mesure étudié est le mode OBIC. La configuration électrique est identique à celle utilisée en NBOBIC avec l'amplificateur de courant Stanford, mais le circuit sous test est polarisé. La figure 3-22 présente une image OBIC et l'image NBOBIC de la jonction. L'image OBIC présentée est réalisée en polarisant la jonction en inverse à 1V. Les échelles de niveaux de gris des deux images sont différentes.



*Figure 3- 22 : Images NBOBIC (à gauche) et OBIC à 1V (à droite) obtenues avec l'amplificateur de courant Stanford*

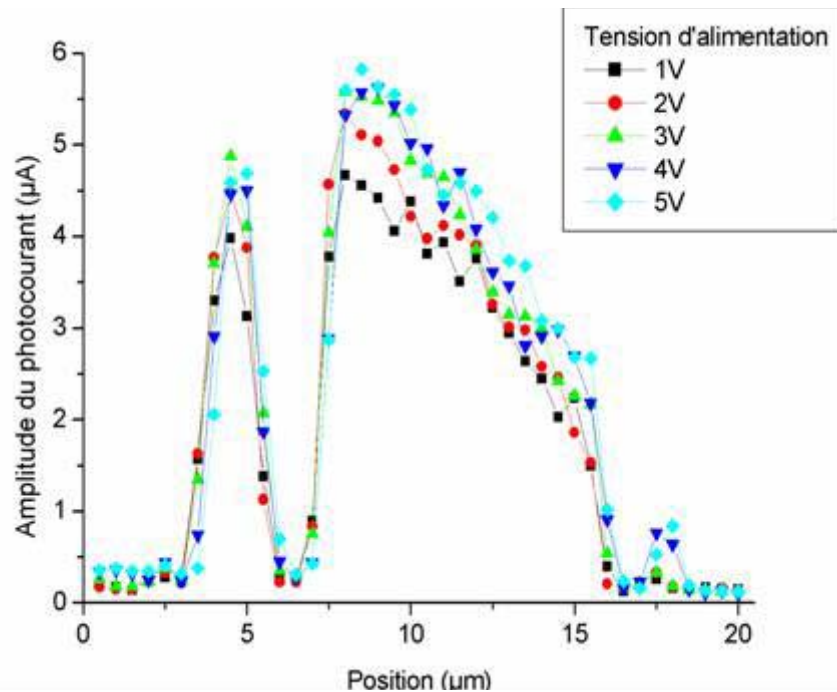
Afin d'illustrer l'augmentation du photocourant liée à la polarisation, nous effectuons une coupe dans les deux images. Cette coupe se fait au niveau des pistes métalliques établissant le contact ohmique sur la jonction (illustrée par la ligne sur l'image de gauche figure 3-22). Les deux courbes correspondantes sont présentées figure 3-24.

La courbe correspondant à l'image OBIC présente un maximum deux fois supérieur à celui de la courbe correspondant à l'image NBOBIC. De plus, alors que l'amplitude du photocourant est à peu près uniforme dans le cas de l'image NBOBIC, elle décroît proportionnellement à la distance à la jonction dans le cas de l'image OBIC. Ceci explique le caractère plus localisé de la zone blanche (correspondant à une amplitude maximale du photocourant) sur l'image OBIC.



*Figure 3- 23 : Coupes des images NBOBIC et OBIC au niveau des lignes métalliques (ligne verte figure précédente)*

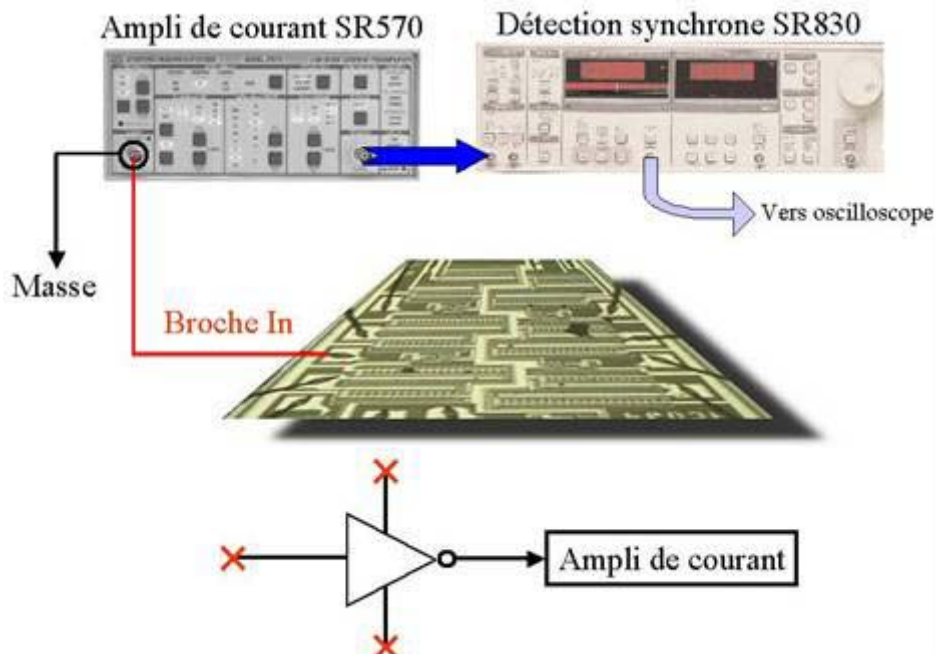
La même coupe est réalisée pour des images correspondant à différentes valeurs de la tension de polarisation. Les courbes correspondantes sont présentées figure 3-25. L'amplitude du photocourant augmente sensiblement avec la tension de polarisation, jusqu'à atteindre une saturation. Comme il a été démontré lors de l'étude analytique menée au second chapitre, cette augmentation d'amplitude est due à l'extension de la zone de charge d'espace avec la tension de polarisation en inverse. Ces premiers résultats expérimentaux confirment donc les résultats obtenus de manière analytique.



*Figure 3- 24 : Amplitude du photocourant sur l'alimentation de la diode en fonction de la position du faisceau laser sur la ligne de coupe en mode OBIC*

### 5.3 Méthodologie SCOBIC face arrière

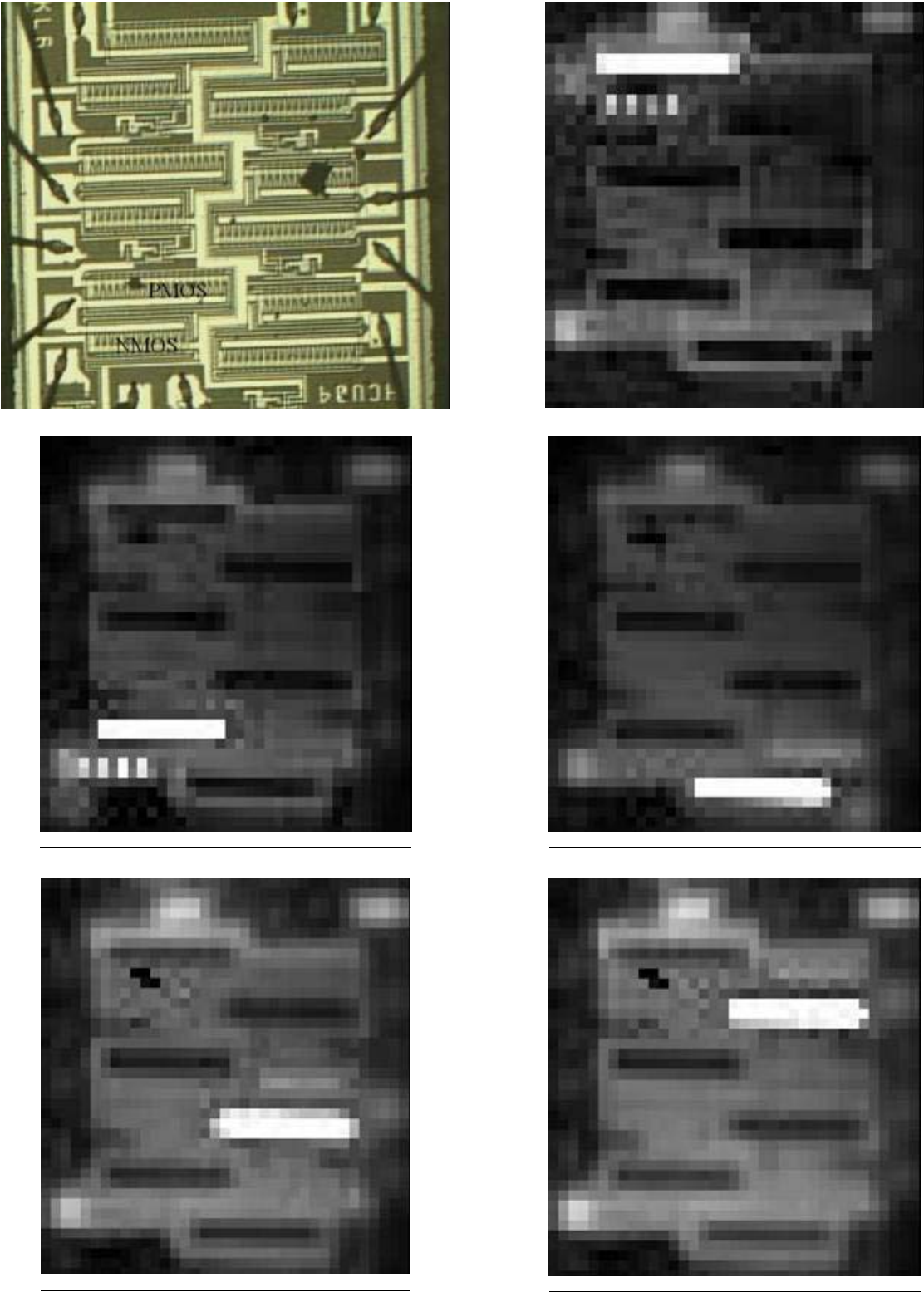
La dernière méthodologie caractérisée est la méthodologie SCOBIC, elle a été appliquée dans une configuration face arrière afin d'illustrer la faisabilité de test face arrière à l'aide de notre équipement [BEA202(2)]. Comme il a été décrit précédemment, un seul contact électrique est établi avec l'échantillon sous test. L'établissement du photocourant se fait par rebouclage capacitif avec la masse. En conséquence, l'amplitude du photocourant mesuré est très faible. Il est donc nécessaire d'utiliser l'amplificateur de courant, couplé avec la détection synchrone. Afin de caractériser ce mode de mesure et d'illustrer l'intérêt de ce type de mesures, nous utilisons comme véhicule de test un circuit logique 54HCU04, qui comporte 6 inverseurs CMOS. Le contact électrique est établi avec la sortie d'un inverseur, toutes les autres broches étant laissées en l'air. Une image par inverseur présent sur l'échantillon est réalisée. Le schéma de connexion électrique est présenté figure 3-25.



*Figure 3- 25 : Schéma de connexion au circuit sous test (au-dessus), et son schéma équivalent (en-dessous)*

La figure 3-26 présente les différentes images obtenues en mode SCOBIC par la face arrière du circuit. Nous remarquons qu'un maximum de signal est obtenu sur le transistor PMOS de l'inverseur qui correspond à la zone blanche. Pour chaque image, seul l'inverseur dont la sortie est connectée délivre un photocourant. De plus, nous observons sur les images un fond continu correspondant à la collection des charges dans le substrat. En effet, la détection se faisant par rebouclage capacitif, les charges générées dans le substrat conduisent à l'établissement d'un faible photocourant. L'avantage de cette méthodologie réside dans le fait

qu'elle permet d'adresser des jonctions PN inaccessibles par les broches d'alimentation du circuit. Cependant, les faibles valeurs de courant mesurées peuvent constituer une limitation.



*Figure 3- 26 : Images SCOBIC obtenues sur chacune des sorties du sextuple inverseur*

Les images, qui sont obtenues par la face arrière à une longueur d'onde de 960nm, démontrent que le test par la face arrière des circuits est possible en utilisant une longueur d'onde appropriée.

## **5.4 Caractérisation en fonction de la longueur d'onde et tests par la face arrière**

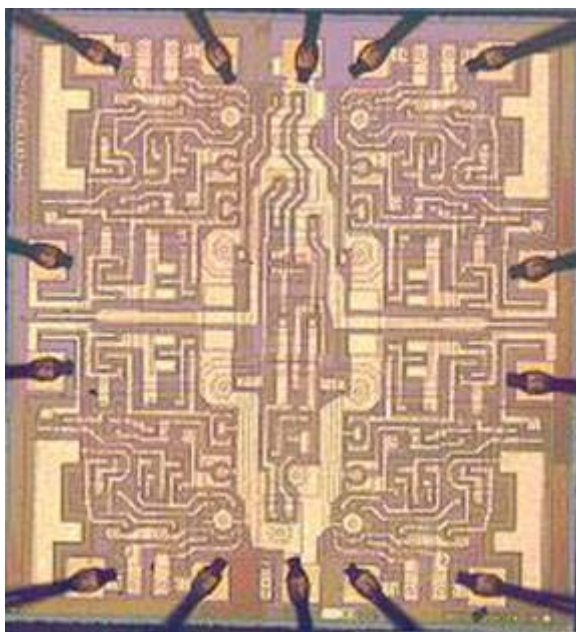
### **5.4.1 Introduction**

Afin de démontrer la faisabilité des tests par la face arrière, il convient de réaliser des cartographies à différentes longueurs d'onde. Le but de ces cartographies est de démontrer la concordance avec celles réalisées par la face avant du circuit.

. La méthodologie employée diffère de celles décrites jusqu'à présent. En effet, nous utilisons dans cette partie un amplificateur opérationnel de type LM124, placé en configuration amplificateur non inverseur [LEW01]. Les variations de la tension de sortie du montage induites par le faisceau laser sont mesurées directement à l'oscilloscope. L'étude de ces phénomènes transitoires, dits SET (« Single Event Transient ») [ADE00, BOU99, BUC96, HAB65] permet de caractériser notamment la sensibilité aux ions lourds des circuits intégrés linéaires utilisés en environnement radiatif (spatial, nucléaire...). La technique s'apparente à la méthodologie LIVA, qui est aussi une technique de type SPL [POI01]. Dans ce cas, le circuit joue le rôle d'amplificateur de la perturbation induite par le faisceau laser, il n'est donc pas nécessaire d'utiliser ni un amplificateur de courant, ni une détection synchrone. La réponse SPL du circuit, qui est principalement mise en forme par le condensateur de compensation du circuit est directement mesurée. Les résultats expérimentaux obtenus sur ce circuit ont permis une meilleure compréhension de l'interaction laser/circuit, et ont constitué une source d'information utile dans le cadre de la mise en place d'une comparaison entre les effets des ions lourds et celui d'un laser impulsif. Nous présentons dans cette partie des cartographies par la face avant et la face arrière du circuit, et nous caractérisons l'évolution des zones sensibles en fonction de la longueur d'onde.

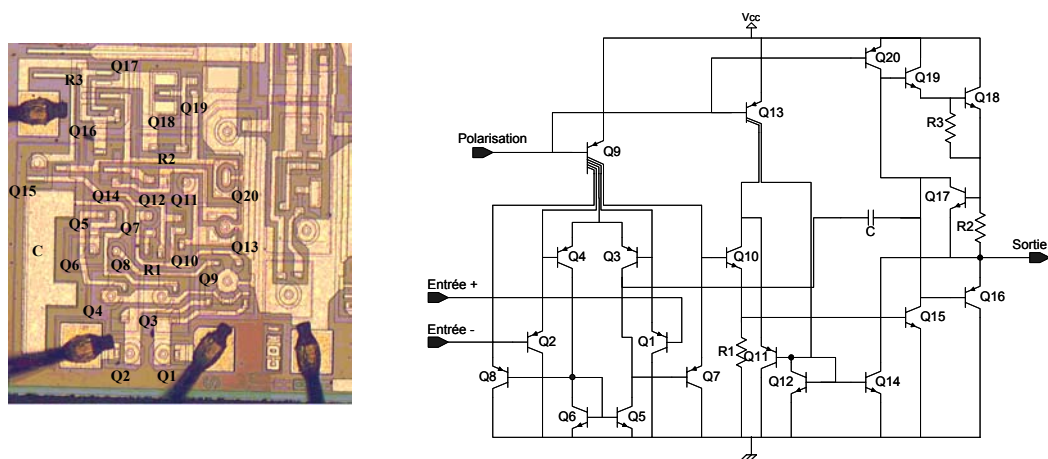
### **5.4.2 Présentation du circuit sous test**

Le circuit sous test est un LM124, constitué de 4 amplificateurs opérationnels en technologie bipolaire. Une photographie globale du circuit est présentée figure 3-27.



*Figure 3- 27 : Microphotographie du circuit LM124 constitué de 4 amplificateurs opérationnels*

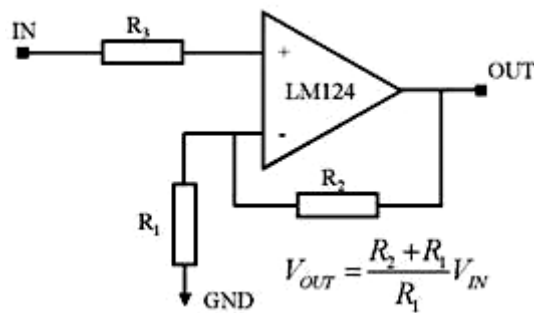
La figure 3-28 présente le détail du schéma électrique ainsi que la photographie d'un amplificateur opérationnel du circuit sous test. Les différents transistors constituant l'amplificateur opérationnel sont identifiés sur la photographie.



*Figure 3- 28 : Microphotographie d'un amplificateur opérationnel du LM124 et schéma électrique de celui-ci*

La figure 3-29 présente le schéma de câblage du circuit, les valeurs des résistances  $R_1$  et  $R_2$  sont fixées à  $10k\Omega$ . La tension d'entrée est de  $1,25V$ , correspondant à une tension de sortie de  $2,5V$ .





*Figure 3- 29 : configuration électrique de l'amplificateur opérationnel utilisé pour le test*

Dans cette configuration, des cartographies de l'amplitude crête à crête du signal de sortie sont réalisées. La partie suivante présente les cartographies obtenues par la face avant du circuit.

