# THESE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le grade de

## **DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**

#### Spécialité : MICROONDES ET MICROTECHNOLOGIES

Par

Sandrine ŒUVRARD

Caractérisation d'une photodiode Germanium sur Silicium en vue d'une utilisation source de bruit intégrée Térahertz

Soutenance prévue le 20 novembre 2014

Membres du Jury :

Pr. Christian Person	Président du Jury		
Pr. François Danneville	Directeur de Thèse		
Pr. Jean-François Lampin	Co-directeur de Thèse		
Mr. Daniel Gloria	<b>Encadrant Industriel</b>		
Dr. Laurent Chusseau	Rapporteur		
Pr. Thomas Zimmer	Rapporteur		
Dr. Guillaume Ducournau	Examinateur		
Dr. Cristian Andrei	Examinateur		
Dr. Sylvie Menezo	Invitée		
Dr. Yvan Morandini	Invité		

Thèse préparée en collaboration avec l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN) de l'USTL et STMicroelectronics Crolles

## Résumé

# Caractérisation d'une photodiode Germanium sur Silicium en vue d'une utilisation source de bruit intégrée Térahertz

Aujourd'hui, l'amélioration des fréquences de coupure des transistors MOS et bipolaires ouvre la voie à de nouvelles applications THz (communication et imagerie au-delà de 110 GHz). Des méthodologies de test concernant la caractérisation en bruit hyperfréquence des transistors jusque 170 GHz ont été mises en place dans la cadre du laboratoire commun entre STMicroelectronics et l'IEMN. Cependant, une des limitations principales à la conception d'un outil de caractérisation en bruit au-delà de 170 GHz est le manque de source de bruit état-solide à ces fréquences. Cette thèse propose un nouveau type de source de bruit aux fréquences millimétriques pouvant fonctionner au-delà de 170 GHz, basée sur une solution photonique intégrée sur Silicium.

Cette source de bruit photonique repose sur l'éclairage d'une photodiode en Germanium sur Silicium par une source optique qui sera alors convertit en un bruit blanc électrique. Afin de réaliser un démonstrateur permettant de valider ce concept, la première partie de ce manuscrit décrira les difficultés liées à la caractérisation millimétrique en bruit et le cahier des charges de notre source de bruit photonique. La deuxième partie décrira la technologie photonique utilisée lors de cette thèse, avec une caractérisation et une modélisation petit signal de notre structure de test photonique.

La troisième partie de ce manuscrit décrira le comportement haute-fréquence de la photodiode, à la fois en puissance millimétrique et en puissance de bruit, afin de valider le concept de source de bruit photonique. Une caractérisation de son ENR a été faite jusque 170 GHz et une étude des différents facteurs d'influence a été réalisée, permettant d'obtenir une valeur maximale de 48 dB à 170 GHz.

La dernière partie de ce travail a été consacrée à la réalisation de trois démonstrateurs comportant chacun cette source de bruit photonique reliée à un transistor bipolaire en technologie B55. Ces démonstrateurs ont permis de réaliser une mesure du Facteur de Bruit de ce transistor sous différentes impédances, pour des fréquences de 75 à 130 GHz.

Enfin, les différentes perspectives de ce travail seront présentées, dont la principale est la caractérisation d'un démonstrateur plus robuste, fonctionnant de 130 à 170 GHz et permettant l'extraction des quatre paramètres de bruit du transistor bipolaire en technologie B55.

### **Mots clefs :**

Bruit électrique – Mesure ; Source de Bruit ; Extraction des paramètres de bruit ; Circuit Photonique Intégré ; Photodiode Germanium-sur-Silicium ; Mesures optoélectroniques ; Transistors bipolaires à hétérojonction ;

## Abstract

# Germanium on Silicon photodiode characterization for THz integrated noise source utilization

Today high frequency MOS and bipolar transistors are opening new opportunities for THZ applications (communication and imagery beyond 110 GHz). High frequency noise characterization test methodologies up to 170 GHz have been set up in a shared collaboration between STMicroelectronics and IEMN laboratory. Nevertheless, one of the most important limitations of noise characterization above 170 GHz is the lack of solid-state noise source at these frequencies. This study proposes a new concept of noise source working at millimeter wave frequencies above 170 GHz, based on a photonic integrated on silicon solution.

This photonics noise source concept relies on a Germanium-on-Silicon photodiode lighted by an optical source and converting it into an electrical noise. In order to introduce this new concept, the first part of this script will describe the noise millimeter-wave characterization difficulties and the photonic noise source related specification. The second part will focus on the used photonic technology, including a characterization and S-parameters modeling of the photonic test structure.

The third part will describe the photodiode high frequency behavior, in terms of millimeter wave power and noise power, in order to validate the photonic noise source concept. Its ENR characterization has been achieved up to 170 GHz with a study of all the influencing factors, allowing a maximal value of 48 dB at 170 GHz.

The last part of this work will be focused on three demonstrators' achievement, each of them involving this photonic noise source linked to a bipolar transistor in B55 technology. Noise factor measurements of this bipolar transistor have been achieved for different impedances, for frequencies from 75 to 130 GHz.

Finally, some perspectives of this work will be presented, including the characterization of a more robust demonstrator working from 130 to 170 GHz. This demonstrator would allow the four noise parameters extraction of bipolar transistors in B55 technology.

## **Keywords**:

Electrical Noise Measurement ; Noise Source ; Noise parameters Extraction; Photonic Integrated Circuit ; Germanium-on-Silicon Photodiode ; Opto-electronic Measurement ; Heterojunction Bipolar Transistor.

## Sommaire

Résumé	3
Sommaire	5
Glossaire	7
Introduction Générale	9
Chapitre I – Le Facteur de bruit dans les technologies Silicium actuelles : état de l des performances et des systèmes de caractérisation sous pointes	l'art 12
I.1 – Notion de bruit et méthode de caractérisation en bruit des transistors	12
I.1.1 – Notion de bruit en hyperfréquence des transistors	12
I.1.2 – Notions de Facteur de Bruit et de Température équivalente en bruit	15
I.1.3 – Mesure du Facteur de Bruit : méthode de caractérisation sous pointes	17
I.2 – Performances actuelles des transistors	19
I.2.1 – Présentation des technologies CMOS, Bipolaire et BiCMOS	19
I.2.2 – Performances à l'état de l'art des transistors MOS et bipolaires	24
I.3 – Limitations actuelles de la caractérisation millimétrique en bruit	29
I.3.1 – Limitation due au synthétiseur d'impédance	29
I.3.2 – Limitation due à la sensibilité de mesure du récepteur de bruit	32
I.3.3 – Limitation due à l'inexistence de source de bruit large bande haute-fréquence	34
I.4 – Utilisation d'une photodiode Germanium comme source de bruit large bande	36
I.4.1 – Cahier des charges d'une source de bruit	37
I.4.2 – Avantages apportés par cette solution et comparaison avec les sources de commerciales	bruit 38
I.5 – Conclusion et déroulement de la thèse	40
Chapitre II – Principe de la photodiode Germanium intégrée sur Silicium	46
II.1 – Technologie photonique PIC25G	46
II.1.1 - Description du guide d'onde monomode	47
II.1.2 - Description du réseau de couplage	49
II.1.3 - Description de la photodiode Germanium	53
II.2 – Structure de test pour la caractérisation DC et RF de la photodiode	56
II.3 – Principes physiques de la photodiode : ses grandeurs caractéristiques	59
II.3.1 – Génération du courant photonique et courant d'obscurité	60
II.3.2 – Fréquence de coupure et mesure de la bande passante	62
II.4 – Mesures petit signal et modélisation en paramètres S	64
II.4.1 – Caractérisation petit signal	64
II.4.2 – Impédance de la photodiode en obscurité	66
II.4.3 – Impédance de la photodiode sous éclairement	74

Chapitre III – Evaluation de la Photodiode en tant que Source de Bruit
III.1 – Mesure de la Puissance RF de sortie de la photodiode79
III.1.1 – Présentation du banc optique de mesure fréquentielle
III.1.2 – Epluchage des différents éléments du banc
III.1.3 – Résultats de mesure des puissances RF de sortie des photodiodes jusqu'à 210 GHz90
III.2 – Mesure de l'ENR de la source de bruit photonique jusqu'à 170 GHz92
III.2.1 – Banc de mesure de bruit millimétrique photonique
III.2.2 – Mesures de Puissance de bruit millimétrique
111.2.4 – Calcul de l'ENR de 75 à 170 GHz97
III.2.5 – Comparaison avec la source état-solide
Chapitre IV – Mesures du Facteur de Bruit de Transistors bipolaires105
IV.1 – Présentation de la technologie B55105
IV.1.1 – La technologie B55
IV.1.2 – Les caractéristiques du transistor bipolaire106
IV.2 – Adaptation 50 $\Omega$ de la photodiode
IV.2.1 – Principe d'adaptation 50 $\Omega$
IV.2.2 – Conception des réseaux d'adaptation110
IV.3 – Présentation des démonstrateurs millimétriques
IV.3.1 – Présentation des fonctions élémentaires des démonstrateurs
IV.3.2 – Réalisation des démonstrateurs121
IV.4 – Caractérisations des démonstrateurs millimétriques127
IV.4.1 – Caractérisation du démonstrateur avec un HBT simple (Bande D)127
IV.4.2 – Caractérisation du démonstrateur avec un HBT préadapté (Bande D)129
IV.4.3 – Caractérisation du démonstrateur avec un synthétiseur d'impédance et un HBT intégré (Bande W)
IV.5 –Design d'un démonstrateur bande D pour une extraction des quatre paramètres de bruit d'un HBT en technologie B55
Conclusion Générale et Perspectives de la Thèse140
Publications
Annexe I : Modèle Equivalent 2 ports de la photodiode144

## Glossaire

ASE :	Amplified Spontaneous Emission			
BEOL :	Back-End of Line			
BJT :	Transistor Bipolaire à Homojonction			
BOX :	Buried Oxide			
CMOS :	Complementary Metal Oxide Semiconductor			
CP:	Copper Pilar			
De-embedding :	Epluchage des accès d'un composant sous test			
DST :	Dispositif sous Test			
DTC :	Digitally Tunable Capacitance			
EDFA :	Erbium-doped Fiber Amplifier			
ENR :	Excess Noise Ratio			
GSG :	Ground Signal Ground			
HBT :	Transistor Bipolaire à Hétérojonction			
HF:	Hautes Fréquences			
IMPATT :	Impact ionization avalanche transit time			
ITRS :	International Technology Roadmap for Semiconductors			
GC :	Réseau de Couplage			
GeHSPD :	Germanium High-Speed Photodiode			
HR :	Haute Résistivité			
k <sub>B</sub> :	Constant de Boltzmann égale à 1,38.10 <sup>-23</sup> J/K			
LCA :	Lightwave Component Analyzer			
LNA :	Low Noise Amplifier			
MEB:	Microscope électronique à Balayage			
MMW :	Millimeter Wave (30 – 300 GHz)			
NF:	Noise Figure			
NFM :	Noise Figure Meter			

OSA :	Optical Spectrum Analyzer		
<b>P</b> <sub>0</sub> :	Puissance de bruit de référence égale à -174 dBm pour une bande passante de 1 Hz, correspondant à une température de bruit $T_0$		
PA:	Power Amplifier		
PIC25G :	Technologie photonique de STMicroelectronics		
PSGC :	Polarization Splitting Grating Coupler		
RBW :	Resolution Bandwidth		
RF:	Radiofréquence		
SiGe :	Silicon-Germanium		
SMU :	Source Monitor Units		
SNR :	Signal-to-Noise Ratio		
SOI :	Silicon on Insulator		
SPGC :	Single Polarisation Grating Coupler		
STI :	Shallow Trench Isolation		
<b>T</b> <sub>0</sub> :	Température de bruit de référence à 290 K		
Tuner :	Synthétiseur d'impédance		
VNA :	Vector Network Analyzer		
WHDMI :	Wireless High-Definition Multimedia Interface		
WLAN :	Wireless Local Area Network		

#### **Introduction Générale**

Depuis une dizaine d'années, le besoin de monter en fréquence des circuits sur Silicium est présent et les avancées technologiques réalisées dans ce contexte ont permis d'ouvrir la voie à de nouvelles applications. Parmi elles, on trouve dans notre quotidien notamment les applications filaires haut débit multi gigabits seconde et les applications sans fil telles que la téléphonie, les liaisons sans fils haute définition, les radars à 77, 94 et bientôt 120 GHz et l'imagerie au-delà de 94 GHz jusqu'au THz.

En effet, les applications aux ondes millimétriques (de 30 à 300 GHz) permettent l'utilisation d'une bande passante plus élevée, donc d'une augmentation du nombre de données pouvant être transmises. Les débits importants sont particulièrement alléchants pour les applications de télécommunication (de l'ordre du Gbits/sec autour de 60 GHz), en particulier quand ils sont couplés à l'optique, avec par exemple le développement par Intel en 2010 de la première connexion optique reposant sur un couple émetteur/récepteur sur Silicium, permettant des débits de 50 Gbits/sec. L'évolution de ces applications découle de l'amélioration des performances des transistors et en particulier l'augmentation de leur fréquence de coupure. Ceci à fait naître des projets de collaboration, notamment au niveau européen avec le projet « Dotfive » dont l'objectif a été la réalisation de transistors bipolaires à hétérojonction (HBT) SiGe qui atteignent des fréquences de coupure f<sub>MAX</sub> de 0,5 THz à température ambiante.

Afin d'incorporer des transistors compétitifs en technologie silicium pour ces applications, il est nécessaire au préalable de quantifier précisément leur performances jusqu'aux fréquences d'utilisation à travers un modèle complet et adaptable. Pour cela, une caractérisation millimétrique complète de ces dispositifs est nécessaire et passe par des mesures à la fois petit signal, en puissance et en bruit. Une caractérisation du bruit des transistors permet notamment de déterminer leur facteur de bruit, un facteur de performance important lors d'une utilisation à haute fréquence.

En ce qui concerne les développements technologiques associés à ces applications, les outils de test sont aujourd'hui en phase de maturité industrielle et le laboratoire commun entre STMicroelectronics et IEMN possède déjà des ressources de caractérisations pouvant adresser les plages de fréquences millimétriques. En effet, les bancs de tests disponibles permettent des mesures petits-signaux jusque 325 GHz, en bruit jusque 170 GHz et en puissance jusque 150 GHz. Cependant, des transistors visant des fréquences de coupure de 0,5 THz sont demandeurs de systèmes de caractérisation capables de mesurer leurs performances jusqu'à cette fréquence. En ce qui concerne la mesure de bruit millimétrique permettant l'extraction des quatre paramètres de bruit des transistors, celle-ci est limitée par les solutions de test actuelles, dont l'utilisation d'une source de bruit état-solide ne permet pas de mesurer au-delà de 170 GHz. Ainsi, ce travail a pour objectif principal de fournir une alternative afin de s'affranchir de cette limitation, en proposant une solution photonique reposant sur l'éclairage d'une photodiode Germanium sur Silicium par un bruit optique large bande.

Afin de détailler et valider ce concept de source de bruit photonique, ce manuscrit sera décomposé en quatre parties :

Le premier chapitre détaillera le concept de la mesure de bruit aux fréquences millimétriques avec les notions de facteur de bruit et d'extraction des quatre paramètres de bruit d'un transistor. Ensuite, les performances actuelles des transistors MOS et bipolaires seront exposées, avec une présentation des différentes technologies en cours de développement. Les limitations de la caractérisation en bruit millimétrique seront alors présentées, afin de mieux appréhender ce besoin de remplacer la source état-solide par une nouvelle solution. Enfin, le cahier des charges de la source de bruit sera détaillé avec les avantages et inconvénients de cette solution photonique par rapport à une source état-solide.

Le deuxième chapitre se concentrera sur la technologie photonique et la description de la structure de test utilisée pour l'étude. Les différents dispositifs optiques passifs et actifs de la technologie photonique PIC25G utilisée lors de cette thèse seront alors décrits, pour une meilleure compréhension du fonctionnement de la structure de test complète. Le principe physique de cette photodiode Germanium sur Silicium sera détaillé et un modèle petit signal sera alors proposé, validé par des mesures de paramètres S jusque 110 GHz sous éclairement. Ceci permettra d'appréhender la notion d'impédance et d'amener le besoin d'adaptation à 50  $\Omega$  de ce dispositif.

Le troisième chapitre sera consacré à la validation du concept de source de bruit photonique. Pour cela, un banc optique hyperfréquence a été mis en place afin de mesurer la puissance RF que la photodiode est capable de fournir en sortie, bien au-delà de sa fréquence de coupure de 20 GHz environ. Ensuite, un banc de mesure de bruit spécifique a été réalisé afin de mesurer l'ENR de la source photonique, un facteur de performance important d'une source de bruit. Les effets de différents paramètres sur l'ENR, comme la puissance optique injectée en entrée, la largeur intrinsèque de la photodiode et la polarisation DC à laquelle elle est soumise, seront alors étudiés afin de déterminer la puissance maximale de bruit que la source photonique est capable de fournir.

Enfin, le dernier chapitre étudiera la faisabilité de la mesure de bruit *in situ* de transistors HBT grâce à la réalisation de trois démonstrateurs différents. Pour cela, la technologie B55 utilisée pour la réalisation des dispositifs d'étude sera présentée, avec les caractéristiques des transistors utilisés. Ensuite, le principe d'adaptation 50  $\Omega$  sera décrit, car il est au cœur de la réalisation des démonstrateurs. Les trois démonstrateurs seront alors présentés avec les mesures de bruit réalisées à l'aide de la source photonique jusque 130 GHz. Enfin, les perspectives découlant de ces travaux et permettant par exemple une extraction des quatre paramètres de bruit jusque 170 GHz seront présentées et viendront terminer ce manuscrit.

# **Chapitre I :**

# Le Facteur de Bruit dans les Technologies Silicium actuelles :

# Etat de l'art des performances et des systèmes de caractérisation sous pointes

#### Chapitre I – Le Facteur de bruit dans les technologies Silicium actuelles : état de l'art des performances et des systèmes de caractérisation sous pointes

Depuis un demi-siècle, l'industrie du semiconducteur s'est distinguée par une rapide amélioration des performances de ses transistors, selon la loi connue de Gordon Moore, énoncée en 1965. Il y a six principales catégories de perfectionnement de ces dispositifs : le niveau d'intégration, le coût, la vitesse, la consommation, la compacité et la fonctionnalité. Dans la plupart de ces catégories se retrouve la capacité des industries à réduire la taille des transistors sur un circuit intégré.

Cette miniaturisation des dispositifs électroniques engendre le besoin de moyens de caractérisation de plus en plus spécifiques et performants, afin de les étudier et de les modéliser. Parmi les nombreux champs de caractérisation se trouve celui des hautes fréquences qui constituera le fil directeur de cette thèse. Les nouvelles capacités hautes fréquences des transistors MOS et bipolaires des dernières années ont permis la création de nombreuses applications dans le domaine millimétrique, de 30 à 300 GHz. Parmi celles-ci, on retrouve les technologies sans fil à 60 GHz (WLAN, WHDMI), les technologies radar à partir de 77 GHz et les imageurs et les capteurs jusqu'aux fréquences THz. Toutes ces applications utilisent et sont très dépendantes des performances des dispositifs hautes fréquences, en particulier celles du transistor, qu'il soit MOS ou bipolaire. Afin de les utiliser, il est nécessaire de les modéliser complètement, depuis le régime statique jusqu'à trois fois leurs fréquences de coupures  $f_T$ , f<sub>MAX</sub> dans certains cas.

Dans le domaine des radiofréquences, les principaux moyens de caractérisation nécessaires à la connaissance approfondie des transistors sont les caractérisations petit signal (paramètres S), grand signal (puissance) et bruit. Cette thèse se concentre particulièrement sur le bruit haute-fréquence et les problématiques de mesures qui y sont liées.

Afin d'apporter une réponse sur la problématique de la caractérisation en bruit haute fréquence, ce premier chapitre détaillera la notion de bruit et les méthodes de caractérisation utilisées à nos jours. S'en suivra un état de l'art des performances des transistors MOS et bipolaires, et leur inscription dans la problématique de montée en fréquence. Seront alors détaillées les limitations de cette caractérisation et plus particulièrement la limitation au-delà de 170 GHz, lié à l'absence de source de bruit à l'état solide. Pour finir ce chapitre, le cahier des charges d'une source de bruit a été établi, et les prémices de l'utilisation d'une photodiode Germanium-sur-Silicium seront exposées.

# I.1 – Notion de bruit et méthode de caractérisation en bruit des transistors

#### I.1.1 - Notion de bruit en hyperfréquence des transistors

Le bruit est par définition un signal aléatoire inhérent à tous les composants physiques [I-Noisewave]. Il limite intrinsèquement la détection et provoque des erreurs, à la fois dans la mesure et le traitement de l'information. Il est très important de le caractériser afin, d'une part, de le modéliser, et d'autre part de le réduire au minimum.

La caractérisation en bruit fait partie intégrante de ce besoin de modéliser complètement le transistor à haute fréquence (HF). La modélisation et la compréhension des sources de bruit des dispositifs HF permettent une amélioration de leurs performances, via l'augmentation du ratio signal sur bruit. De plus, la mesure des paramètres de bruit en fonction de la polarisation DC permet de choisir le composant approprié et son point de fonctionnement DC optimal

pour des applications ciblées, et de construire en conséquence les caractéristiques optimales du circuit qui l'entoure. Par exemple, connaître l'impédance de source correspondant au minimum de bruit d'un transistor est nécessaire pour des applications faible bruit (amplificateur faible bruit LNA), tandis que l'adapter en vue d'obtenir le maximum de gain vise plutôt la conception d'un amplificateur de puissance (PA).

Pour mieux comprendre l'origine des sources de bruit d'un transistor MOS, la figure I.1.1 représente son schéma électrique équivalent comprenant toutes les parties résistives et les parties inductives et capacitives parasites.



Figure I.1.1 – Schéma équivalent du transistor MOS

Ce circuit équivalent permet de mieux repérer les sources de bruit RF prédominantes dans un transistor MOS. En effet, il existe quatre principales sources génératrices de bruit dans les transistors à effet de champ :

- Le bruit de canal, dans le canal d'inversion. Celui-ci est composé de deux contributions : un bruit basse-fréquence (« Flicker Noise »), autrement nommé bruit 1/f sur le courant de drain, et un bruit thermique dû à la fluctuation de la vitesse des porteurs dans le canal. Ce bruit augmente pour les transistors à canaux courts [I-Jindal]
- Le bruit induit sur la grille, qui est produit par le couplage capacitif entre la grille et le canal [I-Van der Ziel], [I-Triantis].
- Les différentes sources de bruit thermique dues aux résistances d'accès (R<sub>s</sub>, R<sub>d</sub> et R<sub>g</sub>). Une technique courante pour diminuer la résistance d'accès de la grille est d'utiliser plusieurs composants connectés en parallèle, pour en faire un composant appelé multi-doigts. Si l'on raisonne à largeur de grille constante, la résistance R<sub>g</sub> est alors divisée par le carré du nombre de doigts.
- Le bruit thermique associé aux résistances de substrat (R<sub>dsb</sub>, R<sub>sb</sub>, R<sub>db</sub> et R<sub>b</sub>).

En ce qui concerne le transistor bipolaire, nous allons nous intéresser au cas d'un HBT SiGe:C en configuration CBEBC (Collecteur-Base-Emetteur-Base-Collecteur). L'intérêt d'une telle géométrie est de rendre la structure symétrique afin de réduire les effets résistifs de la base et de l'émetteur. Son schéma électrique équivalent est représenté en figure I.1.2.



Figure I.1.2 – Schéma électrique équivalent d'un transistor HBT SiGe :C en configuration CBEBC.

La composition de ce transistor sera étudiée plus en détail dans la section I.2. En revanche, les différentes parties physiques nous permettent de localiser les sources de bruit du transistor bipolaire [I-Perez]:

- Le bruit en 1/f dû aux effets de surface et aux défauts du réseau cristallin sur les courants de Base et d'Emetteur.
- Le bruit thermique produit par toutes les parties résistives du transistor, notamment ses résistances d'accès (R<sub>Cx</sub>, R<sub>C</sub>, R<sub>Bx</sub>, R<sub>Bi</sub>, R<sub>BC</sub>, R<sub>Ex</sub>, R<sub>BE</sub> et R<sub>sub</sub>)
- Le bruit « Shot Noise » ou bruit de grenaille dû à la présence d'un courant non nul à travers une barrière de potentiel (jonction PN par exemple).

Toutes ces sources de bruit contribuent au bruit global du transistor, avec plus ou moins d'importance en fonction de la fréquence. La figure I.1.3 montre cette tendance fréquentielle du Facteur de Bruit (NF : Noise Figure) des transistors. Celle-ci peut se découper en trois régions : le bruit 1/f en basse fréquence, un bruit blanc aux fréquences moyennes et une tendance en f<sup>2</sup> à haute fréquence. Les valeurs des fréquences correspondantes sont celles de la référence [I-Sze] et peuvent être très différentes d'une technologie à une autre.



Figure I.1.3 Facteur de bruit minimum en fonction de la fréquence d'un transistor [I-Sze].

Dans les bandes de fréquence qui nous intéressent (c'est-à-dire aux fréquences millimétriques, de 30 à 300 GHz), les sources de bruit en présence (thermique ou grenaille) sont de type bruit « blanc ».

#### I.1.2 – Notions de Facteur de Bruit et de Température équivalente en bruit

Après cette introduction sur les différents types de bruit présents dans les transistors, la caractérisation fréquentielle du Facteur de Bruit associé est le principal point d'intérêt. En effet, le NF ou la température équivalente en bruit associée est la principale caractéristique pour décrire le bruit d'un quadripôle. Le facteur de bruit caractérise la dégradation du rapport signal sur bruit entre l'entrée et la sortie (Fig. I.1.4). Prenons la représentation schématique d'un quadripôle ci-dessous :



Figure I.1.4 – Schéma d'un quadripôle bruyant soumis à un signal entrant.

Le facteur de bruit sera alors défini comme le rapport signal sur bruit (SNR) en entrée sur celui de sortie, pour une température de bruit standard de  $T_0$  (= 290 K) de l'impédance connectée à l'entrée du quadripôle.

$$NF = \frac{SNR_e}{SNR_s} = \frac{\frac{P_e}{N_e}}{\frac{P_s}{N_s}}_{Z_e \ \dot{a} \ T_0}$$
[Eq I.1.1]

 $P_e$  et  $P_s$  sont respectivement les puissances maximales disponibles en entrée et en sortie du quadripôle.  $N_e$  et  $N_s$  sont les niveaux maxima de puissance de bruit respectivement en entrée et en sortie.  $G_{av}$  et  $N_a$  sont respectivement le gain en puissance disponible et la puissance de bruit disponible propres du quadripôle. Du fait de la définition [Eq I.1.1], comme un objet hyperfréquence apporte un bruit non nul, le facteur de bruit est toujours supérieur à 1. En conséquence il est très souvent exprimé en dB selon la relation :  $NF_{dB}=10.log_{10}(NF)$ .

Le facteur de bruit dépend de la fréquence, de la température et des caractéristiques du quadripôle, comme par exemple les conditions de polarisation dans le cas du transistor [I-Pouvil]. La comparaison de deux facteurs de bruit n'a de sens que s'ils sont définis dans les mêmes conditions de mesure.

La température équivalente en bruit est définie à partir du facteur de bruit NF [Eq I.1.2] :

$$T_{eq} = T_0 . (NF - 1)$$
 ou  $T_{eq} = \frac{N_a}{k_B . G_{av} . \Delta f}$  [Eq I.1.2]

3.7

Ici,  $k_B$  correspond à la constante de Boltzmann égale à 1,38.10<sup>-23</sup> J/K et  $\Delta f$  à la bande de fréquence sur laquelle le bruit est considéré. Il s'agit d'une autre manière de définir le bruit d'un quadripôle.

Considérons maintenant la chaîne de quadripôles suivante, disposée en cascade (Fig. I.1.5) :



Figure I.1.5 – Schéma d'une chaîne de quadripôles connus par leur facteur de bruit et leur gain en puissance disponible respectifs.

Dans ce cas, le facteur de bruit total est défini à l'aide des différents facteurs de bruit (linéaires) et gains en puissance disponibles de chaque quadripôle individuel, selon l'équation de Friis [Eq I.1.3].

$$NF_{tot} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$
 [Eq I.1.3]

On peut déjà remarquer grâce à cette formule que chaque facteur de bruit a son influence dans le bruit total de la chaine, mais aussi que plus un quadripôle sera placé en amont de la chaîne de mesure et plus celui-ci aura un poids important dans la contribution totale. Il est donc toujours intéressant de placer en premier, dans une chaîne, un quadripôle à faible bruit et à gain élevé, ce dernier permettant de masquer le bruit apporté par les étages suivants.

Le type de circuit souvent utilisé dans ce but, et décrit brièvement au paragraphe IV.3.1.2, est un LNA (amplificateur faible bruit) qui amplifie le signal en minimisant la dégradation du rapport signal sur bruit de la chaine de mesure complète.

#### I.1.3 - Mesure du Facteur de Bruit : méthode de caractérisation sous pointes

Le principe de la mesure du facteur de bruit repose sur l'observation de la dégradation du rapport signal sur bruit en sortie d'un quadripôle par rapport à son entrée. D'un point de vue expérimental, si l'on se réfère à l'équation de base du facteur de bruit (Eq I.1.1), la puissance de bruit disponible en entrée décrite par le symbole N<sub>e</sub> correspond à celle d'une source de bruit étalonnée.

Ainsi, pour mesurer le bruit d'un dispositif sous test (DST), il est nécessaire de lui présenter en entrée une source de bruit délivrant un niveau de bruit suffisant (détaillée en section I.4.1) et en sortie un mesureur de bruit (Fig. I.1.6).



Figure I.1.6 – Chaîne de mesure de la caractérisation en bruit d'un dispositif sous test

Les travaux théoriques de Rothe et Dahlke en 1956 [I-Rothe] ont permis par la suite de mettre en évidence la dépendance du facteur de bruit d'un quadripôle linéaire vis à vis de l'admittance connectée à son entrée. Cette dépendance est représentée par un cône, visible sur la figure I.1.7.



Figure I.1.7 – Dépendance du Facteur de Bruit d'un dispositif sous test vis-à-vis de l'impédance qui lui est présentée en entrée

Comme on peut déjà l'appréhender à l'aide de la courbe 3D présentée en figure I.1.7, le facteur de bruit possède une dépendance quadratique en fonction de l'admittance présentée  $(Y_s)$  [I-IRE]. L'admittance présentée en entrée du dispositif sous test (DST) peut s'écrire à l'aide d'une composante réelle  $(G_s)$  et imaginaire  $(B_s)$ , permettant la représentation tridimensionnelle du facteur de bruit.

$$NF(Y_s) = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2$$
[Eq I.1.4]

Un transistor est ainsi entièrement caractérisé en bruit si l'on connaît ses quatre paramètres de bruit : son facteur de bruit minimum NF<sub>min</sub>, sa résistance équivalente de bruit R<sub>n</sub> et l'admittance optimale  $Y_{opt}=G_{opt}+j.B_{opt}$  qui lui est présentée, correspondant au minimum de bruit. R<sub>n</sub> représente la sensibilité à la désadaptation du transistor ; en effet, si R<sub>n</sub> est faible, la différence d'admittance entre Y<sub>s</sub> et Y<sub>opt</sub> aura peu d'influence sur le facteur de bruit total, qui restera proche de NF<sub>min</sub>. Au contraire, si R<sub>n</sub> est fort, un faible écart d'admittance par rapport à l'admittance optimale se traduit par une forte augmentation du facteur de bruit (Fig. I.1.8).



Figure I.1.8 – Illustration de la sensibilité du transistor à la désadaptation en fonction de la valeur de  $R_n$  pour une variation de  $G_{opt}$ ,  $B_{opt}$  identique. Cas d'un transistor avec NF<sub>min</sub> = 0.7 dB et Y<sub>opt</sub> = -0.64 –j.0.052.

Il existe deux méthodologies d'extraction de ces quatre paramètres de bruit : la méthode des impédances multiples et la méthode NF<sub>50</sub>. Cette dernière, proposée par G. Dambrine en 1993 [I-Dambrine], repose sur une seule mesure du facteur de bruit d'un transistor MOS, sous 50  $\Omega$ , permettant grâce au modèle de bruit HF à deux températures équivalentes de bruit du MOS, d'en extraire les paramètres de bruit. En revanche, cette méthode se limite aux transistors à effet de champ.

D'autres méthodes d'extraction existent et ont été comparées dans [I-Escotte]. Cependant, nous allons pour notre part nous concentrer sur la méthode des impédances multiples, reposant sur la mesure du facteur de bruit [I-Agilent1] et qui permet de caractériser tout type de dispositifs, en particulier le transistor bipolaire qui nous intéressera exclusivement dans ces travaux.

A partir de l'équation Eq I.1.4, R.Q. Lane [I-Lane] a démontré la possibilité de rendre linéaire cette équation à l'aide de quatre nouvelles inconnues A, B, C et D (Eq. I.1.5):

$$NF(Y_s) = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left| Y_s - Y_{opt} \right|^2 = A + B\left(G_s + \frac{B_s^2}{G_s}\right) + \frac{C}{G_s} + D\left(\frac{B_s}{G_s}\right)$$
[Eq I.1.5]

Avec l'identification suivante (Eq I.6):

$$NF_{\min} = A + \sqrt{4BC - D^2}$$
;  $G_{opt} = \frac{\sqrt{4BC - D^2}}{2B}$ ;  $B_{opt} = \frac{-D}{2B}$ ;  $R_n = B$  [Eq I.1.6]

Ainsi, il suffit de présenter quatre admittances différentes au DST pour extraire les quatre paramètres de bruit du transistor. Cependant, pour une meilleure précision de mesure (en utilisant la méthode des moindres carrés), il est préférable de réaliser plus d'acquisitions, avec des admittances couvrant au mieux l'abaque de Smith, idéalement autour du  $Y_{opt}$  du transistor sous test. Ceci permet de réduire les incertitudes liées à la sensibilité de mesure des facteurs de bruit de faibles niveaux.

Contrairement à la méthode NF<sub>50</sub>, la méthode des impédances multiples nécessite l'utilisation d'un synthétiseur d'impédance (Tuner), qui sera situé entre la source de bruit et le dispositif sous test dans la chaîne de mesure schématisée sur la figure I.1.9. Celui-ci présente des impédances de source  $Z_s$  différentes de 50  $\Omega$ , dans des bandes de fréquences limitées. Ces impédances  $Z_s$  correspondent à des admittances  $Y_s=1/Z_s$ .



Figure I.1.9 – Synoptique d'un banc de bruit conventionnel

La connaissance précise des pertes du synthétiseur d'impédance est requise, afin de les prendre en compte lors du calcul du facteur de bruit du DST seul.

La méthode d'extraction des quatre paramètres de bruit, reposant sur l'utilisation d'un synthétiseur d'impédance, étant présentée, nous allons maintenant détailler les performances hautes fréquences des transistors MOSFET et bipolaires des technologies Silicium actuelles et en cours de développement.

#### I.2 – Performances actuelles des transistors

#### I.2.1 – Présentation des technologies CMOS, Bipolaire et BiCMOS

Il existe fondamentalement deux types de transistors : les transistors à effet de champ et les transistors à jonctions, basés sur des principes de fonctionnement différents. En ce qui concerne le transistor bipolaire, le courant de collecteur est lié au courant de diffusion des porteurs minoritaires traversant la base et propulsés dans le collecteur. Dans le cas du transistor à effet de champ, le courant de drain est modulé par un champ électrique appliqué via la tension grille-source entre la grille et le canal.

#### I.2.1.1 – Présentation du Transistor MOS

Un schéma en coupe simplifié d'un transistor MOS (cas d'un NMOS) est présenté sur la figure I.2.1 ci-dessous. Des prises en tungstène (contact) permettent de connecter la grille, le drain et la source du transistor aux niveaux métalliques au-dessus (correspondant au BEOL pour Back End of Line) pour son utilisation dans le circuit. Du côté drain et source, les contacts sont déposés directement sur les zones fortement dopées n+ du transistor. En ce qui concerne la grille, le contact se fait au niveau du poly-silicium.



Figure I.2.1 – Structure schématisée et simplifiée du transistor MOS bulk.

Il existe deux types de substrat : le substrat massif, autrement appelé bulk (Fig. I.2.1), et le substrat silicium sur isolant SOI (Silicon on Insulator). La technologie SOI ajoute une couche d'oxyde (appelée oxyde enterré) dans le substrat silicium, ne laissant qu'un film mince de silicium entre la couche active et l'oxyde de silicium (Fig. I.2.2). Les épaisseurs du film de silicium et de l'oxyde sont déterminées en fonction des applications visées [I-Gianesello].



