



**HAL**  
open science

# Conception de circuits RF sur polymère Benzocyclobutène (BCB) pour des applications à ondes millimétriques et THz

Iméne Kaid Omar

► **To cite this version:**

Iméne Kaid Omar. Conception de circuits RF sur polymère Benzocyclobutène (BCB) pour des applications à ondes millimétriques et THz. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paris-Saclay, 2022. Français. NNT : 2022UPAST014 . tel-03632276

**HAL Id: tel-03632276**

**<https://theses.hal.science/tel-03632276>**

Submitted on 6 Apr 2022

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# Conception de circuits RF sur polymère Benzocyclobutene (BCB) pour des applications à ondes millimétriques et THz

*Design of RF circuits on Benzocyclobutene polymer (BCB)  
for millimeter wave and THz applications*

**Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay**

École doctorale n°575 : Electrical, Optical, Bio : physics and Engineering (EOBE)  
Spécialité de doctorat : électronique et optoélectronique, nano- et  
microtechnologies  
Graduate School : Sciences de l'ingénierie et des systèmes  
Réfèrent : Faculté des sciences d'Orsay

Thèse préparée dans l'unité de recherche **Centre de Nanosciences et  
de Nanotechnologies** (Université Paris-Saclay, CNRS)  
sous la direction de **Badr Eddine RATNI**, Maître de conférences

**Thèse soutenue à Paris-Saclay, le 15 février 2022, par**

**Iméne KAID OMAR**

## Composition du Jury

<b>Christophe GAQUIERE</b> Professeur, Université Lille 1 - IEMN	Président du jury
<b>Elodie RICHALOT</b> Professeure, Université Gustave Eiffel - ESYCOM	Rapporteuse & Examinatrice
<b>Faouzi BOUSSAHA</b> Ingénieur de recherche CNRS (HDR), Observatoire de Paris - GEPI	Rapporteur & Examineur
<b>Said ZOUHDI</b> Professeur, Université Paris-Saclay - GEEPS	Examineur
<b>Nicolas ZEROUNIAN</b> Maître de conférences, Université Paris-Saclay - C2N	Examineur
<b>Badr Eddine RATNI</b> Maître de conférences, Université Paris Nanterre- LEME/C2N	Directeur de thèse

**Titre :** Conception de circuits RF sur polymère Benzocyclobutène (BCB) pour des applications à ondes millimétriques et THz.

**Mots clés :** Modélisation électromagnétique, Technologie Salle Blanche, Mesures Terahertz, Guide d'onde coplanaire (CPW), Antennes Patches, Rectenna.

**Résumé :** Les nouvelles applications dans la gamme de fréquences submillimétriques, imposent un développement rapide du trafic et nécessitent une augmentation importante de la capacité de transmission, que ça soit en télécommunications, en imagerie ou en spectroscopie. Aujourd'hui, cette augmentation de capacité de transmission est obtenue, soit par une amélioration de l'efficacité spectrale, soit par l'élargissement du spectre utilisé, ce qui nécessite l'utilisation des gammes de fréquences au-delà de 300 GHz.

Depuis quelques années, ces nouvelles applications, impliquant des hauts débits, ont suscités l'intérêt et l'effort de plusieurs équipes de recherche qui ont effectués des études plus axées sur des dispositifs actifs que des dispositifs passifs. Tandis que les dispositifs passifs à base de polymère, sont particulièrement intéressants et pertinents en raison de leurs excellentes performances intrinsèques, et de leur aptitude à pouvoir s'adapter et à s'intégrer aux différentes technologies microélectroniques existantes telles que MOS Si, BiCMOS SiGe, MMIC GaAs, GaN ou InP.

Dans le cadre de cette thèse, l'étude menée a porté sur la conception et la réalisation de circuits passifs dans la gamme de fréquences allant du millimétrique au THz sur le polymère Benzocyclobutene (BCB).

Pour cela des antennes de topologies innovantes et des guides d'ondes métalliques monomodes à faibles pertes et à très fort facteur de qualité ont été simulées, réalisées et caractérisées. Le choix du polymère BCB réside dans le fait qu'il présente de faibles valeurs de pertes, notamment aux fréquences THz, permettant ainsi d'améliorer le rendement des circuits passifs à ces fréquences.

L'autre atout de ce polymère, réside dans la facilité à le déposer (par centrifugation) au-dessus de tout type de substrat et/ou de circuits intégrés. Cela permet de réaliser sur un même dispositif des systèmes incluant des circuits actifs et passifs tout en réduisant les interconnexions. Dans le but de valider le concept, plusieurs dispositifs ont été réalisés et caractérisés aux moyens technologiques de la CTU du C2N (du réseau Renatech).