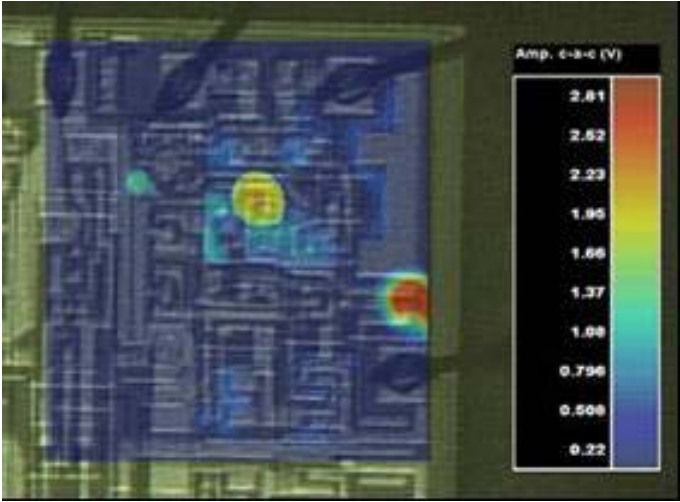
#### 5.4.3 Face avant

Afin d'étudier l'influence de la longueur d'onde sur la réponse du circuit, nous réalisons des images de l'amplitude crête à crête du transitoire de tension obtenu en éclairant le circuit par sa face avant. L'image est codée en couleur sur 256 niveaux, un effet de transparence est ensuite appliqué à l'image et celle-ci est superposée à la photographie du circuit. Les résultats sont donnés figure 3-30. Quatre images sont présentées, correspondant à quatre longueurs d'onde : 800nm, 850nm, 900nm et 930nm. Nous remarquons que suivant la longueur d'onde utilisée, les zones sensibles sont plus ou moins étendues. D'autre part, certaines zones apparaissent plus sensibles à partir de longueur d'ondes plus élevées. En effet, comme cela a été explicité lors du second chapitre, la profondeur de pénétration du faisceau laser dans le silicium dépend de la longueur d'onde. Plus la longueur d'onde est élevée, plus le faisceau pénètre profondément dans l'échantillon, mais moins la concentration de photoporteurs est importante. L'utilisation d'une longueur d'onde plus élevée permet donc de générer des charges dans des zones se situant en profondeur dans le silicium, comme des couches enterrées par exemple.

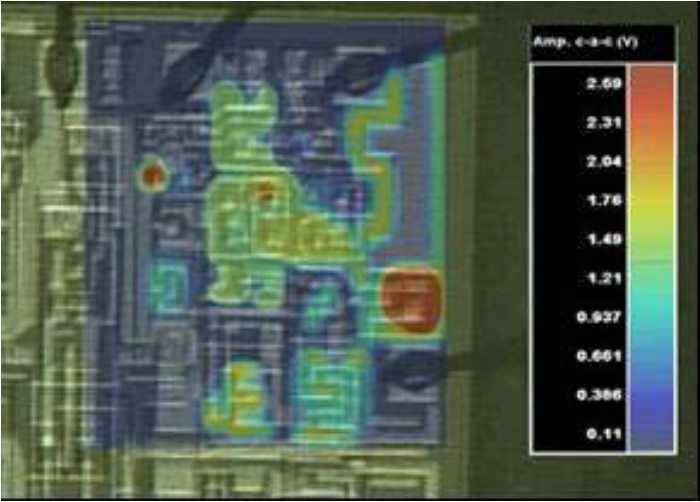
Il est d'autre part important de remarquer que même en configuration face avant, l'influence de la longueur d'onde est importante.

D'autre part, si le faisceau est focalisé en un point du circuit, il est possible d'étudier l'évolution du transitoire du signal SPL en fonction du temps pour différentes longueur d'onde (figure 3-31 à gauche). On peut remarquer que les allures sont sensiblement les mêmes, seules les amplitudes crête à crête sont significativement affectées. Nous pouvons donc extraire l'amplitude crête à crête du signal SPL en fonction de la longueur d'onde, elle présente un maximum pour 850nm (figure 3-31).

Ces résultats illustrent la dépendance du signal en fonction de la longueur d'onde qui a déjà été illustrée au chapitre 2. La partie suivante s'attache à démontrer la faisabilité des tests par la face arrière des circuits.



800nm



850nm

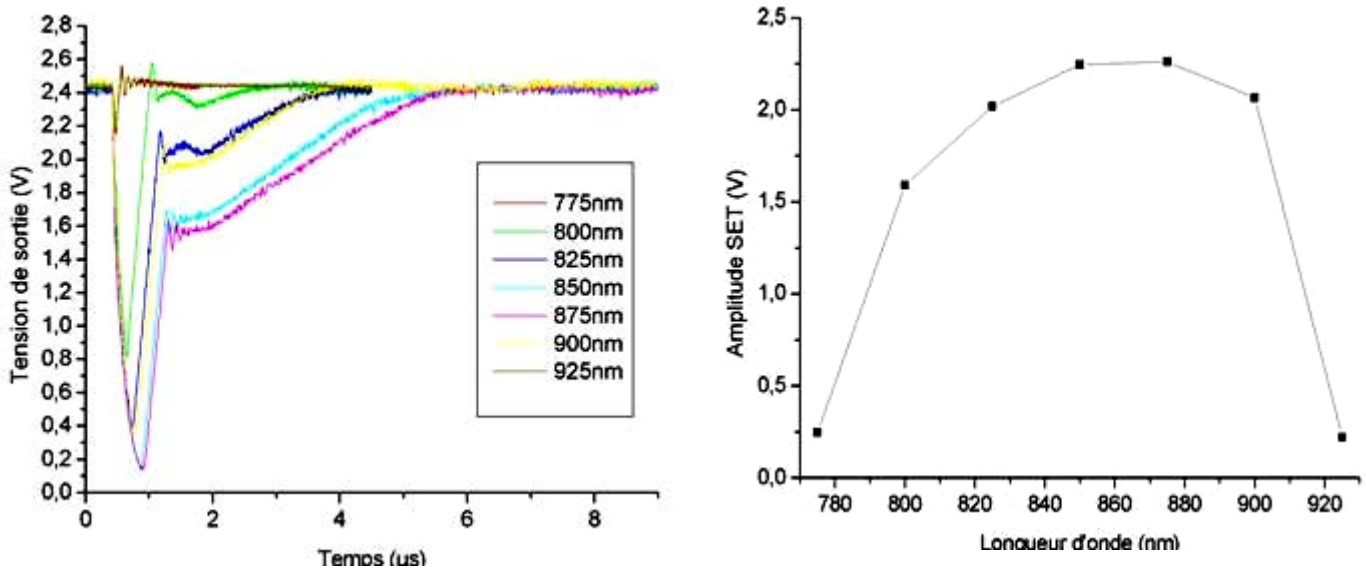


900nm



930nm

*Figure 3- 30 : Images de l'amplitude crête à crête du signal de sortie superposée à l'image du circuit sous test pour différentes longueurs d'onde du faisceau laser*



*Figure 3- 31 : Allures temporelles du signal SPL pour différentes longueurs d’onde et variation de l’amplitude de ce signal en fonction de la longueur d’onde*

#### 5.4.4 Face arrière

Afin de réaliser une image par la face arrière du circuit, nous réalisons tout d’abord une image en réflectométrie de l’échantillon afin de pouvoir se placer en un point précis de celui-ci. Le faisceau est alors positionné en un point pour lequel une acquisition du signal a été faite par la face avant pour différentes valeurs de l’énergie de l’impulsion (5pJ, 200pJ, 300pJ). Le signal obtenu par la face arrière est comparé à celui obtenu par la face avant. La figure 3-32 présente les acquisitions du signal obtenues en plusieurs points du circuit.

Remarquons dans un premier temps que toutes les allures des courbes sont similaires, aux valeurs des amplitudes près, ce qui valide l’équivalence face avant/face arrière sur cette technologie. Concernant la mise en œuvre des techniques SPL, une impulsion face avant de 20pJ permet de reproduire les mêmes valeurs d’amplitudes qu’une impulsion face arrière de 300pJ. Pour affiner ce résultat, nous avons évalué l’énergie transmise à travers un substrat d’épaisseur  $d=200\mu\text{m}$  pour une énergie incidente de 300pJ.

Considérant la loi de Beer-Lambert donnée au chapitre 2, nous avons :

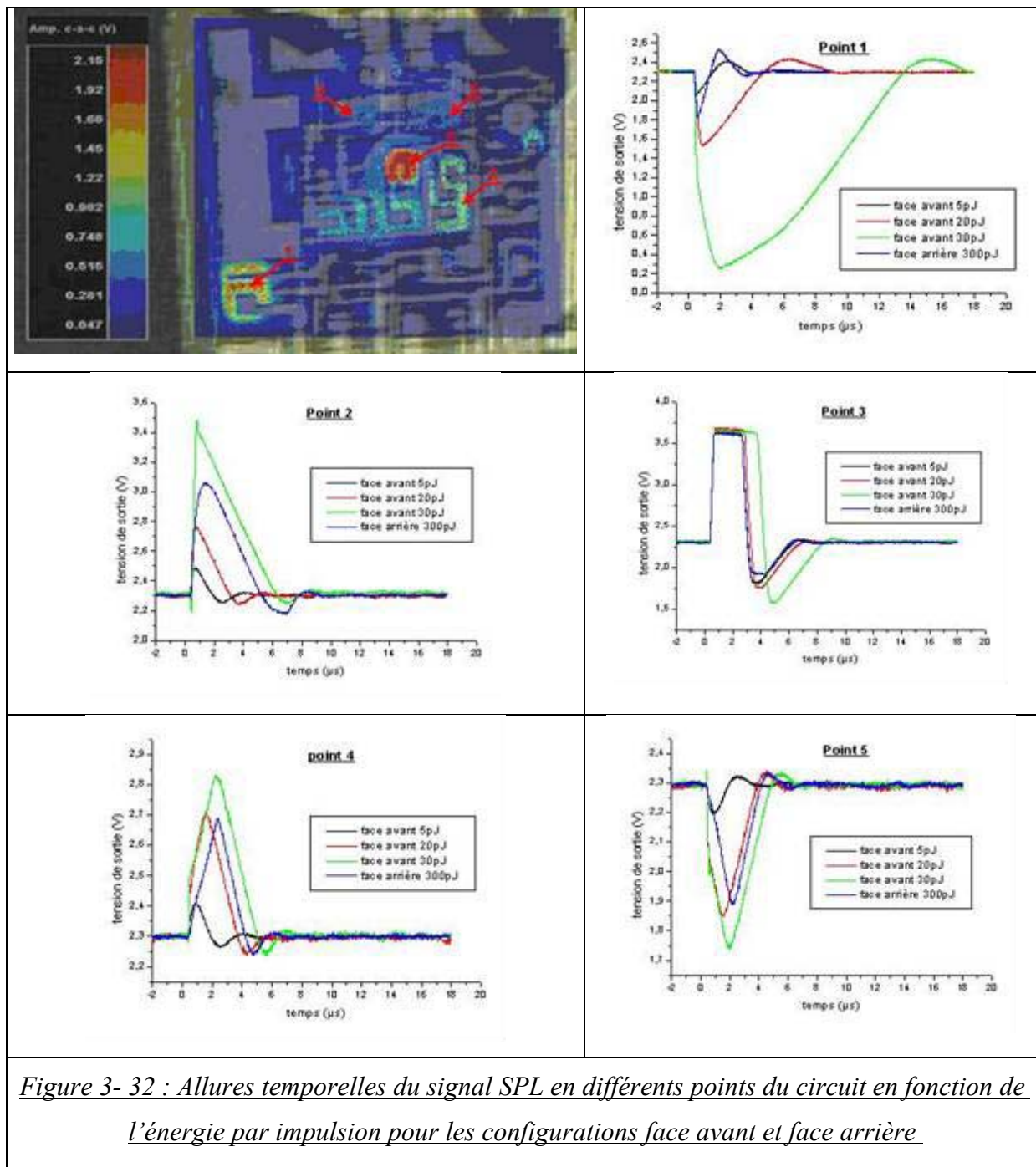
$$E(z) = E_0 (1 - R^2) e^{-\alpha z} \quad \text{Equation 3-5}$$

Où  $E_0$  est l’énergie lumineuse incidente sur l’échantillon,  $R$  le coefficient de réflexion,  $\alpha$  le coefficient d’absorption optique, et  $E(z)$  l’énergie lumineuse à la profondeur  $z$ .

Une application numérique permet d’évaluer l’énergie lumineuse arrivant sur la face avant du circuit lorsque celui-ci est éclairé par sa face arrière avec une énergie de 300pJ :

$$E(z) = 300.10^{-12} (J) (1 - 0,33^2) e^{-0,0208(\mu m^{-1}) \cdot 200(\mu m)} = 13,31(pJ) \quad \text{Equation 3-6}$$

La valeur obtenue par le calcul analytique est du même ordre de grandeur que celle obtenue expérimentalement. La différence s'explique en grande partie par l'imprécision sur l'épaisseur de substrat, et plus particulièrement sur le coefficient d'absorption optique. En effet, ce coefficient dépend fortement du dopage et celui-ci n'est pas connu précisément pour l'échantillon étudié.

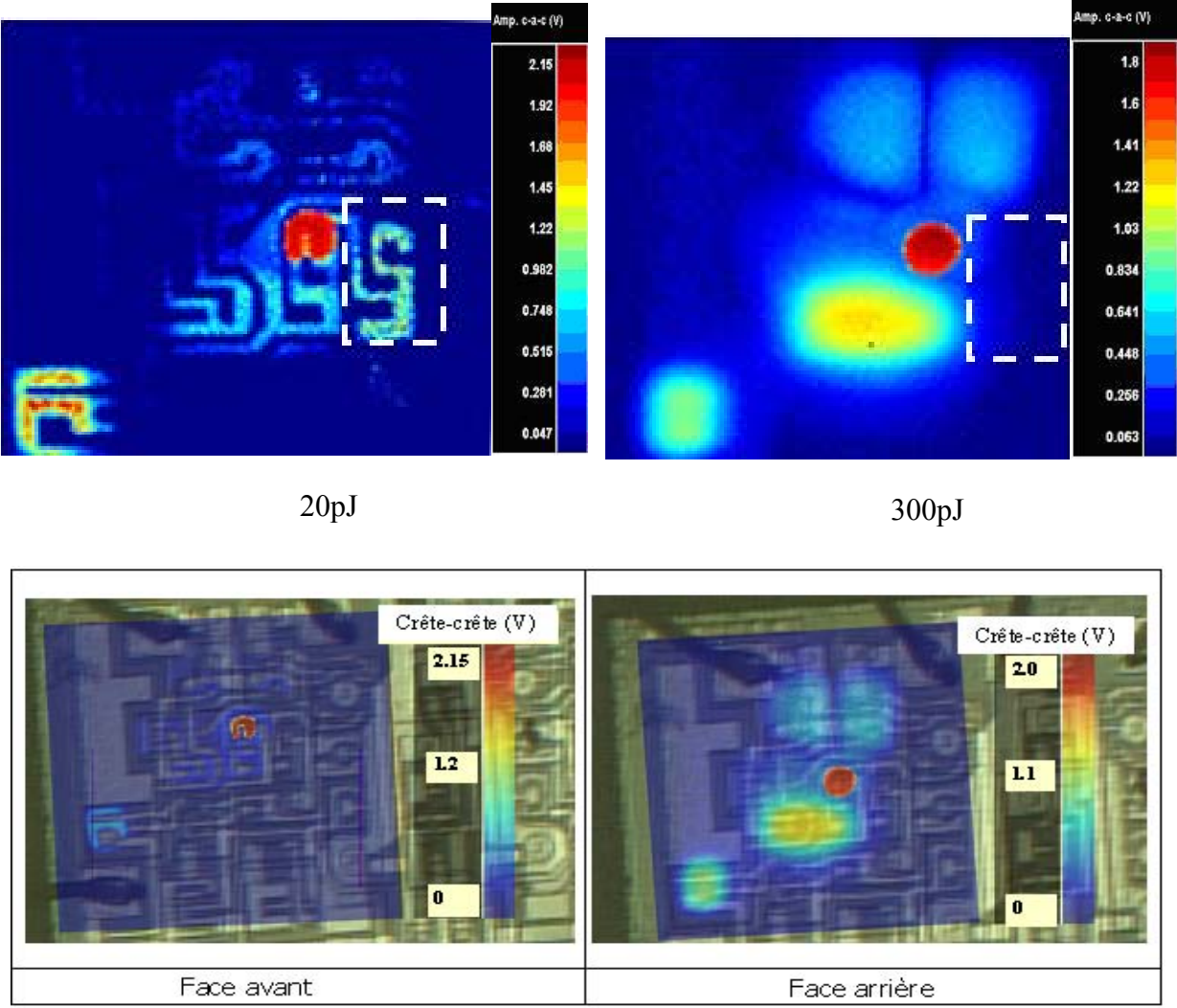


*Figure 3- 32 : Allures temporelles du signal SPL en différents points du circuit en fonction de l'énergie par impulsion pour les configurations face avant et face arrière*

Il est important de noter au point 4 des différences entre les temps de montée pour la réponse face avant à 20pJ et la réponse face arrière à 300pJ, les amplitudes étant rappelés le



sensiblement les mêmes. Cette variation peut s'expliquer par une différence entre les mécanismes de collection suivant que l'impulsion atteint les zones actives par la face avant ou par le substrat. Pour compléter cette analyse, la figure 3-33 présente une image obtenue par la face avant ainsi qu'une image obtenue par la face arrière du circuit. Nous constatons naturellement que l'image obtenue par la face avant présente de nombreuses zones dissimulées par les pistes métalliques, ce qui n'est pas le cas pour l'image face arrière. Nous retrouvons globalement les mêmes zones de variation du signal SPL. Nous constatons toutefois qu'une zone sensible par la face avant n'apparaît pas (voir zone en pointillés figure 3-35) sur l'image face arrière. Nous attribuons ce phénomène à la présence probable d'une couche enterrée au niveau de cette zone. Lorsque l'échantillon est éclairé par la face arrière, les charges sont majoritairement drainées par cette couche, ce qui a pour effet de masquer la zone sensible.



*Figure 3- 33 : comparaison des images obtenues en face avant et en face arrière avec une longueur d'onde de 960nm*

Les images obtenues illustrent la faisabilité du test par la face arrière des circuits intégrés. Les expériences présentées sur un circuit LM124 peuvent être généralisées à la stimulation photoélectrique laser en général. En effet, les phénomènes rencontrés sont similaires, et moyennant un choix approprié de la longueur d'onde, suivant l'épaisseur et le dopage du substrat de l'échantillon sous test, combiné à l'utilisation d'une instrumentation adéquate permettant la détection de faibles courants, nous pourrions réaliser des études SPL face arrière.