Figure I.2.2 - Coupe transversale d'un substrat SOI

Cette technologie présente plusieurs avantages sur celle du substrat bulk, dont un des principaux est sa compatibilité avec un substrat de haute résistivité (HR). De plus, l'oxyde enterré dans le substrat SOI permet de réduire la capacité de jonction entre drain et substrat, et entre source et substrat, diminuant ainsi significativement la consommation et les fuites de jonction. Il permet aussi une meilleure isolation des transistors, une réduction des pertes (favorisant l'augmentation du facteur de qualité des composants passifs RF tels que les inductances) et du couplage substrat.

En revanche, un substrat SOI présente des désavantages vis-à-vis d'un substrat bulk, tels qu'un coût supérieur, un effet de substrat flottant et un auto-échauffement supérieur [I-Gianesello], [I-Axelrad].

Un des principaux axes de développement concernant la technologie CMOS depuis ses débuts a été la diminution de la longueur de grille. Son intérêt est triple : tout d'abord, en diminuant l'espace entre la source et le drain, le passage des électrons est accéléré, augmentant ainsi la fréquence de coupure du transistor tout en réduisant leur consommation d'énergie. Ensuite, une réduction de la longueur de grille permet de réduire la surface prise par le transistor sur une plaque de silicium, à coût équivalent, et ainsi d'augmenter la rentabilité par plaque. Enfin, la miniaturisation diminue l'encombrement des éléments tout en multipliant leurs fonctions.

C'est pourquoi, au fil des années, le transistor MOS est passé en dessous des 100 nm de longueur de grille, passant d'un nœud technologique de 90 nm en 2003 à 28 nm de nos jours, avec une technologie 14 nm en cours de développement. Pour autant, cette diminution de longueur de grille ne peut être infinie, et commence à se heurter à des limites physiques (effet tunnel, précision de gravure, etc.). Désormais, ce sont les innovations au niveau des matériaux et des architectures qui permettront d'augmenter les performances des circuits intégrés tels que le Fully Depleted SOI (FDSOI) et le FinFet par exemple.

#### I.2.1.2 – Présentation du Transistor Bipolaire

Historiquement, les premiers transistors bipolaires intégrés ont été des transistors NPN à homojonction (BJT). Les performances de ces transistors ont alors été améliorées afin de répondre aux demandes des applications hautes fréquences ([I-Sze], [I-Polleux], [I-Ardouin] et [I-Mnif]). Cependant, c'est l'arrivée du Germanium dans le transistor pour en faire des transistors à hétérojonction (HBT) Si/SiGe puis Si/SiGe:C ([I-Baudry], [I-Lacave]) qui a permis d'augmenter significativement les performances hautes fréquences des transistors bipolaires réalisés sur substrat Si, leur permettant une place de choix dans les applications millimétriques (MMW).

Les transistors bipolaires sont constitués de trois zones adjacentes : l'émetteur, la base et le collecteur, dopées NPN ou PNP. Le courant circulant à travers la structure est constitué de deux types de porteurs, les électrons et les trous. La jonction Base-Emetteur est polarisée en direct, entrainant ainsi une injection de porteurs de charges minoritaires dans la base, qui sont modulés par la polarisation  $V_{BE}$ . La polarisation inverse Base-Colleteur  $V_{BC}$  entraine les porteurs vers le collecteur (cas du régime de fonctionnement normal direct). Les recombinaisons entre les porteurs, électrons et trous, se font au niveau de la base et contribuent au courant de base. Pour les éviter, l'épaisseur de la base doit être faible, diminuant ainsi le courant de fuite.

L'ajout de Germanium dans le silicium de la base a permis de réduire la bande interdite par rapport à celle d'un silicium pur. De plus, ajouter du Germanium en réalisant une hétérojonction dite SiGe va permettre d'augmenter les performances RF du transistor. Pour cela la base va être réalisée par l'empilement de deux couches : silicium et siliciumgermanium. Cet empilement a pour conséquence une augmentation du courant collecteur par abaissement de la barrière de potentiel dans la base. Cette hauteur de bande interdite peut ainsi être réduite de 75 meV par tranche de 10% de Ge ajouté. Cette diminution de la bande interdite permet d'augmenter la quantité de porteurs minoritaires injectés dans la base, donc d'augmenter le courant de collecteur.

De ce fait, les gains en courant statique du transistor à hétérojonction sont plus importants qu'un transistor Si standard. En revanche, cela a aussi pour effet de diminuer la tension de claquage du transistor. L'épaisseur de SiGe épitaxiée doit être très faible pour éviter les dislocations dues à la différence de maille cristalline entre Si et Ge.

Or, pour augmenter la fréquence de transition du transistor (définie en section I.2.2), et donc diminuer le temps de transit dans la base, il est intéressant de réduire l'épaisseur de cette base. En revanche, cela a pour conséquence, à dopage constant, d'augmenter sa résistance et donc de dégrader le  $f_{MAX}$  et le facteur de bruit (définis en section I.2.2). L'hétérojonction permet de palier à cette limitation. En effet, le gain statique étant amélioré, il est possible de maintenir une résistance de base constante voir de la diminuer en réduisant son épaisseur mais en la sur-dopant. Ceci aura pour conséquence de ramener le gain statique à des valeurs classiques (~500), d'augmenter le couple  $f_T$ ,  $f_{MAX}$  et de diminuer le facteur de bruit.

La structure du HBT peut posséder plusieurs doigts d'émetteur, de base ou de collecteur. Par exemple, la structure qui nous intéressera par la suite possède un émetteur entouré de deux bases et de deux collecteurs, selon un schéma CBEBC symétrique (Fig. I.2.3).



Figure I.2.3 : Structure simplifiée d'un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe de type CBEBC

Grâce à l'ajout du SiGe dans le silicium, les fréquences de coupures des HBT se sont nettement améliorées, permettant de nos jours d'atteindre des fréquences correspondant à des ondes millimétriques. De plus, l'hétérojonction a permis de diminuer les effets parasites dus à la réduction de surface des transistors BJT, tels que les effets de bord, la forte injection, l'effet Early ou l'effet Kirk [I-Coustou].

#### I.2.1.3 – Présentation de la technologie BiCMOS

La technologie BiCMOS SiGe repose sur la co-intégration d'un transistor bipolaire HBT avec une technologie CMOS, afin d'en améliorer les caractéristiques sans en dégrader les performances [I-Harame]. Le BiCMOS combine les avantages de deux technologies différentes en une seule puce : les transistors bipolaires apportent la vitesse et le gain, deux considérations critiques pour l'analogique HF, et la technologie CMOS apporte sa valeur ajoutée dans la réalisation de portes logiques faibles consommations. En intégrant les parties RF analogiques et digitales, la technologie BiCMOS permet de réduire fortement le nombre de composants externes en gardant une consommation très faible.

Le BiCMOS est composé d'un NMOS, d'un PMOS et d'un HBT séparés par des tranchées profondes d'isolation (Fig. I.2.4). Une vue par MEB (Microscope Electronique à Balayage) de la technologie BiCMOS 130 nm B9MW de STMicroelectronics est montrée sur la figure I.2.5.



Figure I.2.4 – Structure d'un transistor en technologie BiCMOS, composé des structures conjointes de transistors NMOS, PMOS et HBT [I-Pruvost]



Figure I.2.5 – Vue en coupe MEB de la technologie B9MW et de son back-end.

On peut y retrouver un transistor PMOS, NMOS et un SiGe HBT. Les six niveaux de métallisation propres à cette technologie sont visibles, ainsi que l'intégration d'une capacité MIM sur le sixième niveau.

La principale contrainte de réalisation du transistor HBT en BiCMOS est la zone active, car le nombre de défauts va fortement influencer les caractéristiques principales du transistor. La zone active correspond au volume dans lequel les porteurs minoritaires et majoritaires vont contribuer au fonctionnement du dispositif. Elle s'étend du sous-collecteur jusqu'au polysilicium d'émetteur (Fig. I.2.3). Il est très important que la réalisation de ce type de transistor ait le plus de procédés de fabrication compatible avec la base de la technologie CMOS.

Dans un procédé BiCMOS, le transistor bipolaire HBT va dicter les performances globales de la technologie, en termes de gain, bruit et linéarité.

La technologie BiCMOS a prouvé son utilité pour les applications Hautes Fréquences / Faible Bruit, et ses performances ne cessent de s'améliorer avec les nouvelles techniques de procédé, notamment au niveau du contrôle de dopages et des épaisseurs pour des architectures verticales.

#### I.2.2 – Performances à l'état de l'art des transistors MOS et bipolaires

Les figures de mérite traduisant les performances HF petit signal d'un transistor qui seront détaillées dans ce paragraphe sont les fréquences de coupure  $f_T$  et  $f_{MAX}$ , le gain disponible  $G_{av}$  et le facteur de bruit minimum NF<sub>min</sub> (cf. section I.1.3, équation I.6). D'autres critères peuvent aussi entrer en compte, comme le bruit 1/f, la linéarité, la tension de claquage, la puissance de sortie ou la puissance dissipée. Cependant, dans le cadre de cette thèse, ces caractéristiques ne seront pas étudiées.

Le gain en puissance disponible  $G_{av}$  s'exprime en fonction des paramètres S du composant et du coefficient de réflexion  $\Gamma_s$  qui lui est présentée en entrée (Eq. I.2.1).



Figure I.2.6 – Schéma représentatif des paramètres S et des coefficients de réflexion  $\Gamma_s$  et  $\Gamma_{out}$  d'un quadripôle

$$G_{av} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_s|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad \text{avec} \quad \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \cdot \Gamma_s}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_s} \quad \text{[Eq I.2.1]}$$

La fréquence de transition  $f_T$  est définie par rapport au gain en courant  $H_{21}$ . C'est la fréquence correspondant à un module unitaire du gain en courant (Eq. I.2.2). Ce dernier s'exprime en fonction des paramètres S du transistor.

$$f_t = freq_{|H_{21}|^2=1}$$
 avec  $|H_{21}|^2 = \left|\frac{2.S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}\right|^2$  [Eq I.2.2]

La fréquence d'oscillation  $f_{MAX}$  correspond à la fréquence maximale jusqu'à laquelle le transistor est capable de fournir de la puissance. Elle est définie par rapport au gain de Mason U (Eq. I.2.3).

$$f_{\max} = freq_{|U|^2 = 1} \quad \text{avec} \quad |U| = \frac{|Y_{21} - Y_{12}|^2}{4.[\operatorname{Re}(Y_{11}), \operatorname{Re}(Y_{22}) - \operatorname{Re}(Y_{12}), \operatorname{Re}(Y_{21})]} \quad [Eq \, I.2.3]$$

Ces deux fréquences de coupure sont des critères de performance particulièrement utilisés pour la conception de circuits en gamme millimétrique. Dans la pratique, ces fréquences  $f_T$  et  $f_{MAX}$  sont extraites de l'extrapolation en fréquence de la courbe des mesures de  $|H_{21}|$  et de |U|, du fait de la limitation en fréquence des appareils de mesure. Un exemple d'extrapolation de  $f_T$  et  $f_{MAX}$  est visible sur la figure ci-dessous (Fig. I.2.7), et concerne la technologie CMOS 28 nm bulk.



 $\label{eq:Figure I.2.7-Extrapolation du f_T et du f_{MAX} du MOSFET 28 nm (L_G = 30 nm, V_{GS} = 0.6V, V_{DS} = 1.1 V et \\ I_{DS} = 62 mA) \quad [I\mbox{-}Poulain]$ 

De plus, il est important de noter que les performances dynamiques des transistors sont fortement dépendantes du point de polarisation choisi. Les courbes représentées sur la figure I.2.8 prouvent cette forte dépendance du  $f_T$  et du  $f_{MAX}$  en fonction de la densité de courant dans le collecteur pour un HBT SiGe, elle-même pilotée par la tension  $V_{CE}$  à laquelle le transistor est soumis.



Figure I.2.8 – Mesure du f<sub>T</sub> et du f<sub>MAX</sub> des technologies BiCMOS 130 nm (B9MW) et 55 nm (B5T) en fonction de la densité de courant traversant le collecteur [I-Chevalier]

Les mesures ci-dessus ont été faites pour les nœuds technologiques 130 et 55 nm qui concernent respectivement les technologies B9MW et B5T. La technologie B5T est un précurseur de la technologie B55, utilisant le même nœud technologique mais focalisée sur les performances du transistor bipolaire.

Que ce soit les transistors MOS ou bipolaires, leurs performances n'ont cessées de s'améliorer depuis ces dernières années, tel que nous pouvons le voir sur la figure I.2.9 représentant l'évolution de la fréquence de coupure  $f_T$  avec la diminution de la longueur de grille des transistors MOS des technologies de STMicroelectronics.



Figure I.2.9 – Progression des fréquences de coupures f<sub>T</sub> des technologies CMOS de STMicroelectronics en fonction de la longueur de grille [I-Chevalier2]

La figure I.2.10 résume tous les couples  $f_T$ ,  $f_{MAX}$  de la littérature et les compare aux fréquences de coupure des composants bipolaires dans les technologies de STMicroelectronics.



Figure I.2.10 – Progression des fréquences de coupures f<sub>T</sub>, f<sub>MAX</sub> des technologies bipolaires de la littérature et de STMicroelectronics depuis 1998 [I-Chevalier2]

Aujourd'hui, l'état de l'art des transistors concernant les nœuds technologiques CMOS et BiCMOS est présenté dans la table I.2.1, ainsi que l'évolution de leurs performances avec la diminution de la longueur de grille/d'émetteur. On y retrouve notamment les valeurs de  $f_T$ ,  $f_{MAX}$  données par les courbes I.2.7 et I.2.8. On observe une augmentation des fréquences de coupure  $f_T$ ,  $f_{MAX}$  avec la diminution de la longueur de grille ou d'émetteur, tout en gardant une tension drain-source ou collecteur-émetteur presque constante.

Technologie	f <sub>T</sub> (GHz)	f <sub>MAX</sub> (GHz)	NF <sub>min</sub> (dB)	$V_{DS}/V_{CE}(V)$
CMOS 65 nm	150	320	1.9 @ 60 GHz	1.2
CMOS 28 nm	320	200	1.8 @ 40 GHz	1.1
BiCMOS9MW 130 nm	240	270	3.2 @ 70 GHz	1.2
BiCMOS 55 nm	300	350	2.8 @ 70 GHz	1.2

Table I.2.1 – Comparaison des performances dynamiques et en bruit des transistors issus de la technologie CMOS 65 et 28 nm et BiCMOS 130 et 55 nm

En perspective, l'ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductors) projette pour les années à venir une croissance continue de ces fréquences de coupure avec une diminution de la longueur de grille Lg ou de la largeur d'émetteur  $W_E$  (Fig. I.2.11).



Figure I.2.11 – Prévision de l'évolution des fréquences de coupure ( $f_T$ ,  $f_{MAX}$ ) et de la longueur de grille (Lg) et d'émetteur ( $W_E$ ) pour la technologie bipolaire (à gauche) et CMOS (à droite) en fonction des années [I-ITRS].

Les fréquences de coupure à l'état de l'art présentées par les différents types de transistors étant au-delà de 300 GHz, il est nécessaire de les modéliser jusqu'à cette partie du spectre, en termes de paramètres S, puissance et bruit. Les bancs actuels de caractérisation en paramètres S permettent la mesure jusque 325 GHz, mais ceux en puissance et en bruit disponibles à l'IEMN sont limités respectivement à 150 et à 170 GHz et sont bandes étroites. Cette thèse s'est concentrée sur la caractérisation en bruit à ces fréquences millimétriques.

Se focalisant sur la mesure en bruit des transistors, il est alors important de noter les ordres de grandeur des facteurs de bruit à mesurer. Ainsi, les  $NF_{min}$  des transistors MOS et bipolaires sont en dessous de 1 dB avec des gains supérieurs à 10 dB pour des fréquences en dessous de 10 GHz, et supérieurs à 3 dB pour des gains fortement diminués aux fréquences supérieures à 100 GHz (Fig. I.2.12). Le gain  $G_{av}$  d'un transistor sera déterminant dans la mesure de bruit, car plus celui-ci est faible et plus on se rapprochera de la sensibilité du récepteur de bruit.



Figure I.2.12 – Simulations du NF<sub>min</sub> (courbes bleues) et du gain G<sub>av</sub> (courbes rouges) d'un transistor en technologie CMOS28FDSOI (à gauche) et d'un HBT B55 (à droite).

Les courbes ci-dessus sont issues de la simulation par le modèle HICUM pour le HBT en technologie B55 et par le modèle PSP pour le MOS en 28FDSOI. Les simulations sont faites au point de fonctionnement correspondant au maximum de  $f_T$ ,  $f_{MAX}$ .

Toutefois, le NFmin est dépendant du point de fonctionnement DC choisi et une illustration en est donnée ci-dessous sur un transistor HBT CBEBC en technologie B9MW jusque 110 GHz avec une polarisation base-émetteur variant de 0.78 à 0.9 V.



Figure I.2.13 –NF<sub>min</sub> d'un HBT CBEBC en technologie B9MW avec une tension VBE variant entre 0.78 et 0.9 V [I-Avenier]

Un écart de presque 1 dB de NF<sub>min</sub> à 110 GHz est observé pour les HBT B9MW présentés par G. Avenier *et al.* 

Ainsi, il a été montré que les fréquences pour lesquelles il faut caractériser en bruit les technologies silicium sont d'ores et déjà supérieures à 170 GHz et ne vont faire que croître, avec des ordres de grandeurs de NF<sub>min</sub> de l'ordre de 3 dB. Nous allons donc nous attacher par la suite à décrire quelles sont les limitations des bancs de caractérisation classiques en bruit qui brident leur fréquence autour de 170 GHz.

#### I.3 – Limitations actuelles de la caractérisation millimétrique en bruit

Comme précisé en section I.1.2 (figure I.1.6), un banc de caractérisation en bruit usuel est composé d'une source de bruit, d'un synthétiseur d'impédance, du dispositif sous test dont on veut connaître les paramètres de bruit, et d'un récepteur de bruit en fin de chaîne.

Ainsi, en voulant extraire les quatre paramètres de bruit d'un transistor en technologie B55, il est intéressant de mettre en place un banc de bruit capable de mesurer jusque 325 GHz (bande J : 220-325 GHz) à l'aide de la méthode de multi-impédance. Il est alors nécessaire d'avoir une source de bruit capable de fournir un bruit blanc avec une puissance de bruit suffisante, jusqu'à une fréquence de 325 GHz. De même, le synthétiseur d'impédance doit être capable de fournir une constellation d'impédance qui couvre suffisamment l'abaque de Smith avec peu de pertes jusque 325 GHz. Enfin, le récepteur de bruit doit être capable d'acquérir une mesure suffisamment précise dans la même bande de fréquences.

#### I.3.1 – Limitation due au synthétiseur d'impédance

Pour rappel, le synthétiseur d'impédance (tuner) est placé entre la source de bruit et le DST lors de la mesure (Fig. I.3.1).



Figure I.3.1 - Schéma représentant la position du synthétiseur d'impédance dans le banc de bruit

En ce qui le concerne, le synthétiseur doit être capable de fournir une constellation d'impédances couvrant suffisamment l'abaque de Smith pour permettre l'extraction des 4 paramètres de bruit des transistors jusqu'à une fréquence de 325 GHz. De plus, étant placé juste avant le dispositif sous test, il aura une grande influence dans la chaine de mesure (cf. Eq I.1.3). Etant généralement un dispositif passif, il doit donc posséder des pertes suffisamment faibles (i.e. un NF faible) pour ne pas dégrader la mesure.

Afin d'améliorer la précision de mesure, l'impédance optimale du transistor sous test doit être comprise dans la constellation d'impédances présentée par le synthétiseur. En effet, l'impédance optimale correspond au facteur de bruit minimal (NF<sub>min</sub>) que l'on cherche à déterminer, et il est préférable de l'encadrer lors de la mesure voire de la présenter directement plutôt que de l'extrapoler dans une zone de l'abaque de Smith non couverte par le synthétiseur d'impédance. Des exemples d'impédances optimales des transistors en technologies CMOS28FDSOI et B55 sont représentés sur l'abaque de Smith ci-dessous, pour des points de fonctionnement correspondant au f<sub>T</sub>, f<sub>MAX</sub> maximum (Fig. I.3.2).



Figure I.3.2 – Simulation des zones d'impédances optimales pour les transistors NMOS 28nm FDSOI ( $L_G = 30 \text{ nm}, V_{GS} = 0.6V, V_{DS} = 1.1 \text{ V}$  et  $I_{DS} = 62 \text{ mA}$ ) et HBT CBEBC B55 ( $0.18x4.5\mu m^2, V_{CE} = 1.2V, V_{BE} = 0.9V$ ), jusque 300 GHz.

La simulation du  $\Gamma_{opt}$  s'est faite à partir des modèles HICUM pour le HBT SiGe et PSP pour le NMOS (simulateur Eldo). Il est important de noter que ces valeurs d'impédances optimales  $\Gamma_{opt}$  représentées ici ne sont valables que pour un point de fonctionnement DC choisi. Or, lors de l'élaboration d'un modèle de transistor, il est nécessaire de faire l'extraction des 4 paramètres de bruit pour plusieurs points de fonctionnements DC, afin d'avoir un modèle accordable répondant aux attentes des utilisateurs. Il faut donc prendre en compte cette variation de  $\Gamma_{opt}$  en fonction du point de polarisation DC afin de toujours couvrir ces impédances avec le synthétiseur d'impédance.

Ainsi, la constellation d'impédances que devra présenter le synthétiseur pour couvrir la zone de  $\Gamma_{opt}$  est relativement grande afin de garder la précision de mesure nécessaire à l'extraction des quatre paramètres de bruit. Cette constellation d'impédances suffisante correspond à un coefficient de réflexion en module au minimum de 0.7 (correspondant à 50% de couverture de l'abaque à 110 GHz, cf. Fig. I.3.3a). Cependant, les synthétiseurs d'impédance utilisés habituellement dans les bancs de caractérisation en bruit sont externes, positionnés juste derrière la source de bruit. Les câbles RF et la sonde positionnés entre la sortie du synthétiseur et le wafer apportent des pertes relativement importantes à haute fréquence, ce qui a pour conséquence de réduire la constellation d'impédances présentée au transistor (Fig. I.3.3b).

La diminution de la constellation d'impédances due aux pertes des câbles et de la sonde entre le synthétiseur et le transistor sous test est assez forte, et les synthétiseurs d'impédance commerciaux ne peuvent plus répondre aux spécifications demandées aux fréquences MMW hautes. Une approche qui a fait ses preuves a été étudiée par Y. Tagro [I-Tagro] entre 50 et 110 GHz et par L. Poulain [I-Poulain] entre 130 et 170 GHz, et propose la conception de synthétiseurs d'impédance intégrés sur silicium. Cette approche permet principalement de s'affranchir de toutes les pertes des câbles et de la sonde, permettant une intégration au plus proche du dispositif sous test. Par ailleurs, cela permet de concevoir le synthétiseur directement sur le lieu des impédances optimales du transistor à l'étude, afin de présenter une constellation d'impédances réduite mais suffisante pour une bonne extraction des quatre paramètres de bruit du transistor.



Figure I.3.3 – Spécification de la couverture d'abaque par le synthétiseur d'impédance (a) et de l'impédance réellement vue par le DST à 110 GHz (b) à l'aide de synthétiseurs externes commerciaux due aux pertes dans les câbles et sondes RF. Cas des impédances optimales d'un NMOS 28FDSOI à  $V_{DS} = 1.1$  V et d'un HBT CBEBC B55 à  $V_{CE} = 1.2$  V.

Afin de ne pas rajouter du bruit dans la chaîne de mesure, il est nécessaire de concevoir un synthétiseur d'impédance faible bruit, donc avec peu de pertes dans le cas d'un circuit passif dans la bande de fréquence désirée. Dans le cas de cette thèse, les synthétiseurs utilisés pour l'extraction des paramètres de bruit d'un transistor en technologie BiCMOS sont commandés numériquement. Ils utilisent des capacités variables donnant chacune deux valeurs de capacités, quand elles sont soit dans l'état « 0 » (polarisation  $V_{GS}$  de -1.5V par exemple) soit dans l'état « 1 » (polarisation  $V_{GS}$  de 1.5V dans ce cas). En cascadant plusieurs capacités, cela permet d'avoir un jeu d'impédances plus important, mais demande plus de polarisations lors de la caractérisation.

Afin de pallier aux pertes du synthétiseur d'impédance, un amplificateur faible bruit (LNA) est placé juste devant. Avec son gain fort et un facteur de bruit plutôt faible, il permet de rehausser le gain dans la chaîne de mesure afin de rester au-dessus du seuil de sensibilité du récepteur de bruit. On parle alors de synthétiseur d'impédance actif, dont un exemple a été présenté par T. Quemerais *et al.* [I-Quemerais].

Le principal inconvénient des synthétiseurs d'impédance *in situ* est leur spécificité liée à la technologie. Pour chaque transistor et chaque nouvelle technologie, il est nécessaire de concevoir un nouveau synthétiseur capable de s'adapter aux impédances optimales du transistor.

#### I.3.2 – Limitation due à la sensibilité de mesure du récepteur de bruit



Figure I.3.4 - Position du Récepteur de bruit dans le banc de bruit

Il existe différents instruments permettant la mesure de puissance de bruit : l'analyseur de spectre, le détecteur de puissance et le NFM (Noise Figure Meter) [I-Poulain].

L'analyseur de spectre n'est pas idéal, même si certains permettent la mesure de bruit grâce à l'ajout d'une partie logicielle interne. Cependant, ils présentent généralement un facteur de bruit interne plus élevé qui diminue la précision de la mesure. Il est alors nécessaire de le coupler à un préamplificateur faible bruit, afin de diminuer le facteur de bruit global du récepteur.

Le détecteur de puissance est assez limité en sensibilité pour avoir une mesure précise de puissance de bruit. En effet, les niveaux de puissance de bruit sont relativement bas et demandent une bonne précision pour extraire efficacement les quatre paramètres de bruit d'un transistor, ceci afin de ne pas additionner l'erreur portée sur chaque mesure de puissance de bruit. De plus, il est nécessaire de connaître au préalable la valeur approximative de puissance de bruit que l'on cherche à mesurer afin de se situer dans la fenêtre de sensibilité moyenne du détecteur. En effet, un bruit trop bas apporterait une trop grande incertitude, se situant en dessous du plancher de bruit du récepteur, et une puissance de bruit trop élevée peut amener à sa saturation. Il est nécessaire de se placer entre ces deux extrêmes afin de rester dans la partie linéaire de détection du récepteur.

Le mesureur de bruit quant à lui permet de réduire ces limitations. Il possède de nombreux éléments internes (filtres, atténuateurs, amplificateurs) permettant de rehausser ou diminuer le signal en fonction de la puissance perçue en entrée. Ceci lui permet de toujours rester dans la fenêtre linéaire de détection de puissance de bruit. Cependant, il est très limité par le niveau du signal qu'il reçoit en entrée. Le NFM 8970B de HP utilisé à l'IEMN possède une bande de fréquence de 10 MHz – 1.6 GHz. Il est donc nécessaire, à l'aide de mélangeur ou diviseur de fréquence, de transposer la fréquence MMW reçue pour être dans cette fenêtre de fréquence.

La principale limitation du récepteur de bruit, quel que soit l'instrument utilisé, est la sensibilité de la mesure. Afin de mieux en comprendre les contraintes, la Fig. I.3.5 propose un schéma des composantes de la partie récepteur de bruit, tel qu'utilisé à l'IEMN pour son banc de bruit en bande W (75-110 GHz).



Figure I.3.5 – Schéma de la partie réception du banc de bruit bande W (75-110 GHz)

La partie réception de ce banc est composée d'un isolateur, d'un amplificateur faible bruit (LNA) et d'un mélangeur. L'isolateur permet de s'affranchir des variations d'impédances entre la phase de calibration et celle de mesure. Ainsi, le facteur de bruit du récepteur reste inchangé, ce qui est fondamental pour que la correction liée au bruit du récepteur soit correcte. Le LNA diminue le facteur de bruit du récepteur, et augmente le niveau du signal entrant. Le mélangeur permet de ramener l'onde incidente (75 – 110 GHz) dans la bande de fréquence IF (Fréquence intermédiaire) correspondant à la bande de fréquence du NFM (10 MHz – 1.6 GHz). Pour cela, la voie de l'oscillateur local (OL) est reliée à un synthétiseur produisant un signal dans la bande 25 - 37 GHz. Un tripleur de fréquence a été ajouté afin d'attaquer le mélangeur avec un signal de fréquence comprise entre 75 et 110 GHz. Enfin, un amplificateur a aussi été ajouté au niveau de l'IF afin de compenser les pertes dues au passage par le mélangeur.

La puissance d'OL est définie de manière à minimiser le bruit global du récepteur de bruit, et est dépendante de la fréquence MMW du signal entrant. Une optimisation est faite afin d'avoir une valeur globale minimale de 6.5 dB de facteur de bruit du récepteur sur toute la bande de fréquences 75 - 110 GHz.

Le récepteur de bruit en bande de fréquence supérieure, 130 - 170 GHz, disponible à l'IEMN, a été construit selon le même schéma. Le NFM utilisé est le même, le 8970B de HP. Cette bande de fréquence MMW limitée à 170 GHz a été déterminée en fonction des disponibilités des sources de bruit, comme il sera détaillé dans le paragraphe I.3.3 suivant. Une spécification du récepteur de bruit est de garder un facteur de bruit total inférieur à 10 dB sur toute la bande de fréquences considérée.



Figure I.3.6 – Schéma de la partie réception du banc de bruit bande D (130 – 170 GHz)

L'isolateur en entrée du mélangeur en voie MMW a été enlevé pour le banc bande D afin de diminuer le facteur de bruit global du récepteur. En effet, il possède 1.5 dB de pertes en bande 110 - 170 GHz, en étant placé au tout début de la chaîne de réception. Contrairement au banc de bruit bande W, celui-ci utilise un mélangeur sous-harmonique, qui utilise en OL une fréquence égale à la moitié de la fréquence MMW.



Figure I.3.7 – Facteur de bruit total du récepteur en bande D (130 – 170 GHz) [I-Poulain]

Le facteur de bruit du récepteur est inférieur à 8 dB (Fig. I.3.7) sur toute la bande de fréquence, ce qui est dans les spécifications du cahier des charges.

#### I.3.3 – Limitation due à l'inexistence de source de bruit large bande hautefréquence

La source de bruit est le dispositif en entrée du banc de mesure de puissance de bruit (cf. Fig. I.3.8). Le signal qu'elle émet est un bruit blanc, c'est-à-dire dont la densité spectrale de puissance est idéalement indépendante de la fréquence [I-Noisewave].



Figure I.3.8 - Position de la source de bruit dans le banc de mesure de bruit

Les sources commerciales état-solide utilisées aujourd'hui à l'IEMN sont des diodes IMPATT (IMPact ionization Avalanche Transit Time) polarisées à -28 V, qui sont des diodes Zener à avalanche demandant une polarisation DC forte. Comme annoncé au paragraphe précédent, la fréquence haute de mesure des bancs de test en bruit est limitée à 170 GHz du fait de l'absence de sources de bruit commerciales car les sources état-solide existantes sont limitées en puissance de bruit au-delà de 170 GHz.

Les sources de bruit sont utilisées dans deux états différents dans un banc de test en bruit, afin d'appliquer la méthode dite du paramètre Y (Fig. I.3.10). Ces deux états de la source de bruit ( $T_c$  et  $T_h$ ) mènent à deux mesures différentes de puissance de bruit ( $P_c$  et  $P_h$ ). Le facteur Y est alors déterminé par le rapport de ces deux puissances [I-Agilent2]. Ces deux états sont appelés soit états chaud et froid, soit états ON et OFF. Dans le cas d'une diode IMPATT, il s'agit d'un état chaud/ON où la diode est polarisée à 28V, et d'un état froid/OFF où la diode n'est pas polarisée.



Température équivalente de Bruit

Figure I.3.10 - Principe de la mesure du facteur Y par la méthode des deux températures

Un facteur de mérite important est l'ENR (Excess Noise Ratio), servant à décrire la sortie d'une source de bruit en fonction d'un stimulus d'entrée [I-Monstein]. Il s'agit de la puissance de sortie capable d'être délivrée par la source de bruit, par rapport à la puissance de bruit de référence  $P_0 = -174$  dBm/Hz (Eq. I.10). Cette puissance de référence correspond à la température de référence de 290 K pour une bande de fréquence égale à 1 hertz.

$$ENR_{dB} = \log\left(\frac{P_h - P_c}{P_0}\right)$$
 [Eq I.3.1]

 $P_h$  et  $P_c$  sont respectivement les puissances de bruit disponibles à l'état chaud et à l'état froid.

Une valeur d'ENR minimum est nécessaire pour amener un signal bruyant suffisant dans le dispositif sous test et avoir un niveau suffisant pour la réception. Cette limite impacte la fréquence maximale que peut fournir une source de bruit. De plus, un ENR trop important n'est pas souhaitable non plus, car il risque de saturer le récepteur de bruit. Dans le cas des sources de bruit utilisées à l'IEMN en bande W (Farran® WG-NS-10) et D (Ducommun Technologies, ONS-06FF12- I1), leur ENR est autour de 12 et de 15 dB, respectivement (Fig. I.3.11). Un autre exemple de sources de bruit de CP Clare Corporation donne des spécifications d'ENR entre 8.8 et 20.1 dB entre 0.2 et 220 GHz [I-CPClare].



Figure I.3.11 – ENR des sources de bruit commerciales état-solide utilisées à l'IEMN pour les bancs de bruit en bande W (à gauche) et en bande D (à droite)

Afin de répondre aux besoins généraux d'utilisation de source de bruit haute fréquence, une spécification correcte d'ENR semble être entre 9 et 20 dB. Néanmoins, il est nécessaire de garder à l'esprit que cette valeur idéale d'ENR sera dépendante des caractéristiques du récepteur de bruit utilisé.

Suite à cette limitation des sources état-solide, cette thèse s'est concentrée sur un nouveau type de dispositif qui serait capable de passer outre cette limitation en fréquence. A la suite d'un nouvel intérêt de STMicroelectronics pour la photonique qui a vu le jour au début de cette thèse, et de l'expertise qui existe au sein de l'IEMN, nous nous sommes tout naturellement intéressés aux photodiodes en Germanium. Notre façon d'envisager l'utilisation d'une photodiode comme source de bruit et ses particularités en comparaison d'une source de bruit état-solide vont maintenant être détaillées.

# I.4 – Utilisation d'une photodiode Germanium comme source de bruit large bande

Le principe d'une photodiode est de convertir un signal optique en un signal électrique (Figure I.4.1). En fonction du matériau choisi pour la photodiode, la longueur d'onde du signal optique qui pourra être démodulé changera. Par exemple, les photodiodes en Germanium peuvent démoduler un signal optique de longueur d'onde allant de 400 à 1700 nm.



Figure I.4.1 – Principe simplifié d'une photodiode
L'intérêt d'utiliser une photodiode comme source de bruit est de profiter de cette conversion opto-électrique. En effet, les lasers et amplificateurs optiques modernes permettent de générer de nos jours des signaux optiques de forte puissance sur une large gamme de longueurs d'ondes. Avec les performances dynamiques des photodiodes actuelles, il est possible de démoduler ce signal optique jusqu'à de très hautes fréquences et en particulier au-delà de 110 GHz. La technologie photonique qui nous a servi d'étude sera plus amplement détaillée en section II.1.

#### I.4.1 – Cahier des charges d'une source de bruit

Une source de bruit doit répondre à certains critères très précis, dont certains ont déjà été abordés dans les paragraphes précédents. Ainsi, une source de bruit doit :

- Générer un signal aléatoire « blanc », c'est-à-dire dont la densité spectrale ne dépend pas de la fréquence.
- Posséder un ENR compris entre 9 et 20 dB dans la bande de fréquence d'utilisation.
- Etre large-bande (supérieure à 110 GHz, en allant idéalement jusqu'au THz)
- Etre adaptée sur 50 Ohm en sortie sur toute la bande de fréquence d'étude.

Le signal bruyant sera généré par un appareil optique, ici un EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier), dont le bruit optique répond au premier critère demandé. La photodiode ne constitue pas en soit la source de bruit, elle sert de démodulateur afin de transformer ce bruit blanc optique en un bruit électrique haute-fréquence. Les caractéristiques du signal bruyant optique seront détaillées en section III.2.

Un ENR compris entre 9 et 20 dB permet de rester dans la région linéaire du récepteur de bruit (cf. paragraphe I.3.2). Un ENR supérieur à 20 dB peut être facilement atténué, la principale contrainte sera donc d'avoir un ENR supérieur à 9 dB. Pour rappel, en dessous de 170 GHz, l'ENR délivré par une source de bruit état-solide est entre 12 et 15 dB (Fig. I.3.6).

L'aspect large bande d'une source de bruit a déjà été adressé dans les paragraphes précédents, notamment au niveau des limitations des sources état-solide. La montée des fréquences de coupure des transistors, que ce soit MOS ou Bipolaire, demande des caractérisations en bruit pouvant aller idéalement jusqu'au THz, et dans un premier temps jusqu'en bande D (130 - 170 GHz) et J (220 - 330 GHz).