Dans un premier temps, des guides d'ondes GCPW avec vias ont été réalisés et mesurés sur BCB et les résultats obtenus sont en bon accord avec les simulations jusqu'à 760 GHz (proche THz). Ils demeurent monomode à faible pertes et présentent une atténuation très satisfaisante aussi faible que 3 dB/mm à 600 GHz avec une permittivité effective d'environ 1.95. Dans un deuxième temps, dans le but d'étudier l'association de circuits actifs et passifs sur BCB, il a été proposé de réaliser une rectenna fonctionnant autour de 60 GHz (visant des applications WiGig). Pour cela, différentes topologies d'antennes planaires ont été simulées, réalisées et caractérisées au C2N. Le circuit de la rectenna a ensuite été optimisé sous ADS en testant différentes diodes Schottky commerciales. Ces technologies de dispositifs passifs sur polymère BCB, ouvrent la voie à de nombreuses perspectives telles que, l'interconnexion entre guides et antennes de différente nature, le couplage des circuits passifs avec des dispositifs actifs sur semi-conducteur (des amplificateurs distribués ou des multiplieurs), ainsi que la réalisation des motifs de calibrage et d'épluchage avec des guides monomodes sur polymère au-delà de 110 GHz, en concurrence avec ceux déjà commercialisés sur substrat alumine, et dont les limites sont largement atteintes.

**Title :** Design of RF circuits on Benzocyclobutene polymer (BCB) for millimeter wave and THz applications.

**Keywords :** Electromagnetic modelling, Cleanroom technology, Terahertz measurements, Coplanar waveguide (CPW), Patch Antenna, Retenna.

**Abstract :** New applications in the submillimeter frequency range require rapid development of traffic and require a significant increase in transmission capacity, whether in telecommunications, imaging or spectroscopy. Today, this increase in transmission capacity is achieved either by improving spectral efficiency or by broadening the spectrum used, necessitating the use of frequency ranges above 300 GHz.

In recent years, these new applications, involving high data rates, have aroused the interest and effort of many research teams who have carried out studies focusing more on active devices than on passive devices. The subject of this thesis concerns passive circuits for the millimeter and the THz. For the realization of integrated passive functions and circuits, polymers appear particularly interesting and relevant because of their excellent intrinsic performance, and their ability to be able to adapt and integrate into the various existing microelectronic technologies such as MOS Si, BiCMOS, SiGe, MMIC GaAs, GaN or InP.

As part of this thesis, the study carried out focused on the design and realization of passive circuits in the frequency range from millimeter to THz on the Benzocyclobutene (BCB) polymer.

For this, antennas with innovative topologies and single-mode low-loss metal waveguides with a very high quality factor were simulated, produced and characterized. The BCB polymer was chosen because it exhibits low losses at THz frequencies and a low real part of the permittivity which reduces radiation losses, thus improving the efficiency of passive circuits at these frequencies. The other advantage of this polymer lies in the ease of depositing it (by centrifugation) on top of any type of substrate and/or

integrated circuits. This allow to produce systems including active and passive circuits on the same device while reducing interconnections. In order to validate the concept, several devices are realized and characterized using the technological means of the CTU of C2N (of the Renatech network).

First, GCPW waveguides (with vias) on BCB were realized and were first measured at C2N up to 67 GHz. The results obtained are in good agreement with simulations results. Then a few guides were measured at the IEMN up to 760 GHz. These guides remain single-mode and exhibit low losses (3 dB / mm at 600 GHz with an effective permittivity of approximately 1.95). Secondly, in order to study the association of active and passive circuits on BCB, it is proposed to create a rectenna operating around 60 GHz (targeting Wi-Gig applications). To this end, various topologies of planar antennas were simulated, realized and characterized at C2N. The rectenna circuit was then optimized under the Advanced Design System (ADS) software based on different models of commercial Schottky diodes. Finally, in order to maximize the efficiency of the rectenna, an optimization study of a Schottky diode in GaAs technology is proposed. The work undertaken made it possible to acquire and consolidate the stages of modeling, design and realization of integrated technologies on BCB polymer. They open the way to many future perspectives such as the association of passive circuits and active components based on semiconductors which will be directly integrated on a single chip. This technology will thus make it possible to considerably reduce the losses due to the interconnections between components and therefore to design highly integrated systems operating in the THz range.