## 6 CONCLUSION

Le banc de test laser utilisé pour mettre en place les méthodologies de test SPL a été présenté, ainsi que les modifications et améliorations apportées quant au système de détection permettant d'obtenir des rapports signal à bruit important. Cette étude a permis d'illustrer expérimentalement les résultats de simulation présentés au second chapitre. De plus, les améliorations apportées au banc permettent de mener des tests par la face arrière. Le système de visualisation mis en place permet de naviguer sur l'échantillon afin de définir les fenêtres de cartographie. L'étude menée sur un circuit LM124 en fonction de la longueur d'onde permet de mettre en évidence la corrélation avec les tests en face avant. Toutefois, un masquage de certaines zones a pu être observé, comme nous l'avons évoqué au chapitre 2 et il est donc nécessaire de prendre certaines précautions quant à la définition d'une équivalence systématique entre face avant et face arrière.

Les différents modes de tests (OBIC, NBOBIC, SCOBIC) ont été présentés. Chaque mode présente des caractéristiques spécifiques permettant d'obtenir des informations sur l'échantillon sous test.

Le mode SCOBIC permet de sélectionner la jonction PN observée. Ceci présente l'avantage d'éviter le masquage éventuel d'un défaut dû à une zone du circuit connectée aux alimentations qui générerait un fort courant OBIC.

Le mode OBIC permet de visualiser l'extension de la zone de charge d'espace, ce qui peut se révéler particulièrement utile pour localiser un défaut éventuel.

Le mode NBOBIC permet d'obtenir une image précise de la zone de charge d'espace à l'équilibre (sans alimentation). La présence d'un défaut dans la jonction pourra alors être identifiée comme une baisse anormale de signal dans la jonction.

Le chapitre suivant présente des études de cas d'analyse de défaillance qui illustrent les potentialités de chaque mode, ainsi que leur complémentarité.



## **CHAPITRE 4**





# 1 INTRODUCTION

Jusqu'à présent, nous avons pu, par l'intermédiaire de l'étude théorique menée au chapitre 2, démontrer que la mesure du courant induit par un faisceau laser impulsif dans un circuit intégré permet de prélever localement des informations concernant son fonctionnement, et la présence éventuelle de défaillances. Pour mettre en place des méthodologies SPL (Stimulation Photoélectrique Laser) dédiées à l'analyse de défaillance, nous avons dû modifier le banc de test laser. Ces modifications ont été décrites dans le chapitre précédent.

L'objet de ce chapitre est d'illustrer ces méthodologies en les appliquant à des cas réels de circuits présentant des défaillances induites par décharges électrostatiques appelées communément ESD (« ElectroStatic Discharges »). Rappelons que les décharges électrostatiques sont responsables de plus de la moitié des défaillances observées dans les circuits intégrés au niveau semiconducteur. Auparavant, ces défauts étaient localisés par le biais de techniques classiques, comme l'imagerie thermique à cristaux liquides ou l'émission de lumière. Ces techniques permettent de localiser grossièrement des zones présentant un courant de fuite important. Dans les technologies actuelles, les émissions thermiques ou lumineuses au niveau semiconducteur sont partiellement dissipées ou masquées en analyse face avant par les empilements de niveaux métalliques d'interconnexions.. De plus, pour être efficaces, ces techniques nécessitent le passage d'un courant non négligeable dans le défaut. Or, lors d'une décharge électrostatique, le composant peut présenter un défaut latent pour lequel le surcourant est négligeable, les performances du composant ne sont pas affectées mais hélas, le défaut latent ainsi initialisé peut évoluer jusqu'à la panne franche abrégant ainsi la durée de vie du composant. Ces anciennes méthodologies sont donc peu adaptées à la problématique des défauts latents. L'analyse STL (Stimulation Thermique Laser) détaillée au chapitre 1 permet en général de localiser la jonction défaillante, qu'il s'agisse d'une panne franche ou d'un défaut latent.

Dans ce chapitre, nous présentons deux études de cas qui illustrent la capacité des techniques STL à localiser les endommagements des jonctions. Ces analyses ont été réalisées en collaboration avec le LAAS à Toulouse qui a apporté son expertise dans le domaine, ses moyens de stress ESD et a fourni des structures de test connues et caractérisées..

La première étude a été menée sur un circuit en technologie CMOS. Elle permet de comparer les résultats obtenus en utilisant les méthodologies SPL à ceux obtenus par les techniques STL. La seconde étude de cas, menée sur des circuits en technologie bipolaire

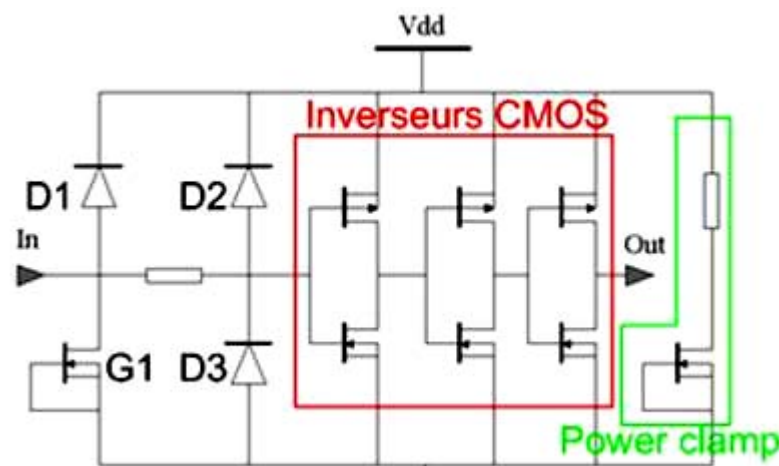
permet d'illustrer la potentialité des techniques SPL quant à la problématique des défauts latents, ainsi que de démontrer la complémentarité de ces techniques par rapport aux méthodes STL.

## 2 PREMIERE ETUDE DE CAS : DEFAUTS ESD DANS DES STRUCTURES MOS

La première étude de cas présentée consiste en l'étude d'un circuit logique simple en technologie CMOS. Ce circuit a été développé dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire LAAS-CNRS et ON Semiconductor pour étudier des stratégies de protection des circuits intégrés contre les décharges électrostatiques. Pour cette étude de cas, nous détaillerons tout d'abord le circuit sous test, puis les résultats de l'analyse SPL effectuée après l'application de stress ESD sur ce circuit. Ces résultats seront confrontés aux résultats obtenus en STL.

### 2.1 Structure étudiée

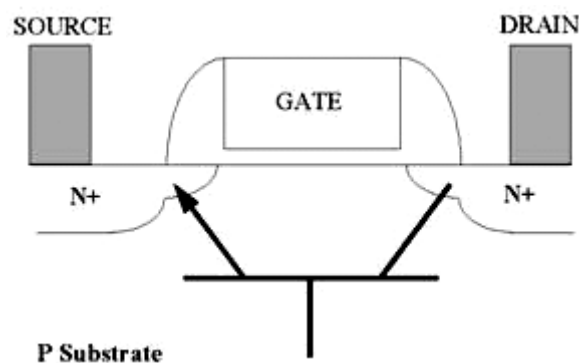
La figure 4-1 présente le schéma du circuit sous test. Le corps du circuit consiste en deux inverseurs CMOS, les éléments extérieurs constituent le circuit de protection contre les ESD.



*Figure 4- 1 : Schéma électrique du circuit sous test, les différents blocs sont illustrés*

La structure d'entrée se compose de trois diodes (D1, D2 et D3), d'une résistance (R1) et d'un transistor NMOS (G1) avec sa grille connectée à la masse (« Gate Grounded NMOS : GGNMOS »). Cette structure (figure 4-2) présente l'avantage de pouvoir évacuer un courant important avec une dissipation thermique minimale. En effet, lorsqu'une décharge électrostatique se produit sur la broche d'entrée, la jonction drain/substrat du GGNMOS est

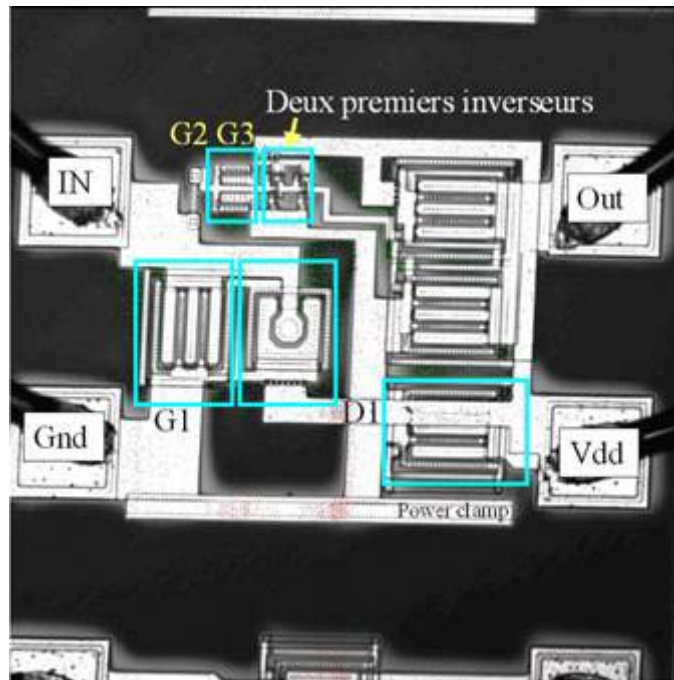
polarisée fortement en inverse. Cette forte polarisation en inverse provoque le claquage par avalanche de la jonction, ce qui a pour effet d'injecter des charges dans le substrat. Cette injection de charge vient polariser la base du transistor NPN parasite qui entre alors en conduction, permettant alors le passage d'un fort courant dans la structure. L'inconvénient de cette structure réside dans le fait que le claquage par avalanche de la jonction drain/substrat est irréversible et peut induire un défaut. En effet, au point où se produit ce phénomène, l'élévation de température peut se révéler suffisamment importante pour induire une fusion locale du silicium. Il apparaît alors dans la jonction un filament de silicium amorphe qui altère les caractéristiques électriques de celle-ci.



*Figure 4- 2 : Illustration du transistor parasite lié au transistor NMOS*

De plus, une structure dénommée Power Clamp fonctionne sur le même principe. Elle relie l'alimentation et la masse permettant ainsi d'évacuer le fort courant induit par la décharge vers les lignes d'alimentation en contournant le corps du circuit, préservant ainsi l'intégrité de celui-ci.

La figure 4-3 présente une photographie du circuit. Ses différents éléments y sont mis en évidence. Le circuit sous test a subi un stress ESD de type HBM (« Human Body Model »). Ce type de stress a été explicité au second chapitre. Après le stress, ce circuit présente un courant de fuite plus important dénotant la présence d'un défaut. Les méthodes de test mises en place et décrites au chapitre 3, vont permettre de localiser la zone de défaillance, et de confirmer ainsi l'efficacité des structures de protection. De plus, l'étude analytique, ainsi que les simulations entreprises au second chapitre vont permettre d'obtenir des informations sur le mécanisme de défaillance ayant conduit à cette élévation du courant de fuite.

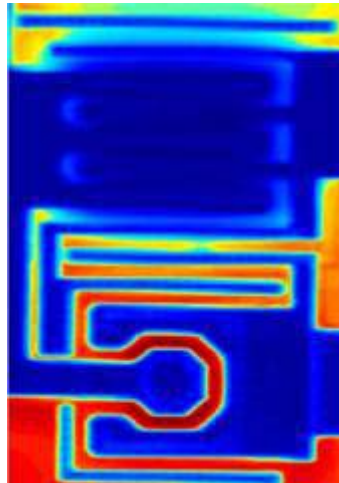


*Figure 4- 3 : Microphotographie du circuit sous test, les différents blocs sont identifiées, ainsi que les broches d'alimentation et d'entrées/sorties*

## **2.2 Analyse SPL**

L'analyse est réalisée en utilisant l'amplificateur de courant Stanford et la détection synchrone, comme cela a été décrit au troisième chapitre. La longueur d'onde utilisée est de 800nm, avec des impulsions laser de 1,5ps et une énergie par impulsion de 500pJ. La fréquence de répétition des impulsions est fixée à 40kHz. L'heuristique menant à cette valeur consiste à déplacer le faisceau laser dans les zones actives du circuit jusqu'à ce que celui-ci soit focalisé sur une zone conduisant à un signal maximal. Le signal est observé à l'oscilloscope en sortie de l'amplificateur de courant. La valeur de la fréquence de travail est alors fixée à la valeur la plus grande possible ne conduisant pas à une accumulation de charges électriques, c'est à dire que toutes les charges générées par une impulsion laser sont évacuées avant l'arrivée de l'impulsion suivante. La fenêtre de balayage est alors définie sur la zone comprenant le transistor G1 et la diode D1. Cette zone est choisie car les analyses STL menées au préalable ont permis de localiser le défaut dans celles-ci. Le pas de déplacement est fixé à 1 $\mu$ m. Cette valeur permet d'obtenir une cartographie de la zone souhaitée en une vingtaine de minutes. Ce temps est raisonnable, et la résolution associée, de l'ordre du micromètre est suffisante pour obtenir une première localisation du défaut. Dans tous les cas, un compromis doit être réalisé entre la durée du balayage de la zone et la résolution spatiale associée.

La figure 4-4 présente tout d'abord une image NBOBIC de la structure de protection d'entrée (GGNMOS+D1). Cette image est présentée en couleurs, les zones rouges correspondent à une forte valeur de l'amplitude du photocourant, alors que les zones bleues foncées représentent une faible valeur (proche de zéro). L'image originale permet de déceler la présence d'un défaut. En effet, nous observons en couleurs une zone bleue claire dans une des jonctions du circuit, correspondant à une baisse anormale de l'amplitude du photocourant.

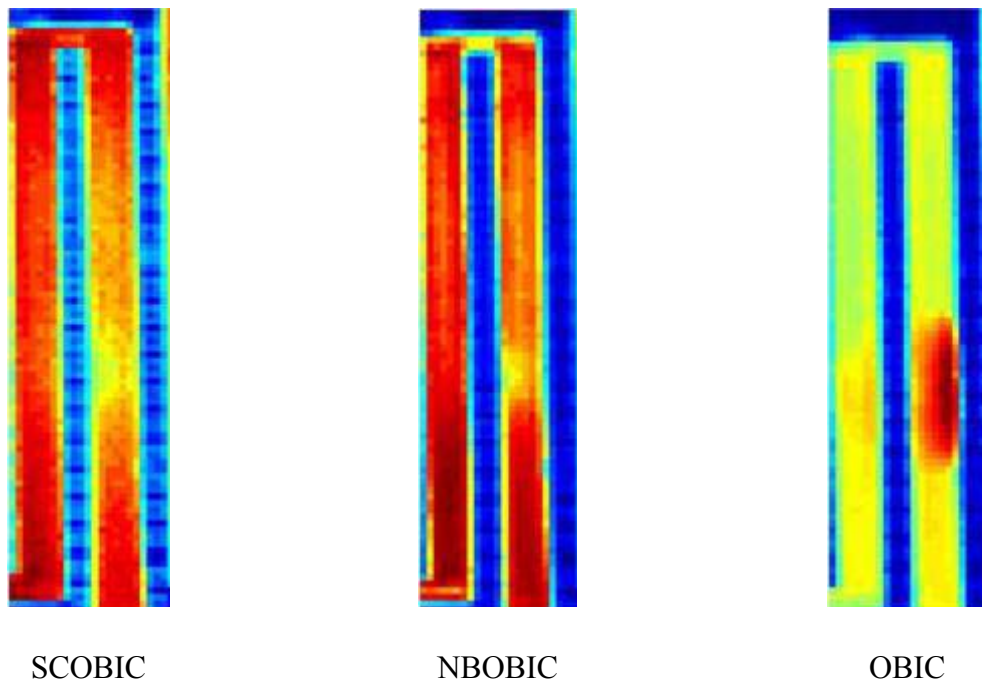


*Figure 4- 4 : Image NBOBIC de la diode D1 (en bas) et du transistor G1 (en haut) du circuit sous test : les zones rouge foncé correspondent à la plus grande amplitude du signal OBIC*

Afin de mieux caractériser le défaut, des cartographies de la jonction dans laquelle le défaut a été observé sont réalisées. Les images correspondant aux trois méthodologies de tests présentées au troisième chapitre sont présentées figure 4-5.

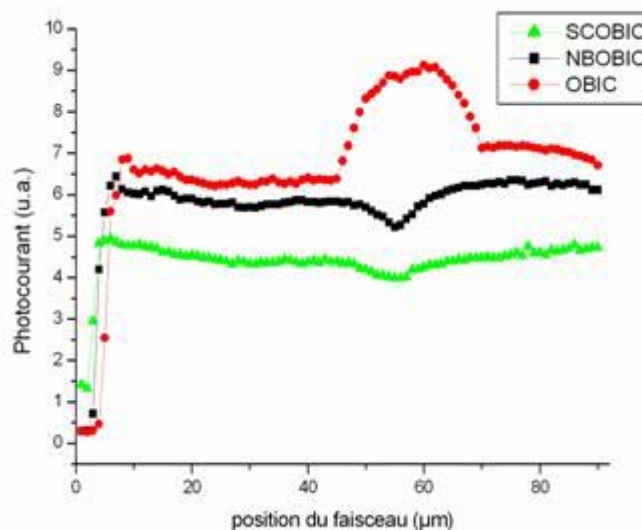
Tout d'abord, nous réalisons une image SCOBIC en plaçant le contact sur la broche de masse, puis une image NBOBIC, et enfin, une image OBIC à 5V. Les cartographies résultantes sont présentées figure 4-5 respectivement à gauche, au centre et à droite.

Au niveau de la localisation et de l'impact du défaut sur l'amplitude du photocourant, il n'y a pas de différences significatives entre les images NBOBIC et SCOBIC. Toutefois, l'image SCOBIC est plus bruitée que l'image NBOBIC. Ceci est dû d'une part au fait que le photocourant SCOBIC est plus faible que le photocourant NBOBIC, d'autre part au fait que l'établissement du courant SCOBIC se faisant par rebouclage capacitif, celui-ci est beaucoup plus sensible aux sources de bruit.



*Figure 4- 5 : Images détaillées de la jonction défailante suivant les différentes configurations de test*

Dans ces deux cas, nous observons une baisse de l'amplitude du photocourant au niveau du défaut. Cette baisse est conforme aux résultats de simulations numériques présentés au second chapitre. Comme nous l'avons dans ce chapitre, les modifications locales des paramètres physiques au niveau du défaut induisent une diminution de l'amplitude du photocourant.