L'adaptation 50  $\Omega$  a été peu abordée jusqu'à maintenant, mais est un aspect nécessaire de la source de bruit. En effet, celle-ci va présenter directement au DST son impédance, et une désadaptation forte entrainera de fortes pertes, mais aussi une erreur de mesure si elle n'est pas correctement prise en compte. De plus, avant de faire une mesure en bruit sur un dispositif, il est nécessaire de calibrer le récepteur de bruit. Cette calibration se fait en positionnant la source de bruit directement en entrée du récepteur et en mesure en entrée du récepteur de bruit. Or, les appareils de mesures étant tous optimisés sous une impédance de 50  $\Omega$ , il est nécessaire de présenter cette impédance de référence lors de toute calibration.

Une adaptation 50  $\Omega$  peut se faire aisément à l'aide d'un isolateur, mais celui-ci rajoute des pertes importantes, en plus de réduire la bande de fréquence d'utilisation de la source de bruit. Nous verrons plus en détail au paragraphe IV.2 le moyen utilisé dans cette thèse pour adapter les photodiodes.

Enfin, il est nécessaire de connaître précisément la puissance de bruit fournie par la source dans toutes ses conditions d'utilisation (polarisée ou non en DC), et donc son ENR. En effet, la calibration du récepteur de bruit passe principalement par la connaissance de son facteur de bruit propre. Or, celui-ci est déterminé lorsqu'une source de bruit est placée à son entrée (Fig. I.4.2), à l'aide de la formule Eq. I.4.1.



Figure I.4.2 – Principe de mesure du Facteur de Bruit du système de mesure

$$NF_{sys} = \frac{ENR - Y \begin{pmatrix} T_c \\ T_0 \end{pmatrix}}{Y - 1} \quad \text{avec} \quad Y = \frac{P_{h,sys}}{P_{c,sys}}$$
[Eq I.4.1]

 $P_{h,sys}$  et  $P_{c,sys}$  sont les puissances de bruit disponibles du système lorsque la source de bruit est respectivement à l'état chaud et à l'état froid. T<sub>c</sub> correspond à la température ambiante (source de bruit non polarisée), et T<sub>0</sub> à la température de bruit de référence, égale à 290 K. Cette mesure permet notamment d'étalonner le récepteur de bruit afin de mesurer directement le facteur de bruit du dispositif sous test lorsque celui-ci est rajouté dans la chaîne de mesure.

Suite à l'énonciation des différents points du cahier des charges d'une source de bruit, nous allons maintenant regarder de quelle manière la photodiode pourrait répondre à ces critères.

## I.4.2 – Avantages apportés par cette solution et comparaison avec les sources de bruit commerciales

Suite à l'étude de Ho-Jin Song *et al.* [I-Song1], nous avons pu constater que l'utilisation d'un EDFA couplé à une photodiode rapide était viable pour créer une source de bruit haute fréquence.

Il s'agit d'utiliser le bruit blanc optique venant de l'émission spontanée présente dans l'EDFA et dont le signal est amplifié optiquement (bruit ASE : amplified spontaneous emission). Ce bruit est démodulé par la photodiode afin de générer un bruit électrique haute-fréquence. Le niveau de puissance de celui-ci, ainsi que sa forme spectrale, dépendent de ceux du bruit optique. L'avantage d'utiliser un EDFA est sa possibilité de générer un bruit optique très large bande, autour de 3 à 5 THz (30 à 45 nm en longueur d'onde) [I-Song2]. Couplé à une photodiode à haute fréquence de coupure, cela permet d'avoir un signal électrique équivalent haute-fréquence.

Cette source de bruit photonique permet d'avoir une grande contrôlabilité du niveau de puissance généré, de la bande de fréquence visée et de la forme spectrale de ce bruit avec une forte précision. Comme il a été démontré par Ho-Ji Song *et al.*, la puissance de bruit est

déterminée par la sensibilité de la photodiode et le niveau de bruit optique (la notion de sensibilité sera détaillée en section II.3) [I-Song1]. Le niveau de bruit optique de l'EDFA est égal au niveau de bruit ASE, qui est proportionnel au gain de l'amplificateur.

La densité de puissance de bruit obtenue en sortie de cette source photonique présentée varie entre -140 et -135 dBm/Hz à l'état chaud et de -145 dBm/Hz à l'état froid de 295 à 355 GHz. Ceci donne un ENR de 5 à 10 dB environ sur toute la bande, ce qui est un peu faible par rapport aux spécifications. L'état froid mesuré ici n'est pas à -174 dBm/Hz, alors que la photodiode n'est pas soumise à un éclairement optique ni à une polarisation DC. Cela est dû à l'útilisation d'un amplificateur en sortie du photodétecteur, rehaussant le niveau de bruit à l'état chaud et froid de la source photonique, afin d'amener suffisamment de puissance en entrée de l'analyseur de spectre électrique, utilisé ici comme mesureur de puissance de bruit.

L'avantage d'une source de bruit état-solide est sa compacité, sa précision, son utilisation simple dans un banc de test car pouvant être facilement couplée à un guide d'onde ou coaxial.

Les deux principaux avantages d'une source de bruit photonique sont d'une part sa large bande de fréquences et d'autre part la grande contrôlabilité de sa puissance de bruit, à l'aide des conditions de mesure. En effet, la polarisation DC de la photodiode permet un contrôle de sa sensibilité, donc du taux de démodulation de l'optique vers la RF, et le contrôle de l'amplification du signal optique permet une grande liberté sur le niveau de puissance de bruit optique généré. D'autre part, la photodiode demande des conditions de polarisation DC bien moins élevées qu'une diode à avalanche, réduisant ainsi fortement la consommation.

Il est à noter que le choix de la technologie photonique utilisée pendant cette thèse s'est porté sur le Silicium-Germanium (SiGe). Il existe de grandes différences entre les photodiodes III-V (type AsGa, InGaAs, etc.) et celles en Germanium, qui sont résumées dans le tableau I.4.1. Si les photodiodes III-V ont l'avantage d'avoir de hautes fréquences de coupure (supérieures à 300 GHz), elles ont le principal inconvénient de ne pas être facilement intégrables sur silicium, en engendrant un fort coût de fabrication. Les photodiodes SiGe, au contraire, ont une fréquence de coupure plus faible mais sont compatibles avec la technologie silicium, permettant ainsi la possibilité d'être co-intégrées avec les transistors MOS ou bipolaires.

Photodiodes Germanium	Photodiodes III-V		
Avantages			
Compatible avec la technologie Silicium : faible coût de fabrication et d'assemblage	Haute efficacité d'électroluminescence		
Faible coût d'intégration en comparaison des technologies III-V	Fréquence de coupure très haute		
Transparent aux longueurs d'ondes millimétriques (1300 – 1550 nm)	Processus de fabrication mature pour les dispositifs optiques		
Inconvénients			
Bande interdite indirecte : perte d'efficacité sur l'émission de lumière	Coût de fabrication et d'assemblage élevé		
Différence de 4% des réseaux cristallins	Complexité de l'assemblage avec une technologie Silicium		
	Risque d'introduire des contaminants dans les dispositifs CMOS Si		

Tableau I.4.1 – Tableau récapitulatif des avantages et inconvénients de la technologie SiGe et de la technologie III-V dans un contexte photonique

Le principal avantage de la photodiode SiGe qui nous a intéressés est sa compatibilité avec la technologie silicium par une intégration monolithique. En effet, l'utilisation en tant que source de bruit, et plus particulièrement dans le projet de banc de test in situ, demande une intégration de cette photodiode en adéquation avec la technologie du dispositif sous test. De plus, la technologie photonique tout nouvellement développée par STMicroelectronics, comprenant notamment les photodiodes rapides en Germanium-sur-Silicium, constitue une opportunité pour ces travaux.

Afin de mieux positionner les objectifs de la thèse dans l'état de l'art des sources de bruit, la figure I.4.3 représente les différentes sources de bruit existantes de nos jours.



Figure I.4.3 – Représentation des ENR des différentes Sources de bruit état-solides et photonique, et position de l'objectif de la thèse dans l'état de l'art

Parmi les sources état-solide existantes, celles de Microwave Semiconductor Corporation (MSC) présentent un fort ENR, pour des applications plus basses fréquences (< 35.3 GHz) [I-MSC]. Les principales sources état-solide utilisées jusque 170 GHz proposées par différentes sociétés (Ducommun Technologies [I-DT], Farran Technologies [I-FT], ELVA-1 [I-ELVA], etc.) ont une gamme réduite d'ENR entre 12 et 15 dB. La seule publication de source de bruit photonique haute fréquence vient du laboratoire NTT [I-Song1] et propose une source de bruit dans la bande 295-355 GHz possédant un ENR entre 8 et 10 dB.

L'objectif de cette thèse est de proposer une solution alternative aux sources de bruit étatsolide et dont le potentiel peut aller au-delà de 170 GHz. Cette source photonique devra présenter un ENR compris entre 9 et 20 dB, afin de répondre aux spécifications décrites au paragraphe précédent.

#### I.5 – Conclusion et déroulement de la thèse

Ce premier chapitre a permis de mettre en lumière les problématiques liées à la montée en fréquence dans la caractérisation en bruit. Une présentation des différents types de technologies, MOS, bipolaire et BiCMOS, a été faite, présentant notamment leurs facteurs de mérite à l'état de l'art. Ensuite, les notions de bruit ont été abordées et ont focalisé sur les différentes techniques de caractérisation utilisées aux fréquences millimétriques. L'état de l'art de l'art de bancs de mesure en bruit a été présenté, avec les différentes contraintes de chaque

élément qu'ils utilisent. C'est ainsi que le dernier paragraphe s'est tout naturellement concentré sur la partie limitation en source de bruit, qui sera le fil conducteur de cette thèse. Le concept de photodiode en Germanium a donc été présenté, afin d'en comparer ses avantages et inconvénients vis-à-vis d'une source commerciale.

Le deuxième chapitre va ainsi se concentrer tout particulièrement sur la technologie de la photodiode Germanium-sur-Silicium. Après avoir présenté la particularité de la technologie utilisée à STMicroelectronics, et plus particulièrement le fonctionnement des différents éléments optiques, la structure de test photonique sera présentée. Une étude physique approfondie du fonctionnement de la photodiode sera proposée, étayée par les mesures DC et petits signaux effectuées sur la structure de test. Enfin, un modèle petit signal sera proposé jusque 67 GHz.

Le chapitre trois propose une première évaluation de la photodiode en tant que source de bruit, en se penchant plus particulièrement sur sa capacité de démodulation opto-électrique au-delà de sa fréquence de coupure. Pour cela, le banc opto-électrique développé à l'IEMN sera présenté et les différentes mesures effectuées sur les structures de test, sous différentes conditions d'opération, seront développées. Un paragraphe sera dédié à l'épluchage des différents éléments contribuant à la mesure globale, afin de caractériser le dispositif au plus près de la photodiode.

Enfin, cela nous mènera directement à la mesure de puissance de bruit de la photodiode à l'aide d'un banc opto-bruit dédié, et à l'extraction de son ENR en bande W (75 - 110 GHz) et D (130 - 170 GHz). Une comparaison avec la source de bruit commerciale sera bien évidement proposée.

Suite aux résultats satisfaisants obtenus et justifiant une utilisation de la photodiode en tant que source de bruit, celle-ci sera intégrée à un démonstrateur. Celui-ci sera présenté lors du quatrième chapitre, liant la photodiode à un dispositif sous test afin de vérifier l'extraction du facteur de bruit en découlant. Ceci nous a menés à une série de mesures d'opto-bruit débouchant sur une extraction des quatre paramètres de bruit d'un transistor bipolaire en technologie B55. Ceux-ci seront naturellement comparés à la mesure et à l'extraction des quatre paramètres de bruit à l'aide d'une source état-solide commerciale. Les perspectives de ces travaux seront également proposées en fin de manuscrit.

### **Références du chapitre I**

[I-Agilent1] – Agilent, "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements", Hewlett-Packard Application Note 57-1, litterature number 5952-8255E, Oct. 2006.

[I-Agilent2] – Agilent, "Measurement Accuracy – The Y-factor Method", Agilent Application Note 57-2, litterature number 5952-3706E, Feb. 2001.

[I-Agilent3] – Agilent, "Test&Measurement Catalog 2011/12", Dec. 2010.

[I-Ardouin] – B. Ardouin, "Contribution à la modélisation des transistors bipolaires à hétérojonction SiGe/Si en température", Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, No. d'ordre 2786, Jan. 2004.

[I-Avenier] - G. Avenier *et al.*, "0.13 µm SiGe BiCMOS Technology fully dedicated to mmwave applications", IEEE journal of solid-state circuits, vol. 44, no. 9, sept 2009, pp. 2312-2322.

[I-Axelrad] – D. Axelrad, "Application des technologies CMOS sur SOI aux fonctions d'interface des liens de communication haut débit (>10Gbit/s)", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.

[I-Baudry] – H. Baudry, "Développement et étude de transistors bipolaires hautes performances à base silicium-germanium", Thèse de doctorat, Université de Grenoble, Nov. 2001.

[I-Chevalier] – P. Chevalier *et al.*, "Scaling of SiGe BiCMOS Technologies for Applications above 100 GHz", in Proc. IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 2012, pp. 1-4.

[I-Chevalier2] – P. Chevalier *et al.*, "Advanced BiCMOS Technologies for >100 GHz Integrated Circuits", short course BCTM 2011.

[I-Coustou] – A. Coustou, "Conception et caractérisation de circuits intégrés en technologie BiCMOS SiGe pour applications de télécommunication en bande X", thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, dec. 2001.

[I-CPClare] – CPClare Corporation, "Microwave Noise Tube & Noise Sources", datasheet, datasheetLib.com, pp 571-575.

[I-Dambrine] - G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville, and A. Cappy, "A new method for on-wafer noise measurements", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, n°3, pp. 375-381, 1993.

[I-DT] – Ducommun Technologies, "Millimeterwave Solid State Noise Sources", bulletin no. ONS, pp. 5-44 – 5-45.

[I-ELVA] – ELVA-1, "Precision Calibrated Solid State Noise Sources", http://www.elva1.com/pdf/d/11.pdf.

[I-Escotte] – L. Escotte, R. Plana et J. Graffeuil, "Evaluation of noise parameter extraction methods", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 41, n3, pp.382-387, mars 1993.

[I-FT] – Farran Technologies, "Noise Sources", http://www.farran.com/shop/legacy\_noise\_sources/.

[I-Gianesello] – F. Gianesello, "Evaluation de la technologie CMOS SOI haute Résistivité pour application RF jusqu'en bande millimétrique", thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.

[I-Harame] – D. L. Harame, D. C. Ahlgren, D. Coolbaugh, J. S. Dunn, G. Freeman, J. D. Gillis, R. A. Groves, G. N. Hendersen, R. A. Johnson, A. J. Joseph, S. Subbanna, A. M. Victor, K. M. Watson, C. S. Webster, and P. J. Zampardi, "Current Status and Future Trends of SiGe BiCMOS Technology", IEEE Transactions on electron devices, Vol. 48, No. 11, pp. 2575-2594, Nov. 2001.

[I-IRE] – IRE subcommittee on noise, "IRE standards on methods of measuring noise in linear two-ports, 1959", Proc. of the IRE, pp 60-68, Jan. 1960.

[I-ITRS] – ITRS 2008 Update, http://www.itrs.net/Links/2008ITRS/Home2008a.htm; "Radio Frequency and Analog/Mixed-Signal Technologies for Wireless Communication".

[I-Jindal] R. P. Jindal, "Hot-electron effects on channel thermal noise in fine-line NMOS field effect transistors", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 33, n° 9, pp. 1395-1397, sep. 1986.

[I-Lacave] – T. Lacave, "Transistors bipolaire Si/SiGe:C en nœud CMOS avancé pour applications (Sub)-Millimétriques", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, No. d'ordre 40630, Dec. 2011.

[I-Lane] – R.Q. Lane, "The determination of device noise parameters", Proc. of the IEEE Vol. 57, pp.1461 – 1462, August 1969.

[I-Mnif] – H. Mnif, "Contribution à l'étude et à la modélisation de phototransistors bipolaires à hétérojonction SiGe/Si pour les applications opto-microondes", Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, No. d'ordre 2465, Oct. 2001.

[I-Monstein] – C. Monstein, "Figuring Noise Figure", HB9SCT's Radio Astronomy Work Bench.

[I-MSC] – Microwave Semiconductor Corporation, "Solid State Noise Sources Ultra-Stable 1.0 MHz to 35 GHz", http://www.w1ghz.org/10g/noise.htm, pp. 1-4.

[I-Noisewave] – Noisewave Application Note, "Noise : Frequently Asked Question", www.noisewave.com.

[I-Perez] – J. C. Nuñez Perez, "Contribution à la conception de systèmes de radiocommunication : de la modélisation de transistors bipolaires à l'évaluation des performances d'un système d'émission-réception", thèse de doctorat, Institut National des Sciences appliquées de Lyon, no d'ordre 2007 ISAL 0084, dec. 2007.

[I-Pilard] – R. Pilard, "Contribution à la réalisation et à la caractérisation de réseaux d'antennes intégrés sur silicium pour des applications milimétriques", Thèse de doctorat, école nationale supérieure des télécommunications de Bretagne, no. d'ordre 2009telb0120, 2009.

[I-Polleux] – J.L. Polleux, "Contribution à l'étude et à la modélisation de phototransistors bipolaires à hétérojonction SiGe/Si pour les applications opto-microondes", Thèse de doctorat, CNAM-LSC, Paris, Oct. 2001.

[I-Poulain] - L. Poulain, "Développement d'un outil de caractérisation millimétrique de bruit dans la bande de féquences 110 - 320 GHz", thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, No. d'ordre 40921, nov. 2012.

[I-Pouvil] – Pierre Pouvil, "Nouveau modèle analytique du transistor à effet de champ à grille métallique sur arséniure de gallium en régime de saturation : application à la modélisation des caractéristiques électriques sous l'action d'un flux lumineux", thèse de doctorat, Université de Paris XI Orsay, 1987.

[I-Pruvost] - S. Pruvost, "Etude de faisabilité de circuits pour systèmes de communication en bande millimétrique, en technologie BiCMOS SiGeC 0,13 µm", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille 1, No. d'ordre 3689, Nov. 2005.

[I-Quemerais] – T. Quemerais, D. Gloria, S. Jan, N. Derrier et P. Chevalier, "Millimeter-Wave Characterization of Si/SiGe HBTs Noise Parameters Featuring  $f_T/f_{MAX}$  of 310/400 GHz", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2012, pp. 351-353.

[I-Rothe] – Rothe H., Dahlke W., "Theory of noisy four poles", proceedings of I.R.E., vol. 44, pp.811-818, juin 1956.

[I-Song1] – H.-J. Song, "Microwave Photonic Noise Source from microwave to sub-terahertz wave bands and its applications to noise characterization", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No. 12, Dec. 2008, pp. 2989-2997.

[I-Song2] – H.-J. Song, "Photonic Generation of Sub-Terahertz Noises and Its Application to Spectroscopy Measurement", Proc. of the 38<sup>th</sup> European Microwave Conference, Oct. 2008, pp. 373-376.

[I-Sze] – S. M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices", livre, edition Wiley-interscience, 1969.

[I-Tagro] – Y. Tagro, "Mise au point d'une méthodologie de caractérisation des 4 paramètres de bruit HF des technologies CMOS et HBT avancées dans la bande 60 – 110 GHz : « Développement de système à impédance variable in-situ » ", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, No. d'ordre 40255, avr. 2010.

[I-Triantis] D. P. Triantis, *et al.*, "Induced gate noise in MOSFETs revised: The submicron case", Solid-State Electronics, vol. 41, n° 12, pp. 1937-1942, dec. 1997.

[I-Van der Ziel] A. van der Ziel, "Noise in Solid-State Devices and Circuits", Wiley, New-York, 1986.

# **Chapitre II :**

# Principe de la photodiode Germanium

## intégrée sur Silicium

### Chapitre II – Principe de la photodiode Germanium intégrée sur Silicium

#### II.1 – Technologie photonique PIC25G

Le cahier des charges de la source de bruit photonique ayant été présenté, il est maintenant nécessaire de décrire la technologie utilisée pour la réaliser. Il s'agit d'une plateforme technologique récemment développée par STMicroelectronics. La nomenclature PIC de cette technologie vient de Photonics Integrated Circuits (Circuits Intégrés Photoniques) et 25G correspond au débit des applications visées de 25 Gbits/s.

Cette technologie permet l'intégration de différents dispositifs optiques (dispositifs passifs, modulateurs de phase et photodiodes hauts débits) fonctionnant aux longueurs d'ondes principales utilisées pour les applications de télécommunication et de traitement de données : 1310, 1490 et 1550 nm. Chacune de ces longueurs d'onde de travail demande un dessin spécifique des différentes structures (largeur des guides d'onde, espacement des réseaux de couplage, etc.).

Le principal avantage de la technologie photonique vient de ses performances supérieures à la technologie CMOS seule, à coût équivalent, dans le cas des applications de télécommunication [II-Gunn]. Elle est compatible avec la technologie CMOS, permettant ainsi des transitions optimales entre optique et électrique sur une même plaque silicium.

La technologie PIC25G de STMicroelectronics repose sur un substrat 300 mm SOI de 300 nm d'épaisseur et un oxyde enterré (BOX : Buried Oxide) de 720 nm d'épaisseur [II-Boeuf] (Figure II.1.1). Cette épaisseur d'oxyde est optimisée afin de réduire au maximum les pertes de couplage du réseau de couplage, décrit plus en détail dans la section II.1.2.



Fig II.1.1 – Back-end of Line (BEOL) de la technologie PIC25G

L'empilement des niveaux métalliques (BEOL pour Back End of Line) de la technologie PIC25G repose sur le nœud technologique 120 nm et est composé de 4 niveaux de métaux de cuivre interconnectés et d'un niveau d'aluminium par-dessus. Ceux-ci reposent sur 300 nm de silicium ou sur un oxyde appelé STI (Shallow Trench Isolation) permettant l'isolation électrique entre les différents composants du circuit.

Parmi les composants les plus utilisés en optique intégrée se trouvent les guides d'ondes pour la transmission du signal, les réseaux de couplage pour faire le lien entre wafer et environnement, les modulateurs de phase, et enfin les photodiodes et leurs multiples déclinaisons pour convertir efficacement l'optique vers l'électrique. Dans la suite de cette étude, nous ne décrirons que les composants utilisés pour l'étude de notre structure de test : le guide d'onde, le réseau de couplage et la photodiode PIN.

#### II.1.1 - Description du guide d'onde monomode

Le guide d'onde est le composant de base de l'optique intégrée, il permet la transmission du signal optique à l'échelle du circuit. Il nécessite deux matériaux distincts avec un fort changement d'indice afin de concentrer la lumière en son centre. Le matériau avec l'indice le plus fort est la couche appelée cœur et est entouré par un matériau d'indice plus faible.

Il existe différentes architectures pour confiner la lumière dans un guide, dont la plus élémentaire est le cas du guide plan. Parmi les plus utilisées, on trouve le cas du guide d'onde ruban, et du guide d'onde en arête (Fig. II.1.2.a et b). Dans le cas du guide en arête, la gravure du silicium est partielle, avec une hauteur variable choisie en fonction des applications visées.



Figure II.1.2 – Schéma d'un guide d'onde ruban (a) et en arête (b)

Les guides rubans permettent une réalisation plus compacte que les guides en arête, mais présentent des pertes plus élevées, de l'ordre de quelques dB/cm [II-Dumon]. Ces pertes viennent de la rugosité de surface du guide ruban [II-Payne]. En ce qui concerne le guide en arête, son architecture permet une bonne focalisation du signal au centre, diminuant ainsi l'importance de la rugosité de surface sur les pertes de propagation.

L'utilisation d'une technologie silicium est très intéressante car elle possède un fort contraste optique entre le silicium et la silice aux longueurs d'onde de travail, entre 1,3 et 1,55  $\mu$ m (n<sub>Si</sub>  $\approx$  3.5 et n<sub>SiO2</sub>  $\approx$  1.45 à ces longueurs d'onde).

Les guides d'onde de la technologie PIC25G sont réalisés sur substrat SOI, en gravant la couche de silicium au-dessus de l'oxyde enterré. Ils possèdent une architecture en arête, dont la hauteur de marche est de 140 nm et la largeur de 360 nm pour  $\lambda$ =1550 nm (Fig. II.1.3) et de 320 nm pour  $\lambda$ = 1310 nm.



Figure II.1.3 – Vue en coupe d'un guide d'onde monomode en arête (a) et simulation optique (b) du confinement de l'onde en technologie PIC25G 1550 nm

Le barreau de Silicium de 360 nm repose sur un barreau plus large de 166 nm de hauteur (Fig. II.1.3.a). Pour réaliser cette architecture, une gravure partielle de 140 nm est faite dans la couche de silicium située sur le substrat SOI. Ceci permet d'avoir des pertes de propagation dans les guides d'onde monomode de 1.6 dB/cm à 1310 nm de longueur d'onde à 1.2 dB/cm à 1550 nm.

Une simulation optique de ce guide d'onde a été faite afin de vérifier le bon confinement de l'onde. Un bon confinement de l'onde optique correspond à une forte densité de signal au centre du guide, avec des pertes très réduites vers l'extérieur.

Pour déterminer les pertes de propagation dans un guide d'onde monomode il est nécessaire de dessiner une structure de test spécifique (Fig. II.1.4). Celle-ci doit être relativement longue pour permettre de négliger les imprécisions de mesure car les pertes des guides d'onde eux-mêmes sont relativement faibles vis-à-vis des réseaux de couplage et des coudes optiques utilisés en entrée et en sortie (cf. section II.1.2).



Figure II.1.4 – Layout d'une structure de test dédiée à la mesure des pertes d'un guide d'onde monomode de 1 à 3 cm de longueur déployée et 0.36 µm de largeur en technologie PIC25G 1550 nm

Une structure de référence (Fig. II.1.5) est aussi mesurée afin d'en soustraire les pertes de propagation à la structure de test ci-dessus ; il ne reste alors que les pertes des guides d'onde droits, les pertes des parties coudées et des réseaux de couplage étant enlevées. La longueur de ces guides d'onde au centre varie entre 1 et 3 cm afin de gagner en précision. Les guides étant repliés 6 fois sur eux-mêmes afin de gagner en place sur la plaque de silicium, la distance rajoutée au centre de la structure de référence est longue de 1.67 à 5 mm.



Figure II.1.5 – Structure de référence dédiée à la mesure des pertes de propagation d'un guide d'onde

L'entrée optique se fait sur le réseau de couplage le plus à gauche et la sortie optique sur celui à sa droite (flèches rouges sur les figures II.1.4 et II.1.5).

#### II.1.2 - Description du réseau de couplage

Le réseau de couplage est un dispositif couplant la lumière sortant de la fibre optique afin de l'injecter dans le guide d'onde optique du circuit intégré en silicium. Il est utilisé comme port d'entrée et de sortie entre les éléments optiques et les éléments extérieurs, comme la fibre optique en réception ou la source laser en émission vers la fibre optique. Le type de réseau de couplage utilisé dans cette thèse est appelé SPGC (pour Single Polarization Grating Coupler). Il couple la lumière depuis la fibre optique efficacement selon une seule direction de polarisation optique, perpendiculaire aux lignes du réseau de Bragg (cf. Fig. II.1.11) et à la direction de propagation [II-Taillaert], [II-Sirohi].

Comme on peut le constater figure II.1.6, il existe une épaisseur d'oxyde idéale permettant de diminuer au maximum les pertes de couplage [II-Galan], [II-Bœuf]. Cette épaisseur idéale est dépendante de la longueur d'onde d'utilisation, et varie entre 670 et 830 nm d'épaisseur de BOX pour une longueur d'onde allant de 1310 à 1550 nm.



Figure II.1.6 Optimisation de l'épaisseur de BOX pour des applications à longueurs d'ondes distinctes en technologie PIC25G [II-Bœuf]

Un bon compromis est une épaisseur de 720 nm, optimisée pour les longueurs de 1310 et 1490 nm, qui sont les seules utilisées par STMicroelectronics (utilisées pour des applications de télécommunication).

Un réseau de couplage possède un arrangement de fentes de forme conique afin de former un réseau de Bragg. Le faisceau optique incident venant de la fibre optique est alors diffracté en fonction du profil de gravure du réseau (Fig. II.1.7). Cette diffraction est dépendante à la fois de la longueur d'onde, de la polarisation optique et de l'angle du faisceau incident [II- Mekis]. L'angle choisi lors du dessin d'un réseau de couplage PIC25G est de 8° quelle que soit la longueur d'onde choisie (1310, 1490 ou 1550 nm) et fait partie des spécifications de cette technologie.



Coupleur de réseau

Figure II.1.7 – Schéma du couplage entre la fibre optique et le réseau de couplage.

Le réseau est de forme conique afin de confiner l'ensemble de la lumière reçue (sur une surface de 18  $\mu$ m<sup>2</sup> environ) dans un guide d'onde. La position de la fibre optique sur le réseau de couplage doit être très précise ; le maximum d'absorption de l'onde incidente par le réseau se fait en un point en son centre, comme on peut le constater sur la figure 3D ci-dessous (Fig. II.1.8).



Figure II.1.8 – Pertes de couplage du réseau PIC25G 1310 nm en fonction de la position du centre de la fibre optique au-dessus.

Une position idéale de la fibre au centre du réseau, en position (15 ; 17) par rapport au bord inférieur gauche, correspond à des pertes de couplage minimales de 2.75 dB pour ce réseau 1310 nm. Un écart de 1  $\mu$ m vis-à-vis de ce centre entraine une perte de 0.5 dB environ.

Une vue de dessus du réseau de couplage par un microscope électronique à balayage (MEB) est présentée en Figure II.1.9.



Figure II.1.9 - Vue de dessus du réseau de couplage par un microscope électronique à balayage

Le réseau est de forme conique afin de confiner l'ensemble de la lumière reçue (sur une surface de 18  $\mu$ m<sup>2</sup> environ) dans un guide d'onde.

La couche de passivation qui recouvre la plaque de silicium est enlevée au-dessus du réseau, afin d'améliorer son absorption du signal optique (Fig. II.1.10). De même, toutes les métallisations sont retirées au-dessus du réseau de couplage sur 3.37 µm de hauteur.



Figure II.1.10 – Vue en coupe du changement de BEOL au-dessus du réseau de couplage (i.e. Grating Coupler) en technologie PIC25G [II-Bœuf]

Il n'y a que 3 facteurs sur lesquels on pourra jouer afin d'optimiser les performances d'un réseau de couplage: la polarisation du signal optique, la longueur d'onde de travail et l'angle d'incidence de la fibre optique [II-Mekis].

En effet, le motif périodique des réseaux les rend très dépendant de la longueur d'onde incidente et de l'angle auquel ils seront attaqués par le signal optique. La relation qui les lie est donnée en Eq II.1.1. L'angle ( $\theta$ ) de la fibre optique en degré est pris par rapport à une incidence normale,  $\Lambda$  est la distance entre chaque créneau du réseau, et k est le vecteur d'onde égal à  $2\pi/\lambda$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde (Fig. II.1.1).



Figure II.1.11 – Schéma d'absorption de l'onde par le réseau d'indice ne

Dans cette relation,  $n_e$  et  $n_f$  sont respectivement les indices effectifs du réseau et de l'espace libre. Ainsi, pour une valeur fixe de  $\Lambda$ , et une valeur fixe d'angle  $\theta$  de la fibre optique, on peut estimer la longueur d'onde correspondant au minimum de pertes de couplage du réseau de couplage (appelée « pic lambda »). En revanche, il est nécessaire de varier cette distance  $\Lambda$  entre chaque créneau le long du cône du réseau, afin de ressortir un profil gaussien de champ optique pour en diminuer les pertes de couplage [II-Halir].

Cette valeur théorique du « pic lambda » a été vérifiée en effectuant un balayage en longueur d'onde sur le réseau, autour de la longueur d'onde recherchée de 1310 nm (Fig. II.1.12).



Figure II.1.12 – Dépendance en longueur d'onde des pertes d'insertions du réseau de couplage 1310 nm en technologie PI25G

Sur ce réseau de couplage étudié ici, la valeur de longueur d'onde optimale est de 1308 nm. Une déviation standard de  $\pm 2.5$  nm du « pic lambda » est observée entre tous les réseaux de couplage d'une même plaque de silicium.

L'effet de l'angle de la fibre optique pour une longueur d'onde donnée a aussi été étudié afin de vérifier l'importance de cette spécificité lors de la mesure. Pour cela, nous nous sommes placés à une longueur d'onde fixe de 1550 nm et nous avons mesuré les pertes d'insertion d'un réseau 1550 nm pour un angle variant de 8 à 12° (Fig. II.1.13).



Fig II.1.13 – Effet de l'angle de la fibre optique par rapport à la normale sur les pertes d'insertions du réseau de couplage 1550 nm en technologie PIC25G

On peut ainsi constater que pour une longueur d'onde de 1550 nm, l'angle optimal de la fibre est de 10° pour ce réseau étudié. En revanche, dans le cas de réseau de couplage 1310 nm, l'angle idéal est de 8°, tel que explicité dans le cahier des charges de la technologie. Cela serait principalement dû au fait que les réseaux de couplage 1550 nm ont été dessinés afin d'avoir un maximum d'absorption pour un angle de 8°, mais aucun balayage en longueur d'onde n'a pu être réalisé pour vérifier que le « pic lambda » se trouve à 1550 nm. Ainsi, en fixant la longueur d'onde à 1550 nm, il est nécessaire de rattraper cet écart en changeant l'angle de la fibre.

Les performances des SPGC de la technologie PIC25G de STMicroelectronics sont à l'état de l'art avec des valeurs médianes de 2.15 dB de pertes à 1310 nm de longueur d'onde, et 1.9 dB à 1550 nm. La déviation standard des pertes de couplage des réseaux sur une même plaque de silicium est de  $\pm$  0.14 dB. La variation de la longueur d'onde correspondant au pic d'absorption est, elle, de 5 nm.

#### II.1.3 - Description de la photodiode Germanium

Le dispositif principal étudié dans cette thèse est la photodiode PIN en Germanium-sur-Silicium, dont la fonction est de convertir un signal lumineux en un signal électrique. Pour cela, le signal optique à convertir est couplé dans le circuit optique sur silicium grâce au réseau de couplage et amené jusqu'à la photodiode le long d'un guide d'onde (la structure de test sera étudiée plus en détail en section II.2). Deux configurations peuvent être envisagées concernant la co-intégration du guide d'onde et du photodétecteur, afin que celui-ci absorbe le signal optique avec un minimum de pertes : le couplage vertical, et le couplage en bout [II-Halbwax] (Fig. II.1.14).



Figure II.1.14 – Intégration en couplage vertical (a) et en couplage en bout (b) du photodétecteur SiGe

Le couplage en bout permet d'absorber la totalité du signal optique sur une distance plus courte que pour le couplage vertical, comme le montre les simulations FDTD 3D effectuées par M. Halbwax *et al.* (Figures II.1.15 et II.1.16). On peut en effet remarquer que la totalité de l'onde optique est absorbée pour une longueur de 11  $\mu$ m dans le cas du couplage vertical, pour seulement 5  $\mu$ m dans le cas du couplage en bout.



Direction de propagation (µm)

Figure II.1.15 – Simulation FDTD 3D d'un couplage vertical avec un guide en arête à la longueur d'onde  $\lambda$ =1.3 µm [II-Halbwax]



Figure II.1.16 – Simulation FDTD 3D d'un couplage en bout avec un guide en arête à la longueur d'onde  $\lambda$ =1.3 µm [II-Halbwax]

Le couplage vertical repose sur le fait que la lumière peut être couplée facilement d'un matériau d'indice plus faible (i.e. le Silicium d'indice n = 3.5) vers un matériau d'indice plus élevé (i.e. le Germanium d'indice  $n \approx 4.3$ ). En revanche, comme le couplage en bout couple directement la lumière dans le germanium, son taux d'absorption par unité de longueur est plus grand. Cependant, ce mode est plus sensible aux erreurs de fabrication, car les pertes sont directement liées à l'imperfection de la surface de contact entre Silicium et Germanium [II-Vivien]. C'est pourquoi la technologie PIC25G utilise le couplage vertical pour diminuer au maximum les pertes d'absorption de la photodiode et ainsi maximiser sa sensibilité.

Si l'interface Ge-Si s'est révélée complexe aux débuts des technologies photoniques, de nombreuses techniques d'épitaxies ont permis d'avoir des performances tout à fait acceptables de nos jours [II-Ang], [II-Masini], [II-Wang].

Par ailleurs, il existe deux principales géométries de photodétecteurs en Germanium sur substrat SOI : la configuration PIN verticale (VPD) et horizontale (LPD) (Figure II.1.17).



Figure II.1.17 – Schéma et photographie par MEB d'une photodiode Germanium PIN à configuration verticale (a) et horizontale (b) [II-Ang].