## Remerciements

Tout d'abord, je tiens à exprimer toute ma gratitude à mon encadrant Monsieur Badr Eddine RATNI pour son encadrement que je juge exemplaire. Son soutien, son aide, sa disponibilité et sa force de proposition m'ont permis d'aller au bout de cette thèse qui s'est passée dans de très bonnes conditions. Je tiens à le remercier également pour la confiance qu'il m'a accordée. Mille mercis.

J'ai été honorée de l'intérêt qu'ont porté tous les membres du jury à mes travaux de thèse. Je remercie chaleureusement Madame Elodie RICHALOT et Monsieur Faouzi BOUSSAHA d'avoir accepté d'en être les rapporteurs, Monsieur Saïd ZOUHDI et Monsieur Nicolas ZEROUNIAN d'avoir accepté d'en être les examinateurs, ainsi que Monsieur Christophe GAQUIERE d'avoir accepté d'être président du jury.

Merci à tous les membres de l'équipe Ephycas en particulier, Mr Frédéric ANIEL de m'avoir encadré, orienté et conseillé pendant mes deux premières années de thèse, Mr Nicolas ZEROUNIAN, sur le plan réalisations technologiques que sur le plan mesures et caractérisations des échantillons ainsi que Mme Anne-Sophie GRIMAULT pour ses diverses explications, son aide dans l'ensemble des tâches administratives et de m'avoir assisté à mes débuts en salle blanche.

J'exprime mes plus vifs remerciements à l'ensemble du personnel de la CTU au C2N, Mr Cédric VILLEBASSE, Mr David BOUVILLE, Mr Etienne HERTH, Mr Frédéric HAMOUDA, Mr Hadrien PHILIPPE, Mr Fabien BAYLE, Mr Jean-René COUDEVYLLE, Mr Antoine PALLANDRE, Mme Nathalie ISAC et Mme Marie Paule PLANTE qui m'ont enseigné et formé aux technologies de base en salle blanche et dont l'assistance était technique et humaine. Merci pour tous les conseils, les suggestions et l'aide que vous m'avez apporté le long de mes journées passées à la (CTU) au C2N.

Je remercie également le personnel administratif en particulier Mme Sylvie LAMOUR, Mme Lydia ANDALON et Mme Amanda TREPAGNY, ainsi que le personnel technique Mr Alain PEAN, Mr Maxime PROVENZANO sans oublier Mme Ophélie BOUZID pour leur disponibilité, leur aide précieuse et leur sympathie.

Je remercie particulièrement, Fabien PARRAIN qui m'a donné l'occasion de découvrir et d'apprécier l'univers de l'enseignement universitaire. Merci pour ta confiance, ta sympathie et ta bonne humeur permanente.

Je ne pouvais pas oublier de saluer chaleureusement Farah AMAR avec qui j'ai partagé des moments très agréables voir inoubliables. Je la remercie pour sa présence et surtout pour ses encouragements qui n'ont jamais cessés.

Enfin, je voudrais remercier mes parents pour leurs soutiens, leurs encouragements et de m'avoir toujours donné de la force pour persévérer et prospérer dans la vie. C'est pour vous et c'est grâce à vous. Je remercie ma sœur et mon frère pour leur soutien jusqu'au bout.

Le meilleur pour la fin, mon cher époux, mon petit bout de chou Hamid. Merci d'avoir été toujours là pour moi, de près dans les hauts et les bas. Merci d'avoir toujours cru en moi, de m'avoir tout le temps soutenu et de m'avoir poussé à aller toujours de l'avant.

La liste est tellement longue, alors je la résume en merci à tous pour tout !

*Il faut savoir persévérer si l'on veut  
atteindre un but déterminé*

*(Ferdinand-Lop)*



A mes parents,

A mon époux,

A mes enfants Hamid et (*future* Rania),

A ma famille et à ma belle-famille,

A tous ceux que j'aime...

# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>11</b>
<b>CHAPITRE 1: INTRODUCTION ET ETAT DE L'ART DES DISPOSITIFS PASSIFS: ANTENNES ET GUIDES D'ONDES EN BANDE MILLIMETRIQUE ET SUBMILLIMETRIQUE.....</b>	<b>14</b>
1.1 INTRODUCTION.....	14
1.2 ETAT DE L'ART SUR LES APPLICATIONS EN BANDE MILLIMETRIQUES.....	14
1.2.1 <i>Systèmes de communication à 60 GHz (et autour de 60 GHz)</i> .....	15
1.2.2 <i>Radars automobiles</i> .....	16
1.2.3 <i>Radiomètres et radars-imageurs pour la sécurité</i> .....	18
1.2.4 <i>Radioastronomie</i> .....	18
1.3 CIRCUITS RF PASSIFS INTEGREES EN ONDES MILLIMETRIQUES : ETAT DE L'ART .....	19
1.3.1 <i>Antennes intégrées en ondes millimétriques</i> .....	20
1.3.1.1 <i>Antennes intégrées sur puce (Approche AoC)</i> .....	20
1.3.1.2 <i>Antennes intégrées sur substrat externe à la puce (Approche AiP)</i> .....	23
1.3.2 <i>Différentes lignes de transmission en structure planaire</i> .....	25
1.3.2.1 <i>La technologie microruban (microstrip)</i> .....	25
1.3.2.2 <i>La technologie coplanaire (CPW)</i> .....	26
1.3.2.3 <i>La technologie ligne à fente (Slotline)</i> .....	27
1.3.2.4 <i>La technologie triplaque</i> .....	27
1.3.2.5 <i>Technologie multicouche</i> .....	28
1.3.3 <i>Lignes de transmissions intégrées en ondes millimétriques et submillimétriques</i> .....	29
1.3.4 <i>Technologies sur le polymère BCB</i> .....	32
1.4 ASSOCIATION DE CIRCUITS ACTIFS ET PASSIFS EN ONDES MILLIMETRIQUES : APPLICATION RECTENNA .....	35
1.4.1 <i>Structure de Rectenna</i> .....	35
1.4.2 <i>Topologies du circuit de conversion RF-DC</i> .....	35
1.4.3 <i>Rectenna dans la gamme des fréquences millimétriques</i> .....	36
1.5 CONCLUSION .....	40
<b>CHAPITRE 2 : MODELISATIONS ELECTROMAGNETIQUES 3D ET MESURES VNA D'UN GUIDE D'ONDE PLANAIRE CPW SUR POLYMERE.....</b>	<b>41</b>
2.1 INTRODUCTION.....	41
2.2 ANALYSE D'UN GUIDE CPW .....	41
2.2.1 <i>Structures des guides CPW étudiées et simulées avec HFSS</i> .....	42
2.2.2 <i>Effet du plan de masse et des vias sur la permittivité effective, la dispersion, la constante d'atténuation et les pertes totales</i> .....	44
2.2.2.1 <i>La permittivité effective</i> .....	46
2.2.2.2 <i>Les pertes totales</i> .....	47
2.2.3 <i>Les différents types de pertes dans un CPW</i> .....	48
2.2.3.1 <i>Les pertes par rayonnement</i> .....	48
2.2.3.2 <i>Les pertes par conduction</i> .....	48
2.2.3.3 <i>Les pertes diélectriques</i> .....	49

2.2.4 Etudes paramétriques.....	50
2.2.4.1 Influence de la largeur du ruban central et du gap sur les différents types de pertes.....	51
2.2.4.2 Influence de la largeur des plans de masse sur les différents types de pertes.....	52
2.2.4.3 Influence du nombre de vias sur les différents types de pertes .....	53
2.2.5 Conclusions concernant les modélisations HFSS .....	55
2.3 CONCEPTION ET FABRICATION DES ECHANTILLONS .....	55
2.3.1 Conception des jeux de lignes CPW (masque).....	56
2.3.2 Technologies de fabrication des échantillons.....	57
2.3.2.1 Etapes de conception technologiques.....	58
2.3.2.2 Problèmes rencontrés lors de fabrication des échantillons .....	62
2.4 MESURE ET EXTRACTION DES PARAMETRES S DANS LA GAMME DE FREQUENCES [1-70 GHz].....	63
2.4.1 Mesures des paramètres S, étalonnage, et épluchage des données.....	63
2.4.2 Extraction des paramètres S de la ligne de transmission.....	64
2.4.3 Extraction de la conductivité de la couche métallique (Or) via un simple modèle.....	65
2.4.4 Résultats de mesure jusqu'à 70 GHz.....	65
2.4.4.1 Atténuations totales .....	66
2.4.4.2 Permittivité effective .....	68
2.4.4.3 Impédance caractéristique.....	68
2.4.5 Performance du guide GCPW jusque 760 GHz.....	69
2.4.6 Conclusions concernant les résultats de mesures.....	71
2.5 CONCLUSION .....	71
<b>CHAPITRE 3: CONCEPTION ET CARACTERISATION D'ANTENNES LARGE BANDE AUTOUR DE 60 GHZ .....</b>	<b>73</b>
3.1 INTRODUCTION.....	73
3.2 TECHNIQUES D'ELARGISSEMENT DE BANDE PASSANTE DE L'ANTENNE .....	73
3.3 MODELISATION D'UNE ANTENNE PATCH A 60 GHZ SUR HFSS .....	74
3.3.1 Alimentation par couplage.....	76
3.3.2 Modification de l'élément rayonnant : Introduction de fente.....	77
3.3.3 Un patch parasité par un autre patch .....	78
3.3.4 Antenne patch circulaire avec résonateurs en forme de champignons .....	80
3.3.5 Conclusion concernant les modélisations d'antennes sur HFSS.....	82
3.4 CONCEPTION ET FABRICATION DES ANTENNES.....	83
3.4.1 Conception des antennes et les transitions de couplage (masque).....	83
3.4.2 Fabrication d'antennes.....	84
3.4.3 Problèmes rencontrés lors de la fabrication.....	88
3.5 MESURES D'ANTENNES .....	89
3.6 VALIDATION EXPERIMENTALE A 60 GHZ.....	91
3.6.1 Antenne simple patch .....	91
3.6.2 Antenne avec fente en forme de U.....	92
3.6.3 Antenne patch rectangulaire parasité par un patch par-dessus .....	93
3.6.4 Antenne patch circulaire entourée de structures en forme de champignons .....	94
3.7 ETUDE DE TOLERANCES DE FABRICATION .....	96
3.7.1 Permittivité relative du diélectrique BCB.....	96