*Figure 4- 6 : Amplitude du photocourant dans les différentes configurations de test lorsque le laser est focalisé au niveau de la jonction défailante.*

Dans le cas de l'image OBIC, il se produit une augmentation du photocourant au niveau du défaut. Cette augmentation, due au phénomène de génération par impact se produit à l'extrémité du défaut. En effet nous remarquons que la tache rouge sur l'image OBIC correspondant à l'augmentation de l'amplitude du photocourant est décalée par rapport à la diminution d'amplitude observée sur les images SCOBIC et NBOBIC.

La figure 4-6 présente les courbes obtenues en prélevant une ligne de chaque image longitudinalement dans la jonction. Nous observons clairement de nouveau la diminution d'amplitude sur les courbes correspondant aux images SCOBIC et NBOBIC, ainsi que l'augmentation de signal pour la courbe correspondant à l'image OBIC.

Le fait que cette augmentation de l'amplitude du photocourant se produise en mode OBIC dénote que le filament de silicium amorphe qui s'est formé suite au stress ESD s'étend dans toute la zone de charge d'espace et court-circuite alors la jonction. En effet, le phénomène de génération par impact n'est observé que dans le cas où une densité de courant importante peut s'établir dans le défaut. Ce n'est pas possible si le filament ne traverse pas complètement la jonction. Ces résultats sont conformes aux simulations numériques présentées au second chapitre.

### **2.3 Analyse STL**

Afin de confirmer les résultats obtenus, nous avons réalisé des images OBIRCH et SEI de l'échantillon sous test au CNES à Toulouse. Ces méthodes ont été détaillées au premier chapitre.

Ces images sont obtenues en utilisant un Microscope à balayage laser industriel, le PHEMOS 1000 de la société HAMAMATSU. La figure 4-7 présente une vue générale du système.

Des images OBIRCH du circuit sous test sont d'abord obtenues. La figure 4-8 présente l'image obtenue avec un objectif 20X. Cette image permet d'avoir une vue globale du circuit. L'image de gauche représente le signal OBIRCH, l'image de droite étant la superposition avec la photographie du circuit sous test. Nous localisons clairement une zone défailante se situant au niveau des structures de protection d'entrée. Cette zone correspond au point blanc observé sur l'image OBIRCH. Ce point blanc correspond à une forte augmentation du signal OBIRCH, due à la présence d'un élément résistif traversé par un courant élevé. Ce phénomène a été explicité au premier chapitre.





Figure 4- 7 : photographie du microscope optique à balayage PHEMOS 1000

La figure 4-9 présente l'image obtenue avec l'objectif 50X. Cette image permet une localisation plus précise du défaut. Celui-ci se traduit par un point noir, entouré de blanc. Ce point noir correspond à une forte diminution du signal OBIRCH, correspondant à une forte diminution de résistivité. Cette diminution est due au fait que le coefficient de température du silicium est négatif. En effet, comme nous l'avons vu au chapitre 1, la variation de résistivité s'exprime comme le produit de la variation de température et du coefficient de température du matériau.

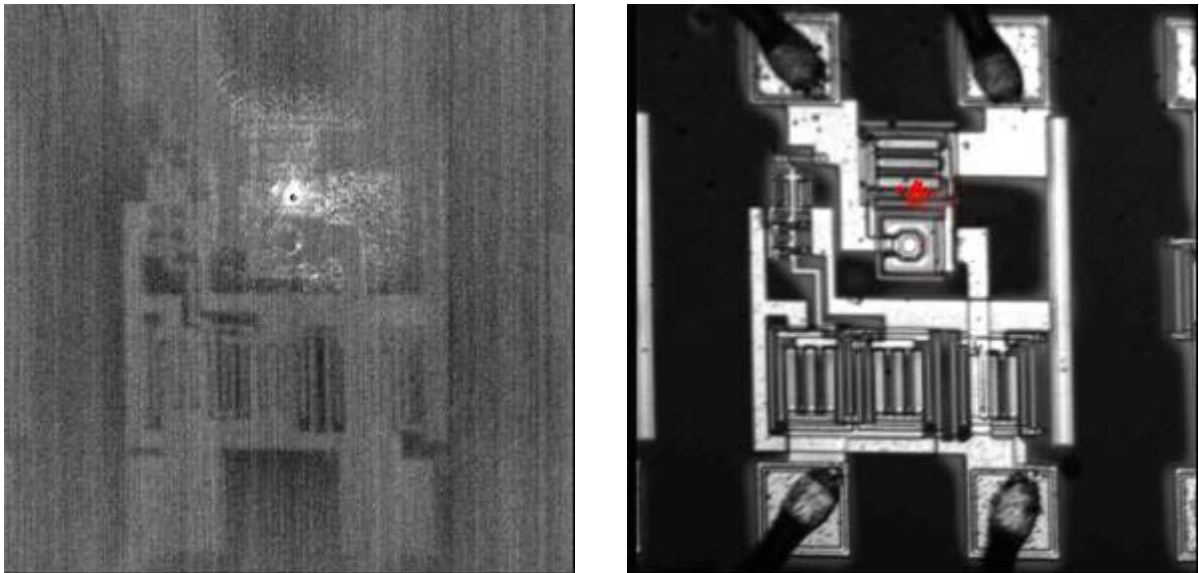


Figure 4- 8 : Image OBIRCH du circuit sous test avec un objectif 20X (à gauche) et superposition avec l'image du circuit sous test

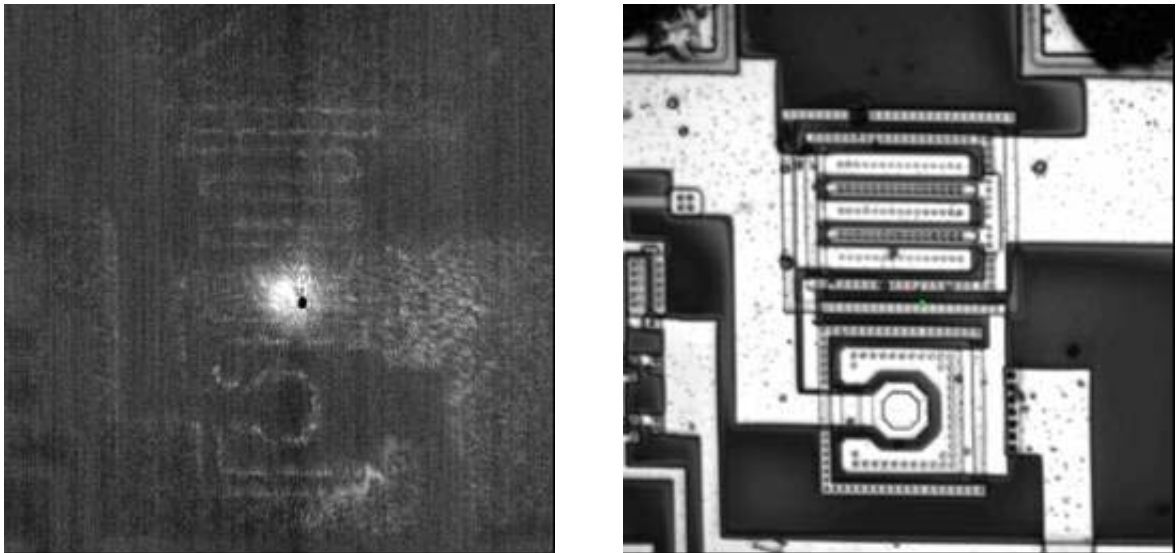


Figure 4- 9 : Image OBIRCH du circuit sous test avec un objectif 50X (à gauche) et superposition avec l'image du circuit sous test

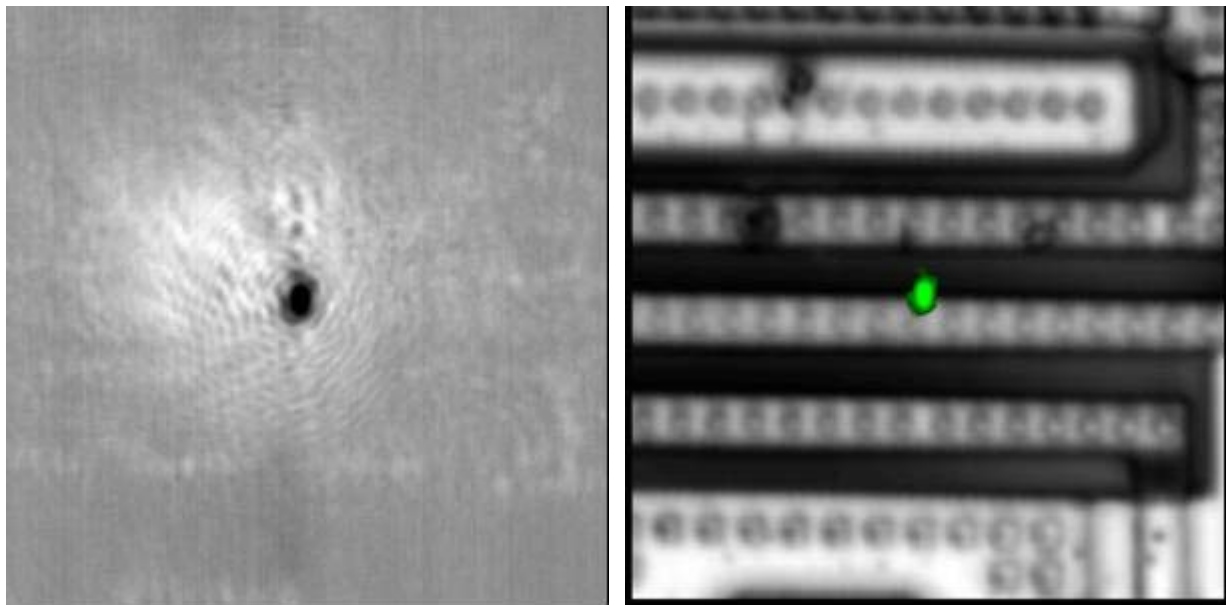
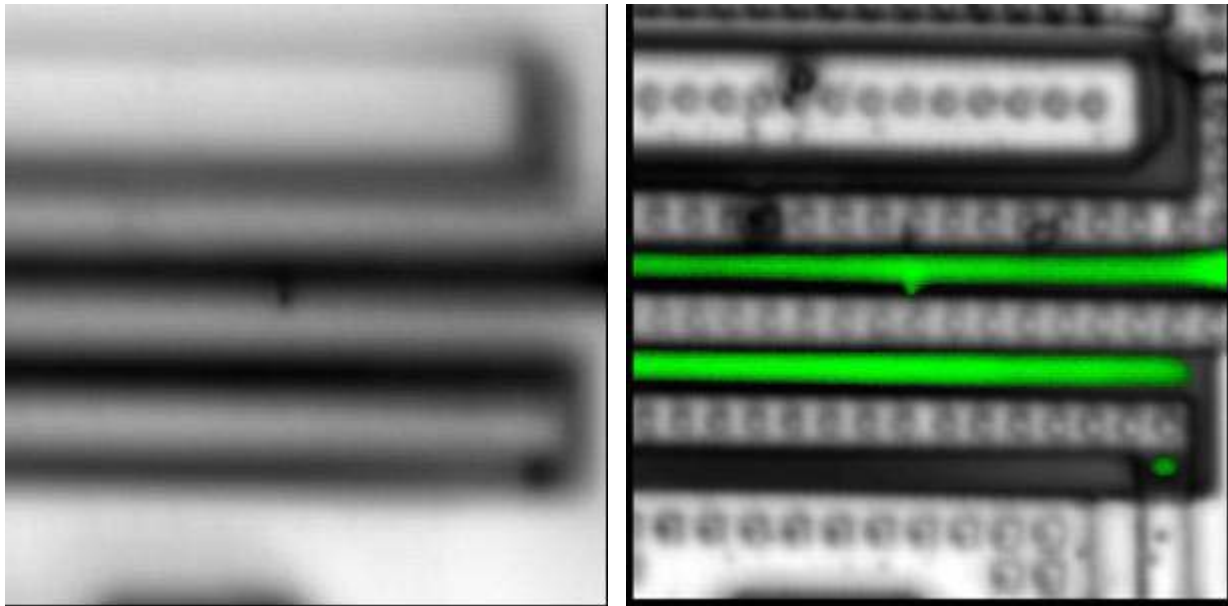


Figure 4- 10 : Image OBIRCH du circuit sous test avec un objectif 50X (à gauche) et superposition avec l'image du circuit sous test zoom numérique 4X

Nous pouvons donc conclure que le défaut est situé dans une zone constituée de silicium. La figure 4-10 présente l'image obtenue avec l'objectif 50X et un zoom numérique de 4X ce qui correspond alors à un grossissement de 200X. Cette image permet de localiser précisément le défaut. Nous constatons de plus que la position du défaut en utilisant cette technique est identique à la localisation réalisée avec les techniques SPL.



*Figure 4- 11 : Image SEI du circuit sous test avec un objectif 20X (à gauche) et superposition avec l'image du circuit sous test*

Nous avons ensuite réalisé une image SEI du circuit. Cette image est présentée figure 4-11. L'image a été obtenue avec un objectif 50X et un zoom numérique 4X, les grossissements inférieurs n'ayant pas révélé le défaut. Nous observons une légère diminution de signal au niveau du défaut. Cette diminution est due à une discontinuité de matériau, se matérialisant par une jonction. Lorsque celle-ci est plongée dans le gradient de température induit par le faisceau laser, elle est le siège d'une tension Seebeck.

Les différentes images obtenues en mode STL permettent de confirmer la position du défaut dans le circuit intégré. De plus, elles confirment les hypothèses quant à la nature de celui-ci. En effet, l'image OBIRCH montre que le défaut est constitué de silicium, et l'image SEI précise qu'il y a une légère discontinuité de matériau. Ceci démontre que le défaut est constitué d'un filament de silicium amorphisé (fortement conducteur, et délimité par des jonctions silicium cristallin-silicium amorphe). Celui-ci s'est créé dans la jonction par échauffement thermique au moment du stress ESD. Tous ces résultats sont cohérents avec à l'étude théorique du second chapitre.

Cette analyse permet de confirmer la capacité des techniques SPL pour la localisation et la détermination de la nature physique de défauts dans les jonctions. Ces techniques sont complémentaires des techniques STL :

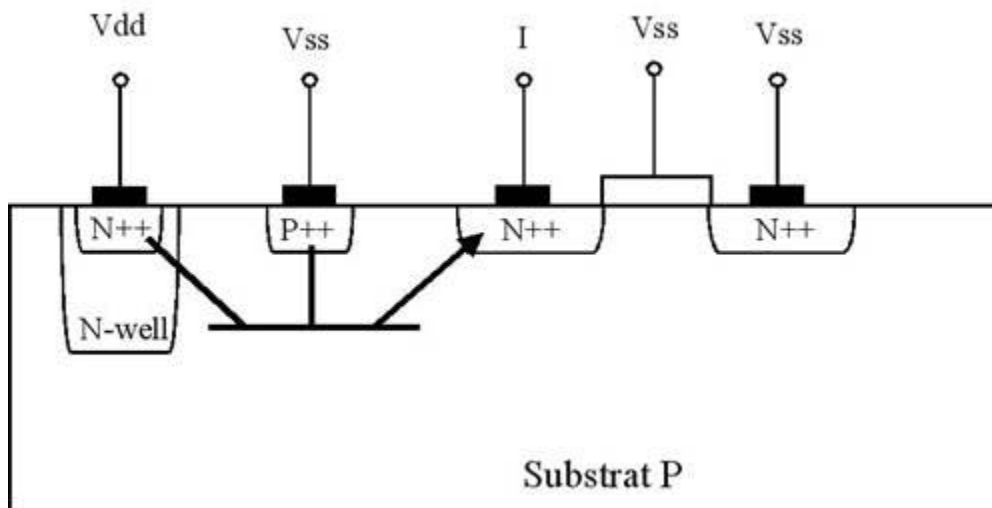
- les techniques SPL sont basées sur l'effet photoélectrique, elles ne permettent de localiser des défauts qu'au voisinage d'une jonction,

- les techniques STL permettent de localiser des défauts qui induisent des variations anormales de résistance électrique dans les métaux, les semi-conducteurs polycristallins et les semi-conducteurs fortement dopés.

Dans l'étude de cas ci-dessus, la technique SPL indique que le défaut est localisé dans une jonction (et non dans un oxyde de grille par exemple) et la technique STL indique qu'il y a une résistance importante, d'où l'hypothèse du filament de silicium amorphe court-circuitant localement la jonction et confirmée ensuite par une analyse physico-chimique.

## 2.4 Analyse des résultats

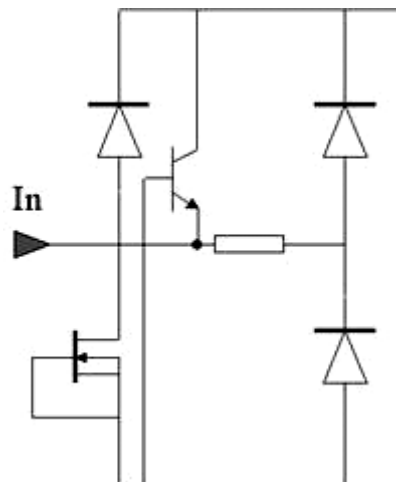
Un examen plus précis du dessin des masques du circuit permet de montrer que le défaut se situe au niveau de la jonction PN localisée entre l'anneau de garde « latch-up » et le substrat. Si on réalise une coupe du transistor GGNMOS de la protection d'entrée, on remarque effectivement la présence d'un transistor bipolaire NPN parasite entre le caisson de diffusion N de l'anneau de garde, le substrat et le drain du transistor NMOS. Cette structure est illustrée figure 4-12.



*Figure 4- 12 : Illustration du transistor parasite lié à la proximité de l'anneau de garde*

La figure 4-13 présente le schéma de la structure de protection d'entrée incluant ce transistor bipolaire parasite. Ce transistor établit un autre chemin de décharge en parallèle avec le chemin normal, c'est à dire au travers du transistor bipolaire parasite lié au transistor G1. Durant le stress ESD, la jonction base/émetteur est fortement polarisée en inverse, alors que la jonction collecteur/base est polarisée en inverse à une tension imposée par le power clamp. Malgré son faible gain en courant, ce transistor est actif. Dans le transistor GGNMOS, le courant circule principalement dans la diode substrat/drain, et environ 15% du courant total

est conduit par l'anneau de garde. Ce transistor parasite n'est pas conçu pour supporter un tel courant, c'est pourquoi un claquage a été constaté sur celui-ci.