Le principal désavantage d'une photodiode verticale est le compromis à faire entre son efficacité et sa fréquence de coupure [II-Kato]. En effet, sa fréquence de coupure est inversement proportionnelle à la hauteur t<sub>i</sub>-Ge de la zone intrinsèque, car le temps de transit des électrons et des trous photogénérés vers les zones dopées n et p doit être le plus court possible (voir section II.3). En revanche, son efficacité est directement liée à cette même hauteur de zone, qui doit être suffisante pour absorber toute la lumière. Ce compromis entre grande efficacité et haute fréquence de coupure est surmonté dans le cas de la photodiode horizontale, car la première est liée à la hauteur t<sub>Ge</sub> et la deuxième à la largeur W<sub>i</sub>-Ge entre les zones p et n. Ces deux largeurs pouvant être dimensionnées indépendamment l'une de l'autre, on peut atteindre les performances souhaitées avec cette géométrie. En revanche, sa réalisation plus complexe explique pourquoi la géométrie verticale lui a d'abord été préférée dans la littérature.

Le type de photodiode utilisé par la technologie PIC25G est le photodétecteur PIN en configuration horizontale (Fig. II.1.18), constitué d'une zone dopée N+ (n-Ge), d'une zone intrinsèque (i-Ge) et d'une zone dopée P+ (p-Ge). La zone de germanium intrinsèque est déposée au-dessus d'un guide d'onde silicium en arête par épitaxie sélective. L'implantation de phosphore et de bore dans un second temps permet de doper respectivement les côtés N et P. Enfin, les contacts métalliques sont déposés au-dessus des zones dopées et du silicium, pour la prise de contact avec les autres éléments électriques.



Figure II.1.18 - Schéma en vue 3D (a) et vue en coupe par MEB (b) d'une photodiode PIC25G

La largeur de la zone intrinsèque de germanium (i-Ge =  $W_{ph}$ ) est un élément d'étude car elle aura une influence importante sur différents paramètres. Elle sera étudiée plus en détail en section II.3.

La figure II.1.19a représente une vue en coupe au microscope électronique à balayage de cette photodiode GeHSPD, et la figure II.1.19b une vue de dessus. Les contacts sont situés au niveau des zones dopées de la photodiode PIN. On peut également observer une zone d'élargissement du guide d'onde au niveau de la jonction avec la photodiode, pour permettre d'égaliser la largeur de la zone intrinsèque de la photodiode PIN, afin d'en maximiser l'absorption.



Figure II-1.19 - Vue MEB en coupe (a) et de dessus (b) d'une photodiode PIC25G

Un faible courant d'obscurité de 100 nA est obtenu pour ces photodiodes PIC25G, avec une sensibilité de 0.85 A/W et une bande passante de 20 GHz, pour une polarisation inverse de -1V. La sensibilité de la photodiode est le rapport entre le photocourant obtenu et la puissance optique injectée à son entrée. Ces grandeurs seront plus amplement détaillées en section II.3.

#### II.2 - Structure de test pour la caractérisation DC et RF de la photodiode

Afin de caractériser la photodiode à la fois en DC et en RF pour une future utilisation en tant que source de bruit, il est nécessaire de concevoir une structure de test complète sur silicium. Cette structure de test, du fait de la nature optoélectronique de la photodiode,

possède une entrée optique uniquement composée de composants passifs optiques, et une sortie RF uniquement composée de composants passifs RF.

Une photographie de la structure de test de la photodiode est visible sur la Figure II.2.1.



Figure II.2.1 – Photographie de la structure de test de la photodiode.

On y retrouve le réseau de couplage en entrée, qui injecte dans le silicium le signal optique d'une longueur d'onde parmi 1310, 1490 et 1550 nm. Le signal est amené jusqu'à la photodiode à l'aide d'un guide d'onde monomode de largeur 0.32 à 1310nm et 0.36  $\mu$ m à 1550 nm. Différentes géométries de photodiodes ont été étudiées, avec des largeurs de zones intrinsèques (W<sub>ph</sub>) variant de 0.4 à 0.8  $\mu$ m et toutes une longueur de 14,4  $\mu$ m ; les contacts coté P sont reliés au plot signal (S), et les contacts coté N reliés au plan de masse (G).

Afin de maximiser l'absorption du signal optique par la photodiode et sa fréquence de coupure, il est nécessaire d'avoir une largeur du guide d'onde situé en dessous supérieure à la largeur de la zone intrinsèque. C'est pourquoi des transitions optiques trapézoïdales (*taper*) ont été rajoutées entre le guide d'onde et la photodiode, pour augmenter la surface de propagation du signal optique et répondre au critère de performance précédemment cité (Fig. II.2.2). Ceux-ci ont des pertes de propagation d'environ 0.01 dB, autrement dit négligeables vis-à-vis des pertes du réseau de couplage.



Figure II.2.2 – Schéma du *taper* utilisé pour la transition du guide d'onde monomode 1550 nm vers la photodiode

Après son passage sous la photodiode, le guide d'onde est relié à une terminaison optique (*term*) permettant d'absorber le signal optique restant, qui n'aurait pas été absorbé (Fig. II.2.3). Il est en général très faible, mais il est nécessaire de l'absorber dans le cas où la photodiode est saturée et qu'elle ne peut plus convertir tout le flux optique entrant.



Figure II.2.3 – Schéma de la terminaison optique utilisée en fin de guide.

Les contacts descendants du côté P de la photodiode sont reliés à une ligne de transmission électrique microruban de 50  $\Omega$  jusqu'au plot signal du pad GSG. Ceux côté N sont reliés au plan de masse afin de permettre la circulation du courant dans le composant. Le signal circule le long de la ligne AP sans avoir d'effet parasite du plan de masse M1 (Fig. II.2.4), séparées par 4.45 µm de diélectrique. Le plan de masse autour de la ligne microruban est situé à 22 µm de la ligne centrale, afin de ne pas changer les propriétés électromagnétiques de la ligne microruban (qui se comporterait alors comme une ligne coplanaire).



Figure II.2.4 - Schéma d'une ligne microruban en technologie PIC25G avec 4 niveaux de métallisation

La largeur de la ligne signal est de 6  $\mu$ m pour une ligne microruban 50  $\Omega$  en technologie PIC25G, séparé de 22  $\mu$ m du plan de masse. Le caractère 50  $\Omega$  est relatif à l'impédance caractéristique Z<sub>c</sub> calculée à partir de la formule Eq. II.2.1 :

$$Z_{c} = Z_{0} \cdot \sqrt{\frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{21} \cdot S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{21} \cdot S_{12}}} \quad \text{où } Z_{0} = 50 \ \Omega.$$
 [Eq. II.2.1]

Dans le cas d'une ligne de transmission, sa parfaite symétrie permet de simplifier l'équation avec les relations suivantes :  $S_{11} = S_{22}$  et  $S_{12} = S_{21}$ . L'impédance caractéristique de la ligne microruban schématisée sur la figure II.2.4 est reportée sur la figure II.2.5.a, pour une fréquence comprise entre 110 et 220 GHz. Cette impédance Z<sub>c</sub> vient du modèle de cette ligne microruban par le logiciel de simulation électromagnétique HFSS.

Les pertes par millimètre de cette ligne sont aussi données (Fig. II.2.5.b) entre 110 et 220 GHz, à l'aide du même modèle.



Figure II.2.5 – Simulation de l'impédance caractéristique Z<sub>c</sub> (a) et pertes (b) de la ligne microruban en technologie PIC25G

On retrouve bien une impédance caractéristique proche de 50  $\Omega$  jusque 220 GHz, avec des pertes relativement importantes à ces fréquences-là, entre 3 et 5 dB/mm.

La figure II.2.6 est une photographie de la photodiode (au centre) reliée à un guide d'onde s'élargissant au niveau des zones P et N (taper). A gauche, le guide d'onde s'incurve vers le réseau de couplage. A droite, le guide d'onde est relié à un term pour collecter la lumière résiduelle.



Figure II.2.6 – Photographie de la structure de test avoisinant la photodiode.

En haut de la photographie, la ligne de métallisation (niveau M4) est relié à la zone dopée P du photodétecteur, et part vers le plot signal du pad RF GSG (Ground-Signal-Ground), visible sur la figure II.2.1.

#### II.3 - Principes physiques de la photodiode : ses grandeurs caractéristiques

Du fait des fréquences électriques élevées des caractérisations de cette structure de test, toutes les mesures qui vont suivre ont été faites à la centrale de caractérisation électrique du laboratoire de l'IEMN. En effet, les mesures électro-optiques de STMicroelectronics sont limitées à 67 GHz, et les mesures de paramètres S à 110 GHz (cf. section II.4). En revanche, l'IEMN possédant des sources optiques à 1550 nm, l'ensemble des caractérisations optoélectroniques ont donc été faites à 1550 nm.

#### II.3.1 - Génération du courant photonique et courant d'obscurité

Le guide optique en dessous de la photodiode lui achemine le signal optique, qui est alors absorbé dans la zone intrinsèque. Si on considère le modèle corpusculaire de la lumière, les photons absorbés créent une réaction dans le semi-conducteur. En effet, quand un photon arrivant possède une énergie supérieure à la bande interdite du semi-conducteur, il ionise un atome et crée ainsi une paire électron-trou : un électron dans la bande de conduction et un trou dans la bande de valence. En principe, chaque photon absorbé contribue à la création d'un électron dans le photocourant. En réalité, le taux de conversion est légèrement inférieur à 100%.

La photodiode PIN possédant une zone où la densité de trous est importante (dopée P) et, à l'opposé, une zone où la densité d'électrons est importante (dopée N), il y aura alors formation d'un dipôle, donc d'un champ électrique E (Fig. II.3.1). Ce champ agira sur la paire électrontrou créée, en attirant les électrons du côté N et les trous du côté P, formant ainsi le photocourant. De plus, une polarisation inverse appliquée sur la photodiode augmentera l'effet du champ électrique, accélérant ainsi le processus de transit à travers la zone intrinsèque. La polarisation inverse permet en effet aux porteurs de charges minoritaires de circuler.



Figure II.3.1 - Schéma de principe de la génération de paires électron-trou

La vitesse des porteurs de charge à travers la zone de déplétion est appelée vitesse de dérive, et est proportionnelle au champ électrique et à la polarisation jusqu'à ce que la vitesse de saturation soit atteinte (lié au matériau semi-conducteur). Cette vitesse de saturation est la raison pour laquelle on ne peut pas améliorer la vitesse de transport, donc la fréquence de coupure, en augmentant indéfiniment la polarisation de la photodiode.

Le courant d'obscurité, comme son nom l'indique, correspond au courant produit par la photodiode quand elle n'est pas éclairée. En polarisation inverse, il s'agit d'un courant de fuite dû aux porteurs minoritaires, alors qu'en polarisation directe, on retrouve le flux de courant des porteurs majoritaires. Sans éclairement, on retrouve simplement le comportement classique d'une diode PN. Le courant d'obscurité est un critère de mérite à prendre en compte lors de la caractérisation d'une photodiode et doit être le plus faible possible, pour éviter tout bruit parasite qui dégraderait le signal.

La polarisation de la photodiode, appelée  $V_{ph}$  dans le reste du manuscrit, correspond à une tension  $V_{PN}$ : quand la tension est négative, c'est une polarisation en inverse, et quand la tension est positive, cela correspond à une polarisation en direct.

Quand la photodiode est éclairée, son courant en inverse augmente proportionnellement avec la puissance optique qui lui est appliquée (Fig. II.3.2). En direct, cependant, on ne voit aucun effet de la puissance optique car le courant photogénéré est un flux de charge minoritaire qui est négligeable devant le flux de porteurs de charge majoritaire de la diode.



Figure II.3.2 – Courbe de courant photonique et courant d'obscurité en fonction de la polarisation DC d'une GeHSPD PIC25G 0.4x14.4 µm à 1550 nm pour différentes puissances optiques (Obscurité, 7,5 dBm, 8,5 dBm et 9,5 dBm)

Les valeurs de puissances optiques données ici sont celles en sortie de la fibre optique, arrivant sur le réseau de couplage (cf. section III.1.2). Le courant d'obscurité est bien en dessous de 1  $\mu$ A, ce qui est conforme aux spécifications de cette technologie (<100nA à -1V). On peut remarquer un effet de vibrations sur les mesures sous éclairement qui n'apparaissent pas lors de la mesure sous obscurité. Celles-ci viennent de la fluctuation de la position de la fibre au-dessus du réseau de couplage; environ 1 cm se trouve en dehors du support de fibre et est particulièrement sensible au flux d'air présent dans la salle.

Suite à la mesure du photocourant émis par la photodiode, une grandeur caractéristique est utilisée pour décrire ses performances : la photo-réponse (ou sensibilité). Celle-ci se définit comme le rapport entre le photocourant émis et la puissance optique incidente, et s'exprime en A/W (Eq. II.3.1).

$$R(V_{ph}) = \frac{I_{ph}(V_{ph})}{P_{opt}}$$
[Eq. II.3.1]

Une mesure de sensibilité à 1310 nm effectuée sur la photodiode GeHSPD 0,7x14,4  $\mu$ m est visible sur la figure II.3.3 ci-dessous. Une sensibilité de 1 A/W correspond à une conversion totale du signal optique reçu par la photodiode en un signal électrique : 1 photon absorbé génèrera un électron. On remarque qu'au-delà d'une certaine tension en inverse V<sub>ph</sub> = -2 V, la sensibilité est supérieure à 1. Il s'agit du phénomène d'avalanche, qui apparait lorsque la photodiode est soumise à un trop fort potentiel électrique. Afin de limiter ce phénomène pour garder le caractère linéaire de la génération de photocourant avec la puissance optique, la photodiode ne sera jamais soumise à une tension inférieure à -2 V.



Figure II.3.3 – Mesure de sensibilité de la GeHSPD 0,7x14,4 µm à 1310 nm.

L'effet de la largeur intrinsèque de la photodiode ( $W_{ph}$ ) a été particulièrement étudié tout au long de cette thèse, car il a un impact important sur les performances des photodétecteurs. La courbe Fig. II.3.4 reporte l'impact de 5 largeurs différentes (de 0.4 à 0.8 µm), pour une longueur fixe de 14.4 µm, sur le photocourant délivré.



Fig II.3.4 – Effet de la largeur intrinsèque (0.4 à 0.8 µm) de la photodiode sur le photocourant en fonction de la polarisation DC.

On peut remarquer que le photocourant est proportionnel à la largeur de la photodiode, variant de -2,7 à -3,7 mA pour une polarisation de -2 V. La zone d'absorption au-dessus du guide d'onde étant plus large, plus de signal optique est absorbé, donc plus il y aura d'électrons photogénérés.

#### II.3.2 – Fréquence de coupure et mesure de la bande passante

Physiquement, cette fréquence de coupure est déterminée par un temps de réponse intrinsèque, et un temps de réponse extrinsèque. La vitesse de réponse intrinsèque est déterminée par deux facteurs : le temps de diffusion et le temps de dérive des porteurs de charges minoritaires. Le temps de diffusion correspond au temps requis par les porteurs de charges minoritaires pour être collectés au niveau des zones dopées depuis leur zone de photogénération. Le temps de dérive quant à lui correspond au temps mis pour s'échapper de ces zones de déplétion.

A cela s'ajoute le temps de réponse extrinsèque, qui est influencé par le couplage électrique entre la photodiode et le routage électrique externe. Ce temps de réponse peut être déterminé par la résistance et la capacité équivalente de la photodiode. La fréquence de coupure à -3dB de la photodiode sera constitué de ces trois de réponses.

Au-delà de cette valeur de -3dB, si la fréquence de battement du signal est supérieure à la fréquence de transit des électrons, on observera une perte du signal photogénéré.

Electriquement, la fréquence de coupure correspond à la fréquence électrique de sortie de la photodiode à laquelle on observe une perte de 3 dB vis-à-vis du signal basse fréquence. En dessous de cette fréquence de coupure, la sensibilité de la photodiode est sensiblement constante et on observera un taux de conversion optoélectrique invariable. Cette valeur diminuera ensuite sensiblement jusqu'à la fréquence de coupure, où le signal électrique aura perdu la moitié de sa puissance (-3 dB), et continuera de décroitre ensuite (Fig. II.3.5). Cette fréquence de coupure pour les photodiodes PIC25G se trouve à 20 GHz en moyenne.



Fig II.3.5 – Sensibilité en fonction de la fréquence à -1.6 V de polarisation et coupure à -3dB pour deux largeurs intrinsèques différentes (0.6 et 0.7 µm).

La courbe ci-dessus est une mesure de sensibilité relative en fonction de la fréquence permettant de déterminer la fréquence de coupure de deux GeHSPD de largeurs intrinsèques différentes pour une polarisation DC de -1.6 V. A cette polarisation, ces deux photodiodes de 0.6 et 0.7  $\mu$ m de large ont une fréquence de coupure de 26 et 24 GHz, respectivement.

Cette diminution de la fréquence de coupure quand  $W_{ph}$  augmente s'explique par le fait que les porteurs de charges minoritaires auront plus de distance à parcourir pour rejoindre les zones de déplétion quand la zone intrinsèque est plus large. Le temps de transit augmentant, la photodiode sera donc moins rapide.

#### II.4 – Mesures petit signal et modélisation en paramètres S

Afin de modéliser en fréquence la photodiode, une caractérisation de type paramètre S (petit signal) est nécessaire. Celle-ci permet d'extraire les composantes du schéma équivalent de ce composant et d'en déduire en particulier son impédance de sortie.

#### II.4.1 – Caractérisation petit signal

De façon générale, un dispositif micro-onde linéaire, excité par un signal sinusoïdal à une fréquence fixée, réagit en réfléchissant une partie de ce signal et en en transmettant une autre partie. On peut ainsi décrire ce système multiport par la mesure de son coefficient de réflexion et de son coefficient de transmission par port, ceux-ci dépendants de la fréquence du signal considéré. Les paramètres S (de l'anglais Scattering parameters) permettent de décrire les différents coefficients de réflexion et de transmission d'un dipôle, d'un quadripôle ou même d'un multipôle.

Ainsi, dans le cas d'un quadripôle, les quatre paramètres S représentés sur la figure II.4.1 représentent les coefficients de réflexion sur chacun des ports 1 et 2 ainsi que les coefficients de transmission du port 1 vers le port 2 et réciproquement.



Figure II.4.1 – Schéma représentatif des paramètres S d'un quadripôle.

La caractérisation en paramètre S d'un dispositif sous test (DST) se fait à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau (VNA pour Vector Network Analyzer) qui mesure leurs amplitude et phase. Il est constitué de plusieurs éléments permettant la mesure à la fois en réflexion et en transmission [II-Anritsu], [II-Agilent1], [II-Rohde&Schwarz]. Il existe des VNA fonctionnant « en bande de fréquence de base » (jusque 67 GHz) et des VNA utilisant des têtes d'extension de fréquence afin d'atteindre des fréquences jusque 1.05 THz [II-Agilent2].

Un schéma de principe d'une mesure de paramètre S en hyperfréquence est représenté Fig. II.4.2. On y trouve notamment le VNA avec ses deux voies d'accès vers les têtes millimétriques, dans le cas d'une mesure 2 ports.



Figure II.4.2 – Schéma de principe d'une mesure de paramètre S hyperfréquence

Plusieurs bancs de mesure sont nécessaires afin de caractériser les composants en paramètre S sur une large bande de fréquence. A l'IEMN, il existe trois bancs couvrant trois bandes de fréquence différentes : la bande W (75 – 110 GHz), la bande G (140 – 220 GHz) et la bande J (220 – 325 GHz). Le banc bande W utilise un analyseur de réseau 8510C d'Agilent, tandis que les bandes G et J utilisent des ZVA-24 de Rohde&Schwarz. Une photographie du banc de mesure de paramètre S bande G de l'IEMN est visible sur la figure II.4.3.



Figure II.4.3 – Banc de mesure de paramètres S 140 – 220 GHz de l'IEMN

Le composant sous test est posé entre les deux sondes millimétriques de mesure, après avoir effectué un calibrage précis du système dans les plans AA' (cf. Fig. II.4.2). En effet, ce dernier présente un certain nombre d'imperfections systématiques (venant des appareils de mesures, des câbles, des sondes, etc.) et dont il est nécessaire de s'affranchir avant de faire la mesure du DST. Il existe différentes méthodes de calibrage (SOLT, TRL, LRM...) qui permettent de corriger ces erreurs à l'aide d'étalons de calibrage [II-Tiemeijer], [II-Cho] fournis sur un substrat de calibration par le fabricant de sondes. Ces étapes de corrections sont nécessaires avant toute mesure effectuée par le VNA, car elles permettent de définir le

plan de référence du système de mesure en sortie des pointes millimétriques. Les mesures de paramètre S faites par le VNA seront donc données dans ce plan.

Il est important de noter que le calibrage effectué à un instant t ne sera plus pertinent quelques temps après, car il aura été fait dans des conditions environnementales et mécaniques particulières. Après quelques temps, ces facteurs se modifient et entrainent une dérive du système par rapport à son état initial, rendant le calibrage obsolète. Cette modification est d'autant plus perceptible lorsque la fréquence augmente [II-Poulain].

#### II.4.2 – Impédance de la photodiode en obscurité

L'impédance de la photodiode est directement liée à la mesure de ses paramètres S. Dans le cas de notre structure de test décrite en section II.2, la photodiode ne possède qu'un seul port de sortie, relié à sa zone dopée P, tandis que sa zone dopée N est reliée au plan de masse. Il n'est alors possible de mesurer que son  $S_{11}$ , c'est-à-dire une mesure en réflexion uniquement (Fig. II.4.4).



Figure II.4.4 - Schéma de mesure en réflexion de la photodiode

Une autre structure de test a également été étudiée, afin de pouvoir analyser en 2 ports la photodiode (Fig. II.4.5). Le plot GSGSG utilisé possède deux plots signaux, l'un relié à la zone dopée P de la photodiode, l'autre à sa zone dopée N. Cela permet notamment d'observer un effet de substrat sur notre dispositif, car celui-ci n'est pas court-circuité à la masse comme dans le cas d'une mesure un port.



Figure II.4.5 – Structure de Test 2 ports d'une photodiode GeHSPD 0.6x14.4 µm.



Figure II.4.6 – Schéma de mesure 2 ports de la photodiode

Dans un premier temps, la mesure de paramètres S de la photodiode a été faite sous obscurité, par simplification du système de test. Dans un second temps, le VNA a été associé à un banc optique afin de pouvoir mesurer les paramètres S de la photodiode sous éclairement, et d'étudier l'effet de la photogénération de signal sur son impédance. Le banc optique sera présenté en section III.1.1.

#### II.4.2.1 – Modèle 1 port

La mesure de paramètre S de la structure de test 1 port permet de connaître l'impédance de sortie de la photodiode, qui sera vue par les composants qui lui sont connectés dans le circuit.

Tout d'abord, à partir des mesures brutes de paramètre S de la photodiode, il est nécessaire d'effectuer un de-embedding (épluchage) afin de connaître l'impédance de la photodiode seule, en s'affranchissant des effets du pad RF. Pour cela, une mesure d'un pad seul (Open) et d'un pad en court-circuit (Short) a été réalisée.

La correction en circuit ouvert (de-embedding open) a été introduite en 1987 par VanWijnen et al. [II-VanWijnen] pour les mesures allant jusque 50 GHz. La contribution des plots RF est essentiellement capacitive, et représente une valeur autour de quelques dizaines de fF. Cette valeur dépend fortement du BEOL, car elle est directement liée à l'épaisseur des niveaux de diélectriques et de métaux utilisés pour le pad signal. On peut observer sur la figure II.4.7 l'influence du pad sur la mesure de la photodiode, avec en rouge la courbe de mesure (i.e. structure de test) et en bleu la mesure de-embeddée (i.e. photodiode seule).



freq (1.000GHz to 67.00GHz)

Figure II.4.7 – Représentation du S<sub>11</sub> de la photodiode avant (rouge) et après (bleu) de-embedding du pad sur l'abaque de Smith, pour -2V de tension V<sub>ph</sub> et sous obscurité.

Le modèle électrique utilisé pour décrire le comportement haute-fréquence de la photodiode est un schéma très simple RLC série (Fig. II.4.8) qui prend en compte les parties résistives, inductives et capacitives des interconnections et des changements de dopage du germanium (entre les zones p, i et n). Le côté dopé n est relié à la masse, et le côté dopé p est relié au plot signal du pad GSG.

La capacité équivalente s'extrait à partir des mesures « basses fréquences » de la partie imaginaire du  $Z_{11}$ , tandis que l'inductance équivalente s'extrait des mesures « hautes fréquences ».



Figure II.4.8 – Schéma en coupe et contributions résistives, inductives et capacitives lors d'une mesure un port de la photodiode

Il est important de noter qu'il existe un effet de la polarisation DC sur les paramètres S de la photodiode (Figures II.4.9a et II.4.9b). La résistance et la capacité de la photodiode sont directement liées à la densité des porteurs de charges dans chaque zone et par conséquent dépendantes de la tension de polarisation.



Figure II.4.9 – Effet de la polarisation DC sur la partie réelle (a) et partie imaginaire (b) de l'impédance de la photodiode de 1 à 67 GHz (6 points de polarisation de 0 à -2 V)

On remarque à partir de ces mesures que l'effet de la polarisation est très fort entre 0 et -0.4 V et diminue de plus en plus avec la polarisation jusqu'à un effet minime au-delà de -2V. Cette dépendance en tension de l'impédance se situe au niveau de la diode PIN, et n'est pas liée aux niveaux d'interconnections. Ainsi, la dépendance de la partie imaginaire est directement liée à la dépendance de la capacité équivalente C<sub>eq</sub>, L<sub>eq</sub> ne variant pas.

La résistance équivalente de la photodiode se situe entre 200 et 250  $\Omega$  au-delà de 40 GHz et la capacité équivalente entre 5 et 10 fF. La variation de la résistance et de la capacité équivalente en fonction de la polarisation DC a été tracée sur la figure II.4.10.



Figure II.4.10 – Variation de la partie réelle (a) et imaginaire (b) de l'impédance de la photodiode à une fréquence de 45 GHz.

La valeur de résistance correspondant aux mesures varie entre 215 et 271  $\Omega$  de 0 à -2V et la valeur de capacité entre 7.5 et 4.4 fF de 0 à -2 V (Tableau. II.4.1).

Tension de polarisation $V_{ph}$	$R_{eq}$	$C_{eq}$	$L_{eq}$
0 V	215 Ω	7.5 fF	100 pH
-1 V	256 Ω	5.2 fF	100 pH
-2 V	271 Ω	4.4 fF	100 pH

 $\label{eq:constraint} \begin{array}{l} \mbox{Tableau II.4.1-Tableau de valeur de $R_{eq}$ et $C_{eq}$ et $L_{eq}$ pour le modèle équivalent de la photodiode pour 3 $$ polarisations différentes $$ \end{array}$ 

A l'aide de ce tableau de valeur, nous avons pu comparer la mesure de l'impédance de la photodiode avec ce modèle (Fig. II.4.11).



Figure II.4.11 – Différences entre mesure et simulation sur la partie réelle (a) et partie imaginaire (b) de l'impédance Z<sub>11</sub> de la photodiode pour différentes polarisations DC

Comme on peut le constater sur la figure II.4.11, les valeurs de  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$  et  $C_{eq}$  extraites pour chacun des points de polarisation permettent de modéliser correctement l'impédance  $Z_{11}$  de la photodiode à haute fréquence. La photodiode n'étant pas utilisée pour des applications inférieures à 40 GHz, la différence entre mesure et simulation à ces fréquences sur la partie réelle (donc sur la résistance équivalente) n'est pas un problème.

C'est ce modèle qui sera utilisé par la suite lors des études d'adaptation de l'impédance de sortie de la photodiode au circuit qui lui est connecté (cf. chapitre IV).

#### II.4.2.2 – Modèle 2 ports

La mesure 2 ports nécessite l'utilisation d'une sonde différentielle GSGSG. Les mesures ont été dé-embeddées du pad et des accès, permettant un modèle dans le plan des contacts de la photodiode.

Afin d'extraire un modèle des mesures, un schéma équivalent de la photodiode est proposé Fig. II.4.12, comprenant notamment l'influence des résistances et capacités du substrat.



Figure II.4.12 – Schéma de coupe de la photodiode et mise en évidence des différentes influences résistives, inductives et capacitives.

Sur le schéma en coupe ci-dessus, on retrouve la photodiode PIN qui repose sur un guide d'onde silicium en arête. Les premiers lots de la technologie PIC25G ont été faits sur un substrat haute-résistivité (SiHR) qui est séparé du guide d'onde par une couche d'oxyde (BOX). Les couches qui relient le silicium hautement résistif aux prises substrat sont en OPWell, un substrat dopé P, et sont isolées du guide et de la photodiode par un isolant STI.

Le schéma électrique équivalent est proposé Fig. II.4.13, avec une modélisation fine des éléments du substrat permettant une meilleure modélisation 2 ports de la photodiode.



Figure II.4.13 – Schéma électrique équivalent de la photodiode en 2 ports

Entre les deux prises de contact de chaque côté du schéma équivalent, on retrouve le schéma électrique un port  $R_{eq}$ ,  $L_{eq}$  et  $C_{eq}$ . Le contact avec le guide Si étant distribué tout le long de la photodiode PIN, ce schéma RLC équivalent a été séparé en deux.

Sur le schéma électrique équivalent  $C_1$  représente la capacité parasite de couplage entre les deux niveaux d'interconnections.  $R_3$  correspond à la partie résistive du guide d'onde et  $C_3$  au changement Si/BOX/Si en dessous. Le couple  $R_4//C_4$  correspond au substrat hautement résistif et  $R_5$ ,  $C_5$  représentent le chemin jusqu'aux prises de masse de chaque côté de la photodiode.

La schématisation de ces différentes contributions permet de se ramener à un schéma équivalent avec 3 parties distinctes (Fig. II.4.14) :



Figure II.4.14 - Schéma équivalent de la photodiode représenté en impédances

Les calculs permettant d'extraire chacune des 3 impédances en fonction des 4 paramètres Z de mesures sont présentés en annexe I. Le schéma étant symétrique, on a la relation  $Z_{11}$  =
$Z_{22}$  et  $Z_{12} = Z_{21}$ . La valeur de  $Z_2$  peut être déterminée car elle représente la capacité parasite entre les interconnections, et permet de simplifier grandement les équations. Elle a été évaluée à 2 fF environ. On en déduit alors  $Z_1$  et  $Z_3$  en fonction de  $Z_2$ ,  $Z_{21}$  et  $Z_{22}$ .

$$Z_1 = \frac{Z_2(Z_{22} - Z_{21})}{[Z_2 - 2(Z_{22} - Z_{21})]}$$
 [Eq. II.4.1]

$$Z_3 = Z_{21} - \frac{(Z_{22} - Z_{21})^2}{[Z_2 - 2(Z_{22} - Z_{21})]}$$
[Eq. II.4.2]

Ces équations ont permis de valider le modèle 1 port de la GeHSPD, dont les valeurs de  $R_{eq}$ ,  $C_{eq}$  et  $L_{eq}$  correspondaient aux impédances  $Z_1$  du schéma Fig. II.4.15.

A partir de ces équations, les résistances équivalentes se déduisent de la partie réelle et les impédances et capacités de la partie imaginaire des impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$ . Les valeurs sont données dans le tableau II.4.2. Ces paramètres sont indépendants de la polarisation DC, cette dépendance étant déjà prise en compte par les paramètres  $R_{eq}$ ,  $C_{eq}$  de la photodiode.

R3 = 100 Ω	$R4 = 20 k\Omega$	$R5 = 50 \Omega$	
C1 = 2  fF	C3 = 80 fF	C4 = 1.1 fF	C5 = 80 fF

Tableau II.4.2 - Tableau de valeurs des résistances, inductances et capacités du schéma équivalent

Les Figures II.4.15a à d permettent la comparaison entre modèle et simulation de 1 à 67 GHz. Les courbes représentées sont la partie réelle et imaginaire de l'impédance en réflexion  $(Z_{11})$  et en transmission  $(Z_{12})$  pour différentes tensions de polarisation.



 $\label{eq:Figure II.4.15-Différences entre mesure et simulation sur la partie réelle et la partie imaginaire de Z_{11} et Z_{12} \\ pour différentes tension de polarisation (de 0 à -2V) \\ \end{array}$ 

Comme on peut le constater sur les 4 différentes courbes ci-dessus, les simulations du modèle sont relativement proches des mesures et prennent bien en compte la dépendance en

tension. De plus, en connectant à la masse le port de sortie du modèle, on retrouve bien le modèle 1 port de la photodiode. La valeur de R4 est très forte, mais elle représente le passage dans le silicium hautement résistif sur une longueur assez grande.

Il est important de noter que ces mesures ne peuvent aller au-delà de 67 GHz, car il s'agit des limites des sondes GSGSG disponibles.

Après avoir étudié l'impédance de la photodiode en détail sous obscurité, il est important de regarder si elle change quand on lui injecte un signal optique.

#### II.4.3 - Impédance de la photodiode sous éclairement

Cette mesure a été faite uniquement sur une photodiode 1 port et dans la bande W 75 – 110 GHz. Il a été nécessaire de mettre en place le VNA sur le banc optique afin de pouvoir éclairer la photodiode à l'aide d'un signal optique. Le banc optique sera présenté plus en détail dans la section III.1.1, mais il est important de noter que le signal optique a été émis par un EDFA seul, qui est une source optique large bande à 1550 nm. Dans le cas d'une mesure petit signal, le VNA injecte un signal fréquentiel dans le dispositif sous test afin de récupérer son signal en réflexion (mesure 1 port). Il est donc important de ne pas travailler en battement (avec deux longueurs d'ondes différentes qui créeraient un photocourant de fréquence fixe en plus du DC) afin de ne pas perturber la mesure du VNA.

La mesure a été faite en bande W (75 - 110 GHz) et pour cette étude relative les mesures ne sont pas dé-embeddées. La mesure de paramètres S sous éclairement à 0V de tension et pour différentes puissances optique d'entrée a été représentée sur l'abaque de Smith cidessous (Fig. II.4.16).



freq (75.00 GHz to 110.00 GHz)

Figure II.4.16 – Mesure non dé-embeddées du S<sub>11</sub> de la photodiode avec son pad à 0V de tension de polarisation et 4 puissances optiques d'entrée (Obscurité, 7,5 dBm, 8,5 dBm et 9,5 dBm).

On peut déjà voir un effet important de la puissance optique sur le  $S_{11}$  de la photodiode pour une polarisation de 0V. Il est important de noter que cet effet est fortement réduit dès que l'on polarise la photodiode en inverse, et n'est même plus visible pour une tension de polarisation de -2V (Fig. II.4.17).



freq (75.00 GHz to 110.00 GHz)

Figure II.4.17 - Mesure du S<sub>11</sub> de la photodiode avec son pad à -2V de tension de polarisation et 4 puissances optiques d'entrée (Obscurité, 7,5 dBm, 8,5 dBm et 9,5 dBm)

Quelle que soit la puissance optique d'entrée, de -2V à -1V de tension de polarisation, l'impédance de la photodiode peut être considérée avec une variation inférieure à 20 %. A 0V cependant, il serait nécessaire d'apporter une dépendance de cette impédance en fonction de la puissance optique, car on observe une variation de 63 % entre une mesure sous obscurité et à 9,5 dBm de puissance optique. Cependant, dans la suite des travaux, nous utiliserons peu ce point de fonctionnement à 0V sous éclairement en tant que source de bruit, donc la modélisation sous obscurité de l'impédance de la photodiode sera considéré comme suffisante.

Pour conclure, après avoir décrit en détail la technologie et le fonctionnement des différents éléments optiques de la structure de test d'une photodiode Germanium sur Silicium, nous avons étudié sa réponse DC et fréquentielle et mené une analyse petit-signal. Cette dernière a été faite à la fois avec des structures de test 1 port et 2 ports, avec et sans éclairement, et nous a permis de quantifier la forte impédance de cette photodiode. Sa résistance autour de 200  $\Omega$  sera déterminante pour les futures mesures effectuées, particulièrement dans le cas de mesures de bruit (cf. chapitre IV).

A partir de ces connaissances acquises sur le fonctionnement d'une photodiode Germanium-sur-Silicium et de ses particularités à la fois DC et haute fréquence, nous allons nous intéresser à son application très spécifique en tant que source de bruit sub THz. Pour cela, plusieurs bancs optoélectroniques ont été mis en place, dans quatre bandes de fréquence différentes : en dessous de 67 GHz, en bande W de 75 à 110 GHz, en bande G de 140 à 220 GHz et en bande J de 220 à 325 GHz. Nous allons voir plus en détail dans le chapitre suivant la raison de ces choix et la particularité de ces mesures hyperfréquences.

## **Références du chapitre II**

[II-Agilent1] – Agilent Technologies, "Network Analyzer Basics", Application Note No. 5965-7917E, 2004.

[II-Agilent2] – Agilent Technologies, "Agilent PNA-X Series Microwave Network Analyzers", brochure 5990-4592EN, July 9, 2014, pp. 1-38.

[II-Ang] – K.-W. Ang, G.-Q. Lo, D.-L. Kwong, "Germanium Photodetector Technologies for Optical Communication Applications", Semiconductor Technologies, 2009, pp 373-406.