*Figure 4- 13 : Schéma équivalent de la structure de protection d'entrée prenant en compte le transistor parasite lié à l'anneau de garde*

Afin d'éviter ce phénomène, l'anneau de garde doit être placé plus loin de la diffusion de drain, et la diffusion P++ de substrat doit être agrandie. Ainsi, le transistor bipolaire parasite verra son gain en courant diminuer drastiquement tout en augmentant la résistance au phénomène de latch-up.

## **2.5 Conclusion**

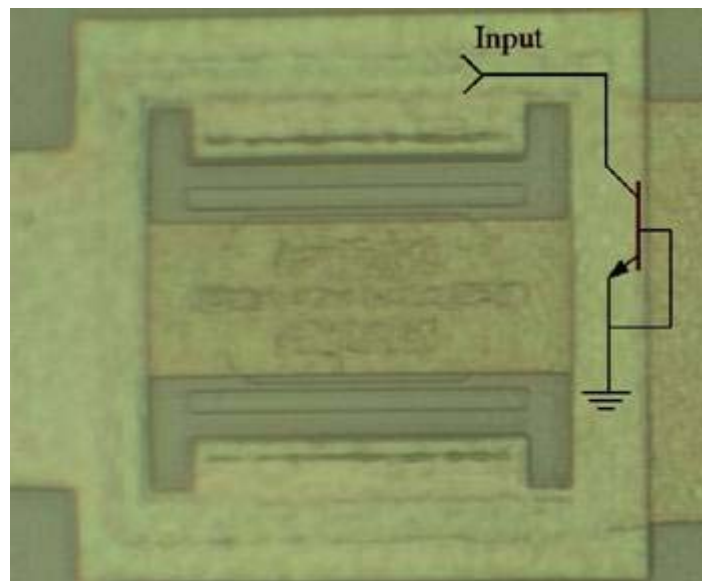
Cette étude a montré que les analyses SPL et STL permettent de mettre en évidence une faiblesse dans la structure de protection. La localisation du défaut a permis de montrer qu'une structure bipolaire parasite au niveau de l'anneau de garde n'avait pas été prise en compte lors de la conception de la protection du circuit contre les ESD. Ces nouvelles données ont permis de réaliser de nouvelles simulations Spice démontrant l'influence de cette structure parasite sur le mécanisme de décharge. Ainsi, le dessin des masques a pu être amélioré afin que le circuit offre une meilleure résistance aux décharges électrostatiques.

## **3 SECONDE ETUDE DE CAS : DEFAUTS ESD DANS DES STRUCTURES BIPOLAIRES**

Dans cette seconde étude de cas, nous avons étudié l'apport des techniques STL pour la l'étude de défauts induits par des stress ESD de différentes valeurs appliqués à des structures bipolaires.

### 3.1 Présentation du circuit

Le circuit étudié est un transistor bipolaire NPN avec sa base et son émetteur court-circuités. La photographie et le schéma du circuit sont présentés figure 4-14.



*Figure 4- 14 : Microphotographie et schéma électrique du circuit sous test*

Cette structure a été développée au LAAS-CNRS afin d'étudier les mécanismes de défaillances dus à une décharge électrostatique. Nous disposons de 6 pièces qui sont séparées en deux lots. Une des pièces ne subira pas de stress ESD afin de servir de référence. Le premier lot, qui se compose de trois pièces subira des stress HBM, alors que le second lot, composé des deux pièces restantes sera stressé en TLP (« Transmission Line Pulse »).

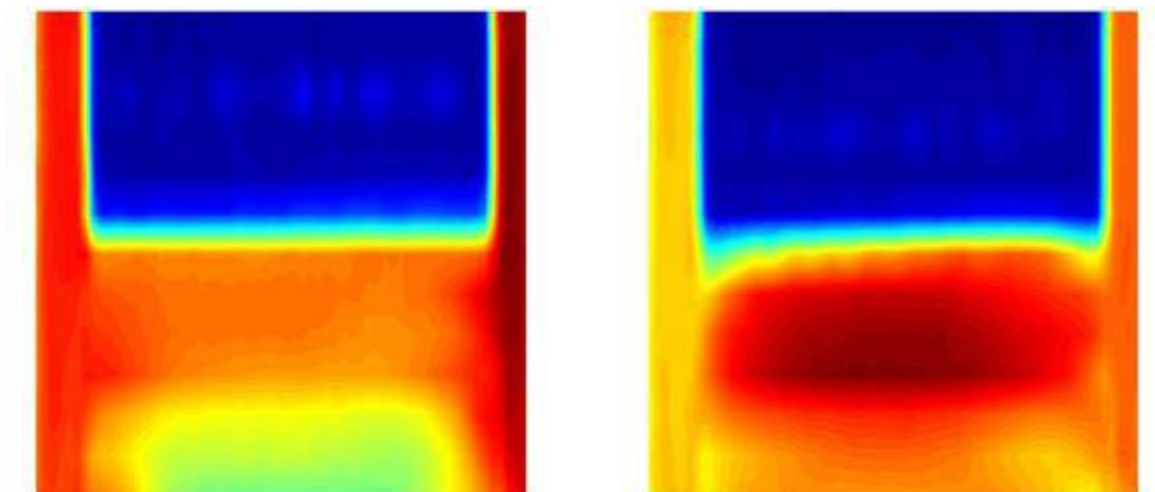
Ce type de stress consiste à faire subir à l'échantillon des impulsions de courant bien maîtrisées. Les impulsions de courant sont appliquées au circuit jusqu'à l'observation d'un point émissif sur celui-ci. Ce point émissif est détecté par une caméra CCD ultrasensible utilisée dans un microscope à émission de lumière. Il correspond en fait au passage d'un courant en un point de la structure et témoigne donc de l'amorçage possible d'une défaillance à cet endroit.

Nous pouvons remarquer que les pièces stressées suivant le modèle HBM ont subi des stress de différentes intensités. Nous cherchons en effet à étudier le caractère cumulatif de ces stress. Après chaque stress, les caractéristiques électriques en inverse du circuit ont été relevées.

Le tableau 4-1 résume les stress appliqués sur les différentes pièces.

Pièce	Type de stress	Intensité de chaque stress
P0	Pas de stress	
P1	HBM	2kV 4kV 4,5kV 5kV 5,5kV
P2	HBM	4kV 4,5kV 5kV
P3	HBM	4kV 4kV 4kV 4kV
P4	TLP	
P5	TLP	

Tableau 4-1 : Type de stress appliqué sur chaque pièce



*Figure 4- 15 : Images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit de référence P0*

Les conditions expérimentales du test sont similaires à la première étude de cas. Les configurations NBOBIC et OBIC sont utilisées avec l'amplificateur de courant et la détection synchrone. La longueur d'onde du faisceau laser est fixée à 800nm (test par la face avant). L'énergie par impulsion est de 450pJ, avec une fréquence de répétition de 4kHz. Celle-ci est définie suivant le principe explicité dans la première partie de ce chapitre. La zone balayée à



une taille de  $30\mu\text{m}$  par  $20\mu\text{m}$ . Le pas de balayage est de  $1\mu\text{m}$ . Le temps nécessaire pour réaliser une cartographie est d'environ 10 minutes.

La figure 4-15 présente les images NBOBIC (gauche) et OBIC à 5V (droite) du circuit de référence n'ayant pas subi de stress. Le signal est relativement uniforme dans la jonction, que ce soit pour l'image OBIC ou l'image NBOBIC. Les légères variations observées sont probablement dues à l'état de surface du circuit.

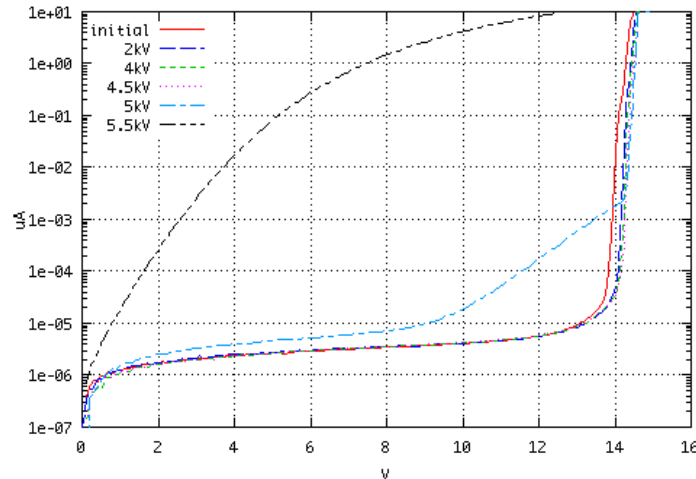
Dans la mesure où les stress appliqués sur les deux lots sont très différents, nous traiterons d'abord du lot stressé suivant le modèle HBM, puis du lot stressé en TLP.

### 3.2 Pièces stressées en HBM

Nous nous intéressons tout d'abord au lot de pièces ayant subi des stress HBM. Pour ce lot, nous disposons de trois pièces stressées chacune plusieurs fois avec des intensités différentes (voir tableau 4-1).

#### 3.2.1 Cas de la pièce P1

La figure 4-16 présente les caractéristiques électriques en polarisation inverse de la pièce P1 après chaque stress.



*Figure 4- 16 : Caractéristique électrique en inverse du circuit P1*

On remarque qu'après le stress à 5kV, il se produit un décalage de la tension de claquage, ce qui dénote la formation d'un défaut. Après le stress à 5,5kV, la caractéristique en inverse est résistive. La fonctionnalité de la jonction PN n'est plus assurée. Nous pouvons donc d'ores et déjà conclure que le défaut à localiser est de type résistif et court-circuite la jonction.



La figure 4-17 présente les images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit P1. Nous observons sur l'image OBIC trois zones de la jonction qui présentent une baisse d'amplitude du photocourant. On en déduit donc qu'on est en présence de trois points défailants présents au niveau de la jonction. Le premier point défailant se situe sur la droite de l'image. L'image OBIC indique qu'un fort courant circule dans celui-ci, en raison de la forte augmentation de l'amplitude du signal observée. Le second point se situe vers le milieu de la jonction. Il y circule également un courant, mais celui-ci est assez nettement inférieur au cas du précédent défaut. Le troisième point défailant se situe sur la gauche de la jonction. Nous n'observons pas d'augmentation significative de l'amplitude du signal OBIC pour ce point, ce qui démontre que le courant y circulant n'est pas suffisant pour activer un phénomène de génération par impact.

Les deux zones de l'image OBIC coïncident avec deux des trois zones présentant une diminution d'amplitude sur l'image NBOBIC. En revanche, la troisième zone de l'image NBOBIC présentant une diminution d'amplitude n'apparaît pas sur l'image OBIC.

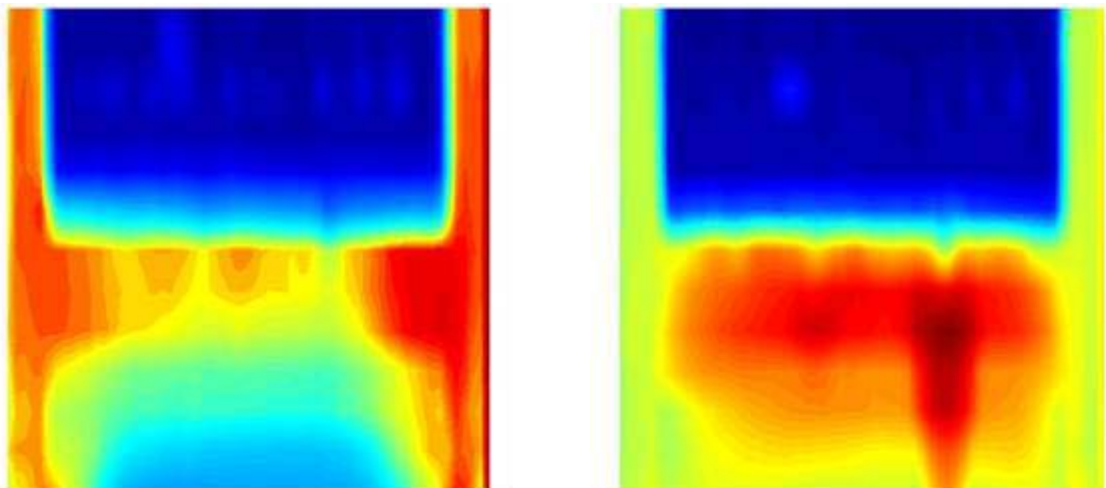
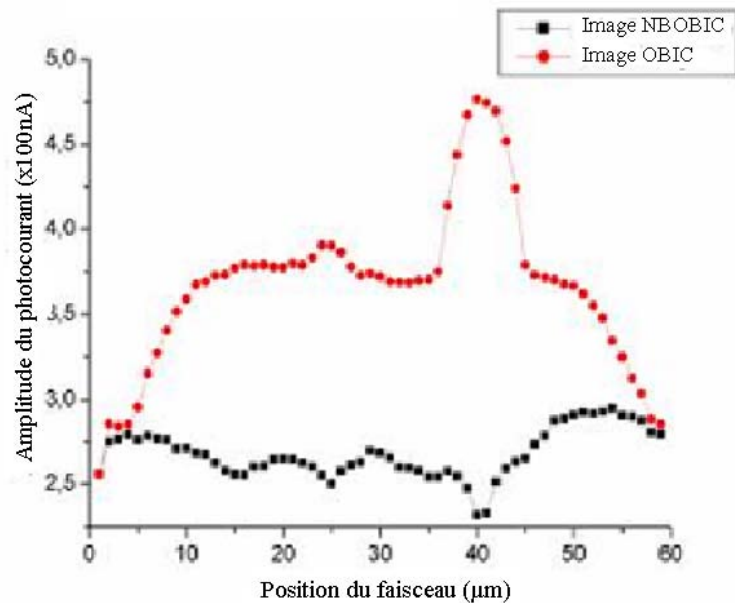


Figure 4- 17 : Images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit P1

La figure 4-18 présente une coupe longitudinale des images au niveau de la jonction PN. Celle-ci permet d'illustrer l'augmentation (respectivement la diminution) de l'amplitude du photocourant en mode OBIC (respectivement en mode NBOBIC).



*Figure 4- 18 : Amplitude du photocourant en fonction de la position du faisceau le long de la jonction défailante en configurations OBIC et NBOBIC*

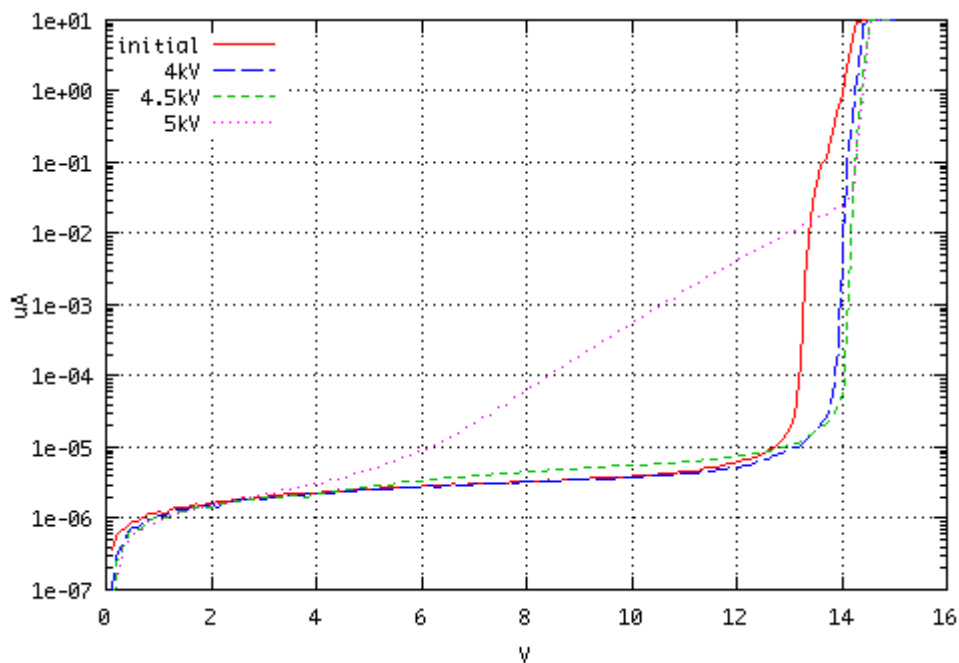
Ces résultats confirment les hypothèses émises quant aux résultats des simulations numériques présentés au chapitre 2. L'hypothèse de l'augmentation du signal OBIC liée au phénomène de génération par impact se trouve corroborée. Nous pouvons donc conclure ici que la caractéristique électrique résistive peut être attribué aux deux points où les signatures OBIC sont significatives. Dans ce cas la jonction est localement court-circuitée.

La technique STL appliquée sur ce circuit n'avait permis que la localisation du défaut principal par lequel passait l'essentiel du courant de fuite. Grâce à l'extrême sensibilité de la technique SPL, plusieurs défauts ont été observés. Cette technique renseigne sur l'impact d'une succession de stress sur une même structure qui peut se traduire par une aggravation du défaut initial ou la création d'un autre défaut comme nous avons pu le constater sur cette pièce.

### 3.2.2 Cas de la pièce P2

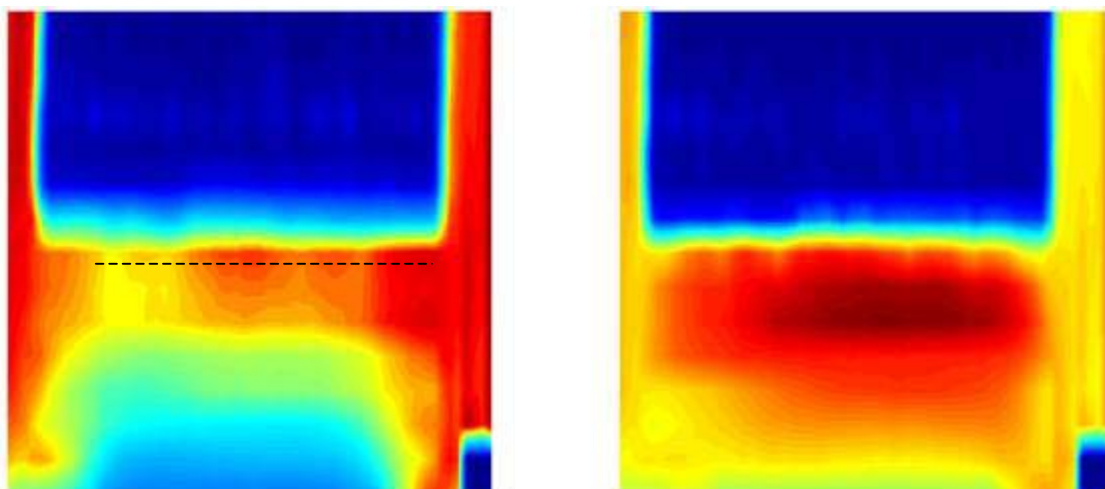
La figure 4-19 présente les caractéristiques électriques en polarisation inverse de la pièce P2 après chaque stress en utilisant une coordonnée logarithmique pour l'axe des courant. Remarquons qu'après le stress à 5kV, il se produit un décalage de la tension de claquage qui était initialement de l'ordre de 13V, ce qui dénote la formation d'un défaut. Ce défaut ne court-circuite pas complètement la zone de charge d'espace puisque la caractéristique du composant reste une caractéristique de diode. Nous pouvons émettre l'hypothèse qu'il s'agit d'une faiblesse dans la jonction. Lorsque celle-ci est polarisée en

inverse, à partir d'une certaine tension, un phénomène d'avalanche s'active au niveau du défaut, ce qui se traduit au niveau de la caractéristique électrique par ce décalage de la tension de claquage.



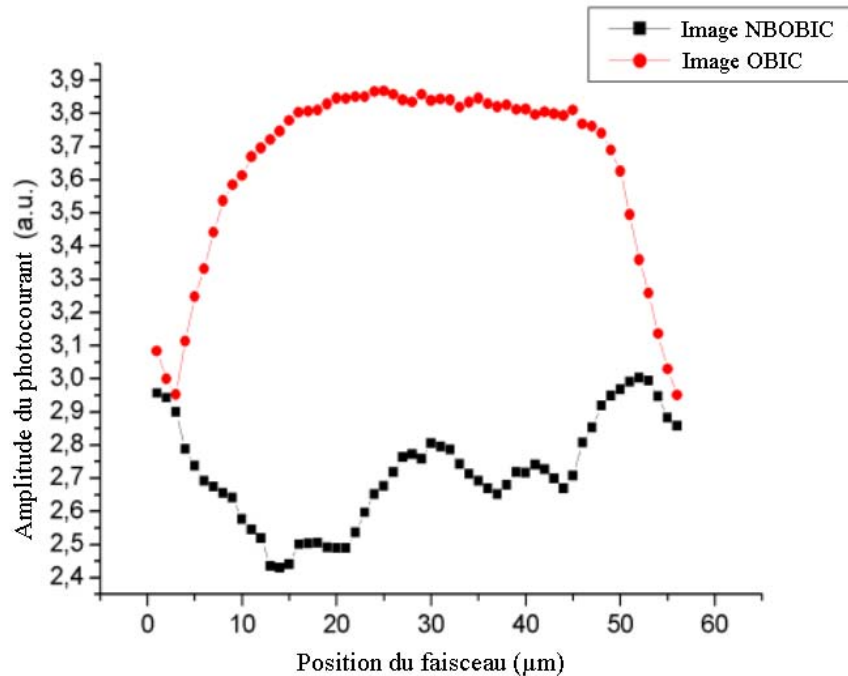
*Figure 4- 19 : Caractéristique électrique en inverse du circuit P2*

La figure 4-20 présente les images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit. Nous observons, sur l'image NBOBIC, une zone jaune traduisant une baisse de l'amplitude du photocourant. Sur la droite de l'image, nous observons également une zone orangé qui traduit une baisse un peu plus faible. En revanche, l'image OBIC ne montre pas d'augmentation particulière d'amplitude du photocourant. Au contraire, une légère diminution sur la droite de l'image est mise en évidence.



*Figure 4- 20 : Images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit P2*

Pour affiner cette analyse, nous avons réalisé une coupe longitudinale de chaque image au niveau de la jonction PN suivant la ligne en pointillés. Ces deux coupes permettent d'illustrer plus précisément la diminution d'amplitude du signal OBIC et est présentée figure 4-21.

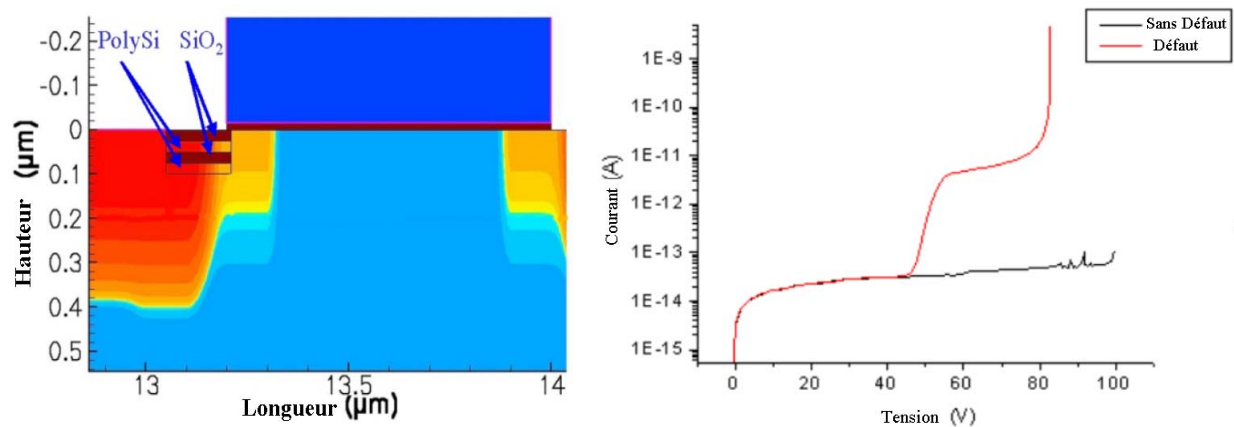


*Figure 4- 21 : Amplitude du photocourant en fonction de la position du faisceau le long de la jonction défailante en configurations OBIC et NBOBIC*

Nous pouvons conclure dans ce cas que deux points défailants sont localisés dans la jonction. Aucun d'eux ne court-circuite totalement la zone de charge d'espace. En revanche, ces points défailants restent détectables. De plus, leur incidence sur la caractéristique électrique du circuit est observable.

Afin de comprendre plus précisément la nature du défaut rencontré, des simulations numériques ont été réalisées en repartant de la structure NMOS simulée dans le deuxième chapitre, section 4.3.. Le défaut modélisé à la fin du second chapitre qui court-circuitait toute la jonction est ici modifié afin de mieux correspondre au problème. La technique de modélisation du défaut ESD reste la même si ce n'est que dans ce cas il ne court-circuite pas la jonction.

La caractéristique électrique en inverse de cette jonction sans défaut, puis avec un défaut est simulée. Les résultats sont présentés figure 4-22.



*Figure 4- 22 : Illustration du décalage de la tension de claquage d'une jonction défectueuse se basant sur des simulations numériques*

Les simulations réalisées illustrent le décalage de la tension de claquage lié à la présence d'un défaut ne traversant pas la zone de charge d'espace, la tension de claquage de la jonction sans défaut est d'environ 100V. Dans le cas de la jonction défectueuse, un premier claquage se produit vers une tension de 40V. Puis, le second claquage intervient vers 80V. Le premier claquage est dû à la mise en conduction du défaut, le second étant le claquage par avalanche standard de la jonction. Ces valeurs sont beaucoup plus importantes que les valeurs mesurées mais l'intérêt de ces simulations est de vérifier par une approche purement phénoménologique la présence de deux tensions de claquage. Les écarts par rapport aux valeurs mesurées s'expliquent entre autre par le maillage de la structure qui n'est pas suffisant pour simuler précisément le phénomène très localisé de génération par impact .

Ces simulations valident le modèle du défaut déjà utilisé au second chapitre. Nous pouvons conclure que suivant l'intensité du stress, la fusion du silicium sera plus ou moins importante. Il en résulte la formation d'un filament amorphe plus ou moins étendu dont l'impact sur la caractéristique de la jonction en inverse va d'un léger décalage de la tension de claquage à un comportement purement résistif. Sous excitation laser, le comportement de la jonction dépend donc fortement des caractéristiques physiques de ces filaments..

Le cas de la pièce P2 illustre ainsi la localisation de filaments peu étendus, obtenue en combinant les techniques NBOBIC et OBIC.

### 3.2.3 Cas de la pièce P3

La figure 4-23 présente les caractéristiques électriques en polarisation inverse de la pièce P3 après chaque stress.

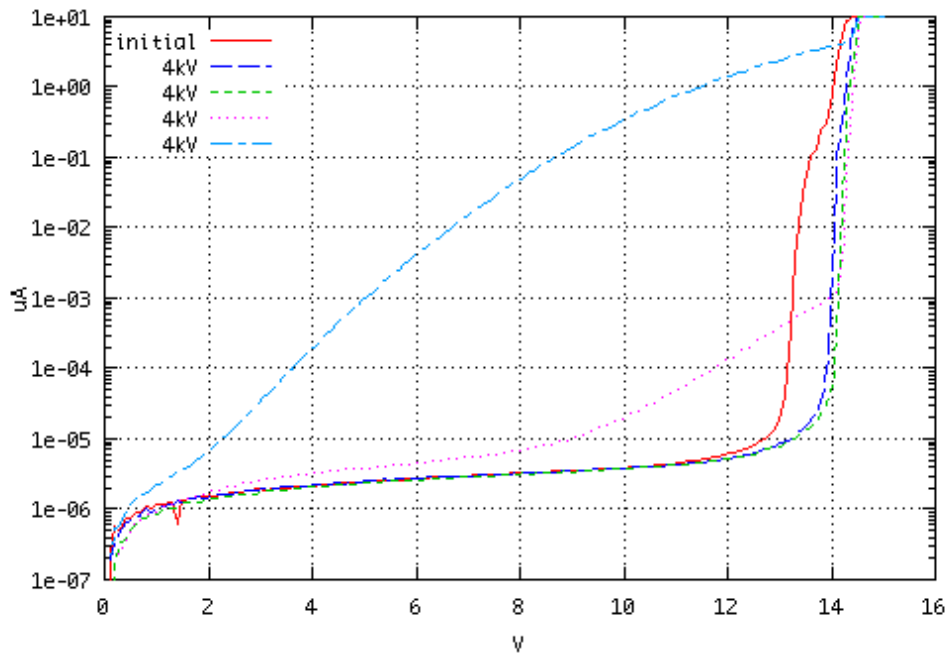
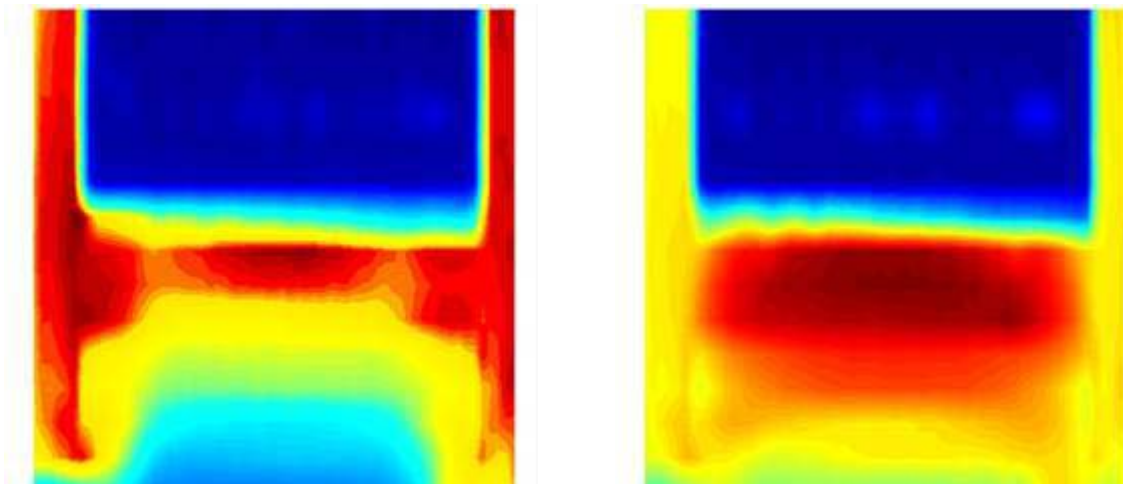


Figure 4- 23 : Caractéristique électrique en inverse du circuit P3

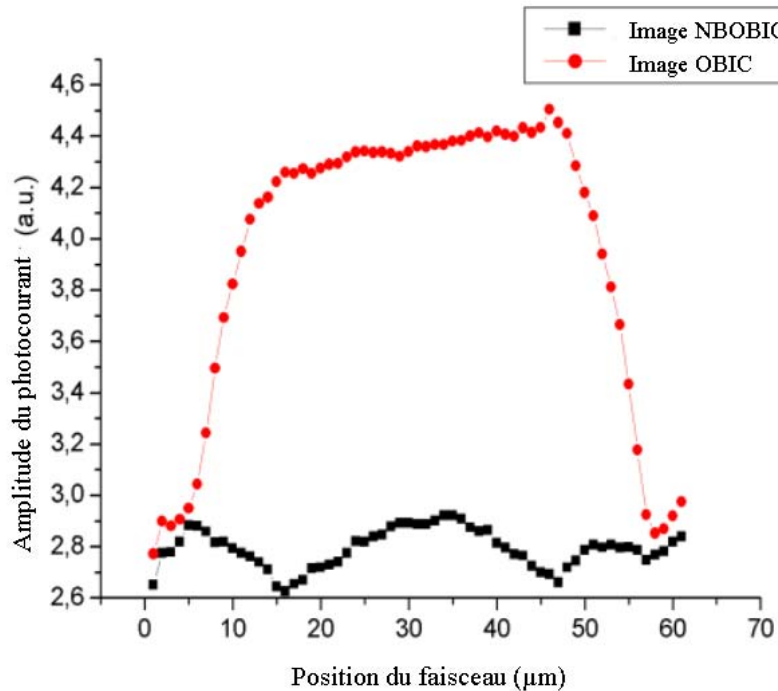
Sur cette pièce, plusieurs stress d'intensité 4kV ont été appliqués. On remarque qu'après le troisième stress, la tension de claquage se décale, puis après le dernier stress, la caractéristique est pratiquement résistive. En fait, il se produit un décalage de la tension de claquage qui se situe aux alentours de 1V. Nous pouvons donc en déduire que la jonction présente un défaut qui court-circuite presque totalement la zone de charge d'espace.

La figure 4-24 présente les images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit. Nous observons deux zones orangées dans la jonction sur l'image NBOBIC. Ces zones traduisent une diminution de l'amplitude du photocourant. Ceci traduit la présence de deux points défailants. En revanche, sur l'image OBIC, aucune augmentation significative de l'amplitude du signal OBIC n'est mise en évidence. La figure 4-25 présente la coupe longitudinale dans les images au niveau de la jonction.



*Figure 4- 24 : Images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit P3*

La figure 4-25 présente la coupe longitudinale dans les images au niveau de la jonction.



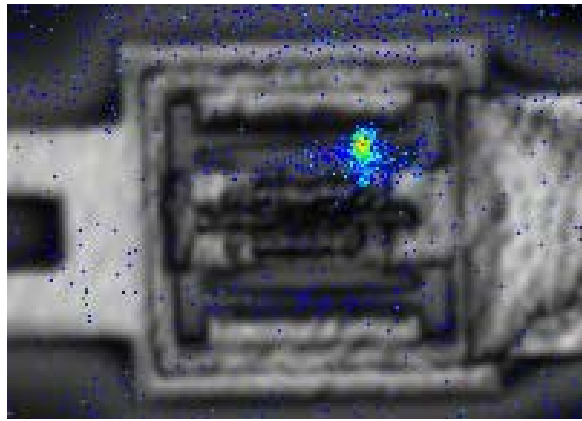
*Figure 4- 25 : Amplitude du photocourant en fonction de la position du faisceau le long de la jonction défailante en configurations OBIC et NBOBIC*

Nous observons clairement la diminution d'amplitude sur la courbe correspondant à l'image NBOBIC. La courbe correspondant à l'image OBIC présente une légère augmentation au niveau du défaut se situant sur la droite de la jonction. Nous pouvons donc conclure que ce défaut court-circuite presque totalement la zone de charge d'espace.

### **3.3 Pièces stressées en TLP**

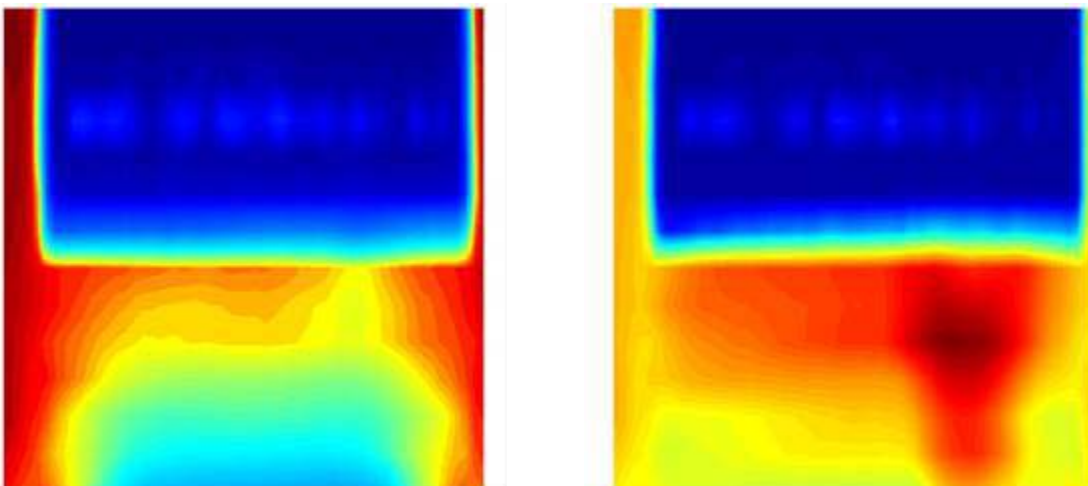
Ces essais ont été réalisés sur P4 et P5, deux pièces ayant subi un stress de type TLP. La figure 4-26 présente l'image d'émission de lumière obtenue au CNES lors du stress TLP de la pièce P4. Elle montre un point fortement émissif sur la droite de la jonction. Celui-ci est attribué à la présence d'un défaut.