[II-Anritsu] – Anritsu, "Vector Network Analyzer Primer", Application Note No. 11410-00387, 2009.

[II-Bakir] – B. Ben Bakir, A. Descos, N. Olivier, D. Bordel, P. Grosse, E. Augendre, L. Fulbert, J.-M. Fedeli, "Electrically driven hybrid Si/III-V Fabry-Perot lasers based on adiabatic mode transformers", OPTICS EXPRESS Vol. 19, No. 11, pp. 10317-10325 (2011).

[II-Bernabé] - S. Bernabé et al., "Chip-to-chip optical interconnections between stacked selfaligned SOL photonic chips", Optics Express, 20, 7, 2012

[II-Boeuf] – F. Bœuf et al., "A multi-wavelength 3D-compatible Silicon Photonics Platform on 300 mm SOI wafers for 25Gb/s Applications", IEDM 13-353, 2013, pp 13.3.1-13.3.4.

[II-Cho] - H. Cho and D. E. Burk, "A three-step method for the deembedding of high-frequency S-parameter measurements," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 38, no. 6, pp. 1371–1371, Jun. 1991

[II-Dumon] - P. Dumon et al., "Low-loss SOI photonic wires and ring resonators fabricated with deep UV lithography", vol. 16, no. 5, may 2004, pp. 1328-1330.

[II-Galan] – J. V. Galan, P. Sanchis, J. Blasco, J. Marti, "Study of high efficiency grating couplers for silicon-based horizontal slot waveguides", IEEE Photonics Technoloy Letters, vol. 20, no. 12, June 15, 2008, pp 985-987.

[II-Grillot] – F. Grillot, L. Vivien, S. Laval, D. Pascal and E. Cassan, "Size Influence on the Propagation Loss Induced by Sidewall Roughness in ultrasmall SOI Waveguide", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 16, no. 7, July 2004, pp. 1661-1663.

[II-Gunn] – Cary Gunn, "CMOS Photonics<sup>TM</sup> - SOI Learns a new trick", IEEE International SOI Conference, 2005, pp. 7-13.

[II-Halbwax] – M. Halbwax, "Elaboration et caractérisation de couches de germanium épitaxié sur silicium pour la réalisation d'un photodétecteur en guides d'ondes", thèse de doctorat, université Paris XI Orsay, n° d'ordre 7802, Jan. 2006.

[II-Halir] – R. Halir et al., "Recent advances in silicon waveguide devices using subwavelength gratings", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of , vol. 20, no. 4, July/August 2014.

[II-Kato] – K. Kato, "Ultrawide-Band/High-Frequency Photodetectors", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 7, July 1999, pp. 1265-1281.

[II-Kopp] – C. Kopp, S. Bernabe, B. Bakir, J.-M. Fedeli, R. Orobtchouk, F. Schrank, H. Porte, L. Zimmermann, TL. Tekin, "Silicon Photonic Circuits: On-CMOS Integration, Fiber Optical Coupling, and Packaging" Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, vol.17, no.3, pp.498-509, May-June 2011

[II-Masini] – G. Masini, L. Colace, F. Galluzzi, G. Assanto, "Advances in the field of poly-Ge on Si near infrared photodetectors", *Mater. Sci. Eng.* B 2000, 69, pp 257-260.

[II-Mekis] – A. Mekis, S. Gloeckner, G. Masini, A. Narasimha, T. Pinguet, S. Sahni, and P. De Dobbelaere, "A grating-coupler-enabled CMOS Photonics Platform", IEEE Journal of Slected Topics in Quantum Electronics, vol. 17, no. 3, May/June2011, pp 597-608.

[II-Poulain] - L. Poulain, "Développement d'un outil de caractérisation millimétrique de bruit dans la bande de fréquences 110 - 320 GHz", thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, No. d'ordre 40921, nov. 2012.

[II-Payne] – F. P. Payne and J. P. R. Lacey, "A theoretical analysis of scattering loss from planar optical waveguide," IEEE Proc. Optical and Quantum Electron., vol. 26, pp. 977–986, 1994.

[II-Rohde&Schwarz] – Rodhe&Schwarz, "ZVA Vector Network Analyzer Specifications", datasheet version 11.00, March 2014.

[II-Sirohi] – R. S. Sirohi, M. P. Kothiyal, "optical components, systems and measurement techniques", book, Marcel Dekker, Inc.1991.

[II-Taillaert] - D. Taillaert, W. Bogaerts, P. Bienstman, T. F. Krauss, P. Van Daele, I. Moerman, S. Verstuyft, K. De Mesel, and R. Baets, "An out-of-plane grating coupler for efficient butt-coupling between compact planar waveguides and single-mode fibers," IEEE J. Quantum Electron., vol. 38, no. 7, pp. 949–955, Jul. 2002.

[II-Tiemeijer] - L. F. Tiemeijer, R. J. Havens, A. B. M. Jansman, and Y. Bouttement, "Comparison of the 'pad–open–short' and 'open– short–load' de-embedding techniques for accurate onwafer RF characterization of highquality passives," *IEEE Trans. Microw Theory Tech.*, vol. 53, no. 2, pp. 723–729, Feb. 2005

[II-Van Laere] – F. Van Laere, G. Roelkens, J. Schrauwen, D. Taillaert, P. Dumon, W. Bogaerts, D. Van Thourhout, R. Baets, "Compact grating couplers between optical fibers and Silicon-on-Insulator photonic wire waveguides with 69% coupling efficiency", Optical Fiber Communication Conference, 2006.

[II-VanWijen] – P. J. VanWijnen, H. R. Claessen, and E. A.Wolsheimer, "A new straightforward calibrage and correction procedure for "on-wafer" high frequency Sparameter measurements (45 MHz–18 GHz)," in Proc. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits Technology Meeting, Sep. 1987, pp. 70–73.

[II-Viven13] – L. Vivien, L. Pavesi, "Handbook of Silicon Photonics", book, CRC Press, 26 avr. 2013

[II-Wang] – J. Wang, S. Lee, "Ge-Photodetectors for Si-based Optoelectronic Integration", *Sensors* 2011, *11*, 696-718.

# **Chapitre III :**

# **Evaluation de la Photodiode en tant que**

## Source de Bruit

## Chapitre III – Evaluation de la Photodiode en tant que Source de Bruit

#### III.1 - Mesure de la Puissance RF de sortie de la photodiode

L'étude de la puissance RF de sortie de la photodiode bien au-delà de sa fréquence de coupure a été au centre de cette thèse pour démontrer son utilisation en tant que source de bruit aux fréquences millimétriques et submillimétriques. En effet, avant de mesurer la puissance de bruit que la photodiode génère, il est nécessaire de vérifier que sa bande passante optoélectrique est suffisante aux fréquences d'études. Cette bande passante est unique, qu'il s'agisse de la conversion optoélectrique d'un signal uni-fréquentiel ou d'un signal bruyant (le signal bruyant pouvant se décomposer en une infinité de signaux uni-fréquentiels), car elle se définit indépendamment du signal optique utilisé.

Afin de pouvoir mesurer cette réponse en fréquence de la photodiode, il a été nécessaire de monter un banc optique dit de « battement de fréquence ».

#### III.1.1 - Présentation du banc optique de mesure fréquentielle

Le banc optique qui a été développé dans le laboratoire de l'IEMN peut être décomposé en trois parties : la première correspond à la zone optique, composée des lasers continus et accordables, de l'EDFA, de la fibre optique et des systèmes de contrôle de l'état de polarisation du signal optique. La deuxième partie comprend toute la zone sous test, avec le dispositif sous test au centre, le support de la fibre optique qui amène le signal optique selon l'angle et la distance désirés vers le réseau de couplage (cf. section II.1.2), la sonde RF qui récupère le signal de sortie du DST et la caméra permettant de visualiser son posé sur les dispositifs. Enfin, la troisième partie correspond à la mesure des signaux électriques et est composée de l'analyseur de spectre, du mélangeur permettant de ramener la fréquence dans la fenêtre souhaitée, et du SMU (Source Monitor Unit) pour la polarisation de la diode et la lecture du photocourant généré.



Un schéma du banc optoélectronique est représenté Fig. III.1.1.

Figure III.1.1 – Schéma du banc optoélectronique développé à l'IEMN.

La partie DST représente toute la partie *on-wafer* (sur silicium) du dispositif sous test. Le sigle GeHSPD correspond à la photodiode SiGe et GC au réseau de couplage permettant le lien entre la fibre optique et la plaque de silicium. Le symbole « Té » de la partie électrique correspond à un Té de polarisation présent sur la pointe GSG et permettant de découpler le signal DC (qui polarise la photodiode) venant de la SMU du signal RF arrivant sur le mélangeur avant l'analyseur de spectre.

Une photographie de ce banc optoélectronique est présentée Figure III.1.2.



Figure III.1.2 - Photographie du banc optoélectronique développé à l'IEMN

On retrouve sur cette photographie les deux lasers avec deux longueurs d'ondes différentes, qui sont connectés à l'EDFA visible en haut à droite. Celui-ci délivre un signal optique à une certaine puissance dans une fibre optique (fil jaune) qui est connectée à un système de polarisation optique (non visible sur la photographie). Cette fibre optique est ensuite tenue par un support métallique présent dans le système sous pointe et détaillé en section III.1.1.2. En sortie du système sous pointe se trouve la sonde RF qui est connectée à l'analyseur de spectres électriques, avec un mélangeur supplémentaire dans le cas de mesures supérieures à 67 GHz (cf. section III.1.1.3). Enfin, le SMU visible à côté de l'EDFA est relié au Té de polarisation interne de la sonde RF et permet la polarisation de la photodiode et la visualisation de son photocourant.

Nous allons dans un premier temps décrire la partie optique plus en détail.

#### III.1.1.1 - Description de la partie optique

Il existe deux manières de générer un signal électrique dans la gamme millimétrique à partir d'une photodiode : soit on lui injecte un signal optique modulé par un signal électrique à la bonne fréquence (ce qui suppose donc d'avoir à disposition le signal électrique), soit on lui injecte deux signaux optiques de longueur d'onde différentes, technique dite de « photomélange », adoptée pour les signaux très haute fréquence.

Dans le premier cas, on utilise un LCA (Lightwave Component Analyzer) pour moduler le signal optique en sortie du laser. Ce signal optique modulé en hautes fréquences est alors converti en un signal électrique HF par la photodiode (Fig. III.1.3).



Figure III.1.3 - Conversion optoélectrique par la photodiode d'un signal optique modulé par un LCA

Un LCA (LightWave Component Analyzer) est un appareil de mesure basé sur un analyseur de réseau (VNA) associé à un module optique et capable de faire des mesures électriques vers optiques (E/O) (Lasers, LED), des mesures optiques vers électriques (O/E) (photodiodes) et des mesures optiques-optiques (O/O) (guides d'ondes, réseaux de couplage, dispositifs purement optiques) [III-Agilent1]. Dans le cas O/E par exemple, le LCA permet de faire des mesures de bandes de fréquence de modulation et de sensibilité, d'effets de polarisation DC, des mesures pulsées, de réponses de modulation de phase ou encore d'impédance de laser. Pour cela, il dispose d'un laser interne dont la plage de longueur d'onde peut varier (autour de 850, 1300 ou 1550 nm dans le cas des LCA d'Agilent Technologies). Pour créer le signal optique modulé, un signal électrique RF est utilisé pour stimuler directement le laser. La limitation de ces appareils vient de cette fréquence de modulation, qui s'arrête à 67 GHz.

Dans le deuxième cas, on utilise la photodiode pour moduler les deux signaux optiques en un seul signal RF grâce à la technique d'interférométrie hétérodyne (Fig. III.1.4).



Figure III.1.4 - Conversion optoélectrique par la photodiode de deux signaux optiques de longueur d'onde différente.

Pour cela, il est nécessaire que les ondes issues des deux sources lasers, de fréquences respectives  $v_1$  et  $v_2$ , soient couplées spatialement et aient la même direction de polarisation, et aient un spectre le plus étroit et stable possible (pour générer une onde RF la plus pure possible).

On représente les amplitudes des champs électriques des deux ondes par  $A_1(t)$  et  $A_2(t)$ , qui sont données par les expressions suivantes :

$$A_1(t) = a_1 \exp(-j2\pi v_1 t)$$
 [Eq. III.1.1]

$$A_2(t) = a_2 \exp(-j2\pi v_2 t)$$
 [Eq. III.1.2]

La photodiode étant un récepteur quadratique, c'est-à-dire sensible au carré du champ électrique, la superposition spatiale de ces deux ondes donne en sortie du détecteur un courant d'intensité I(t) égal à :

$$I(t) = (A_1(t) + A_2(t)) \cdot (A_1(t) + A_2(t))^*$$
 [Eq. III.1.3]

En développant, on trouve alors la dépendance suivante de l'onde électrique en fonction des signaux fréquentiels d'entrée (Eq. III.1.4).

$$I(t) = \frac{1}{2}a_1^2 + \frac{1}{2}a_2^2 + \frac{1}{2}[a_1^2\cos(4\pi\nu_1 t) + a_2^2\cos(4\pi\nu_2 t)] + a_1a_2\cos[2\pi(\nu_1 + \nu_2)t]$$
  
+  $a_1a_2\cos[2\pi(\nu_1 - \nu_2)t]$  [Eq.III.1.4]

Les fréquences égales à  $2v_1$ ,  $2v_2$  et  $v_1+v_2$  sont trop hautes pour être suivies par le photodétecteur SiGe [III-Sirohi], [III- Kawanishi]. Il ne restera alors qu'une composante continue et une composante de fréquence  $v = v_1-v_2$ , la fréquence de « battement », qui sera dans notre étude la fréquence de travail (Eq. III.1.5). Dans cette équation, *c* correspond à la vitesse de la lumière dans le vide,  $\lambda_1$  à la longueur d'onde du signal émis par le premier laser et  $\lambda_2$  celle du deuxième laser.

$$f_{RF} = c \left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2}\right)$$
 [Eq. III.1.5]

Le photocourant généré sera alors égal à :

$$I(t) = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos[2\pi(\nu_2 - \nu_1)t]$$
 [Eq. III.1.6]

Un faible écart en longueur d'onde des deux lasers utilisés engendre ainsi en réception un signal électrique facilement ajustable [III- Dherbécourt]. Par exemple, un écart de 1 nm de longueur d'onde se traduit par une fréquence résultante de 124.8 GHz.

Dans notre cas, la deuxième méthode a été utilisée car elle est bien plus souple que la première et permet d'avoir en sortie une fréquence allant de 5 GHz ( $\Delta\lambda = 0.04$  nm) à 210 GHz ( $\Delta\lambda = 1.68$  nm). La précision des lasers étant de 15 pm, fournir un écart de 0.04 nm est tout à fait réalisable. En revanche, en dessous de 5 GHz, les deux pics des lasers se chevauchent et ne permettent pas une bonne distinction des raies (cette limite est liée à la performance de l'analyseur optique, qui ne peut résoudre facilement le spectre optique correspondant à un battement de fréquence inférieur à 5 GHz). De plus, pour les fréquences plus élevées, un écart de longueur d'onde des deux signaux optiques arrivant sur le réseau de couplage entraîne une différence de puissance entre ces deux signaux reçus par la photodiode. En effet, le réseau de couplage en amont de la photodiode est très sensible à la longueur d'onde reçue (cf. section II.1.2, figure II.1.12) et il ne couplera pas les deux signaux optiques avec les mêmes pertes de couplage. Cette différence peut être compensée par une plus forte puissance optique en sortie du laser concerné par le plus de pertes ; la longueur d'onde est en effet plus éloignée du « pic lambda » (i.e. longueur d'onde correspondant au minimum de pertes de couplage par le réseau) et entraîne des pertes de couplage plus importantes.

Les deux lasers utilisés dans notre configuration de banc de mesure sont des sources laser accordables Agilent 81642, fournissant un signal optique entre 1510 et 1640 nm à une puissance maximale de 7 dBm. Afin de les caractériser, ces deux lasers sont reliés à un Analyseur de spectre optique [III – HP] (OSA : Optical Spectrum Analyzer) qui mesure leur distribution spectrale de puissance.



Figure III.1.5 – Photographie des deux lasers et de l'OSA utilisés à l'IEMN

Ce sont des lasers à cavité étendue, permettant une accordabilité en longueur d'onde du signal optique sur une large bande [III-Agilent2]. Le spectre typique de ces lasers est représenté sur la figure III.1.6.



Figure III.1.6 – Spectre du signal SSE du laser 81642 [III-Agilent2]

Dans le cas d'une génération de signal RF à 140 GHz, les deux signaux optiques seront espacés de 1,12 nm et injectés à l'OSA comme représentés sur la figure III.1.7.



Figure III.1.7 – Spectre optique de deux lasers continus (et amplifiés) autour de 1550 nm mesuré par un analyseur de spectre optique

Le signal du premier laser est centré à 1550 nm, et le deuxième varie afin de générer la fréquence RF adéquat, ici 1551,12 nm pour générer un battement à 140 GHz.

Afin d'amplifier le signal pour maximiser la puissance en sortie de la photodiode, un amplificateur optique est utilisé (EDFA, pour Erbium-doped Fiber Amplifier), situé en sortie de l'OSA (Fig. III.1.8). Il s'agit d'un EDFA WDM centré sur la bande C (1530 – 1565 nm) de Manlight [III-Manlight].



Figure III.1.8 – Position de l'EDFA dans la partie Optique du banc de test.

Ces amplificateurs optiques créent une émission stimulée de photons à partir de l'Erbium présent dans le cœur de la fibre optique qui les composent. Ils possèdent de nombreux avantages ; tout d'abord, l'amplification est réalisée directement dans le domaine optique (aucune conversion électrique). Ils possèdent aussi un gain qui peut être relativement homogène dans toute la zone de longueur d'onde utilisée.

Le cœur de la fibre optique utilisée dans un EDFA est fait dans un matériau vitreux tel que SiO<sub>2</sub> ou GeO<sub>2</sub>. Celui-ci est dopé par des ions Terres rares tels que les ions erbium (Er) ou praséodyme (Pr), responsables de l'émission stimulée donc de l'amplification du signal. En sortie de l'EDFA se trouve un isolateur optique évitant toute réflexion du signal.

L'EDFA génère par ailleurs un certain niveau de bruit, provenant de l'émission spontanée intervenant dans l'Erbium. Ce niveau de bruit est responsable du plateau continu de la figure III.1.7. Cette génération de photons spontanés est assimilable à un « bruit optique » et sera à la base de la génération de bruit RF par conversion dans la photodiode.

Enfin, un ensemble de dispositifs en sortie de l'EDFA permet de modifier la polarisation du signal optique par un effet de torsion sur la fibre (Fig. III.1.9).



Figure III.1.9 – Photographie du système de polarisation optique

Sur cette photographie, seuls les 3 derniers dispositifs (en haut à gauche) sont utilisés pour agir sur la polarisation du signal optique par un effet de torsion sur la fibre. Ce système permet de maximiser l'absorption du signal par le réseau SPGC qui est, par son principe de fonctionnement, sensible à la polarisation optique du signal entrant. La fibre optique en sortie de l'EDFA se raccorde au connecteur situé en haut, au centre. Le signal optique passe alors dans la fibre jaune, qui traverse un système de polarisation composé de trois dispositifs qui permet d'ajuster l'état de polarisation du signal optique. Le signal ressort alors de ce système par un connecteur relié à la fibre jaune située à gauche de la photographie.

Cette fibre est alors connectée au système de test sous pointe.

#### III.1.1.2 – Description de la partie test sous pointe (device probing)

Deux photographies de la partie test sous pointe sont visibles sur la figure III.1.10 cidessous. On peut y retrouver les différents éléments (Fig. III.1.10a) tels que le support de la fibre optique avec la fibre qui en dépasse, le quart de plaque avec le dispositif sous test, la sonde RF et la caméra. La Figure III.1.10b est un zoom sur cette partie sous pointe permettant une meilleure visualisation de la fibre optique, de la sonde et de la caméra au-dessus de la plaque de silicium.



Figure III.1.10 – Photographie de la partie test sous pointe du dispositif.

Afin d'amener correctement la fibre sur le réseau de couplage avec l'angle désiré, un support a été utilisé, visible en haut de la photographie III.1.10a. Il dispose d'une fente au centre (V-groove) permettant de tenir la fibre droite et assurer un bon maintien mécanique à distance. En effet, le support ne pouvant pas approcher la plaque silicium à moins de 1 cm environ pour des raisons mécaniques, il est nécessaire de laisser la fibre en dehors du support sur cette distance.

En face de la fibre optique se trouve la sonde RF Cascade Infinity GSG. Celle-ci possède un Té de polarisation intégré permettant de coupler la partie DC et la partie RF. Cela permet de polariser la photodiode en DC via le SMU et de mesurer le signal RF de la photodiode via l'analyseur de spectre. Le SMU permet aussi de mesurer en continu le photocourant généré par la photodiode.

C'est un point très important, car cela va permettre de placer manuellement la fibre au niveau du réseau de couplage où un maximum d'absorption est possible. En effet, pour une fréquence et une polarisation DC fixée, la photodiode génèrera un photocourant directement proportionnel à la puissance optique qu'elle reçoit (cf. section II.3.1). Or, cette puissance optique est ici liée au coefficient de couplage produit par le réseau de couplage en amont de la structure de test ; en effet, un maximum de puissance couplée équivaut à un maximum de photocourant généré par la photodiode.

La caméra est placée sur le côté selon les contraintes mécaniques de ces différents éléments. La visualisation de la structure de test via cette caméra est exposée sur la figure III.1.11 ci-dessous.



Figure III.1.11 – Visualisation de la structure de test par la caméra

On peut reconnaître la structure de test de la section II.2, avec le plot RF à gauche en dessous de la sonde RF GSG, et le réseau de couplage à droite en dessous de la fibre optique. La caméra n'étant pas positionnée en incidence normale sur le banc de test, on visualise donc la fibre optique (en bas) et son reflet sur la plaque de silicium (en haut) sur l'écran. Cela permet de savoir « grossièrement » (à 10  $\mu$ m près environ) la distance entre la sortie de la fibre et la plaque de silicium. L'affinement se fait lui aussi via la visualisation du photocourant émis par la diode et mesuré par la SMU (le maximum d'absorption ne se fait pas au contact de la fibre et du silicium, mais environ 10  $\mu$ m au-dessus).

Les mesures RF ont été faites dans trois bandes de fréquences différentes : de 5 à 67 GHz, de 75 à 110 GHz (bande W) et de 140 à 210 GHz (bande G). Celles-ci sont déterminées par la bande passante des guides d'ondes et des sondes RF utilisés pour amener le signal

électrique vers les équipements de test. Ainsi, trois sondes RF différentes sont nécessaires pour ces trois bandes de fréquences utilisées.

#### III.1.1.3 – Description de la partie électrique

La partie électrique sera la plus dépendante de la fréquence de travail. Elle est composée de l'analyseur de spectre, des câbles RF reliant la sonde MMW à l'analyseur, et du mélangeur externe dans le cas de mesures au-delà de 67 GHz.

L'analyseur de spectre permet la mesure d'amplitude de signaux électriques dans le domaine fréquentiel. Connaissant la fréquence générée par la photodiode grâce à la formule Eq. III.1.5, l'analyseur balaye un domaine fréquentiel sur une petite plage autour de cette fréquence (de l'ordre de quelque dizaine de MHz dans notre configuration et ce du fait de la gigue spectrale des lasers utilisés).

L'analyseur de spectre utilisé dans notre banc optoélectronique est un Rohde&Schwarz FSU67 de bande de fréquence de base 20 Hz – 67 GHz. Il possède un niveau de bruit typique de -132 dBm (pour une bande passante de 1 Hz) à 60 GHz et une précision de mesure de 0.3 dB. Ceci permet des mesures de très bonne précision pour une puissance d'entrée très faible. Cependant ici, la gigue de fréquence des lasers ne permet pas d'utiliser un RBW (Resolution BandWidth) en dessous de 1 MHz, ce qui va limiter la puissance minimale affichable (plancher de bruit autour de -100 dBm dans notre cas). Lors de nos mesures, la puissance de notre structure de test détectée par l'analyseur, pour une fréquence RF de 110 GHz, était autour de -75 dBm, donc au-dessus du plancher de bruit. Cette valeur comprend la puissance RF de sortie de la photodiode autour de -35 dBm dans le cas le plus défavorable, les pertes de conversion du mélangeur autour de 35 dB et les pertes des sondes et des câbles. En dessous de 67 GHz, la sonde est donc directement reliée à l'analyseur de spectre.

Dans le cas d'un signal RF dont la fréquence est supérieure à 67 GHz, on ajoute un mélangeur entre la sortie du signal à mesurer et l'entrée de l'analyseur. Ce mélangeur, auquel un signal de « pompe » est appliqué à la fréquence OL, permet de générer la fréquence IF en sortie. Par exemple, en considérant les produits d'intermodulation « d'ordre 1 » générés par les deux fréquences d'entrées OL et RF, on obtiendra en sortie une composante  $f_{RF}$ - $f_{OL}$  et une composante  $f_{RF}$ + $f_{OL}$ . La fréquence IF qui nous intéressera sera égale à  $f_{RF}$ - $f_{OL}$  (Fig. III.1.12), avec dans ce cas des pertes de conversion d'au moins 3 dB (puissance divisée par deux).



Figure III.1.12 – Schéma d'un mélangeur de fréquence linéaire.

La fréquence OL délivrée par un synthétiseur de fréquence est choisie de manière à obtenir une fréquence IF dans la bande de fréquence de l'analyseur de spectre. Dans le cas de fréquences RF bien supérieures à la fréquence IF maximale acceptable, il sera nécessaire d'utiliser des mélangeurs harmoniques délivrant en sortie une fréquence IF égale à  $f_{RF}$ - n.f<sub>OL</sub>, où n est l'harmonique utilisé. Ainsi, dans le cas de notre mesure de puissance RF en bande G, nous avons utilisé le huitième harmonique, présentant des pertes de conversion autour de 30 dB dans cette plage de fréquence (cf. section III.1.2).

A titre d'exemple, le spectre électrique mesuré par l'analyseur de spectre dans la bande de fréquence choisie (ici 10 MHz autour d'une fréquence centrale de 140,26 GHz) est représenté sur la courbe ci-dessous (Fig. III.1.13).





Une photodiode soumise à deux signaux optiques de longueurs d'onde différentes de 1,12 nm génère un signal RF à spectre étroit, centré à 140,26 GHz, comme on peut le voir sur la figure ci-dessus. La puissance maximale reçue par l'analyseur dans le cas de cette photodiode est de -50 dBm, pour un plancher de bruit de -100 dBm. La largeur du signal est de 1,12 MHz, ce qui correspond à une largeur de signal optique inférieure au picomètre.

Connaissant les différents éléments contribuant aux pertes de la chaîne de mesure, il est nécessaire d'éplucher leur contribution afin de connaître la puissance propre à la structure de test seule.

#### III.1.2 – Epluchage des différents éléments du banc

Après avoir mis en place ce banc de mesure, une mesure de puissance de chacune des structures de test a été faite dans les trois bandes de fréquence citées précédemment (< 67 GHz, bandes W et G). Cependant, cette mesure se fait dans le plan de référence de l'analyseur de spectre, il sera donc nécessaire de prendre en compte les pertes du mélangeur et de la sonde RF pour connaître la puissance RF dans le plan de la structure de test.

Les pertes du mélangeur changent en fonction de la fréquence, mais sont données par le fabriquant grâce à une table de données. Cependant, ces pertes pouvant évoluer avec le temps, nous avons vérifié ces valeurs à l'aide d'un bolomètre dans le cas de la mesure en bande W et avec un analyseur de spectre dans le cas de la mesure en bande G (Fig. III.1.14). Le bolomètre permet une mesure plus précise de ces pertes, mais son plancher de bruit est bien plus haut (autour de - 35 dBm) que celui de l'analyseur de spectre.



Figure III.1.14 – Pertes de conversion du mélangeur bande W (a) et bande G (b) et différences entre les données fabriquant et pertes réelles avec les barres d'erreur correspondantes.

Les puissances d'OL utilisées ici sont de 16 dBm dans le cas de la mesure bande W et 17 dBm dans le cas de la mesure bande G. Comme on peut le constater, ces pertes ont évolué avec le temps. En prenant en compte ces valeurs mesurées, on peut placer le plan de référence juste avant le mélangeur et connaître la puissance RF de sortie au niveau de la sonde.

Les pertes des sondes Cascade Infinity GSG utilisées sont données par le constructeur et sont de l'ordre de 1 à 2 dB de 5 à 220 GHz. En ce qui concerne la partie électrique du système de mesure, il resterait à prendre en compte les pertes des pads RF considérés ici comme négligeables.

En ce qui concerne la partie optique du système de mesure, il est possible d'en connaître les pertes. En effet, la puissance optique en sortie de l'EDFA est connue car elle est choisie par l'utilisateur, entre 10 et 25 dBm avec une précision de 0.1 dB. A l'aide du bolomètre, nous avons pu déterminer la puissance optique en sortie de la fibre optique, après le passage du signal optique dans le système de polarisation optique. Des pertes de 2.7 dB sont obtenues entre l'EDFA et la sortie de la fibre optique. Il ne reste alors que les pertes du réseau de couplage à prendre en compte, celles du guide étant négligeables sur une distance de 400  $\mu$ m. Celles-ci ont été mesurées à 2.5 dB environ.

La structure de test permettant de mesurer les pertes des réseaux de couplage est composée de deux réseaux espacés de 250 µm et reliés par un guide d'onde. On injecte alors un signal optique de puissance connue en entrée du premier réseau et on mesure la puissance du signal sortant du deuxième. Sur une longueur si petite, les pertes du guide d'onde sont négligeables, il suffit alors de mesurer la différence entre la puissance optique en entrée et celle en sortie et de diviser par deux pour avoir les pertes d'un réseau. Cependant, cela nécessite d'avoir deux fibres optiques, une pour chaque réseau. Le banc optique utilisé lors de cette thèse à l'IEMN n'utilise qu'une seule fibre et ne permet donc pas de mesurer ces pertes. En revanche, cette mesure a pu être faite sur le banc optique de STMicroelectronics à Crolles sur lequel un réseau de fibre est utilisé. Toutefois, ce banc ne possède pas de moyen de mesure de puissance RF, ce qui explique la nécessité d'avoir développé un banc à l'IEMN.

Par ailleurs, malgré une mesure précise des pertes des réseaux de couplage, nous avons remarqué une forte dispersion sur une même plaque de silicium pour une longueur d'onde fixée (cf. section II.1.2). C'est pourquoi, pour toute la suite, les plans de référence des mesures de notre structure de test se situeront au niveau de la plaque de silicium, avant le réseau de couplage et en sortie du pad RF (Fig. III.1.15)



Figure III.1.15 - Situation des plans de référence de mesure de la structure de test

# III.1.3 – Résultats de mesure des puissances RF de sortie des photodiodes jusqu'à 210 GHz

Comme nous l'avons vu en section III.1.1.1, la photodiode est capable de mélanger deux signaux optiques de longueurs d'onde différentes en un signal haute-fréquence correspondant. Dans le cadre de notre étude, nous avons mesuré cette génération de signal MMW sur une bande de fréquence allant de 5 à 210 GHz, soit bien au-delà de sa fréquence de coupure.

Ayant pris en compte toutes les pertes des différents éléments externes de la mesure, afin de se placer au niveau des plans de référence de la plaque de silicium, les mesures dans les différentes bandes de fréquences (5 - 67 GHz, 75 - 110 GHz (bande W) et 140 - 210 GHz (bande G)) peuvent être concaténées sur le même graphe (Fig. III.1.16).



Figure III.1.16 – Puissance RF de sortie de la photodiode pour une excitation fréquentielle de 5 à 210 GHz, sous une puissance optique de 7.5 dBm et une polarisation de -2V, correspondant à des photocourants de 1.5 à 3mA.

On remarque tout d'abord la perte de puissance attendue au-delà de 20 GHz, correspondant à la fréquence de coupure de la photodiode, avec une pente proche de -20 dB par décade. Cependant, au-delà de 110 GHz, un plateau est observé, avec une puissance en bande G relativement stable.

Les mesures bande W visibles ci-dessus ont été faites à l'aide d'un bolomètre, contrairement aux mesures 5-67 et bande G. La précision de mesure était alors bien plus importante dans ce cas. En revanche, ce bolomètre n'a pas pu être utilisé en bande G, car son

plancher de bruit se situe entre -30 et -35 dBm, très proche des valeurs de puissance RF obtenues à ces fréquences.

Ces mesures de puissance RF de sortie ont permis de montrer que la photodiode est toujours capable de démoduler l'enveloppe (battement) de l'onde optique injectée en entrée jusqu'à 210 GHz. La puissance RF la plus forte mesurée est de -20 dBm à 210 GHz pour une géométrie de 0,4x14,4  $\mu$ m<sup>2</sup> et une puissance optique de 10,8 dBm correspondant à un photocourant de 2 mA. Ces mesures sont encourageantes pour une utilisation en tant que source de bruit.

Les différents effets à la fois physiques et expérimentaux (largeur intrinsèque, polarisation DC et puissance optique d'entrée) sur la puissance RF de sortie de la photodiode ont été étudiés pour connaître la puissance maximale qui peut être délivrée dans les conditions optimales.

#### III.1.3.1 – Effet de la largeur intrinsèque Wph :

Comme on peut le constater sur la figure III.1.16, l'effet de la largeur intrinsèque de la photodiode est significatif. Ainsi, les photodiodes de faible largeur ont un temps de réponse plus court, donc une fréquence de coupure légèrement plus élevée qui se traduit par une perte de puissance moins importante à haute fréquence. Ceci permet une différence d'environ 10 dB de puissance de sortie à 210 GHz pour un écart de 0.4 µm de largeur intrinsèque, d'autant plus visible aux hautes fréquences (bien au-delà de la fréquence de coupure de 20 GHz de ces photodiodes).

#### III.1.3.2 – Effet de la polarisation DC Vph:

Comme expliqué précédemment (section II.3.1), la polarisation DC de la photodiode agit sur le champ électrique intrinsèque, influençant ainsi la vitesse des porteurs de charges minoritaires. Ainsi, plus on augmentera la polarisation inverse de la photodiode, plus on accélérera le parcours des électrons photogénérés, plus le temps de réponse sera réduit. Cependant, il existe une certaine valeur de vitesse de saturation au-delà de laquelle il est impossible de diminuer ce temps de réponse. De ce fait, au-delà d'une certaine valeur de polarisation DC on peut observer une limitation de la puissance RF générée (Fig. III.1.17).



Figure III.1.17 - Effet de la polarisation DC sur la puissance RF de sortie de la photodiode

Comme on peut le constater sur la figure III.1.17, l'effet de la polarisation est important entre 0 et -1V, où on observe un gain de 3 à 4 dB sur la puissance RF de sortie. En revanche, au-delà de -2 - -3V, l'effet diminue (< 1 dB de différence).

#### III.1.3.3 - Effet de la puissance optique d'entrée Popt :

Afin de connaître la puissance maximale RF que peuvent générer les photodiodes, nous avons augmenté la puissance optique injectée en entrée du réseau de couplage (Fig. III.1.18) jusqu'à 12 dBm.



Figure III.1.18 – Effet de la puissance optique d'entrée sur la puissance RF de sortie et du courant photonique (DC) d'une photodiode 0,8x14,4 µm polarisée à -2V.

On remarque qu'il existe une valeur de puissance optique maximale à respecter pour ne pas saturer la photodiode. Dans le cas de la photodiode  $0,8x14,4 \mu m^2$ , elle sature autour de 11 dBm de puissance optique injectée sur le réseau de couplage, qui se traduit par une diminution de la puissance RF de sortie. Cet effet est irréversible et dans ce cas la photodiode aura perdu 1 dB de puissance convertie.

On note également l'augmentation du courant photonique en fonction de la puissance optique injectée. Au-delà de 8 dBm de puissance optique, il perd cependant sa dépendance linéaire et augmente fortement avec la puissance optique. On peut certainement attribuer cet effet à l'augmentation du courant d'obscurité dû à la création de défauts dans la photodiode, dont les propriétés se dégradent pour une puissance optique supérieure à 8 dBm.

Il est donc très important de rester en dessous de cette valeur limite, afin de garder un comportement optimal de la photodiode.

Connaissant à ce stade la capacité de la photodiode à transformer la puissance optique en puissance électrique bien au-delà de sa fréquence de coupure, il est maintenant nécessaire de vérifier que cette puissance est suffisante pour fournir un signal électrique bruyant haute-fréquence. Pour cela, le banc optoélectronique a été adapté pour devenir un banc opto-bruit permettant de faire des mesures de bruit large bande à l'aide d'une entrée optique.

### III.2 - Mesure de l'ENR de la source de bruit photonique jusqu'à 170 GHz

Pour rappel, la démonstration de l'utilisation d'une photodiode en tant que source de bruit passe nécessairement par la détermination de son ENR (cf. section I.3.3). Celui-ci se définit comme la différence de puissance de bruit générée par la source quand elle est utilisée dans

deux états différents vis-à-vis de la puissance de référence de -174 dBm/Hz. Dans le cas d'une diode IMPATT (état-solide) habituellement utilisée, cela revient à mesurer la différence de ses puissances de bruit quand elle est polarisée respectivement à 0 et à 28V.

#### III.2.1 - Banc de mesure de bruit millimétrique photonique

Afin de mesurer le niveau de bruit de la photodiode, un banc opto-bruit spécifique a été mis en place. Relativement similaire au banc optoélectronique au niveau de la partie test sous pointe, il diffère à la fois du côté optique et du côté HF (Fig. III.2.1).



Figure III.2.1 - Schéma du banc opto-bruit développé à l'IEMN

En ce qui concerne la partie optique, les deux lasers ne sont plus utilisés et seul l'EDFA génère le signal optique. En effet, celui-ci possède un bruit intrinsèque appelé ASE (Amplified Spontaneous Emission) qui est dû à l'interaction des photons émis par émission spontanée avec les ions Terres rares présents dans la fibre de l'EDFA [III-Desurvire], [III-Bisson]. Cette émission spontanée de photon est alors amplifiée selon le même phénomène optique que dans le cas d'un signal optique entrant (généré par des lasers). Dans le cas où l'EDFA n'est pas excité par un laser en entrée, seul ce bruit ASE sera amplifié jusqu'au niveau de puissance recherché, compris entre 10 et 25 dBm. La statistique et la stabilité temporelle de ce bruit n'ont néanmoins pas été étudiées pendant cette thèse, et de fait le bruit en sortie de l'EDFA sera considéré comme stable.

En sortie de l'EDFA sera alors généré un bruit blanc optique de forte puissance, qui sera injecté à la photodiode à l'aide d'une fibre optique. Le réseau de couplage agira comme un filtre passe-bande sur la longueur d'onde autour de 1550 nm, ne transmettant au guide d'onde qu'une bande passante optique possédant un profil gaussien.

La photodiode sera alors capable de transformer ce bruit optique en un bruit électrique, en mélangeant entre elles la multitude de longueurs d'ondes perçues (Fig. III.2.2) [III-Huggard]. En sortie du photodétecteur sera donc généré un bruit électrique large bande, qui ne sera limité en fréquence que par la capacité électrique de la photodiode, limitant sa bande passante [III-Eichen], [III-Song1]. Cette perte de puissance avec la fréquence a été déterminée précédemment grâce à une étude de la puissance RF, et prévoit une perte de puissance de bruit de 15 à 25 dB entre 5 à 210 GHz selon la même tendance.



Figure III.2.2 – Schéma de génération de bruit électrique par une source photonique.

La sortie de la partie sous test sera connectée au récepteur de bruit, qui a été explicité en section I.3.2. Il existe deux bancs de bruit présent à l'IEMN qui seront utilisés pendant cette thèse : celui bande W (75 – 110 GHz) et celui bande D (130 – 170 GHz). Ils utilisent le même mesureur de bruit NFM 8970B de HP, possédant une bande de fréquence de 10 MHz – 1,6 GHz, ce qui déterminera la fréquence intermédiaire (IF) à générer. Dans les deux bandes de fréquence, ce sont les parties oscillateur local (OL) et récepteur qui changeront afin de s'adapter à la fréquence RF reçue (cf. Fig. III.1.12).

Une photographie du banc opto-bruit est visible sur la figure III.2.3 ci-dessous.



Figure III.2.3 – Photographie du banc opto-bruit bande W de l'IEMN.

On peut retrouver l'EDFA, qui fournit le signal optique bruyant, le SMU qui permet de polariser la photodiode, le récepteur de bruit et le NFM.

#### III.2.2 - Mesures de Puissance de bruit millimétrique

Après avoir mis en place le banc de bruit millimétrique, il est nécessaire de calibrer le récepteur. Pour cela, on utilise une source dont l'ENR est connu, ici une source état-solide commerciale dans la bande de fréquence de mesure (une source Farran® WG-NS-10 en bande W et Ducommun Technologies, ONS-06FF12- I1 en bande D). Ceci permet de calibrer le récepteur de bruit, qui mesurera par la suite des puissances référencées par rapport à la

puissance de bruit  $P_0$  correspondant à la température de bruit standard  $T_0 = 290$  K [III-Poulain]. Cette puissance de bruit  $P_0$  est égale à -174 dBm (pour une bande passante de 1 Hz); ainsi, si l'appareil indique 3 dB, la puissance mesurée sera de -171 dBm.

Pour calibrer le récepteur, on connecte la source de bruit connue directement en entrée du récepteur de bruit, au niveau du mélangeur. Ce sera donc le plan de référence de la mesure de puissance (Fig. III.2.4).



Figure III.2.4 – Plans de référence avant et après calibrage du récepteur de bruit par une source état-solide.

Une fois le calibrage effectué sur toute la bande de fréquence, la source commerciale étatsolide est enlevée et remplacée par le dispositif sous test connecté à une sonde GSG.

La mesure de puissance de bruit de la photodiode se fait alors pour différentes conditions expérimentales : pour différentes polarisations de photodiode (de 0 à -2V) grâce au SMU (Fig. III.2.5) et sous différentes puissances optique d'entrée sur le réseau (obscurité, 7.5, 8.5 et 9.5 dBm).



Figure III.2.5 – Mesures brutes de puissance de bruit (plan A) de la structure de test pour différentes polarisations de 0 à -2V par pas de 0.5 V et une puissance optique de 9.5 dBm pour la mesure à l'état ON, correspondant à un photocourant de 2.7 mA à -2V.

On peut déjà noter, à partir de ces mesures brutes, un effet important de la polarisation DC de la photodiode sur sa puissance de bruit, quand elle est éclairée. Une augmentation de d'environ 18 dB est visible sur la puissance de bruit brute mesurée dans le plan A entre une

polarisation DC de 0 et de -2V. Cette caractéristique est intéressante dans la perspective de faire une source de bruit paramétrable en puissance de bruit, comme nous allons le détailler dans le paragraphe suivant.

Le calibrage du mesureur de bruit a été fait sous 50  $\Omega$  car la source de bruit état-solide qui lui a été présenté était adaptée 50  $\Omega$ . Or, lors de la mesure du DST, c'est l'impédance de sortie de la sonde RF qui lui est présentée et qui n'est pas toujours égale à 50  $\Omega$ , comme c'est le cas avec notre structure de test. Pour prendre en compte cette désadaptation, il est nécessaire de calculer la puissance disponible dans le plan du récepteur de bruit en complément de la puissance mesurée sous 50  $\Omega$  (Fig. III.2.6, Eq. III.2.1).



Figure III.2.6 – Schéma de la désadaptation d'impédance en entrée du mesureur de bruit.

$$P_{disp} = \frac{|Z_{out} + Z_0|^2}{4.Z_0.\Re(Z_{out})} \cdot P_{mes}$$
[Eq III.2.1]

Une mesure des paramètres S de la partie sous test et de la pointe RF a été faite au préalable, permettant de connaître l'impédance de sortie Z<sub>out</sub> présentée au mesureur de bruit.

Cette étape permet de connaître la puissance disponible en entrée du mesureur de bruit (plan A). Or, nous cherchons à déterminer la puissance disponible de bruit que la photodiode est capable de délivrer, il faut donc se placer dans le plan AP entre le pad et la sonde RF (Fig. III.2.7).



Figure III.2.7 - Plans de référence et grandeurs associées de la mesure de bruit

Pour enlever l'influence de la sonde et du câble RF (quad de sortie) sur la puissance de bruit de la source, il est nécessaire de connaître le gain disponible  $G_a$  de ce quadripôle de

sortie et de tenir compte du bruit qu'il rajoute en sortie (dans le plan A).  $G_a$  se calcule à partir des paramètres S des dispositifs, grâce à l'équation Eq. I.2.1 du paragraphe I.2.2. La puissance de bruit disponible rajoutée dans le plan A par ce quadripôle de sortie est :

$$P_{att\acute{e}nuateur} = (1 - G_a).P_0$$
[Eq III.2.2]

On déduit ainsi la puissance disponible de bruit dans le plan AP grâce à l'équation III.2.3.

$$P_{dispAP} = \frac{P_{dispA} - P_{att\acute{e}nuateur}}{G_a}$$
[Eq III.2.3]

A partir de ces puissances de bruit disponibles à l'état ON et OFF, l'ENR pourra être calculé et comparé aux spécifications données dans le cahier des charges de la source de bruit.

#### III.2.4 - Calcul de l'ENR de 75 à 170 GHz

Connaissant la puissance de bruit disponible que la source photonique est capable de fournir dans deux états différents, il est facile de calculer son ENR dans le plan AP grâce à l'équation ci-dessous (Eq. III.2.4) :

$$ENR_{dB,AP} = 10.\log\left(\frac{P_{dispAP,ON} - P_{dispAP,OFF}}{P_0}\right)$$
 [Eq III.2.4]

Ces mesures de puissance de bruit ont été faites en bande W et D, permettant de calculer l'ENR de la source photonique de 75 à 170 GHz (Fig. III.2.8). En bande W, seul l'ENR de la photodiode  $0,6x14,4 \mu m^2$  a été mesuré, sous une puissance optique de 7,5 dBm et pour trois polarisations différentes.



Figure III.2.8 – ENR de la photodiode 0,6x14,4 µm<sup>2</sup> éclairée par un signal optique de 7.5 dBm, pour trois polarisations DC différentes.

On remarque au premier abord une très bonne continuité des mesures entre la bande W et la bande D, malgré un changement de banc de caractérisation, pour les trois polarisations étudiées ici. On retrouve aussi un écart important entre l'ENR à 0V et celui à -1V, équivalent à celui de la mesure brute de puissance Fig. III.2.5.

Un ENR entre 15 et 20 dB est mesuré pour de faibles valeurs de conditions expérimentales  $(V_{ph} = 0V \text{ et } P_{opt} = 7,5 \text{ dBm})$ , ce qui est tout à fait conforme aux spécifications du cahier des charges de la source de bruit (cf. section I.4.1) et valide notre approche. De plus, afin de mesurer l'ENR maximal que la source de bruit photonique est capable de fournir, nous avons approfondi cette étude pour différentes conditions expérimentales (V<sub>ph</sub>, P<sub>opt</sub>) et différentes géométries de photodiode (W<sub>ph</sub>), et ce en bande D uniquement.

#### III.2.4.1 – Effet de la polarisation DC V<sub>ph</sub>:

La première étude s'est portée sur l'effet de la polarisation DC sur l'ENR d'une photodiode  $0,4x14,4 \mu m^2$ , avec une puissance optique d'entrée de 9,5 dBm.

Comme cela a déjà été noté précédemment, il existe un fort effet de la polarisation sur la puissance de bruit de la photodiode, donc son ENR (Fig. III.2.9). Cet effet est particulièrement visible entre 0 et -0,5 V où on observe une augmentation d'environ 15 dB. Pour autant, il est important de remarquer que l'ENR de la photodiode à 0V est déjà très fort, au-delà des 20 dB donnés dans les spécifications.



Figure III.2.9 - Effet de la polarisation sur l'ENR de la source photonique en bande D

Néanmoins, ajouter une tension de polarisation permet de rendre accordable l'ENR de la source de bruit photonique qui pourrait alors varier en fonction des besoins. Le premier avantage serait de palier à la perte de puissance de bruit haute fréquence, si la photodiode n'est plus capable de délivrer suffisamment de puissance de bruit au-delà de 170 GHz. Le fort ENR à 170 GHz pour -2V de tension V<sub>ph</sub> permet d'être confiant quant à une utilisation jusque 325 GHz (bande J) minimum. Un autre avantage serait de faire plusieurs mesures de facteur de bruit (NF) d'un CST pour différents ENR afin de faire une moyenne de ces résultats et d'augmenter ainsi la précision de la mesure.

#### III.2.4.2 – Effet de la puissance optique d'entrée Popt :

La mesure en bande D de la puissance de bruit de la source photonique a été faite pour 3 puissances optiques d'entrée différentes : 7.5, 8.5 et 9.5 dBm de puissance optique arrivant sur le réseau de couplage de la structure de test (Fig. III.2.10).



Figure III.2.10 – Effet de la puissance optique d'entrée sur l'ENR de la source photonique en bande D, pour deux tensions de polarisation différentes

L'effet de la puissance du signal optique éclairant la structure de test photonique est très différent suivant la polarisation de la photodiode choisie. Ainsi, il est très faible à 0V, voire négligeable, alors qu'à -2V il est bien plus visible. Cela vient du fait qu'en absence de polarisation électrique dans la photodiode, l'évacuation (collection) de porteurs de charge n'est plus optimale, réduisant ainsi les performances fréquentielles. Dans ce régime, la puissance RF générée ne suit pas la loi quadratique en fonction de la puissance optique. De plus, de fait de la génération quadratique propre à la photodiode, une différence de 2 dB de puissance optique en entrée implique une différence d'ENR d'environ 4 dB en sortie.

Ceci signifie qu'on ne pourra pas utiliser la puissance optique d'entrée pour faire varier l'ENR de la photodiode lors d'une application à 0V de tension. Si l'ENR descend en dessous des spécifications voulues à haute fréquence, il sera alors nécessaire de polariser la photodiode en inverse tout en adaptant la puissance optique pour plus de variabilité. En revanche, il est intéressant de noter que la variation d'ENR est plus finement contrôlable dans le cas d'un changement de puissance optique P<sub>opt</sub> que dans le cas d'un changement de polarisation N<sub>ph</sub>. Dans le cas d'une application nécessitant un ENR accordable, il sera alors préférable d'utiliser la photodiode avec une polarisation inverse fixe (non nulle) et faire varier la puissance optique de l'EDFA.

#### III.2.4.3 – Effet de la largeur intrinsèque W<sub>ph</sub> :

Un dernier effet à prendre en compte est la géométrie de la photodiode qui sera utilisée comme source de bruit. Une mesure d'ENR de chacune des géométries de photodiode dans une condition expérimentale équivalente ( $V_{ph} = -2$  V et  $P_{opt} = 9,5$  dBm) permettra de choisir la plus prometteuse en performance hautes fréquences.



Figure III.2.11 – Effet de la largeur intrinsèque  $W_{ph}$  sur l'ENR de la source photonique de longueur 14,4  $\mu$ m, en bande D

L'effet de la géométrie est particulièrement visible sur l'ENR, avec une différence de 6 dB environ entre une largeur intrinsèque de 0,4 et de 0,8  $\mu$ m. Comme on pouvait s'y attendre (cf. section III.1.3.1), c'est la photodiode de largeur intrinsèque la plus faible (0,4  $\mu$ m) qui délivre une puissance de bruit, donc un ENR, plus fort dans ces bandes de fréquence.

On peut remarquer que l'ENR de la GeHSPD de largeur  $W_{ph} = 0.6 \mu m$  est plus faible que celui de la GeHSPD 0,7  $\mu m$ . Ceci vient du fait que la photodiode 0,6  $\mu m$  s'est dégradée lors d'une mesure précédente, lorsqu'une trop forte puissance optique lui avait été injectée. Comme on a pu le constater au paragraphe III.1.3.3 (Fig. III.1.18), dépasser le « seuil de saturation » d'une photodiode lui fait perdre 1 à 2 dB de puissance de manière irréversible. La mesure de puissance de bruit sur cette photodiode a permis de valider le fait qu'elle était toujours utilisable en tant que source de bruit, mais avait perdu 1 à 2 dB de puissance sur toute la bande de fréquence.

Afin de se placer dans les meilleurs conditions possibles, et de maximiser l'ENR de notre source photonique, la photodiode 0,4x14,4 µm sera privilégiée (sachant qu'un ENR trop fort pourra toujours être atténué afin de ne pas saturer le récepteur de bruit). L'ENR maximal qui a pu être obtenu pour cette photodiode est de 48 dB à 170 GHz et correspond à un signal optique de 9,5 dBm en entrée du réseau de couplage et une polarisation DC de -2V.

#### III.2.5 – Comparaison avec la source état-solide.

Afin d'établir une comparaison pertinente avec une source commerciale existante, la photodiode GeHSPD 0,4x14,4  $\mu$ m<sup>2</sup> a été utilisée dans deux cas de figures extrêmes : V<sub>ph</sub> = 0V et P<sub>opt</sub> = 7,5 dBm pour l'ENR le plus faible obtenu (25 dB à 170 GHz) et V<sub>ph</sub> = -2V et P<sub>opt</sub> = 9,5 dBm pour l'ENR le plus fort (48 dB à 170 GHz). L'ENR d'une source de bruit état-solide commerciale en bande D a également été reportée sur la figure III.2.12.



Figure III.2.12 - Comparaison de l'ENR de la source photonique avec la source état-solide

La source état-solide utilisée comme comparaison ici est une ONS-06FF12-I1 de Ducommun Technologies [III-DT] et possède un ENR compris entre 12 et 15 dB sur la bande de fréquence 110 - 170 GHz. Comme on peut le constater ici, notre solution photonique possède un ENR de 20 à 1000 fois supérieur à cette solution commerciale (en échelle linéaire), ce qui confirme son utilisation en tant que source de bruit jusqu'à 170 GHz et nous conforte dans son utilisation à plus hautes fréquences. Il sera néanmoins nécessaire d'atténuer sa puissance de bruit pour une utilisation standard afin de ne pas saturer le récepteur de bruit et se conformer aux spécifications données dans le cahier des charges (cf. section I.4.1).

Les travaux de Ho-Jin Song et al. [III-Song2] s'intéressent à un dispositif similaire, utilisant une photodiode PIN de fréquence de coupure de 22 GHz et une sensibilité de 0,8. L'état froid (ou état OFF) de la mesure de puissance de bruit correspond, là aussi, au cas où la photodiode n'est pas éclairée et n'est pas polarisée, *i.e.* une densité spectrale de bruit de -174 dBm/Hz. A l'état chaud (ou état ON), la photodiode a été soumise à une puissance optique de 3 dBm, délivrant ainsi un photocourant de 282  $\mu$ A. Un ENR de 5 à 8 dB a été obtenu dans la bande de fréquence 295 – 355 GHz, soit en dessous des spécifications données en section I.4.1 de cette thèse. Néanmoins, le photocourant délivré ici est très faible, ce qui laisse supposer un ENR bien plus fort à ces fréquences avec les dispositifs dont nous disposons, en injectant une puissance optique autour de 9,5 dBm.

En conclusion, après avoir vérifié que la photodiode était capable de transformer le signal optique en un signal électrique jusque 210 GHz, nous avons pu mesurer sa puissance de bruit dans deux états différents, avec et sans signal optique en entrée. Cela nous a permis de calculer son ENR, un des principaux facteurs de mérite d'une source de bruit. Ceci nous a amené à la conclusion que la source photonique était fiable en tant que source de bruit, avec un ENR supérieur aux spécifications fixées lors de la mise en place du cahier des charges (l'ENR le plus faible obtenu ici est de 25 dB, pour une valeur visée entre 9 et 20 dB). De plus, nous avons pu constater une forte dépendance de cet ENR avec la tension de polarisation et la puissance du signal optique auxquelles la photodiode est soumise, ce qui donne un aspect accordable à cet ENR et ouvre de nouvelles perspectives d'applications.

Afin de confirmer son utilisation en tant que source de bruit, nous allons maintenant utiliser cette source photonique pour une mesure de facteur de bruit d'un transistor bipolaire. Pour cela, différents démonstrateurs ont été créés, permettant une mesure simple de NF, une mesure de NFmin grâce à l'adaptation du HBT sur son minimum de bruit, et une extraction des quatre paramètres de bruit du transistor à l'aide d'un synthétiseur d'impédance intégré. L'adaptation de la photodiode à 50  $\Omega$  sera aussi présentée dans le chapitre suivant.

## **Références du chapitre III**

[III-Agilent1] – Agilent Technologies, "high-speed lightwave component analysis", application note 1550-6.

[III-Agilent2] – Agilent Technologies, "Agilent 81480A and Agilent 81680A, 81640A, 81682A, & 81689A Tunable Laser Modules", User's Guide.

[III-Bisson] – J.-F. Bisson, D. Kouznetsov, "Comments on "Study of the complex atomic susceptibility of Erbium-Doped Fiber Amplifiers", *Correspondence, Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 4, Feb. 2008, pp. 457-459.

[III-Desurvire] – E. E. Desurvire, "Study of the complex atomic susceptibility of erbiumdoped fiber amplifiers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 10, Oct. 1990, pp. 1517–1527.

[III-Dherbécourt] - P. Dherbécourt, Olivier Latry, Eric Joubert, Mohamed Kétata, "Caractérisation spectrale des lasers semiconducteurs par transposition de fréquence optique dans le domaine radio-fréquence", <u>http://liris.cnrs.fr/~cnriut08/actes/articles/208.pdf</u>.

[III-DT] – Ducommun Technologies, "Millimeterwave Solid State Noise Sources", bulletin no. ONS, pp. 5-44 – 5-45.

[III-Eichen] – E. Eichen, J. Schlafer, W. Rideout and J. McCabe, "Wide-bandwidth receiver/photodetector frequency response measurements using amplified spontaneous emission from a semiconductor optical amplifier", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 6, June 1990.

[III-Huggard] – P. G. Huggard, L. Azcuna, B. N. Ellison, P. Shen, N. J. Gomes and P. A. Davies, "Application of 1.55 pm Photomixers As Local Oscillators & Noise Sources At Millimetre Wavelengths", Infrared and Millimeter Waves and 12<sup>th</sup> International Conference on Terahertz Electronics, 2004, pp. 771-772.

[III-HP] – Hewlett Packard Company, "HP 86140A Series Optical Spectrum Analyzer", User's Guide, 2000.

[III- Kawanishi] – S. Kawanishi, A. Takada, M. Saruwatari, "wide-band frequency-response measurement of optical receivers using optical heterodyne detection", Journal of Lightwave Technology, vol. 7, no. 1, Jan. 1989.

[III-Manlight] – Manlight, "Specification for Two Independent +18dBm C-Band Amplifiers in 19" 2U Rack Housing", datasheet, EDFA Business Unit Specification, oct. 2009.

[III-Poulain] - L. Poulain, "Développement d'un outil de caractérisation millimétrique de bruit dans la bande de fréquences 110 - 320 GHz", thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, No. d'ordre 40921, nov. 2012.

[III-Sirohi] – R. S. Sirohi, M. P. Kothiyal, "Optical Components, systems, and measurement techniques", Book, Marcel Dekker, Inc. 1991.

[I-Song1] – H.-J. Song, "Photonic Generation of Sub-Terahertz Noises and Its Application to Spectroscopy Measurement", *Proc. of the 38<sup>th</sup> European Microwave Conference*, Oct. 2008, pp. 373-376.

[I-Song2] – H.-J. Song, "Microwave Photonic Noise Source from microwave to subterahertz wave bands and its applications to noise characterization", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, No. 12, Dec. 2008, pp. 2989-2997.

# **Chapitre IV :**

# Mesures du Facteur de Bruit de

# **Transistors bipolaires**

## **Chapitre IV – Mesures du Facteur de Bruit de Transistors bipolaires**

La structure de test photonique ayant démontré sa capacité à générer une puissance de bruit suffisante, nous allons maintenant vérifier sa fonctionnalité en tant que source de bruit lors d'une mesure de NF *in situ*. Pour cela, nous allons nous intéresser aux transistors bipolaires (HBT) en technologie B55, parfaitement adaptés pour les fréquences millimétriques d'étude.

Afin de répondre à ce besoin de mesurer le NF de ces transistors avec la source photonique, six structures de test seront à l'étude ici, reportées dans le tableau ci-dessous.

Structure de test	Plage de fréquence	Technologie	Motivation
GeHSPD seule (cf. section II.2)	Bandes W, D	PIC25G	<ul> <li>Mesure d'ENR de 75 à 170 GHz</li> <li>Mesure du NF par liaison avec le HBT avec synthétiseur d'impédance en bande W</li> </ul>
GeHSPD adaptée	Bandes G, J	PIC25G	<ul> <li>Mesure d'ENR en bande D</li> <li>Mesure du NF par liaison avec le HBT seul et HBT préadapté</li> </ul>
HBT seul	Bande D	B55	- Mesure du NF du HBT seul
HBT préadapté	Bande D	B55	- Mesure du NF du HBT préadapté
HBT avec synthétiseur d'impédance	Bande W	B5T	- Mesure du NF du HBT avec synthétiseur d'impédance
HBT avec synthétiseur d'impédance	Bande D	B55	- Mesure du NF du HBT avec synthétiseur d'impédance

Tableau IV.1 – Liste des structures de test étudiées et leurs motivations.

Parmi ces six structures de test, les deux premières concernent la technologie photonique pour une utilisation en tant que source de bruit, tandis que les quatre dernières concernent les différentes structures de test dont on cherche à mesurer le NF et comprenant un HBT en technologie B55 ou B5T.

### IV.1 - Présentation de la technologie B55

#### IV.1.1 – La technologie B55

La technologie B55 est une technologie BiCMOS récente, basée sur un substrat de type « bulk » et possédant huit niveaux de métallisation (Fig. IV.1.1).



Figure IV.1.1 – BEOL de la technologie B55

Parmi ces huit niveaux de métallisation formant son BEOL, le sixième et le septième sont des niveaux épais (0,8  $\mu$ m de hauteur pour M6Z et M7Z, contre 0,3  $\mu$ m concernant les niveaux 1 à 5). Le dernier niveau M8U possède une épaisseur de 3  $\mu$ m, bien plus grande que les autres niveaux de métaux. Une telle épaisseur permet de diminuer la résistance de ce métal, dans lequel sont dessinées les lignes de transmissions et les inductances, parmi d'autres passifs. Une diminution de la résistance entraine une diminution des pertes d'insertion de ces lignes et des inductances, ce qui est particulièrement important aux fréquences millimétriques auxquelles la technologie est destinée puisque cela permet d'augmenter le facteur de qualité de ces composants à ces fréquences.

#### IV.1.2 - Les caractéristiques du transistor bipolaire

Une première analyse des performances hautes fréquences des transistors bipolaires en technologie B55 a été présentée en section I.2.2. Les hautes fréquences de coupure obtenues étaient l'objectif du projet européen Dot*five* [IV-Dotfive] qui visait une fréquence d'oscillation maximum  $f_{MAX}$  de 500 GHz. Parmi les nombreuses applications de ce projet, on trouve les communications sans fils, les radars pour automobiles, l'imagerie THz et le médical, entre autres [IV-Chevalier].

Nous allons ici présenter une analyse DC et RF plus approfondie sur le transistor qui sera utilisé lors de la conception du démonstrateur pour la mesure de bruit: le HBT de géométrie CBEBC (deux collecteurs, deux bases, un émetteur) avec une taille d'émetteur 0,18x4,5  $\mu$ m<sup>2</sup> (cf. section I.2.1.2).

Dans notre configuration, seulement deux courants sont intéressants pour l'étude DC : le courant de base et celui de collecteur, l'émetteur étant relié à la masse. Le courant de base  $I_B$  est composé d'un courant de trous diffusant de la base vers l'émetteur et d'un courant de recombinaison dans la zone de charge d'espace base/émetteur et dans la zone de base neutre. Le courant de collecteur  $I_C$  est principalement constitué du courant des électrons récoltés à la jonction base/collecteur et ayant traversé la base neutre.

La variation du courant de collecteur en fonction du courant de base est explicitée sur la figure ci-dessous (Fig. IV.1.2).



Figure IV.1.2 – Variation du courant de collecteur Ic en fonction du courant de base Ib dans le HBT CBEBC de taille d'émetteur  $0.18x4.5 \ \mu\text{m}^2$  pour une tension V<sub>CE</sub> de 1.2 V.

Le gain statique d'un transistor bipolaire (dans le cas d'un montage émetteur commun comme c'est le cas ici) est donné par le rapport des deux courants  $I_C$  et  $I_B$  (Eq. IV.1.1).

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$
[Eq. IV.1.1]

Ce gain  $\beta$  a été mesuré pour différentes valeurs de courant de collecteur et reporté sur la courbe ci-dessous (Fig. IV.1.3).



Figure IV.1.3 – Facteur Beta en fonction de  $I_C$  (mA)

On remarque qu'il est maximal pour une valeur relativement faible de  $I_c$ , autour de 0,13 mA. Les six courbes sur le graphe ci-dessus sont des mesures effectuées sur six puces de la même plaque de silicium, celle utilisée pour la conception des démonstrateurs bande D. Le gain est peu dispersé sur cette plaque, avec une différence de 9% entre la plus forte (1890) et la plus faible valeur (1722).

En ce qui concerne le comportement RF du transistor, les fréquences de coupures  $f_T$  et  $f_{MAX}$  sont elles aussi dépendantes du courant de collecteur. La figure IV.1.4 représente la variation du couple ( $f_T$ ,  $f_{MAX}$ ) en fonction du courant I<sub>C</sub> du transistor bipolaire.



Figure IV.1.4 - Variation du f<sub>MAX</sub> en fonction du courant de collecteur I<sub>C</sub>

Les fréquences de coupure  $f_T$  et  $f_{MAX}$  varient fortement en fonction du courant de collecteur  $I_C$  et leur maximum respectivement à 275 et 325 GHz environ correspond au même point de fonctionnement optimal  $I_C = 8$  mA. Pour la première partie des courbes, les fréquences de coupure varient exponentiellement (condition de faible polarisation). Puis ces courbes s'infléchissent pour atteindre le maximum de gain en courant (H<sub>21</sub>) et en puissance (Gain de Mason) autour de 8 mA de courant de collecteur, avant de diminuer fortement lorsque le régime de forte injection est atteint (fort courant de collecteur).

On peut aussi noter que les courbes  $f_T$  et  $f_{MAX}$  suivent la même tendance en fonction du courant de collecteur. Ces deux fréquences de coupure sont en effet reliées par la relation suivante :

$$f_{MAX} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi.R_{BB}.C_{BC}}}$$
[Eq. IV.1.2]

où R<sub>BB</sub> est la résistance de base et C<sub>BC</sub> la capacité entre le collecteur et la base. On constate que pour avoir un  $f_{MAX}$  élevé, au-delà du fait que la fréquence  $f_T$  doit être bien entendu élevée, il est nécessaire de réduire autant que possible les valeurs de la résistance de base et de la capacité base/collecteur.

Suite à l'analyse des courbes des figures IV.1.3 et IV.1.4, on peut d'ores et déjà remarquer que le maximum de gain statique ne correspond pas au même courant de collecteur que le maximum de  $f_T$  et  $f_{MAX}$ . Notre étude se portant sur la caractérisation haute fréquence du bruit de ce transistor CBEBC 0.18x4.5  $\mu$ m<sup>2</sup>, nous nous sommes principalement positionnés autour du point de polarisation de 8 mA de courant de collecteur.
Avant de décrire plus en détail la conception des démonstrateurs, il est nécessaire de s'attarder sur l'adaptation à 50  $\Omega$  de notre source de bruit, afin de la connecter à la puce électronique (elle-même adaptée à 50  $\Omega$ ), requise pour minimiser les pertes liées à une potentielle désadaptation.

#### IV.2 – Adaptation 50 $\Omega$ de la photodiode

Afin d'être utilisée en tant que source de bruit millimétrique, la photodiode doit répondre à certains critères cités précédemment en section I.4.1. Parmi eux, la photodiode doit présenter une impédance de 50  $\Omega$  au transistor sous test. Pour cela, le design de plusieurs réseaux d'adaptations a été réalisé et sera détaillé dans ce paragraphe.

#### IV.2.1 – Principe d'adaptation 50 $\Omega$

En effet, le design du HBT a été réalisé à l'aide d'une modélisation sous 50  $\Omega$ , il est donc nécessaire d'adapter la source de bruit qui lui est présentée. De plus, dans le but d'envisager une application commerciale de cette source de bruit photonique, il est nécessaire d'avoir une impédance compatible avec tout type de mesure et qui n'apporte pas de pertes de désadaptation. Enfin, le calibrage du récepteur de bruit se faisant sous 50  $\Omega$ , il est nécessaire que la source servant d'étalon lui présente la même impédance de référence.

Un réseau d'adaptation permet de transformer un coefficient de réflexion en introduisant idéalement un minimum de pertes. S'il est placé en sortie de la photodiode, il transforme son impédance en l'impédance de 50  $\Omega$  désirée. Pour cela, la méthode utilisée est l'adaptation par stub, constituée de deux tronçons de lignes en série séparé par un tronçon de ligne en dérivation (Fig. IV.2.1).



Figure IV.2.1 – Schéma d'adaptation par stub sur l'impédance de la photodiode  $\Gamma_{\rm g}$ 

Ici,  $\Gamma_g^*$  correspond au conjugué du coefficient de réflexion en sortie de la photodiode, c'est le critère nécessaire permettant de ne pas avoir de pertes de désadaptation entre la photodiode et le réseau d'adaptation.  $\Gamma_0$  est le coefficient de réflexion correspondant à l'impédance 50  $\Omega$ . L'adaptation par stub est cependant bande étroite, et se fait pour un point de fréquence précis. C'est pourquoi il est nécessaire de réaliser plusieurs réseaux d'adaptation pour chaque bande de fréquence de mesure, dans notre cas en bande W, G et J.

En revanche, il est intéressant de noter qu'aux hautes fréquences (particulièrement en bande J), les coefficients de réflexion varient peu en fonction de la fréquence, permettant de simplifier l'adaptation à 50  $\Omega$ . En revanche, les pertes des lignes deviennent plus importantes, donc le réseau d'adaptation entier apportera généralement plus de pertes en bande J qu'à plus basse fréquence.

Une autre possibilité pour adapter à 50  $\Omega$  est d'utiliser un isolateur dans la bande de fréquence visée. Un isolateur idéal est un quadripôle passif qui transfère idéalement tout le

signal du port d'entrée vers la sortie et empêche toute réflexion de ce signal. En pratique, l'isolateur est relativement bande étroite, présente des pertes non négligeables dans le sens direct, et une atténuation non infinie dans l'autre sens. Un atténuateur peut aussi être utilisé pour l'adaptation. La puissance transmise sera fortement atténuée, mais la puissance réfléchie sera atténuée deux fois plus, ce qui correspondra à un faible coefficient de réflexion.

Ne connaissant pas au préalable la puissance de bruit que la photodiode sera capable de fournir, le choix de l'adaptation s'est portée sur un réseau à un ou deux stubs, en fonction de la bande de fréquence visée, afin d'en minimiser les pertes. Il est à noter aussi qu'aux fréquences micro-ondes, les dimensions du circuit sont telles que l'on peut réaliser un déphasage significatif dès que le signal se propage sur quelques centaines de micromètres. En taillant un tronçon de ligne adéquat, on peut donc apporter le déphasage voulu pour adapter le signal haute-fréquence.

#### IV.2.2 - Conception des réseaux d'adaptation

Les lignes de transmission utilisées ici pour adapter à 50  $\Omega$  la source de bruit sont des lignes microrubans en technologie PIC25G, dont les propriétés ont été brièvement décrites en section II.2. Afin de tailler les meilleurs réseaux d'adaptation et de connaître les pertes qu'ils ramènent, le logiciel ADS Agilent a été utilisé. Le coefficient de réflexion de la photodiode qui a été utilisé est celui du modèle un port sous obscurité qui a été décrit en section II.4.2.1.

Trois réseaux d'adaptation différents ont été conçus, pour trois bandes de fréquences différentes : en bande W, G et J.

Nous allons nous intéresser tout d'abord à la réalisation du réseau d'adaptation bande G (130-220 GHz), qui est la principale bande de fréquence d'étude en bruit dans notre cas. La mesure du facteur de bruit se faisant sur le banc de test présent à l'IEMN et mis en place par L. Poulain [IV-Poulain], sa bande de fréquence d'étude se fait de 130 à 170 GHz. Il est donc important d'être adapté à 50  $\Omega$  sur cette bande de fréquence en particulier.

Tout d'abord, le réseau bande G a été dessiné avec un simple stub, pour une fréquence d'adaptation centrée à 150 GHz. La figure ci-dessous représente le schéma électrique utilisé avec le logiciel ADS (Agilent) et permettant de dessiné le stub répondant aux besoins (Fig. IV.2.2).



Figure IV.2.2 – Schéma électrique de la photodiode GeHSPD 0,6x14,4 μm<sup>2</sup> avec son réseau d'adaptation bande G (a) et exemple de représentation sous le logiciel ADS (Agilent) (b)

Stub	Largeur (W)	Longueur (L)
Stub 1	6 µm	360 µm
Stub 2	2 µm	655 μm
Stub 3	3.5 µm	290 µm

Tableau IV.2.1 - Taille des stubs utilisés pour l'adaptation de la GeHSPD 0,6x14,4 µm<sup>2</sup> en bande G

Le modèle de photodiode utilisé pour adapter à 50  $\Omega$  son impédance de sortie est celui un port décrit en section II.4.2, pour une polarisation DC inverse de -2V appliquée. Le modèle des lignes microrubans utilisées pour le réseau d'adaptation est fourni par STMicroelectronics et est paramétrable en largeur et en longueur de ligne. Le port RF de sortie permet de calculer le coefficient de réflexion de ce système électrique, afin de vérifier que la sortie est bien adaptée à 50  $\Omega$ .

La figure ci-dessous représente le layout de cette structure de test, réalisé à l'aide du logiciel Cadence (Fig. IV.2.3).