*Figure 4- 26 : Image en émission de lumière de la pièce P4*

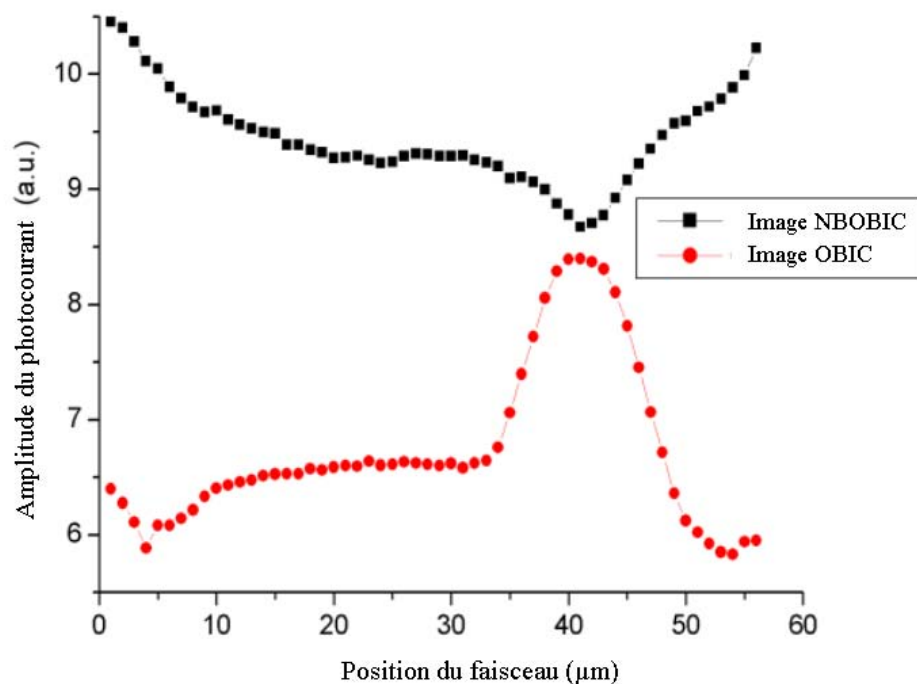
La figure 4-27 présente les images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit. Remarquons une forte diminution de l'amplitude du photocourant sur l'image NBOBIC. Celle-ci est positionnée au même point que la zone émissive observée lors du stress TLP. De la même manière, l'image OBIC met en évidence au niveau de cette zone une forte augmentation de l'amplitude du photocourant.



*Figure 4- 27 : Images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit P4*

La figure 4-28 présente une coupe longitudinale des deux images au niveau de la jonction. La courbe NBOBIC a une moyenne plus élevée que la courbe OBIC. Ceci est dû au fait qu'un gain différent de l'amplificateur a été utilisé pour les deux mesures afin d'éviter la saturation de celui-ci.





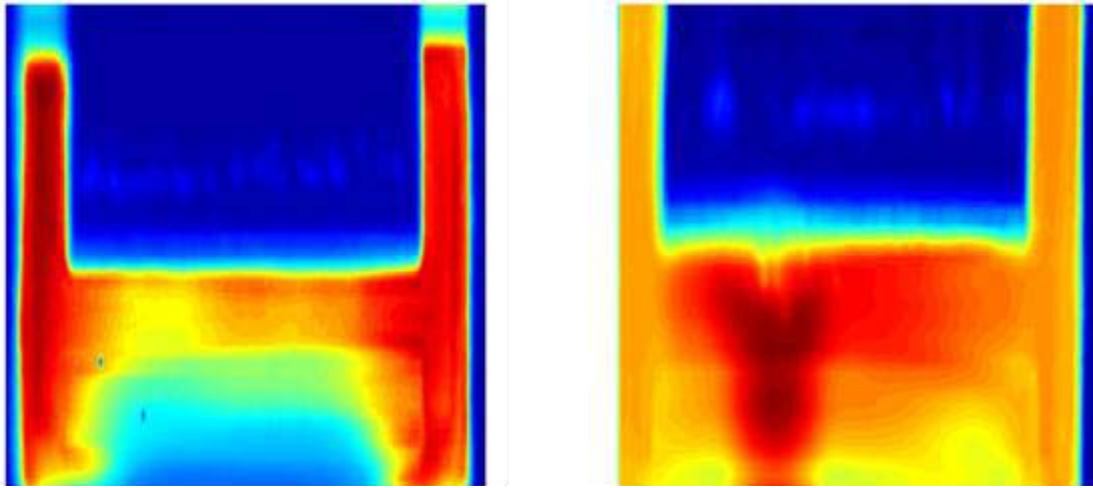
*Figure 4- 28 : Amplitude du photocourant en fonction de la position du faisceau le long de la jonction défailante en configurations OBIC et NBOBIC*

La forte diminution d’amplitude du photocourant en mode NBOBIC, qui correspond à une forte augmentation en mode OBIC, montre qu’un défaut court-circuite totalement la zone de charge d’espace. Ceci est en accord avec le fort courant de fuite mesuré sur ce circuit.

Le test TLP réalisé a été poussé jusqu’au point d’amorçage du second claquage déterminé par un fort courant et une tension de quelques volts. Dans ces conditions, un point émissif apparaît dans cette zone. L’apparition de ce point est liée à la formation d’un défaut de taille relativement importante, détruisant totalement la fonctionnalité du circuit. En effet, si nous comparons les images obtenues sur les pièces stressées selon le modèle HBM à celle obtenues sur les pièces stressées en TLP, nous remarquons que la diminution de l’amplitude du photocourant en mode NBOBIC est beaucoup plus importante pour les pièces stressées en TLP.

Les images NBOBIC et OBIC du circuit nous fournissent non seulement une localisation du défaut, mais permettent également de déterminer approximativement l’étendue spatiale du filament constituant point défailant.

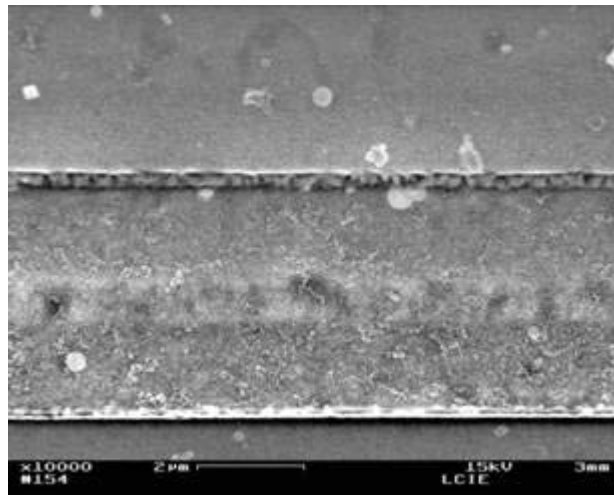
La figure 4-29 présente les images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) de la pièce P5. Celle-ci a subi le même stress que la pièce P4. La position du défaut est différente, mais l’ampleur de l’impact du défaut sur les images est sensiblement identique.



*Figure 4- 29 : Images NBOBIC (à gauche) et OBIC (à droite) du circuit P4*

### 3.3.1 Conclusion de l'étude

Les cartographies SPL réalisées sur les différentes pièces permettent de mettre en évidence la formation de plusieurs zones défaillantes pour les pièces stressées en HBM. Il est important de noter l'aspect cumulatif des stress. En effet, la pièce P1 montre que le circuit reste intègre après un stress à 4kV, c'est également le cas de la pièce P2, cependant, la pièce P3 met en évidence le fait qu'après 3 stress à 4kV, on voit apparaître des défaillances. De plus, le fait que l'on voit apparaître plusieurs zones défaillantes prouve que l'accumulation des stress ne vient pas forcément aggraver un défaut, mais qu'il en crée de nouveaux.

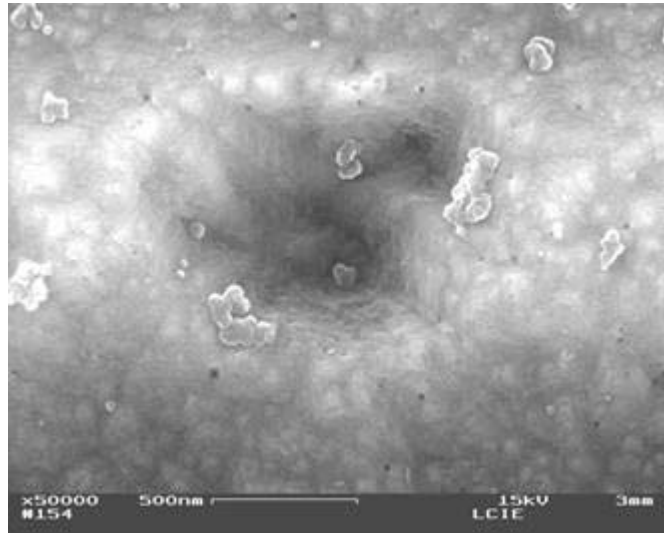


*Figure 4- 30 : Image SEM de la jonction défaillante après déstratification jusqu'au niveau silicium, grossissement X10000*

Enfin, afin de valider les hypothèses de cette étude de cas quant à la localisation de défauts dans une jonction silicium, des images SEM de la zone défaillante ont été réalisées

sur un circuit de même nature ayant subi le même type de stress. Ces images ont été réalisées au laboratoire commun CNES-LCIE et sont présentées figures 4-30 et 4-31.

Avant de réaliser ces images, le circuit a subi une déstratification, permettant de supprimer les différentes couches du circuit intégré jusqu'au niveau silicium.



*Figure 4- 31 : Image SEM d'une jonction défailante après dépassivation et déstratification jusqu'au niveau silicium , grossissement X50000*

Les images SEM mettent en évidence des trous dans la jonction. Ces trous correspondent à des zones qui ont été attaquées par gravure HF qui dissout l'oxyde de silicium. Nous pouvons donc conclure que ces trous correspondent à des filaments de silicium oxydés. En réalité, il s'agit de filaments de silicium amorphe, qui se sont oxydés lors du processus de déstratification. Ceci confirme bien l'hypothèse de départ quant à la nature des défauts.

## 4 CONCLUSION

Lors de ce chapitre, deux études de cas ont été présentées et illustrent les potentialités des techniques SPL. L'utilisation du banc laser IXL dédié à la Stimulation Photoélectrique laser et l'interprétation des résultats obtenus à l'aide des développements théoriques du chapitre 2 permettent de définir le champ d'application de telles techniques. La complémentarité avec les techniques STL a été discutée. Les informations complémentaires que ces deux techniques peuvent apporter concernant la localisation et la nature du défaut ont été évoquées. L'ensemble valide l'utilisation des techniques SPL dans une démarche d'analyse de défaillance.

Dans les deux études de cas, les méthodes mises en place permettent une localisation précise de la zone défaillante. De plus, la seconde étude de cas nous montre que les méthodologies mises en place permettent non seulement de localiser, mais également dans une certaine mesure de caractériser la ou les défaillances. Nous avons également pu localiser des points défaillants qui ne sont pas localisables en utilisant d'autres techniques. L'impact de ce type de défaillances sur les caractéristiques électriques est faible, et ceux ci peuvent être qualifiés de défauts latents.

## **CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES**



Le but principal de cette étude était de démontrer la faisabilité de la localisation et de la caractérisation de défauts de jonction dans les circuits intégrés, tant par la face avant que par la face arrière du composant, par l'analyse des photocourants induits par un faisceau laser. Nous avons regroupé ces techniques sous l'appellation STL, acronyme de Stimulation Photoélectrique Laser. Pour mener à bien ce travail, le banc de test laser du laboratoire IXL a dû être adapté à l'analyse des photocourants pour répondre aux exigences de précision et de sensibilité au niveau de la mesure, ainsi qu'aux tests par la face arrière des circuits. Plus spécifiquement, nous avons utilisé un faisceau laser impulsionnel qui a permis d'augmenter la sensibilité de la technique et d'étendre leur champ d'application. Ce travail a fait l'objet de 9 publications dans des revues et congrès internationaux, valorisant ainsi l'approche mise en œuvre.

L'étude bibliographique menée lors du premier chapitre a permis de différencier les approches du test par faisceau laser. Les techniques développées s'inscrivant parmi les méthodes de type « pompe », une attention particulière a été apportée à ce type de méthodologie lors des recherches. Les investigations menées autour des différents types de défaillances susceptibles de survenir dans un circuit intégré ont permis d'orienter cette étude vers les défauts créés par des décharges électrostatiques. En effet, ce type de défaillances pose à l'heure actuelle de nombreux problèmes aux industriels, et les méthodologies de test existantes sont parfois insuffisantes pour mener à bien l'analyse de défaillances. Dans la mesure où une des manifestations de ce type de stress électrique est la formation de défauts dans le silicium, les méthodologies sur la stimulation photoélectrique laser ont été identifiées comme une solution d'expertise des composants ayant subi des agressions ESD. La complémentarité de la stimulation photoélectrique laser et de la stimulation thermique laser développée précédemment dans le cadre d'une thèse en collaboration avec le CNES a également été précisée.

Afin de déterminer précisément les mécanismes d'interaction entre un faisceau laser impulsionnel et un circuit intégré, des simulations numériques, combinées à une étude analytique, ont été menées. Ces simulations ont également permis de mettre en évidence la faisabilité de la localisation et de la caractérisation du défaut, par l'intermédiaire d'une modélisation physique d'un défaut de type ESD par la face avant et par la face arrière. De plus, cette étude a permis de constater qu'un soin particulier doit être apporté quant au

système de mesure, ceci afin de pouvoir détecter les très faibles variations de courant mises en jeu expérimentalement.

Le chapitre 3 a permis d'expliciter les différentes adaptations apportées au banc de tests afin de permettre la mise en œuvre de la méthodologie de stimulation photoélectrique laser. Notamment, la mise en place de systèmes optiques facilitant les tests par la face arrière du circuit a été illustrée. D'autre part, nous avons pu caractériser le système de détection mis en place, par l'intermédiaire de la mesure de rapports signal à bruit. Enfin les potentialités du banc laser ont été illustrées à l'aide de différents exemples d'analyse « face avant » et « face arrière ». Ces exemples ont permis de mener une optimisation des paramètres expérimentaux.

Dans le chapitre 4, deux études de cas, concernant la localisation de défauts de type ESD dans des circuits intégrés ont permis de démontrer la capacité du banc de test mis en place et des méthodologies que nous avons déployées dans le but de caractériser ce type de défaut. La seconde étude de cas a notamment permis de mettre en évidence la capacité des méthodologies à localiser et étudier des défauts latents, ce qui n'avait pas été possible jusqu'à présent avec les autres techniques communément utilisées.

Les premiers résultats obtenus sur la localisation et l'analyse de défauts ESD ont démontré la puissance des méthodologies de Stimulation Photoélectrique Laser dynamiques. Ces méthodes se sont révélées comme particulièrement adaptées à la problématique des défauts latents. Il semble donc intéressant d'intégrer des outils permettant la mise en place de ces méthodologies dans les laboratoires d'analyse de défaillance. Si la mise en place de ces techniques est assez complexe, leur potentiel peut mener à les utiliser lorsque les autres techniques de localisation et de caractérisation de défauts ont échoué. De plus, ces techniques apportent un supplément d'information, permettant de déduire l'ampleur et la criticité de la défaillance induite par les décharges électrostatiques. Nous pouvons donc voir cet outil non seulement comme une méthode de localisation mais également comme une technique d'analyse avancée.

Les perspectives à ce travail de thèse sont nombreuses. La modélisation des interactions laser/circuit intégré mise en place ouvre en effet le champ de nouvelles applications.



Il est important de noter que les techniques SPL sont nettement plus sensibles que les techniques STL de stimulation thermique laser, ce qui ouvre le champ comme nous l'avons vu au chapitre 4 à la localisation de défauts dans les circuits à très fort niveau d'intégration.

Les connaissances acquises permettent d'envisager des méthodologies de type « full dynamique » où le faisceau laser impulsionnel interagit avec un circuit intégré VLSI fonctionnant à haute fréquence. Contrairement aux techniques de stimulation thermique laser les temps de réponses ne sont pas limités par les constantes de temps thermiques du système étudié. Il est donc possible d'envisager la mise en œuvre de techniques « full dynamique » avec une large bande passante.

Les simulations réalisées sur des transistors MOS illustrent l'impact du régime de fonctionnement du transistor sur le photocourant mesuré. Ces résultats permettent d'envisager la mise en place de méthodologies de cartographies d'états logiques dynamique.

De manière générale le développement des techniques SPL dynamiques, techniques avancées très peu utilisées en milieu industriel, ouvre le champ à des opérations de transfert de technologie que se doivent se traduire par la réalisation d'un prototype semi-industriel. L'utilisation d'une source laser impulsionnelle compacte à  $1.06\mu\text{m}$ , associé à un système de balayage laser à miroir (le laser se déplace sur le circuit et non l'inverse), permettrait d'améliorer l'ergonomie d'un tel équipement. . Cela permettrait de diminuer sensiblement le temps d'expérimentation. Enfin l'utilisation de station de test sous pointes permettrait d'étendre ces techniques au niveau des tranches de silicium. Ce type d'équipement doit permettre de combiner les différentes techniques (pompe, SPL, dynamique face arrière, sonde magnétique face avant...) et d'accéder à des défauts non accessibles par les techniques actuelles (20% des cas aujourd'hui et probablement en augmentation dans le futur).