Figure IV.2.3 - Layout de la structure de test GeHSPD 0,6x14,4 µm<sup>2</sup> et son réseau d'adaptation bande G

La structure de test a été réalisée selon une topologie miroir du schéma électrique donné sur la figure IV.2.2, avec la photodiode située à droite et le pad RF de sortie à gauche. Ce choix de placement a été fait pour simplifier la mesure de cette structure de test sur le banc optoélectronique et opto-bruit de l'IEMN, avec le système optique à droite et le système électrique à gauche.

On y retrouve les différents éléments décrits plus tôt, dont parmi eux les dispositifs permettant d'amener le signal optique vers la photodiode (réseau de couplage, guide d'onde, ...) et les stubs permettant l'adaptation 50  $\Omega$ .

Le plan de masse est un empilement des quatre niveaux de métaux de la technologie PIC25G, dont le dernier métal (M4) est représenté par la couleur verte dans le logiciel Cadence. La ligne de transmission est en aluminium (gris) et seul le métal 1 est présent en dessous, représenté par la couleur violette.

Des mesures bande G du coefficient de réflexion de cette structure de test ont été faite à l'aide du banc optoélectronique et d'un VNA, permettant de connaître son  $S_{11}$  en obscurité et sous éclairement. Ces mesures ont été reportées sur la courbe ci-dessous (Fig. IV.2.4), pour trois conditions optiques différentes (obscurité, 10 et 11 dBm).



Figure IV.2.4 – Mesure et Simulation du coefficient de réflexion S<sub>11</sub> en dB en bande G

Si on s'intéresse à la simulation de la structure de test (courbe noire), on remarque qu'elle est « adaptée à 50  $\Omega$  » selon le critère (arbitraire)  $S_{II} < -10 \, dB$  autour de deux points de fréquence : 150 et 210 GHz. La simulation du réseau d'adaptation ne donne pas une adaptation 50  $\Omega$  sur toute la bande G car celle-ci est relativement difficile sur une bande aussi large et un compromis sur la conception du stub a été fait. Ce dessin a satisfait une adaptation 50  $\Omega$  au milieu de la bande 130 – 170 GHz (bande de fréquence du mesureur de bruit bande D) et à plus haute fréquences (à partir de 190 GHz) pour une éventuelle mesure de bruit audelà de 170 GHz.

Cependant, la mesure de cette structure de test nous a montré qu'en réalité la photodiode est moins adaptée que ce que l'on attendait et sur une bande bien plus étroite. En effet, audelà de 170 GHz, la mesure ne suit plus la simulation et un décalage de la deuxième fréquence d'adaptation est observé. Une mesure bande J de cette structure de test serait intéressante afin de vérifier le niveau d'adaptation autour de 230 – 240 GHz, mais elle n'a pu être faite dans le cadre de cette thèse. Cette différence entre mesure et simulation vient principalement du modèle des lignes microruban, qui n'a été validé que jusque 110 GHz et qui peut varier à plus haute fréquence.

On remarque néanmoins que l'éclairement de la photodiode renforce l'adaptation de la photodiode, en particulier autour de 150 GHz où la mesure se rapproche de la simulation pour une puissance optique en entrée du réseau de couplage de 11 dBm. La différence de coefficient de réflexion de la photodiode sous obscurité et sous éclairement n'a pas été prise en compte au départ de cette étude, au moment où ce réseau d'adaptation a été dessiné, car la mesure de paramètres S sous éclairement (section II.4.3) n'avait pas encore été faite. De plus, le modèle de la photodiode à ce stade était encore préliminaire, ce qui ajoute une explication à la différence entre mesure et simulation de la structure de test.

Cette adaptation est donc correcte dans la bande 130 - 170 GHz, pour une utilisation en tant que source de bruit avec le mesureur de bruit bande D. En revanche, il sera nécessaire de refaire l'étude plus haut en fréquence afin d'adapter correctement la photodiode sur toute la bande G (voire J). Pour cela, le modèle en paramètre S de la photodiode et des lignes de transmission devra être réalisé à plus haute fréquence, avec des mesures effectuées en bande G et J (de 140 à 325 GHz).

Les pertes ramenées par ce réseau d'adaptation varient de -3 à -10 dB dans cette bande (Fig. IV.2.5). Cette forte valeur est due à la longueur du stub utilisé ici et aux fortes pertes des lignes microruban à ces fréquences millimétriques.



Figure IV.2.5 – Simulation des pertes ( $S_{21}$ ) ramenées par le réseau d'adaptation dans un environnement 50 $\Omega$ .

D'autres réseaux d'adaptation ont été conçus en bande W et J, le premier dans le cas d'une possible validation de la source de bruit photonique dans cette bande, si la bande D ne donnait pas de résultats satisfaisants. Cependant, les mesures ayant été concluantes en bande D, l'étude s'est focalisée sur ces fréquences et le réseau d'adaptation en bande W n'a pas été vérifié. Celui en bande J a été fait, au contraire, pour le cas où les résultats de mesures bande D étaient satisfaisants et promettaient suffisamment de puissance de bruit pour une mesure d'ENR et de facteur de bruit aux fréquences supérieures à 170 GHz. Si les mesures de bruit n'ont pu être faites en bande J par manque de temps, la structure de test comprenant le réseau d'adaptation seul, dans cette bande, a été mesuré.

La structure de test est semblable à celle bande G, comme on peut le voir sur la figure IV.2.6. On y retrouve notamment le réseau de couplage lié à la photodiode par son guide d'onde, et le plot RF en sortie du réseau d'adaptation à un stub. En revanche, la dimension des lignes microruban et du stub ont changé.



Figure IV.2.6 - Layout de la structure de test comprenant le réseau d'adaptation bande J

Le coefficient de réflexion de cette structure de test a été mesuré en bande J afin de vérifier la bonne adaptation de la photodiode (Fig. IV.2.7). Ces mesures ont été faites sous obscurité uniquement, pour une polarisation inverse de -2V de la photodiode.



Figure IV.2.7 – Mesure sous obscurité et simulation de 220 à 325 GHz du S<sub>11</sub> de la structure de test GeHSPD  $0.6x14.4 \mu m^2$  et son réseau d'adaptation bande J

On remarque que la mesure s'éloigne à nouveau du modèle, entrainant une adaptation plus faible qu'attendue au-delà de 245 GHz. En revanche, entre 220 et 245 GHz, la photodiode est très bien adaptée à 50  $\Omega$  et au-delà de 245 GHz, la mesure montre un coefficient S<sub>11</sub> toujours inférieur à -10 dB, confirmant une bonne adaptation de la photodiode sur toute la bande J. Ce dispositif répond bien au critère d'adaptation 50  $\Omega$  et il serait intéressant de mesurer son ENR en bande J pour vérifier qu'il peut être utilisé comme source de bruit dans cette bande. Ce projet sera détaillé dans la partie perspective de la thèse (section IV.5).

#### IV.3 - Présentation des démonstrateurs millimétriques

Trois types de démonstrateurs ont été réalisés afin de vérifier que la source de bruit photonique permettait une mesure correcte du NF d'un HBT. Deux de ces démonstrateurs ont été dessinés en bande D, et un en bande W. Le but de ces démonstrateurs est de recréer un banc de test en bruit *in situ* et de comparer les études avec des mesures utilisant une source état-solide dans ces bandes. Pour cela, il est nécessaire de lier la puce photonique en technologie PIC25G comprenant la source de bruit adaptée 50  $\Omega$  dans la bande de fréquence voulue, avec la puce électronique comprenant le transistor bipolaire sous test.

Il existe plusieurs possibilités pour l'association de deux puces. Deux ont été envisagées pendant cette thèse : l'intégration à l'aide de plots de cuivre appelés Copper Pillar et celle utilisant des fils de métaux appelés wirebonding. La croissance de copper pillar sur une nouvelle technologie demande une certaine période de maturité et n'a pu être étudiée pendant cette thèse. En revanche, les wirebondings ne sont pas dépendants de la technologie, ce sont des fils de métaux liant les plots (RF par exemple) entre eux.

#### IV.3.1 – Présentation des fonctions élémentaires des démonstrateurs

Le but des démonstrateurs conçus pendant cette thèse est de mesurer le facteur de bruit d'un HBT afin de valider ce nouveau banc de test *in situ*. La structure du HBT choisie est le CBEBC avec une taille d'émetteur de  $0,18x4,5 \,\mu\text{m}^2$ .

La figure IV.3.1 est un layout de la structure de test « HBT seul » (cf. tableau IV.1) comprenant ce HBT relié à des plots RF par des lignes d'accès 50  $\Omega$ .



Figure IV.3.1 – Layout de la structure de test du HBT CBEBC 0,18x4,5 µm.

Le HBT CBEBC à caractériser se trouve au centre de la structure de test 2 ports. Les deux plots RF d'entrée et de sortie sont situés à 210  $\mu$ m l'un de l'autre et les lignes d'accès utilisées pour relier les plots aux HBT sont des lignes microruban 50  $\Omega$  de 100  $\mu$ m de long et 7,7  $\mu$ m de large.

La polarisation DC de la base du transistor ( $V_{BE}$ ) se fait *via* le plot GSG d'entrée et la polarisation DC du collecteur ( $V_{CE}$ ) se fait *via* le plot GSG de sortie. L'émetteur est quant à lui directement relié au plan de masse. Dans cette configuration, le transistor se trouve dans un environnement 50  $\Omega$  en entrée et en sortie. Mesurer le NF de ce transistor dans cette configuration, en ayant pris en compte les accès, permettra de connaître son NF<sub>50</sub>.

#### IV.3.1.1 – Principe de la préadaptation des transistors

Selon la même méthode que pour la photodiode, il est possible d'adapter l'impédance en entrée du transistor sur l'impédance souhaitée. Il est aussi possible d'adapter sa sortie en plaçant un réseau d'adaptation aval (Fig. IV.3.2). Pour cela il suffit de concevoir un quadripôle présentant en entrée l'impédance souhaitée.



Figure IV.3.2 - Schéma d'adaptation du HBT par deux réseaux d'adaptation

Sur ce schéma,  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont les coefficients de réflexion en entrée et en sortie du HBT s'il était placé dans un environnement 50  $\Omega$ .  $\Gamma_{out1}$  et  $\Gamma_{in2}$  sont respectivement les coefficients de réflexion en sortie du réseau d'adaptation 1 et en entrée du réseau d'adaptation 2. Ce sont les coefficients de réflexions présentés au HBT dans une configuration de préadaptation.

L'adaptation habituelle d'un transistor est l'optimisation de son gain. Pour cela, il est nécessaire de présenter en entrée le conjugué de son coefficient de réflexion sous 50  $\Omega$ , *i.e.* son S<sub>11</sub>\*, et en sortie le conjugué de son S<sub>22</sub>. Cela vient simplement du fait que dans ce cas, l'impédance présentée au transistor est conjuguée de celle du transistor seul, ce qui assure un maximum de transfert de puissance. Ce constat est aussi valable en sortie du transistor, en présentant en sortie une impédance correspondant à S<sub>22</sub>\*.

Un autre cas utile de préadaptation en bruit du transistor est de lui présenter en entrée, avec le Réseau d'adaptation 1, le coefficient optimal  $\Gamma_{opt}$  correspondant à son minimum de bruit NF<sub>min</sub>. En sortie, le réseau d'adaptation 2 sera dessiné afin de lui présenter un coefficient de réflexion proche de son S<sub>22</sub>\*, afin d'améliorer le gain du transistor. Ceci permet une mesure simple du NF<sub>min</sub> du transistor, mais pour un seul point de fonctionnement DC choisi au préalable (déterminant le  $\Gamma_{opt}$ ). Un exemple de quatre transistors préadaptés différemment et mesurés en bande W est illustré dans [IV-Waldhoff].

Dans notre cas, c'est l'adaptation sur le maximum de gain du transistor qui a été choisi. En effet, ne connaissant pas au préalable la puissance de bruit que la source photonique serait capable de générer, il était préférable d'avoir un gain suffisant dans la chaîne de mesure pour permettre une mesure correcte du NF du HBT.

La bande de fréquences qui nous intéresse ici sera la bande D (130 – 170 GHz) pour la validation de la mesure du NF(S<sub>11</sub>\*) avec la source photonique. Dans cette bande, le S<sub>11</sub>\*, S<sub>22</sub>\* et  $\Gamma_{opt}$  simulés du HBT testé sont représentés sur l'abaque de Smith ci-dessous (Fig. IV.3.3).



freq (130.0GHz to 170.0GHz) Figure IV.3.3 – Représentation du  $S_{11}^*$ ,  $S_{22}^*$  et  $\Gamma_{opt}$  du HBT CBEBC 0,18x4,5 µm en bande D.

Parmi ces coefficients de réflexion, nous allons chercher à concevoir le réseau d'adaptation en entrée pour qu'il présente un  $\Gamma_{out1}$  égal à  $S_{11}^*$  (courbe rouge) et le réseau d'adaptation en sortie pour qu'il présente un  $\Gamma_{in2}$  égal à  $S_{22}^*$  (courbe bleue). Le schéma des réseaux d'adaptations utilisés pour y parvenir est décrit sur la figure ci-dessous (Fig. IV.3.4).



Figure IV.3.4 - Schéma de préadaptation par stub du HBT CBEBC 0,18x4,5 µm

Les coefficients de réflexion de sortie et d'entrée respectivement pour le réseau d'adaptation en entrée et en sortie du HBT sont présentés sur l'abaque de Smith ci-dessous (Fig. IV.3.5).



Figure IV.3.5 – Abaque de Smith des coefficients  $\Gamma_{out1}$ ,  $S_{11}^*$ ,  $\Gamma_{in2}$  et  $S_{22}^*$ 

Comme on peut le constater, les coefficients  $\Gamma_{out1}$  et  $\Gamma_{in2}$  sont localisés proches (dans l'abaque de Smith) des coefficients  $S_{11}^*$ ,  $S_{22}^*$  sur toute la bande de fréquence étudiée, de 130 à 170 GHz.

Le layout de la structure de test « HBT préadapté » (cf. tableau IV.1) comprenant le transistor préadapté sur son maximum de gain est visible sur la figure ci-dessous (Fig. IV.3.6).



Figure IV.3.6 - Layout de la structure de test B55 du HBT préadapté sur son minimum de bruit.

Le HBT est présent au centre de la structure et possède cinq stubs d'adaptation, deux en amont et trois en aval. Les stubs verticaux étant reliés au plan de masse pour une bonne adaptation du transistor, il a été nécessaire de rajouter des capacités MIM de 500 fF environ afin de pouvoir polariser en DC le transistor, en entrée ( $V_{BE}$ ) et en sortie ( $V_{CE}$ ), via les réseaux d'adaptation.

#### IV.3.1.2 – Description du synthétiseur d'impédance intégré

La dernière structure de test « HBT avec synthétiseur d'impédance » étudiée est un circuit complet comprenant un synthétiseur d'impédance *in situ* passif, un LNA (amplificateur faible bruit) et un HBT CBEBC de taille d'émetteur 0,18x5  $\mu$ m<sup>2</sup>. Cette structure de test permet de mesurer le NF du HBT soumis à différentes impédances, afin d'en extraire les quatre paramètres de bruit (cf. section I.1.2) en bande W. La technologie utilisée ici est du B5T, une technologie uniquement bipolaire, basée sur le nœud technologique BiCMOS9MW 130 nm et dont les performances millimétriques du HBT sont équivalentes à celles en technologie B55. En effet, des fréquences f<sub>T</sub>/f<sub>MAX</sub> autour de 300/400 GHz ont été atteintes pour un transistor NPN ([IV-Heinemann], [IV-Rücker], [IV-Canderle]). Cette technologie a été développée dans le cadre du projet européen FP7 Dot*five* [IV-Dotfive].

Les performances du synthétiseur in situ et du LNA sont présentées dans [IV-Quemerais]. Le schéma du circuit contenant le synthétiseur actif (composé du synthétiseur passif et du LNA) est décrit sur la figure ci-dessous (Fig. IV.3.7).



Figure IV.3.7 – Schéma du synthétiseur d'impédance actif in situ en technologie B5T [IV-Quemerais]

Le LNA est situé en amont du synthétiseur passif afin de maximiser le gain de la chaîne et de conserver des coefficients de réflexion élevés en compensant les pertes du synthétiseur, le tout afin de minimiser la dégradation du NF. Il a une topologie d'émetteur commun à un étage et utilise un HBT NPN à cinq émetteurs de taille 0,18x0,6 µm<sup>2</sup>. La sortie du LNA est adaptée sur l'entrée du tuner passif afin d'optimiser le gain de la structure.

Le LNA a été étudié seul (en « stand-alone ») afin de connaître ses caractéristiques, à la fois en gain et en NF. Les mesures de 56 à 94 GHz (Fig. IV.3.8) ont été comparées aux simulations effectuées à l'aide du modèle HICUM level0 [IV-Schroter1]. Le modèle HICUM est un modèle compact du transistor bipolaire reposant sur la physique du composant intrinsèque et l'extraction des paramètres extrinsèques associés. Il répond le mieux aux attentes des utilisateurs et a été validé sur les technologies avancées pour les applications hautes fréquences [IV-Schroter2], [IV-Berger].



Figure IV.3.8 – Mesure et Simulation du NF et du paramètre S<sub>21</sub> du LNA seul [IV-Quemerais].

Le gain du LNA dans cette bande de fréquence varie de 4 à 6,5 dB, pour un maximum de gain autour de 75 GHz. Son NF correspondant varie de 3 à 6,5 dB de 55 à 95 GHz, avec une différence de 1 à 2 dB entre mesure et simulation en fin de bande.

Le synthétiseur d'impédance passif est ici une capacité variable digitale (DTC : Digitally Tunable Capacitance) composée de quatre transistors NPN permettant de générer 16 états (4 bits de contrôle), donc 16 impédances différentes pouvant être présentées au HBT. Chaque transistor composant la DTC possède la même largeur d'émetteur ( $W_e = 0,18 \mu m$ ) mais une longueur variant de 0,6 à 3  $\mu m$ . Des lignes 25  $\Omega$  sont rajoutées entre chaque transistor et une ligne 55  $\Omega$  de 100  $\mu m$  de long est connectée à chacun des quatre émetteurs afin d'obtenir la valeur de capacité voulue pour différentes polarisations DC du transistor. La valeur de capacité de la DTC varie entre 50 et 200 fF de 55 à 95 GHz, ce qui donne la constellation d'impédance présentée sur l'abaque de Smith ci-dessous (Fig. IV.3.9).



Figure IV.3.9 – Comparaison de la mesure et simulation de la constellation d'impédance présentée par le synthétiseur intégré, entre 56 et 94 GHz [IV-Quemerais].

La constellation d'impédance présentée est très resserrée dans le quart gauche de l'abaque, mais permet néanmoins une bonne extraction des quatre paramètres de bruit du HBT B5T. Ceux-ci ont été reportés dans la table IV.3.1 dans la bande 58 - 67 GHz (mesurées à l'aide d'une source de bruit état-solide).

Technologie	NF <sub>min</sub> (dB)	$R_{n}\left( \Omega ight)$	G <sub>opt</sub> (S)	B <sub>opt</sub> (S)
B5T 0,18x5 μm²	1,8-2	24	0,008 - 0,01	0,009 - 0,01

Tableau IV.3.1 – Valeurs des quatre paramètres de bruit extrait du HBT B5T 0,18x5  $\mu m^2$  pour  $V_{BE}$  = 0,85 V et  $V_{CE}$  = 1.5 V

Cette extraction des quatre paramètres de bruit par la méthode des impédances multiples est donc tout à fait viable dans cette bande de fréquence millimétrique. Un autre exemple de synthétiseur d'impédance *in situ* en technologie B9MW, en bande 60 - 100 GHz, a validé cette méthode de multi-impédance intégrée [IV-Tagro].

#### IV.3.2 – Réalisation des démonstrateurs

#### *IV.3.2.1 – Présentation de la puce photonique reportée (Bande D)*

La photographie ci-dessus représente la structure de test « GeHSPD adaptée » reliée par wirebonding à une ligne de transmission 50  $\Omega$  en technologie B55.



Figure IV.3.10 – Photographie et schéma électrique équivalent de la « GeHSPD adaptée » reliée par wirebonding à une ligne de transmission 50  $\Omega$  en technologie B55.

Comme on peut le remarquer, la structure de test photonique est différente de celle étudiée en section IV.2.2 (Fig. IV.2.3) : 5 plots G, S, G, S, G ont été ajoutés et reliés à la structure de test photonique. Ceux-ci permettent la polarisation  $V_{ph}$  de la photodiode via le premier plot signal et la polarisation de la base du transistor  $V_{BE}$  par le deuxième plot signal, les trois autres plots étant reliés à la masse. Afin de découpler ces deux signaux, une capacité de 1,7 pF environ a été ajoutée entre les deux lignes DC ainsi qu'une résistance de 1 k $\Omega$  sur chacune des lignes. Ceci permet de découpler les deux signaux DC (passant par chacune des lignes DC connectées aux plots signaux de la GSGSG) du signal RF allant vers le plot signal connecté au HBT par wirebonding.

Un zoom sur ce Té de polarisation *in situ* (Fig. IV.3.11) permet de mieux distinguer la capacité et les deux résistances.



Résistances ≈ 1 kΩ

Figure IV.3.11 – Zoom sur le Té de polarisation in situ sur la puce PIC25G.

La capacité de 1,7 pF environ est un empilement de 15 capacités de 110 fF en parallèle. Le modèle de cette capacité, utilisé au moment de la conception de ces structures de test, était un modèle préliminaire valide uniquement jusque 110 GHz, et ne laissait présager aucune résonnance au-delà. Un modèle plus approfondi a été effectué après réalisation de la structure, montrant une résonnance à 160 GHz, au milieu de la bande D (Fig. IV.3.12). Ce modèle reste à valider au-delà de 110 GHz et il est donc possible que la résonnance soit surestimée.



Figure IV.3.12 - Simulation de la valeur de Capacité utilisée pour le découplage

Si la valeur de capacité est encore correcte jusque 130 GHz, la résonnance commence à apparaître, empêchant l'utilisation de la photodiode dans cette bande de fréquence.

Cette capacité a été utilisée pour tous les découplages RF/DC des démonstrateurs, c'est-àdire pour les photodiodes non adaptées telles que présentées en figure IV.3.10 et sur les photodiodes adaptées à 50  $\Omega$  en bande D. Ces dernières ont été au cœur des mesures de NF qui ont été faites sur les HBT en technologie B55 et sur ces mêmes HBT adaptés sur leur maximum de gain.

Des mesures de paramètres S de cette photodiode adaptée 50  $\Omega$  en bande D ont été faites pour différents éclairements, afin de vérifier dans un premier temps l'impact de cette capacité sur l'adaptation (IV.3.13a). La comparaison avec cette même photodiode adaptée 50  $\Omega$  en bande D sans capacité et résistances de découplage est visible Fig. IV.3.13b.





Les mesures ci-dessus sont données non épluchées du plot de sortie GSG, ce qui explique la forte désadaptation de la photodiode supposée adaptée 50  $\Omega$  en bande D. Cependant, dans la configuration utilisée pour les démonstrateurs, utilisant le report par wirebonding, les plots RF sont présents et influent sur le coefficient de réflexion présenté au HBT.

On remarque un effet important de la capacité sur le coefficient de réflexion de la structure de test photonique, mais cet effet est plutôt positif à 130 GHz car il améliore l'adaptation du  $S_{11}$  dans le plan de référence en sortie du plot RF.

Une mesure d'ENR a été ensuite été faite en bande D sur ces deux dispositifs comprenant une photodiode adaptée à 50  $\Omega$  en bande D, avec et sans son Té de polarisation *in situ* (Fig. IV.3.14) avant les wirebonding. Cette mesure a été faite sous deux éclairements différents pour la mesure de puissance à l'état ON, permettant ainsi deux calculs d'ENR<sub>Popt</sub> différents pour les deux structures de test.



Figure IV.3.14 – ENR bande D de la GeHSPD 0,6x14,4 µm<sup>2</sup> polarisée à -2V avec son réseau d'adaptation bande D avec (a) et sans (b) capacité et résistances de découplage.

Une perte de 28 dB est observée sur l'ENR de la photodiode adaptée entre les configurations, avec et sans la présence de la capacité de découplage. Si l'ENR de la « GeHSPD adaptée » sans capacité (IV.3.14b) a le même ordre de grandeur que celui de la photodiode seule (cf. Fig. III.2.12), il reste néanmoins plus faible car les pertes apportées par le réseau d'adaptation influent sur la puissance de bruit générée. En ce qui concerne la structure de test avec capacité de découplage (IV.3.14a), l'ENR est particulièrement faible et inférieur à 6 dB au-delà de 135 GHz, dans le cas le plus favorable (10,5 dBm de puissance optique reçue sur le réseau de couplage).

Il est aussi à noter que le lien entre la source photonique et le HBT lors de la réalisation du démonstrateur se fait par wirebonding, ce qui ajoute des pertes importantes dans cette bande de fréquence.

Pour quantifier les pertes rajoutées par le wirebonding, une mesure d'ENR a été faite sur une structure de test comprenant la photodiode adaptée en bande D avec capacité de découplage et reliée par wirebonding à une ligne de transmission B55 50  $\Omega$  (Fig. IV.3.15).



Figure IV.3.15 – Schéma (a) et Mesure d'ENR (b) de la structure de test GeHSPD 0,6x14,4  $\mu$ m<sup>2</sup> polarisée à -2V et adaptée en bande D et reliée à une ligne 50  $\Omega$  par wirebonding.

Ce démonstrateur a été réalisé afin de connaître la valeur de l'ENR et du coefficient de réflexion qui est présenté au HBT, après épluchage du plot RF de sortie en technologie B55. On remarque tout d'abord que l'ENR est plus fort dans ce cas que lors de la mesure de la « GeHSPD adaptée » sans wirebonding (Fig. IV.3.14b). Une hypothèse émise serait une meilleure adaptation de la source grâce à l'effet des wirebonding, permettant de diminuer les pertes dues à la désadaptation 50  $\Omega$ . Pour vérifier cela, une mesure de paramètre S sous différents éclairements de cette structure de test a été faite à l'aide du VNA (Fig. IV.3.16).



Figure IV.3.16 – Coefficient de réflexion du démonstrateur comprenant la photodiode adaptée bande D reliée à une ligne de transmission 50  $\Omega$  par wirebonding.

La flèche présente sur la courbe donne le sens de variation de la courbe en fonction de la fréquence, de 130 à 170 GHz. Tout le long de cette bande de fréquence, l'adaptation de cette structure de test est effectivement meilleure grâce à l'ajout de ces wirebonding, confirmant l'augmentation de 2,5 dB sur l'ENR.

#### IV.3.2.2 - Démonstrateurs avec un HBT seul et préadapté (Bande D)

Dans le but de mesurer le facteur de bruit du HBT B55 à l'aide de la source photonique, deux démonstrateurs spécifiques ont été réalisés. Dans le premier cas, on relie la source photonique au HBT seul afin de mesurer son NF50, et dans le second cas, on relie la source photonique au HBT préadapté afin de mesurer son NF correspondant à son maximum de gain. Dans les deux cas, la source photonique utilisée a été adaptée en bande D afin de présenter idéalement 50  $\Omega$  le long de la bande de fréquence de mesure, 130 – 170 GHz. Dans les faits, le coefficient de réflexion vu par le HBT seul est loin d'être 50  $\Omega$ , car il a été désadapté par les deux pads signaux (PIC25G et B55) et par le wirebonding. Pour mieux comprendre pourquoi cette désadaptation n'a pas été prise en compte, le schéma du démonstrateur prévu au départ de la thèse devait utiliser la technologie Copper Pillar (CP) pour relier la puce photonique et la puce B55. Cependant, cette technologie n'ayant pu être accessible à temps, nous nous sommes intéressés à la technologie wirebonding pour réaliser nos différents démonstrateurs. Or, dans le cas d'un report CP, la désadaptation apportée par les plots de cuivre est très différente de celle apportée par les différents pad GSG. C'est pourquoi nous n'avons pas pu prendre en compte cette désadaptation lors de la réalisation des différents réseaux d'adaptation.

Le premier démonstrateur étudié contient la photodiode adaptée en bande D avec sa capacité de découplage relié par wirebonding à la structure de test contenant le HBT seul et ses lignes de transmissions 50  $\Omega$  (Fig. IV.3.17).



bande G

Figure IV.3.17 – Photographie et schéma électrique équivalent de la « GeHSPD adaptée » reliée par wirebonding au « HBT seul » en technologie B55.

La puce photonique est située à droite, on peut y retrouver le réseau de découplage composé d'une capacité et de deux résistances, liées aux deux plots signaux du pad GSGSG, permettant d'amener les polarisations  $V_{BE}$  pour le HBT et  $V_{ph}$  pour la photodiode. En sortie de ce démonstrateur, sur le plot signal situé à gauche, on vient polariser le collecteur du HBT à une tension  $V_{CE}$  de 1,2 V.

Le deuxième démonstrateur possède la même puce photonique, mais reliée en sortie au HBT préadapté sur son maximum de gain (Fig. IV.3.18).



Figure IV.3.18 – Photographie et schéma électrique équivalent de la « GeHSPD adaptée » reliée par wirebonding au « HBT préadapté » en technologie B55.

Ces deux démonstrateurs sont relativement semblables et permettront de faire une mesure de NF du HBT sous deux impédances différentes, avec une configuration de banc de test simple. En effet, le même banc que celui utilisé pour la mesure d'ENR permet cette mesure (cf. section III.2.1), avec simplement un ajout de deux polarisations de plus (V<sub>BE</sub> et V<sub>CE</sub>), *via* une sonde différentielle.

# *IV.3.2.3 – Démonstrateur avec un synthétiseur d'impédance et un HBT intégré (Bande W)*

Le troisième démonstrateur est très différent des deux précédents. Son but est de mesurer le NF du HBT à l'aide de la méthode des impédances multiples, en utilisant la puce contenant le synthétiseur d'impédance actif et le HBT, présenté en section IV.3.1.2. Celui-ci ayant été conçu pour un fonctionnement en bande W, la source photonique utilisée pour valider le concept a été la structure de test simple contenant la photodiode seule, sans réseau d'adaptation. En effet, aucune structure de test de photodiode adaptée en bande W n'était alors disponible lors de la réalisation du lien wirebonding entre les deux puces.

Une photographie de ce démonstrateur est donnée sur la figure ci-dessous (Fig. IV.3.19).



Figure IV.3.19 – Photographie et schéma électrique équivalent de la « GeHSPD seule » reliée par wirebonding au « HBT avec synthétiseur d'impédance » en technologie B5T.

On reconnait à droite la structure de test présentée en section II.2, avec la photodiode reliée d'un côté au réseau de couplage *via* un guide d'onde et de l'autre au plot signal du pad

GSG *via* une ligne de transmission 50  $\Omega$ . A gauche se trouve la puce B5T contenant le LNA à un étage, la DTC et le HBT. Ce démonstrateur demande plus de polarisation DC que précédemment, avec 4 polarisations au sud (pour la base du HBT et le LNA) et 4 au nord (pour les 4 HBT de la DTC).

Cette disposition de plot DC situé en nord-sud de la plaque a créée de fortes contraintes sur le banc de mesure, car il a été nécessaire d'amener deux cartes à pointe DC de chaque côté (Fig. IV.3.20).



Figure IV.3.20 – Photographie de la partie test sous pointe du troisième démonstrateur

Au centre de la photographie ce situe le DST et de part et d'autre les cartes à pointes DC pour amener les différentes polarisations. Au fond se trouve la sonde RF GSG et au plus proche la fibre optique avec son support de fibre visible en haut. La caméra a été placée à 70° environ afin de permettre une visualisation correcte du démonstrateur sans gêner les fils des cartes à pointes.

Les différents démonstrateurs ayant été présentés, nous allons maintenant nous intéresser à leur caractérisation, afin de valider l'utilisation de la photodiode en tant que source de bruit.

## IV.4 – Caractérisations des démonstrateurs millimétriques

### IV.4.1 – Caractérisation du démonstrateur avec un HBT simple (Bande D)

La mesure du NF en bande D du premier démonstrateur s'est faite pour différents points de polarisation DC, i.e. différentes polarisation V<sub>B</sub> à V<sub>CE</sub> = 1,2 V, entrainant différents courants de collecteur I<sub>C</sub> (4,6 mA ; 5,8 mA ; 6,4 mA ; 7,4 mA ; 8 mA ; 8,2 mA ; 9,3 mA et 10,5 mA). Le maximum de  $f_T/f_{MAX}$  est atteint pour un courant I<sub>C</sub> de 8 mA.

Les mesures brutes de puissance de bruit à l'état OFF et l'état ON dans le plan de référence du récepteur de bruit (cf. Fig. III.2.4) sont présentées sur la figure ci-dessous (Fig. IV.4.1).



Figure IV.4.1 - Schéma (a) et Puissances de bruit brutes, à l'état ON et OFF (b)

Les puissances données sur la courbe IV.4.1b correspondent aux puissances mesurées par le récepteur de bruit quand la source de bruit est à l'état OFF (courbes rouges) et quand elle est à l'état ON (courbes bleues), pour les 9 points de fonctionnement cités précédemment. La puissance est donnée en relatif par rapport à la puissance  $P_0 = -174 \text{ dBm/Hz}$ .

On peut déjà remarquer que la différence de puissance entre l'état ON et l'état OFF pour chacun des points de polarisation DC est très faible à partir de 135 GHz (< 2,5 dB). Nous allons donc concentrer notre mesure de NF sur le début de la bande, à 131 GHz.

A partir des puissances brutes, et connaissant l'impédance de sortie de l'ensemble incluant démonstrateur et quad (constitué de la sonde RF), on peut calculer les puissances disponibles dans le plan de référence d'entrée du récepteur de bruit (cf. section III.2.2). Ensuite, connaissant les paramètres S de la sonde RF et le coefficient de réflexion du démonstrateur, on peut calculer le gain disponible de la sonde RF et déterminer ainsi la puissance de bruit disponible dans le plan de sortie du démonstrateur pour chacun des points de polarisation et pour les deux états ON et OFF.

De plus, les mesures de paramètres S ayant été faites sous éclairement, le calcul de la puissance disponible et du gain disponible du quad a été fait pour les deux états, *i.e.* photodiode éclairée ou non. Les mesures de puissances de bruit n'ont pas été épluchées du pad de sortie du démonstrateur, en technologie B55.

A partir des puissances de bruit disponible à l'état ON et à l'état OFF, pour chacun des points de polarisation DC, on calcule le facteur Y défini comme suit :

$$Y_{DST} = \frac{P_{disp,ON}}{P_{disp,OFF}}$$
[Eq. IV.4.1]

Connaissant l'ENR présenté au HBT, on peut alors calculer son facteur de bruit (linéaire) :

$$NF_{DST} = \frac{ENR - Y_{DST} \cdot \left(\frac{P_{disp, OFF}}{P_0} - 1\right)}{Y_{DST} - 1}$$
[Eq. IV.4.2]

L'ENR utilisé ici est celui calculé pour la structure de test comprenant la GeHSPD 0,6x14,4  $\mu$ m<sup>2</sup> avec son réseau d'adaptation bande D et relié à une ligne de transmission 50  $\Omega$  B55 par wirebonding. Le NF du HBT (non épluché des accès et du plot RF de sortie, cf. Fig. IV.4.1) en dB est reporté sur la figure IV.4.2. La mesure du NF du HBT avec ses accès a aussi été réalisée avec une source état-solide fonctionnant en bande D, afin d'en faire la comparaison.

I <sub>C</sub> (mA)	4,6	5,8	6,4	7,4	8	8,2	9,3	10,5
NF (dB) @ 131 GHz	7,1	6,8	6,7	6,6	6,7	6,6	6,9	7,2

Tableau IV.4.1 - Facteur de bruit du « HBT seul » mesuré à 131 GHz avec la source photonique, à  $V_{CE} = 1,2$ V et  $I_C$  variant de 4,6 à 10,5 mA.

Les mesures large bande seront exploitées dans un second temps, du fait de la résonnance de la capacité de découplage (cf. section IV.3.2) qui empêche toute exploitation des résultats. La mesure du NF à 131 GHz en fonction du point de polarisation du HBT est reportée sur la figure ci-dessous (Fig. IV.4.2) et comparée aux mesures sur le même dispositif « HBT seul » mesuré avec une source état-solide.



Figure IV.4.2 – Facteur de bruit du HBT et ses accès en fonction du point de fonctionnement DC du HBT, pour la source photonique (courbe rouge) et la source état-solide (courbe bleue), à 131 GHz.

On retrouve tout d'abord une très bonne corrélation entre les mesures de NF avec la source état-solide et la source photonique, à 131 GHz, pour différents points de fonctionnement DC correspondant à un courant de collecteur de 4 à 10 mA. Les différences qui peuvent être observées entre les deux types de mesures (en fonction de la source de bruit utilisée) sont principalement dues au fait que l'impédance de la photodiode, avec son réseau d'adaptation associé, sa capacité de découplage et ses wirebondings, n'était pas égale à 50  $\Omega$  à ces fréquences-là, contrairement à la source état-solide. Le HBT étant sensible à l'impédance qui lui est présentée (cf. section I.1.2), cette différence d'impédance génère un écart de NF pour les mêmes conditions de polarisation et à une fréquence fixée.

La mesure n'ayant été faite que sur un seul dispositif, une plage de  $V_{BE}$  réduite et une bande de fréquences étroite, il sera nécessaire de poursuivre cette étude avec des photodiodes adaptées 50  $\Omega$  avec une capacité de découplage dont la résonnance est supérieure à 200 GHz et sur une bande de fréquence plus large afin de consolider la comparaison des mesures de bruit avec une source état-solide.

#### IV.4.2 – Caractérisation du démonstrateur avec un HBT préadapté (Bande D)

La figure IV.4.3 correspond au schéma du deuxième démonstrateur étudié.



Figure IV.4.3 – Schéma du deuxième démonstrateur

Les points de polarisations étudiés ici sont au nombre de sept et correspondent à un courant de collecteur variant de 5,8 à 10,5 mA pour une polarisation  $V_{CE}$  de 1,2 V (5,8 mA ; 6,4 mA ; 7,4 mA ; 8 mA ; 8,2 mA ; 9,3 mA et 10,5 mA).



Les puissances de bruit brutes mesurées par le récepteur sont données en figure IV.4.4.

Figure IV.4.4 – Mesures de Puissances de bruit mesurées dans le plan du récepteur, à l'état ON et OFF, du démonstrateur reliant la « GeHSPD adapté » au « HBT adapté » par wirebonding, entre 130 et 135 GHz

On remarque que la différence de puissance entre l'état OFF et l'état ON est plus faible que dans le cas du HBT seul. Il est à noter que la puissance optique utilisée ici n'est pas la même (10,5 dBm au lieu de 11,2) car elle correspond pour ce dispositif au plus fort contraste entre l'état ON et OFF, ce qui est important afin de diminuer l'erreur relative à l'extraction du NF.

Connaissant les paramètres S du « HBT adapté » et du quad de sortie (contenant la sonde RF), la puissance disponible de bruit dans le plan de sortie de ce dispositif a pu être calculée pour chacun des points de polarisations choisis. Le NF du « HBT adapté » a alors été extrait et comparé à la mesure du NF du HBT seul par la source photonique et par la source étatsolide (il s'agit d'une comparaison avec la Fig. IV.4.2). L'étude s'est faite à 131 GHz, du faite de la résonnance de la capacité de découplage qui perturbe les mesures et l'extraction au-delà.

I <sub>C</sub> (mA)	5,8	6,4	7,4	8	8,2	9,3	10,5
NF (dB) @ 131 GHz	7,65	7,2	5,8	5,53	5,27	5,56	7,23

Tableau IV.4.2 - Facteur de bruit du « HBT adapté » mesuré à 131 GHz avec la source photonique, à  $V_{CE}$  = 1,2 V et I<sub>C</sub> variant de 5,8 à 10,5 mA.

La figure ci-dessous permet une meilleure visualisation de l'influence du point de polarisation (donc du courant de collecteur pour un  $V_{CE}$  fixe de 1,2 V) sur le NF du HBT. La mesure est aussi comparée à celle du « HBT seul » mesuré avec une source photonique et une source état-solide.





On observe une bonne cohérence entre les différentes mesures de NF. De plus, on retrouve l'influence du courant de collecteur sur le NF telle qu'attendue, avec un effet bien plus marqué dans le cas du « HBT préadapté », dont minimum de NF est obtenu pour une valeur de 8 mA de courant de collecteur.

L'extraction du NF du « HBT préadapté » par la source photonique est ainsi validée en début de bande D et pour différents points de polarisation DC choisis. Par la suite, une intégration avec une source photonique contenant une capacité de découplage qui ne résonne pas en bande D est à prévoir, afin de valider cette mesure de NF sur une large bande de fréquence.

#### IV.4.3 – Caractérisation du démonstrateur avec un synthétiseur d'impédance et un HBT intégré (Bande W)

Le dernier démonstrateur étudié pendant cette thèse est celui dessiné en bande W, conçu pour une extraction des quatre paramètres de bruit du HBT en technologie B5T, grâce à la méthode des impédances multiples.

Pour cela, le banc de test bande W a été modifié afin de supporter les deux cartes à pointes DC et les alimentations permettant de polariser les différents transistors présents dans le synthétiseur d'impédance actif (Fig. IV.4.6). Cela a permis de générer 16 impédances différentes (visible sur la Fig. IV.3.9), dont seulement 10 ont été retenues car elles étaient suffisamment dispersées sur l'abaque de Smith pour permettre une extraction correcte.



Figure IV.4.6 – Schéma de la partie test sous pointes du démonstrateur reliant la « GeHSPD adaptée » au « HBT avec synthétiseur d'impédance ».

Une photographie associée à ce banc de bruit est visible sur la figure III.2.3. Le HBT sous test est soumis à une tension de polarisation  $V_{BE}$  de 0,85 V et une tension  $V_{CE}$  de 1,5 V.

Le banc de bruit dédié à la mesure de ce démonstrateur a permis de mesurer des puissances de bruit pour chacune des 10 impédances présentées au HBT, dans le plan d'entrée du récepteur de bruit.



Figure IV.4.7 - Mesures de Puissances de bruit mesurées dans le plan du récepteur, à l'état ON et OFF, entre 75 et 108 GHz, pour 10 états du synthétiseur et un HBT polarisé à  $V_{BE} = 0.85$  V et  $V_{CE} = 1.5$  V.

Malgré la forte désadaptation de la photodiode (aucun réseau d'adaptation), il existe plus de 7 dB de différence entre les deux états pour chaque impédance, en début de bande, et 2,5 dB en fin de bande (à 108 GHz).

Selon la même méthode que pour les deux démonstrateurs précédents, le calcul de la puissance disponible dans le plan de référence du récepteur de bruit a été fait à l'aide des paramètres S du quad (sonde MMW bande W) et du coefficient de réflexion de sortie du démonstrateur. De même, le calcul de puissance disponible dans le plan de sortie du démonstrateur (épluché du quad de sortie) a été effectué. Ensuite vient l'extraction du facteur Y, rapport de la puissance disponible épluché du quad de sortie entre les deux états ON et OFF pour chacun des états du synthétiseur d'impédance. On peut alors calculer le facteur de bruit NF grâce à la formule explicité en Eq.IV.4.2.

Le NF précédemment calculé et celui mesuré avec la source état-solide ont été reportés sur la figure ci-dessous (IV.4.8).



Figure IV.4.8 – Facteur de bruit de la structure de test comprenant le synthétiseur et le HBT sous test, mesuré avec la source photonique (courbes rouges) et la source état-solide (courbes bleues), pour 10 états du synthétiseur et un HBT polarisé à  $V_{BE} = 0.85$  V et  $V_{CE} = 1.5$  V.

On remarque une forte différence d'environ 7 dB des deux facteurs de bruit mesurés, entre l'utilisation d'une source état-solide et d'une source photonique. Cela vient en partie du fait que la source état-solide présente 50  $\Omega$  au dispositif sous test, contrairement à la photodiode dont le plot RF et les wirebonding rajoutent à la désadaptation. Pour compléter la compréhension de la raison de cette différence, une simulation de ce facteur de bruit a été faite à l'aide du simulateur Eldo, pour les deux cas de figure.

Le schéma suivant a été utilisé pour la simulation du facteur de bruit du démonstrateur dans le cas de la source de bruit photonique (Fig. IV.4.9) :



Figure IV.4.9 - Schéma électrique équivalent du démonstrateur

Cette simulation se fait en 2 ports, nécessaire lors de la simulation du facteur de bruit. Le port d'entrée possède une impédance propre, égale à celle de la photodiode GeHSPD  $0,6x14,4 \mu m^2$  avec son plot RF de sortie. Le deuxième port de simulation se situe en sortie de la structure de test dont on veut connaître le NF et contenant le synthétiseur d'impédance et le HBT sous test. Il faut noter ici que le port 1 représentant la structure de test photonique n'est pas directement relié à la masse, comme il aurait dû l'être lors d'une simulation usuelle. Ceci est dû au fait que la structure de test photonique n'a pas son plan de masse directement relié à la masse, car il y est relié via les deux wirebonding aux plots de masse du pad GSG. Aucun

plot de masse n'était disponible afin de permettre la liaison à la masse du plan de masse de la puce photonique directement via les pointes de test.

Les inductances de 400 pH utilisées modélisent les trois wirebonding, dont la valeur est approximativement estimée à 1 nH/mm. Le couplage entre les wirebonding côté masse et celui au centre est aussi pris en compte par une inductance mutuelle de facteur K égal à 0.05 ; le couplage entre les deux fils les plus éloigné entraîne quant-à-lui une inductance mutuelle de facteur K/2.

Néanmoins, grâce à ce schéma équivalent prenant en compte la dégénération du port d'entré, la simulation a permis de retrouver les ordres de grandeurs des NF mesurés pour chacun des états d'impédances (Fig. IV.4.10).



Figure IV.4.10 – Comparaison des mesures et simulations du NF de la structure de test B5T avec la source photonique (courbes rouges) et état-solide (courbes bleues), pour 10 états du synthétiseur et un HBT polarisé à  $V_{BE} = 0.85$  V et  $V_{CE} = 1.5$  V.

Il existe une très bonne corrélation entre les mesures et les simulations du NF de la structure de test B5T. La prise en compte de la dégénérescence du port de simulation et la différence d'impédance des deux sources de bruit permet d'expliquer les 7 dB de différence mesurés. La mesure avec la source état-solide ayant été faite jusque 95 GHz, l'étude s'est limité à la bande de fréquence 75 - 95 GHz.

Une prochaine étape sera l'extraction des quatre paramètres de bruit par la méthode multiimpédance (cf. section I.1.2). Pour cela, il est nécessaire d'avoir la mesure des paramètres S de chaque bloc constituant le démonstrateur : le synthétiseur actif, le transistor, les plots RF ainsi que la mesure du NF du synthétiseur actif avec la source de bruit photonique.

En effet, dans le but d'extraire les quatre paramètres de bruit, la formule de Friis sera utilisée (explicitée en section I.1.2, Eq. I.1.3). Connaissant le facteur de bruit total du démonstrateur, celui du synthétiseur d'impédance et les gains disponibles du pad RF d'entrée, du synthétiseur et du HBT, on peut en déduire le NF du HBT seul grâce à la formule cidessous (Fig. IV.4.11, Eq. IV.4.3).



Figure IV.4.11 - Schéma de la chaîne de quadripôles de la structure de test « HBT avec synthétiseur d'impédance » et dénomination de leur facteur de bruit et leur gain en puissance disponible respectifs.

$$NF_{tot} = NF_{pad,e} + \frac{NF_{syn} - 1}{G_{pad,e}} + \frac{NF_{HBT} - 1}{G_{pad,e} \cdot G_{syn}} + \frac{NF_{pad,s} - 1}{G_{pad,e} \cdot G_{syn} \cdot G_{HBT}}$$
[Eq. IV.4.3]

L'appellation *pad,e* représente le pad RF d'entrée de la structure de test (en technologie B5T) et *pad,s* le pad de sortie. Ces pads étant passifs, leur facteur de bruit est égal à l'inverse de leur gain disponible. Ceci permet d'extraire le NF du HBT seul :

$$NF_{HBT} = 1 + G_{syn} \cdot (G_{pad,e} \cdot NF_{tot} - NF_{syn}) + \frac{G_{pad,s} - 1}{G_{HBT} \cdot G_{pad,s}}$$
[Eq. IV.4.4]

Pour cela, le synthétiseur devra être assemblé avec la source de bruit photonique afin d'en mesurer le facteur de bruit pour toutes les positions d'impédances utilisées lors de la mesure du HBT.

# IV.5 –Design d'un démonstrateur bande D pour une extraction des quatre paramètres de bruit d'un HBT en technologie B55

Afin de prendre en compte toutes les réussites et problèmes rencontrés lors des mesures des trois démonstrateurs évoqués ci-dessus et très différents, un quatrième a été imaginé et conçu. Les layouts des parties photoniques et BiCMOS ont été réalisés et sont en cours de fabrication.

Le but est d'extraire les quatre paramètres de bruit du HBT en technologie B55 en bande D grâce à la méthode de multi-impédance. Ce démonstrateur reprend donc le principe de celui réalisé en bande W (cf. section IV.3.2.3), avec un LNA et une DTC conçu pour un bon fonctionnement en bande D. La source photonique utilisée alors est une photodiode GeHSPD  $0.6x14.4 \mu m^2$  avec le même réseau d'adaptation que celui des deux démonstrateurs décrit en section IV.3.2.2, mais sans capacité ni résistance de découplage au niveau de la puce photonique. En effet, pour s'affranchir des problèmes liés à la capacité PIC25G, le découplage se fait au niveau de la puce B55, dont les capacités ont de meilleures performances à haute fréquence.

Enfin, afin de diminuer les pertes et la désadaptation dues au wirebonding, c'est un report 3D par Copper Pillar qui sera réalisé pour lier les deux puces PIC25G et B55 entre elles.

Le schéma de ce démonstrateur a été reporté sur les figures ci-dessous, en vue de profil et vue de dessus.



Figure IV.5.1 – Schéma vue de profil du démonstrateur bande D reliant une GeHSPD adaptée sans capacité de découplage à un HBT avec synthétiseur actif en technologie B55.



Figure IV.5.2 – Schéma vue de dessus du démonstrateur bande D reliant une GeHSPD adaptée sans capacité de découplage à un HBT avec synthétiseur actif en technologie B55.

Ce démonstrateur comprend 14 polarisations DC en tout, six pour le LNA, cinq pour le synthétiseur d'impédance, une pour la base du HBT, une pour la photodiode et une pour la masse DC. La tension de collecteur du HBT sous test se polarise en sortie par le pad RF de la puce PIC25G. Le schéma n'est pas tout à fait conforme au layout de la puce B55 mais permets une bonne visibilité des différents composants utilisés.

La taille de la puce photonique du démonstrateur est de  $3.3x3.3 \text{ mm}^2$  et celle de la puce B55 de  $1.25x1.25 \text{ mm}^2$ . On peut remarquer qu'il existe une grande distance entre la sortie de la puce B55 et le plot RF en technologie PIC25G. Cette distance, de 900 µm exactement, correspond à la distance sur laquelle la « colle » utilisée pour souder les copper pillar de chaque puce s'étend et rend impossible tout posé dessus (zone appelée « underfill »). C'est aussi le cas en entrée, pour le réseau de couplage, qui est situé à 900 µm des copper pillar les plus proches. En ce qui concerne les lignes de transmission, la photodiode et le guide d'onde,

ceux-ci étant enterrés sous une couche de passivation, cet underfill n'aura aucune conséquence sur leurs performances.

Les structures de test B55 comprenant le LNA, le synthétiseur d'impédance et le HBT ont été réalisées dans le cadre d'une collaboration avec la thèse de Marina Deng effectuée dans le cadre du projet Catrene RF2THz [IV-Catrene]. Le layout de cette puce B55 prévue pour le report copper pillar est visible Fig. IV.5.3.



Figure IV.5.3 – Layout de la puce B55 prévue pour le démonstrateur bande D reliant une GeHSPD adaptée sans capacité de découplage à un HBT avec synthétiseur actif.

L'entrée de la puce B55 se trouve à gauche, en amont du LNA, et la sortie de ce dispositif à droite, en aval du HBT. Juste avant le LNA se trouve des capacités de découplage permettant d'amener la polarisation DC vers la photodiode sans être gêner par les stubs reliés à la masse en entrée du LNA (prévus pour une adaptation 50  $\Omega$  en entrée). Le LNA est formé de 3 étages, dimensionné ainsi pour un gain optimal tout en restant dans les dimensions fixées par le report copper pillar (800x945 µm<sup>2</sup> maximum).

Le synthétiseur passif est composé d'une DTC 5 bits, soit cinq capacités demandant chacune une polarisation pour le contrôle des bits.

Deux layouts équivalents ont été réalisés, l'un comprenant le LNA et la DTC, donc tout à fait semblable au layout présent en Fig. IV.5.3 sans le HBT, et l'autre avec le LNA seul. Ceci permettra une extraction des quatre paramètres de bruit du HBT en bande D.

Le layout de la partie PIC25G de ce démonstrateur est visible sur la figure IV.5.4. Sur ce layout, l'entrée optique est à droite, avec la photodiode et son réseau d'adaptation, et la sortie RF à gauche, avec le pad GSG. L'emplacement de l'entrée et la sortie au niveau des plots copper pillar est inversé entre les deux puces, car la puce B55 qui sera assemblée sera retournée afin que les croissances de cuivre faites au niveau des plots CP se collent.



Figure IV.5.4 - Layout de la puce PIC25G prévue pour le quatrième démonstrateur

Une fois l'assemblage de ces deux puces réalisé au dernier trimestre 2014, ce démonstrateur sera prêt à être testé pour vérifier la validité d'une source de bruit photonique lors d'une mesure multi-impédance en bande D. Cette étude fera l'objet d'une thèse en collaboration entre STMicroelectronics et l'IEMN.

En conclusion, malgré les limitations en fréquence de l'adaptation 50  $\Omega$  de la source de bruit photonique (due à la limitation du modèle préliminaire des lignes de transmission) et malgré la fréquence de coupure inférieure à 130 GHz de la capacité de découplage entre la puce photonique et la puce électrique, des mesures de bruit ont pu être réalisées sur des transistors HBT ainsi que sur un dispositif plus complexe comprenant un synthétiseur actif lié à un HBT en technologie B5T. Ces mesures ont pu être menées autour de 75 et 130 GHz et valident l'approche de l'utilisation d'une source photonique en tant que source de bruit, en corrélant les résultats avec ceux obtenus avec une source état-solide, dans les mêmes conditions de polarisation DC.

Le dernier démonstrateur en cours de fabrication et décrit ci-dessus permettra l'extraction des quatre paramètres de bruit du HBT en technologie B55 dans la bande D, pour une large plage de fréquence de plusieurs GHz (130 - 170 GHz).

# Références du chapitre IV

[IV-Berger] – D. Berger, "Etude et validation d'un modèle de transistor bipolaire dédié aux applications hautes fréquences", thèse de doctorat, Université Bordeaux I, No. d'ordre 2827, juin 2004.

[IV-Canderle] – E. Canderle, et al., "Extrinsic Base Resistance Optimization in DPSA-SEG SiGe:C HBTs", *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM)* 2012, pp. 1-4.

[IV-Catrene] – Projet Catrene RF2THz : http://www.catrene.org/web/downloads/profiles\_ catrene/CT209-RF2THZ%20SISOC-project%20profile-outCatrene%20(21-3-12).pdf

[IV-Chevalier] – P. Chevalier et al., "Towards THz SiGe HBTs", *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM) Tech. Dig.*, 2011, pp. 57-65.

[IV-Dotfive] – Projet Dotfive : www.dotfive.eu

[IV-Heinemann] – B. Heinemann et al., "SiGe HBT technology with fT/fMAX of 300GHz/500GHz and 2.0 ps CML Gate Delay", in *IEDM Tech. Dig.* 2010, pp. 688-691.

[IV-Poulain] - L. Poulain, "Développement d'un outil de caractérisation millimétrique de bruit dans la bande de fréquences 110 - 320 GHz", thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, No. d'ordre 40921, nov. 2012.

[IV-Quemerais] - T. Quemerais, D. Gloria, S. Jan, N. Derrier and P. Chevalier, "Millimeter-Wave Characterization of SiGe HBTs Noise Parameters Featuring f<sub>T</sub>/f<sub>MAX</sub> of 310/400 GHz",*Radio Frequency Integrated Circuit Symposium*, 2012, pp. 351-354.

[IV-Rücker] – H. Rücker, B. Heinemann, A. Fox, "Half-Terahertz SiGe BiCMOS Technology", *SiRF* 2012, pp. 133-136.

[IV-Schroter1] – M. Schroter, S. Lehmann, S. Frégonèse and T. Zimmer, "A computationally efficient physics-based compact bipolar transistor model for Circuit Design", *IEEE Transactions on electron devices*, vol. 53, no.2, feb. 2006, pp. 279-286.

[IV-Schroter2] – M. Schroter *et al.*, "High-frequency circuit design oriented compact bipolar transistor modeling with HICUM", *IEICE Trans. on Electronics*, Special Issue on Analog Circuit and Device Technologies, Vol. E88-C, No. 6, pp. 1098-1113, 2005

[IV-Tagro] – Y. Tagro, et al., "SiGe HBT noise parameters extraction using in situ silicon integrated tuner in MMW range 60-100 GHz", in *Proc. Bipolar/BiCMOS Circuits Technol. Meeting*, oct. 2009, pp. 83-86.

[IV-Waldhoff] – N. Waldhoff, Y. Tagro, D. Gloria, F. Gianesello, F. Danneville, and G. Dambrine, "Validation of the 2 temperature noise model using pre-matched transistors in W-band for sub-65 nm Technology", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 5, May 2010, pp. 274-276.

#### **Conclusion Générale et Perspectives de la Thèse**

L'objectif de cette thèse était de valider le concept d'utilisation d'une photodiode Germanium sur Silicium en tant que source de bruit *in situ* haute fréquence.

Pour cela, les problématiques liées à la mesure de bruit haute fréquence ont été décrites dans un premier temps, avec une présentation des notions de bruit et des méthodes de caractérisations millimétriques utilisées à ce jour. Les performances à l'état de l'art actuel des transistors, à la fois MOS et bipolaires ont alors été décrites, afin de mieux cerner le souhait de monter en fréquence en terme de caractérisation et modélisation. Le cahier des charges de la source de bruit photonique a été réalisé, avec la position de notre thèse vis-à-vis de l'état de l'art actuel.

Les deuxième et troisième parties se sont consacrées à l'étude de la structure de test photonique utilisée pour les différentes mesures de paramètres S, de puissance RF et de puissance de bruit. Ceci à permit une modélisation petit signal de notre structure de test qui a servi lors du calcul de son ENR jusque 170 GHz. Celui-ci s'est révélé largement au-delà des performances spécifiées dans le cahier des charges, ainsi que très sensible à différents paramètres tels que la puissance optique injectée en entrée, la largeur intrinsèque de la photodiode et la polarisation DC à laquelle elle est soumise. L'ENR maximal qui a pu être obtenu lors de cette thèse est de 48 dB à 170 GHz et concerne la photodiode 0.4x14.4  $\mu$ m<sup>2</sup> soumise à un signal optique de 9,5 dBm en entrée du réseau de couplage et une polarisation DC de -2V.

Fort de ce constat prometteur, avec un ENR largement supérieur aux spécifications, la dernière partie du manuscrit s'est consacrée à la réalisation et l'étude de trois démonstrateurs. Parmi eux se trouvent deux démonstrateurs permettant la mesure en bande D du NF<sub>50</sub> et du NF correspondant au maximum de gain du HBT en technologie B55. Le troisième démonstrateur s'intéresse à la mesure de bruit en bande W d'un HBT en technologie B5T utilisant un synthétiseur d'impédance actif *in situ* permettant l'extraction des quatre paramètres de bruit du transistor. Cependant, un problème de capacité de découplage au niveau des deux premiers démonstrateurs a fortement limité la mesure du facteur de bruit du HBT B55, ne permettant qu'une mesure entre 130 et 132 GHz pour le premier dispositif. De plus, si une bonne modélisation des wirebonding utilisés a permis de simuler le facteur de bruit du HBT B5T reste à faire. Afin de palier à ces différents problèmes, un quatrième démonstrateur a été réalisé en collaboration avec une autre thèse dans le cadre du projet Catrene RF2THz.

Ce travail de thèse a permis de valider le fort ENR de la source photonique, permettant de répondre au cahier des charges fixé au départ, mais nécessitant néanmoins une atténuation de sa puissance. Il a aussi permis d'apporter une première ébauche d'un système de caractérisation millimétrique *in situ* et de décrire les différents points d'amélioration qui pourront servir de piste aux prochains travaux reprenant ce sujet. Il fait d'ailleurs l'objet d'une nouvelle thèse qui reprendra les différents points détaillés en perspective et se concentrera sur la réalisation d'un banc de bruit complet *in situ*, incluant le récepteur de bruit.

Le graphe ci-dessous permet de remettre en perspective les résultats obtenus dans cette thèse vis-à-vis des objectifs visés au départ et de l'état de l'art actuel.



Figure C.1 – Etat de l'art des sources de bruit et positionnement des résultats de la thèse

Cette étude nous a permis de valider l'utilisation d'une source de bruit jusque 170 GHz, avec la mesure d'un ENR entre 25 et 48 dB en fonction de la géométrie de la photodiode utilisée (largeur de la zone intrinsèque), de la puissance optique injectée et de la polarisation DC de la photodiode.

En perspective à ces travaux, plusieurs points d'étude sont à aborder. Tout d'abord, une mesure du démonstrateur en cours de fabrication sera à faire en bande D, et à comparer à la mesure effectuée avec une source état-solide, afin de valider l'utilisation d'une source de bruit photonique.

Le deuxième point d'étude en perspective de cette thèse est la mesure de l'ENR de ces photodiodes en bande J. Pour cela, la structure de test est déjà réalisée, avec la photodiode adaptée à 50  $\Omega$  en bande J (cf. section IV.2.2 et figure IV.2.6). En revanche, il n'existe pas de récepteur de bruit dans cette bande, il faudra donc choisir le bon mélangeur pour se ramener dans la bande de fréquence du NFM. Il sera aussi nécessaire de dimensionner le récepteur afin de trouver la fréquence et la puissance d'OL qui conviennent, selon la même méthode que celle utilisée par L. Poulain lors de la conception de son banc de bruit bande D [IV-Poulain]. Enfin, il n'y aura pas de source de bruit d'ENR connu dans cette bande de fréquence, il sera donc nécessaire d'étalonner le récepteur avec la photodiode. Pour cela, une méthodologie spécifique devra être développée.

De plus, une fois démontrée la validité de cette source de bruit bande J, son intégration dans une sonde millimétrique peut être envisagée, afin de permettre, à terme, une mesure de bruit par simple posé de sonde (Fig. C.2). La réalisation d'une source de bruit intégrée en bande G (140 – 220 GHz) et J (220 – 325 GHz) pourra intéresser les industries, afin d'effectuer une mesure de bruit d'un DST sur une plus large bande de fréquence, correspondant à celle des mesures de paramètres S. Le design d'un réseau d'adaptation 50  $\Omega$  devra alors être réétudié afin d'être plus large bande que celui utilisé dans la section IV.2.2.



Figure C.2 – Projet d'intégration de la source de bruit dans la sonde millimétrique.

Parmi les possibilités de couplage, l'utilisation de deux antennes sera sans doute la première à étudier, pour les pertes relativement faible que cela apporte sur de faibles distances, aux fréquences de travail supérieures à 500 GHz (Fig. C.3).



Figure C.3 – Couplage par antenne entre la sonde et la structure de test.

Tous ces points d'étude, et plus particulièrement les deux premiers, font déjà l'objet d'une thèse qui débutera en octobre 2014.

# **Publications**

# **Conférences internationales :**

### **Publications internationales :**

- <u>Conférence ICMTS 2013 à Osaka</u> : "Optical High Frequency Test Structure and Test Bench definition for on Wafer Silicon Integrated Noise Source characterization up to 110 GHz based on Germanium-on-Silicon Photodiode", S. Oeuvrard, J.-F. Lampin, G. Ducournau, , L. Virot, J.M. Fedeli, J.M. Hartmann, F. Danneville, Y. Morandini, D. Gloria.
- <u>Conférence ICMTS 2014 à Udine</u> : "On Wafer Silicon Integrated Noise Source characterization up to 110 GHz based on Germanium-on-Silicon Photodiode", S. Oeuvrard, J.-F. Lampin, G. Ducournau, S. Lepilliet, T. Quemerais, F. Danneville, D. Gloria.

#### Présentations à des congrès internationaux :

• <u>Workshop EuMW 2013 à Nuremberg</u>: "Integration Optical Noise Source characterization for THz applications", S. Oeuvrard.

## **Conférences nationales :**

#### **Publications nationales :**

 <u>Conférence GDR Onde à Grenoble</u>: « Caractérisation d'une photodiode Germanium jusque 110 GHz en technologie Silicium », S. Oeuvrard, J.-F. Lampin, G. Ducournau,, L. Virot, J.M. Fedeli, J.M. Hartmann, F. Danneville, Y. Morandini, D. Gloria.

#### **Présentations orales :**

• Workshop Laboratoire commun STMicroelectronics/IEMN dec. 2013 : "Integrated Photonic Noise Source characterization for THZ applications", S. Oeuvrard.

# Annexe I : Modèle Equivalent 2 ports de la photodiode

Pour rappel, le schéma électrique équivalent de la photodiode est le suivant (cf. section II.4.2) :



Figure A.1.1 – Schéma de coupe de la photodiode et mise en évidence des différentes influences résistives, inductives et capacitives.

Le schéma électrique équivalent est proposé Fig. II.4.14, avec une modélisation fine des éléments du substrat permettant une meilleure modélisation 2 ports de la photodiode.



Figure A.1.2 - Schéma électrique équivalent de la photodiode en 2 ports
La schématisation de ces différentes contributions permet de se ramener à un schéma équivalent avec 3 parties distinctes (Fig. II.4.15) :



Figure A.1.3 - Schéma équivalent de la photodiode représenté en impédances

$$V_1 = Z_1 I_{11} + Z_3 (I_{11} + I_{22})$$
(1)

$$V_2 = Z_1 I_{22} + Z_3 (I_{11} + I_{22})$$
<sup>(2)</sup>

$$I_1 = I_{11} + I_{12} \tag{3}$$

$$I_2 = I_{22} - I_{12} \tag{4}$$

$$V_1 - V_2 = Z_2 I_{12} = Z_1 (I_{11} - I_{22})$$
(5)

On part de l'équation (1) pour avoir une relation entre  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $I_1$  et  $I_2$ .

$$V_1 = (Z_1 + Z_3) \left( I_1 - \frac{V_1 - V_2}{Z_2} \right) + Z_3 \left( I_2 + \frac{V_1 - V_2}{Z_2} \right)$$
(6)

$$V_1 = (Z_1 + Z_3)I_1 - \left(\frac{Z_1 + Z_3}{Z_2}\right)V_1 + Z_3I_2 + \left(\frac{Z_1 + Z_3}{Z_2}\right)V_2 + Z_3\left(\frac{V_1 - V_2}{Z_2}\right)$$
(7)

$$V_1\left(1+\frac{Z_1}{Z_2}\right) = \frac{Z_1}{Z_2}V_2 + (Z_1+Z_3)I_1 + Z_3I_2$$
(8)

On recommence l'exercice avec  $V_2$ .

1

$$V_2 = (Z_1 + Z_3) \left( I_2 + \frac{V_1 - V_2}{Z_2} \right) + Z_3 \left( I_1 - \frac{V_1 - V_2}{Z_2} \right)$$
(9)

$$V_2 = (Z_1 + Z_3)I_2 + \left(\frac{Z_1 + Z_3}{Z_2}\right)V_1 + Z_3I_1 - \left(\frac{Z_1 + Z_3}{Z_2}\right)V_2 - Z_3\left(\frac{V_1 - V_2}{Z_2}\right)$$
(10)

$$V_2\left(1+\frac{Z_1}{Z_2}\right) = \frac{Z_1}{Z_2}V_1 + (Z_1+Z_3)I_2 + Z_3I_1$$
(11)

On remplace  $V_1$  par l'équation (8) :

1

1

$$V_2\left(1+\frac{Z_1}{Z_2}\right) = \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \left(\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}\right) \cdot \left[\frac{Z_1}{Z_2}V_2 + (Z_1+Z_3)I_1 + Z_3I_2\right] + (Z_1+Z_3)I_2 + Z_3I_1$$
(12)

$$V_2\left[1 + \frac{Z_1}{Z_2} - \frac{Z_1^2}{Z_2(Z_1 + Z_2)}\right] = \left[\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}(Z_1 + Z_3) + Z_3\right]I_1 + \left[\frac{Z_1Z_3}{Z_1 + Z_2} + Z_1 + Z_3\right]I_2$$
(13)

$$V_2\left[\frac{Z_2 + 2Z_1}{Z_1 + Z_2}\right] = \left[\frac{Z_1^2 + Z_1Z_3}{Z_1 + Z_2} + Z_3\right]I_1 + \left[\frac{Z_1Z_3}{Z_1 + Z_2} + Z_1 + Z_3\right]I_2$$
(14)

Par définition, on a les relations suivantes entre les impédances du quadripôle et ses sources de tensions et courant en entrée et sortie :

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{I_0 = 0} \tag{15}$$

$$Z_{12} = -\frac{V_1}{I_2}\Big|_{I_1=0} \tag{16}$$

$$Z_{21} = \frac{V_2}{I_1}\Big|_{I_2=0} \tag{17}$$

$$\left. \left. Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1 = 0} \right. \tag{18}$$

Connaissant les relations liant  $V_2$  à  $I_1$  et  $I_2$ , on est capable de déduire les impédances  $Z_{21}$  et  $Z_{22}$ . De par la symétrie de la structure, on est alors capable d'en déduire aussi  $Z_{11}$  et  $Z_{12}$ .

$$Z_{21} = \left[ \frac{Z_1^2 + Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_2} + Z_3 \right] \times \left[ \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2 + 2Z_1} \right] = \left[ \frac{Z_1 (Z_1 + 2Z_3) + Z_3 Z_2}{2Z_1 + Z_2} \right]$$
(19)

$$\left[ Z_{22} = \left[ \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_2} + Z_1 + Z_3 \right] \times \left[ \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2 + 2Z_1} \right] = \left[ \frac{Z_1 Z_3 + (Z_1 + Z_3)(Z_1 + Z_2)}{2Z_1 + Z_2} \right]$$
(20)

Il est alors possible, à l'aide de ces deux équations, d'en déduire  $Z_1$  et  $Z_3$  en fonction de  $Z_{21}$ ,  $Z_{22}$  et  $Z_2$ . Pour rappel (cf. section II.4.2.2), la valeur de  $Z_2$  peut être déterminée car elle représente la capacité parasite entre les interconnections (évaluée à 2 fF environ).

$$\begin{cases} Z_1(Z_1 + 2Z_3) + Z_3Z_2 = Z_{21}(2Z_1 + Z_2) \end{cases}$$
(21)

$$Z_1 Z_3 + (Z_1 + Z_3)(Z_1 + Z_2) = Z_{22}(2Z_1 + Z_2)$$
(22)

$$\int Z_1^2 + 2Z_1Z_3 + Z_3Z_2 = Z_{21}(2Z_1 + Z_2)$$
(23)

$$Z_1^2 + 2Z_1Z_3 + Z_3Z_2 + Z_1Z_2 = Z_{22}(2Z_1 + Z_2)$$
(24)

On isole  $Z_1$  en soustrayant l'équation (23) de la (24) :

$$(24) - (23) \Rightarrow Z_1 Z_2 = (Z_{22} - Z_{21})(2Z_1 + Z_2)$$
(25)

$$\Rightarrow Z_1[Z_2 - 2(Z_{22} - Z_{21})] = Z_2(Z_{22} - Z_{21})$$
(26)

A partir de l'équation (23) et (26), on peut alors en déduire l'expression de  $Z_3$  en fonction de  $Z_2$ ,  $Z_{21}$  et  $Z_{22}$ :

$$Z_3(2Z_1 + Z_2) = Z_{21}(2Z_1 + Z_2) - Z_1^2$$
(27)

$$\Rightarrow Z_3 = Z_{21} - \frac{Z_1^2}{2Z_1 + Z_2}$$
(28)

$$Z_{3} = Z_{21} - \frac{[Z_{2}(Z_{22} - Z_{21})]^{2}}{[Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21})]^{2} \times \left(2\frac{Z_{2}(Z_{22} - Z_{21})}{Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21})} + Z_{2}\right)}$$
(29)

$$Z_{3} = Z_{21} - \frac{Z_{2}^{2}(Z_{22} - Z_{21})^{2}}{[Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21})][2Z_{2}(Z_{22} - Z_{21}) + Z_{2}(Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21}))]}$$
(30)

$$Z_{3} = Z_{21} - \frac{Z_{2}(Z_{22} - Z_{21})^{2}}{[Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21})][2(Z_{22} - Z_{21}) + (Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21}))]}$$
(31)

$$Z_{3} = Z_{21} - \frac{Z_{2}(Z_{22} - Z_{21})^{2}}{Z_{2}[Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21})]} = Z_{21} - \frac{(Z_{22} - Z_{21})^{2}}{[Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21})]}$$
(32)

Les expressions de  $Z_1$  et  $Z_3$  en fonction de  $Z_{21},\,Z_{22}$  et  $Z_2$  sont donc les suivantes :

$$\int Z_1 = \frac{Z_2(Z_{22} - Z_{21})}{[Z_2 - 2(Z_{22} - Z_{21})]}$$
(33)

$$Z_{3} = Z_{21} - \frac{(Z_{22} - Z_{21})^{2}}{[Z_{2} - 2(Z_{22} - Z_{21})]}$$
(34)