## **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**



- [ADE00] P. Adell, R.D. Schrimpf, H.J. Barnaby, R. Marec, C. Chatry, P. Calvel, C. Barillot, O. Moi, Analysis of single event transient in analog circuits. IEEE Trans. Nucl. Sc., vol 47, no 6, pp26162623, 2000.
- [ASP83] D.E. Aspnes, A.A. Studna, Dielectric functions and optical parameter of Si, Ge, GaP, GaSb, InP, InAs and InSb from 1.5 to 6 eV, Physical Review B, vol 27, p 985, 1983.
- [BAI90] Bailay and E.R. Weber, The mechanism of modulated optical reflectance imaging of dislocation in silicon, Journal of Crystal Grow, vol 103, pp 217-235, 1990.
- [BAR95] C. Barillot, In-Flight Observed Anomalies and Failures, RADECS short course, 1995.
- [BAR96] C. Barillot, P. Calvel, Review of Commercial Spacecraft Anomalies and Single-Event-Effect Occurrences, IEEE., 43, p. 453, 1996.
- [BAR99] D.L. Barton, K. Bernhard-Höffer, E.I. Cole Jr., FLIP-chip and « backside » techniques, Microelectronics Reliability, vol 39 pp 721-730, 1999.
- [BEA00] F. Beaudoin, F. Saviot, D. Lewis, P. Perdu, F. salin. New Non destructive Laser Ablation based on Backside Sample Preparation Method, Microelectronics Reliability, vol. 40, p. 1425-1429, 2000.
- [BEA02] F. Beaudoin, Thèse Université Bordeaux 1, 2002.
- [BEA02(2)], F. Beaudoin, G. Haller, P. Perdu, R. Desplats, T. Beauchêne, D. Lewis, Reliability Defect Monitoring with Thermal Laser Stimulation: Biased Versus Unbiased, ESREF 2002, Rimini.
- [BEA02(3)] F. Beaudoin, G. Haller, P. Perdu, R. Desplats, T. Beauchêne, D. Lewis Reliability Defect Monitoring with Thermal Laser Stimulation : Biased Versus Unbiased. Microelectronics Reliability, à paraître en décembre 2002.
- [BEA02(4)] F. Beaudoin, D. Carisetti, R. Desplat, P. Perdu, D. Lewis, Backside defect localizations and revelations techniques on GaAs. Microelectronics Reliability, à paraître en octobre 2002.
- [BEA02(5)] F. Beaudoin, P. Perdu, R. Desplats. E. Doche, A. Wislez, T. Beauchêne, D. Lewis, D. Carisetti, D. Trémouilles, M. Bafleur Laser Beam Based ESD Defect Localization in Ics, International Symposium for Testing and Failure Analysis (ISTFA) 2002, Phoenix (USA).
- [BEA02(6)] F. Beaudoin, P. Perdu, R. Desplats, L. Dantas de Morais, O. Crepel, C. Goupil, G. Haller, D. Lewis Backside Hot Spot Detection, International Symposium for Testing and Failure Analysis (ISTFA) 2002, phoenix.
- [BEA202] T. Beauchêne, D. Lewis, F. Beaudoin, V. Pouget, R. Desplat, P. Fouillat, P. Perdu, Thermal Laser Stimulation and OBIC techniques applied to ESD defect location, ESREF 2002, Rimini.
- [BEA202(2)] T. Beauchêne, D. Lewis, V. Pouget, F. Beaudoin, P. Perdu, P. Fouillat, Y. Danto. SCOBIC investigation in VLSI : a new backside analysis technique, ESREF 2002, Rimini.
- [BEL90] D. Bellet, J.J. Barrau, Cours d'élasticité, Cepadue, 1990.
- [BEL02] X. Belredon, J.P. David, D. Lewis, T. Beauchene, V. Pouget, S. Barde, P. Magnan Heavy ions induced charge collection mechanisms in CMOS active sensor pixel, IEEE NSREC, Phoenix USA, July 2002.

- [BEL02(2)] X. Belredon, J.P. David, D. Lewis, T. Beauchene, V. Pouget, S. Barde, P. Magnan Heavy ions induced charge collection mechanisms in CMOS active sensor pixel, submitted to IEEE Trans. Nucl. Sci, December 2002.
- [BEN61] H.E. Benett and J.O. Porteus, Relation Between surface roughness and specular reflectance at normal incidence, Journal of Optical Society of America, vol 51, n°2, pp123-129, 1961.
- [BER89] H. Bergner, T. Damm, Binary States in Integrated Circuits Investigated by Laser Scanning Microscopy with Optical Beam Induced Current, phys. stat. sol. (a), 115, 607, pp. 607-615, 1989.
- [BER92] H. Bergner, K. Hempel, A. Krause, U. Stamm, Application of the time-resolved optical-beam-induced current method to the investigation of n-metal-oxide-semiconductor inverters, J. Appl. Phys., 71, 6, pp. 3010-3018, 1992.
- [BOU99] J.C. Boudenot, C. Barillot, C. Brisset, M.C. Calvet, T. Fillon, M. Tavlet, Radiation Environments and their Impacts at the Dawn of the 21<sup>st</sup> Century, RADECS Short course, 1999.
- [BUC94] S. Buchner, J.B. Langworthy, W.J. Stapor, A.B. Campbell, S. Rivet, Implications of the Spatial Dependence of the Single-Event Upset Thresholds in SRAMs Measured with a Pulsed Laser, IEEE Trans. Nucl. Sci., 41, p. 2195, 1994.
- [BUC96] S. Buchner, D. McMorrow, J. Melinger, A.B. Campbell, Laboratory Tests for Single-Event Effects, IEEE Trans. Nucl. Sci., 43, p. 678, 1996.
- [CHI00] J.M. Chin et al, Single contact optical beam induced current (SCOBIC)-A new failure analysis technique, IRPS 2000.
- [CHR76] O. Christensen, Quantum efficiency of the internal photoelectric effect in silicon and germanium, J. Appl. Phys., 47, 2, pp. 689-695, 1976.
- [COL94] E.I. Cole Jr, J.M. Soden, J.L. Rife, D.L. Barton, C.L. Henderson, Novel failure analysis techniques using photon probing with a scanning optical microscope, IRPS, pp. 388-398, 1994.
- [COL94] E.I. Cole Jr, P. Tangyonyong, D.L. Barton, C.L. Henderson, backside localization of open and shorted IC interconnections, IRPS, 1998.
- [COL01] Edward I. Cole Jr., Paiboon Tangyonyong, Charles F. Hawkins, Michael R. Bruce, Victoria J. Bruce, Rosalinda M. Ring\*, and Wan-Loong Chong, Resistive Interconnection Localization, ISTFA 2001.
- [DAS55] W. C. Dash, R. Newman, Intrinsic Optical Absorption in Single-Crystal Germanium and Silicon at 77°K and 300°K, Physical Review, 99, 4, pp. 1151-1155, 1955.
- [DES01] R. Desplats, F. Beaudoin, P. Perdu, P. Poirier, D. Tremouilles, M. Bafleur, D. Lewis Backside Localization of Current Leakage Faults Using Thermal Laser Stimulation, Microelectronics Reliability, vol 41 n° 9-10, pp 1539-1544, 2001.
- [ESS93] J.M. Essick and R.T. Mather, Characterization of a bulk semiconductor's via near absorption edge optical transmission experiment, American journal of Physics, vol 61, n° 7, pp 646-649, 1993.
- [FOU90] P. Fouillat, Contribution à l'étude de l'interaction entre un faisceau laser et un milieu semiconducteur. Applications à l'étude du Latch-up et à l'analyse d'états logiques dans les circuits intégrés en technologie CMOS, Thèse de Doctorat de l'Université Bordeaux 1, N° 410, 1990.

- [FOU92] P. Fouillat, Y. Danto, J. P. Dom, Logic state analysis using a laser beam, *Microelectronic Engineering* 16, pp. 287-294, 1992.
- [GER93] J. Gervais, Mesure du coefficient d'absorption optique dans le Silicium multicristallin de type P pour photopiles solaires. *Journal de Physique III*, vol 3, pp 1489-1495, 1993.
- [HAB65] D.H. Habing, The Use of Lasers to Simulate Radiation-Induced Transients in Semiconductor Devices and Circuits, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, Octobre 1965, p. 91, 1965
- [HEC87] E. Hecht, *Optics*, Addison-Wesley Publishing Compagny, 1987.
- [HEI92] H. K Heinrich, N. Pakadaman and al, Picoseconde Backside Optical Detection of Internal Signals in Flip-Chip Mounted Silicon VLSI Cicuits, *Microelectronic Engineering*, vol 16, pp 313-324, 1992.
- [HEN84] F. J. Henley, Functional testing and failure analysis of VLSI using a LASER probe, *Proc. of the IEEE Cust. Int. Circ. Conf.*, pp. 181-186, 1984.
- [HEN84(2)] F. J. Henley, An automated LASER prober to determine VLSI internal node logic states, *Proc. of the 1984 International Test Conference*, pp. 536-542, 1984.
- [ITO98] S. Ito and H. Monma, Failure analysis of wafer using backside OBIC Method, *Microelectronic Reliability*, vol 38, pp 993-996, 1998.
- [JAC75] J.D. Jackson, *Classical Electrodynamics*, 2nd edition, J. Wiley & Sons, New York, 1975.
- [JOH93] A.H. Johnston, Charge collection in p-n junctions excited with pulsed infrared lasers, *IEEE transaction on Nuclear Sciences*, vol 40, n°6, pp 1694-1702, 1993.
- [KON96] C. Körner, R. Mayerhofer, M. Hartmann and H.W. Bergmann, "Physical and Material Aspects in Using Visible Laser Pulses of Nanosecond Duration for Ablation", *Applied Physics A*, vol 63 pp 123-131, 1996.
- [KOG66] H. Kogelnik and T. Li, Laser Beam resonators, *Applied Optics*, vol 5, no 10, pp 1550-1567, 1966.
- [KOS88] G.N. Koskovich and al, Effect of first order phonon assisted scattering on near infrared free carrier optical absorption in silicon, *Physical Review B*, vol 38, n°2, pp 1281-1284, 1988.
- [KOS90] G.N. Koskovich and al, Near infrared free carrier optical absorption in silicon : Effect of first order phono assisted scattering in a nonparabolic conduction band. *Physical Review B*, vol 41, n°5, pp 2944-2947, 1990.
- [LAP96] H. Lapuyade, Analyse physique et modélisation de l'interaction LASER-silicium. Application à la conception de cellules activées par faisceau LASER en vue du test interne des circuits intégrés, Thèse 1426, Université Bordeaux 1, 1996.
- [LEE93] T. W. Lee., ESD Damage Simulation and Failure Mechanisms, *Microelectronic Failure, Analysis Desk Reference (EDFAS publication)*, 3 rd Edition, 329-334 (1993).
- [LEW01] D. Lewis, V. Pouget, F. Beaudoin, P. Perdu, H. Lapuyade, P. Fouillat, A. Touboul, Backside Laser Testing of ICs for SET Sensitivity Evaluation, *IEEE Transaction on Nuclear Science*, vol 48, n°6, pp2193-2201, 2001.

- [LEW01] D. Lewis, V. Pouget, T. Beauchene, H. Lapuyade, P. Fouillat, A. Touboul, F. Beaudoin, P. Perdu, Front side and Backside OBIT Mappings applied to Single Event Transient Testing, *Microelectronics Reliability*, vol 41 n° 9-10, pp 1471-1476, 2001.
- [LEW02(2)] D. Lewis, P. Fouillat, and V. Pouget Dynamic Fault Injection in Integrated Circuits with a Pulsed Laser, *LATW 2002*, Montevideo.
- [LIU97] X. Liu, D. Du and G. Mourou, Laser Ablation and Micromachining with Ultrashort Laser Pulses, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol 33, pp 1706-1716, 1997.
- [MAN86] A. Mandelis, E.K.M. Siu , Combined photoacoustic and photoconductive spectroscopic investigation of nonradiative recombination and electronic transport phenomena in cristalline n-CdS I. Experiment, *Physical Review B*, vol 34, n°10, pp7209-7221, 1986.
- [MAN88] A. Mandelis and J.F. Power, Frequency modulated impulse response photothermal detection through optical reflectance 1. Theory, *Applied Optics*, vol 27, n°16, pp 3397-3407, 1988.
- [MAR93] Y. Marfaing, *Physique des convertisseurs photovoltaïques*, ch. 3, s. dir. B. Equer, *Energie solaire photovoltaïque*, Vol. 1, Ellipses, 1993.
- [MAR93(2)] J.P. Marioge, Etats de surface. Défauts locaux et rugosité, *Journal of Optics*, vol 24, n°5, pp 217-239, 1993.
- [MAN94] A.M. Mansananres, J.P. Roger, D. Fournier and A.C. Boccara, Temperature field determination of InGaAs/InP lasers by photothermal microscopy: evidence for weak nonradiative processes at the facets. *Applied Physics Letters*, 64(1), pp 4-6, 1994.
- [MAT90] H. Mathieu, *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*, 2<sup>e</sup> édition, Masson, 1990.
- [MEL94] J. S. Melinger, S. Buchner, D. Mc Morrow, W. J. Stapor, T. R. Weatherford and A. B. Campbell, Critical evaluation of the pulsed laser method for single event effects testing and fundamental studies, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 41, 6, 1994, pp. 2574-2584.
- [MUR87] R.F. Murison, A.J.N. Houghton, A.R. Goodwin, A.J. Cllar and I.G.A. Davies, CW performance and life of 1.3 $\mu$ m InGaAsP/InP laser emitting at high facet power densities. *Electronic Letters*, 23, pp 601-603, 1987.
- [NIK94] K. Nikawa, C. Matsumoto, S. Inoue, verification and improvement of the Optical Beam Induced Resistance Change (OBIRCH) method, *ISTFA 1996*.
- [NIK93] K. Nikawa, S. Tozaki, *Proc. Int. Symp. Testing and Failure Analysis*, ASM International, pp. 303-310.
- [NIK95] K. Nikawa, S. Inoue, *Proc. ESREF*, 1995, pp. 307-312.
- [NIK96] K. Nikawa, S. Inoue, *Proc. IRPS*, 1996, pp. 346-354.
- [NIK97] K. Nikawa, S. Inoue, LSI failure analysis using focused laser beam heating, *Microelectronic Reliability*, vol 37 , n°12, pp 1841-1847, 1997.
- [OPS82] J. Opsal an A. Rosencwaig, Thermal wave depth profiling : theory. *Journal of Applied Physics*, vol 53, n°6, pp 4240-4246, 1982.

- [PAL00] M. Palaniappan et al, Application of single contact optical beam induced current (SCOBIC) for backside analysis, ISTFA 2000.
- [PER93] S. Perkowitz, Optical Characterization of Semiconductors : Infrared, Raman and Photoluminescence Spectroscopy, Academic Press, 1993.
- [PER01] P. Perdu, Contribution à l'étude et au développement de techniques de localisations de défauts dans les circuits intégrés VLSI, Mémoire d'Habilitation à Dirigé des Recherches, Université Bordeaux 1, 2001.
- [PHI60] H. R Philipp, E. A Taft, Optical Constants of Silicon in the Region 1 to 10 ev, Physical Review, 120, 1, 1960, pp. 37-38.
- [PER94] J.-Ph. Pérez, Optique géométrique et ondulatoire, 4<sup>e</sup> édition, Masson, 1994.
- [POU00] V. Pouget, simulation expérimentale par impulsions laser ultra-courtes des effets des radiations ionisantes sur les circuits integres. Thèse de l'Université de Bordeaux 1, n° 2250, 2000.
- [POI01] C. Poivey, J.W. Howard, S. Buchner, K.A. Label, J.D. Forney, H.S. Kim and A. Assad, Development of a test Methodology for Single Event Transients (SETs) in linear devices, IEEE Tran Nucl Sci, vol 48, n°6, pp 2180-2186, 2001.
- [QUI95] Véronique Quintard, Réflectométrie et Interférométrie laser haute résolution. Application à la caractérisation de composants électronique, Thèse de l'Université de Bordeaux 1, n° 1315, 1995.
- [SAR87] M. Saritas and H.D. McKell, Absorption coefficient of Si in the wavelength region between 0.8-1.16  $\mu\text{m}$ , Journal of Applied Physics., vol. 61, p. 4923, 1987.
- [SAW76] D. E. Sawyer, D. W. Berning, Laser Scanning of MOPS IC's Reveals Internal Logic States Nondestructively, Proc. of the IEEE (Proceedings Letters), pp. 393-394, 1976.
- [SIE86] A.E. Siegman, Lasers, University Science Books, Mill Valley, California, 1986.
- [SIU86] E.K.M. Siu, A. Mandelis, Combined photoacoustic and photoconductive spectroscopic investigation of nonradiative recombination and electronic transport phenomena in cristalline n-CdS II. Theory, Physical Review B, vol 34, n°10, pp7222-7233, 1986.
- [SOE94] G. Soelkner, Optical beam testing and its potential for electronic device characteristization, Microelectronic Engineering, vol 24, pp 341-353, 1994.
- [STA92] U. Stamm, H. Bergner, K. Hempel, A. Krause, Techniques for Picosecond OBIC Measurements on ICs, Microelectronic Engineering, 16, pp. 275-286, 1992.
- [VAN85] E.W. VanStryland, H. V., M.A. Woodall, M.J. Soileau, Two photon absorption, nonlinear refraction, and optical limiting in semiconductors. Optical engineering **24**(4): pp613-623, 1985.
- [VAP90] A. Vapaille, A. Castagné, Dispositifs et circuits intégrés semiconducteurs, Dunod, 1990.
- [YAV97] A. Yariv, Optical Electronics in Modern Communications, filth edition, Oxford, 1997.
- [WHI63] R.M. White, Generation of elastic waves by transient surface heating. Journal of Applied Physics, 34(12), pp 3559-3567, 1963.



[WIL86] T. Wilson, C. J. R. Sheppard, Observations of dislocations and junction irregularities in bipolar transistors using the OBIC mode of the scanning optical microscope, *Solid-State Electronics*, 29, 11, pp. 1189-1194, 1986.

[WIL87] T. Wilson, E. M. Mac Cabe, Theory of optical beam induced current images of defects in semiconductors, *J. Appl. Phys.*, 61, 1, pp. 191-195, 1987.

[WIL87(2)] T. Wilson, P. D. Pester. An analysis of the photoinduced Current from a Finely Focused Line Beam in PLanar p-n Junctions and Schottky-barrier diodes. *IEEE Transaction on Electron Devices* **34**(7): pp1564-1570. 1987

## **Mots clefs**

- Analyse de défaillance des circuits et systèmes intégrés
- Test sans contact
- Test par faisceau laser
- Stimulation Photoélectrique Laser
- Localisation de défauts dans les circuits intégrés
- Défauts ESD

## **Résumé :**

Ce travail se situe dans le contexte général du développement de nouvelles techniques de test sans contact de circuits intégrés VLSI à partir d'un laser impulsionnel. Cette thèse s'intéresse plus particulièrement au développement de la Stimulation Photoélectrique Laser pour la localisation de défauts sub-micrométriques dans les zones conductrices d'un circuit intégré. En complément du développement instrumental, une étude de l'interaction laser impulsionnel-semi-conducteur est menée à l'aide de simulations numériques. La méthodologie développée dans ce travail de thèse est ensuite appliquée à l'étude et la localisation de défauts ESD dans les circuits intégrés.

## **Abstract :**

The aim of this work is to develop new contactless analysis techniques on VLSI circuits using a pulsed laser. The Photoelectric Laser Stimulation technique is investigated. This technique allows localizing sub-micronic defects in a conductive area of an integrated circuit. To complete the experimental study, numerical simulations were performed in order to improve the understanding of the laser pulse-semiconductor interaction. The developed methodology is finally applied to investigate and localize ESD defects in integrated circuits.