3.7.2	<i>Épaisseur du diélectrique BCB</i> .....	97
3.7.3	<i>Conductivité de la métallisation</i> .....	98
3.7.4	<i>Épaisseur de la métallisation</i> .....	99
3.7.5	<i>Dimension du patch W/L</i> .....	100
3.8	ANTENNE PATCH CIRCULAIRE ENTOURÉE DE STRUCTURES EN FORME DE CHAMPIGNONS ET PARASITE PAR UN AUTRE PATCH PAR-DESSUS.....	101
3.9	CONCLUSION.....	105
<b>CHAPITRE 4 : CONCEPTION ET MODELISATION DE RECTENNAS INCLUANT UNE DIODE SCHOTTKY A 60 GHZ ET A 1 THZ.....</b>		<b>106</b>
4.1	INTRODUCTION.....	106
4.2	PRINCIPE DE LA RECTIFICATION.....	106
4.2.1	<i>Antenne d'émission et de réception d'une rectenna</i> .....	108
4.2.2	<i>Filtres HF et DC</i> .....	108
4.2.3	<i>Élément localisé non-linéaire : Schottky</i> .....	108
4.2.4	<i>Efficacité de conversion RF-DC</i> .....	109
4.3	LA DIODE SCHOTTKY INTEGREE AUX FREQUENCES THZ.....	110
4.3.1	<i>Fonctionnement de la diode Schottky</i> .....	110
4.3.2	<i>Schéma équivalent petit signal d'une Schottky HF montée en boîtier</i> .....	112
4.4	MODELISATION NON LINEAIRE DE LA DIODE SCHOTTKY GAAS AU THZ.....	112
4.4.1	<i>Modèle physique Monte-Carlo de la diode Schottky</i> .....	113
4.4.2	<i>Les effets ajoutés dans le modèle électrique</i> .....	117
4.4.3	<i>Les effets 2D/ 3D dont les parasites capacitifs et résistifs</i> .....	118
4.4.4	<i>Influence des capacités et résistances parasites Cs et Rs sur le rendement du circuit de rectification</i> ..	123
4.5	OPTIMISATION DE DIODE EN REGIME DE FONCTIONNEMENT POUR UNE APPLICATION DONNEE AU THZ.....	124
4.6	CONCLUSION : DIODES SCHOTTKY GAAS OPTIMISEES AU THZ.....	126
4.7	RECTENNA A 60 GHZ.....	126
4.7.1	<i>Choix du circuit de rectification</i> .....	126
4.7.2	<i>Les diodes Schottky « commerciales » envisagées</i> .....	127
4.8	OPTIMISATION DU CIRCUIT DE RECTIFICATION EN FONCTION DE LA DIODE SCHOTTKY.....	128
4.8.1	<i>Optimisation de la résistance de charge</i> .....	128
4.8.2	<i>Optimisation du circuit de rectification dans la bande de fréquence WiGig</i> .....	130
4.9	DIODE RETENUE POUR LES CIRCUITS A 60 GHZ.....	131
4.9.1	<i>Optimisation du circuit de rectification avec la diode MA4E1317</i> .....	132
4.9.2	<i>Optimisation du circuit de rectification dans une bande de fréquence : ligne réelle avec vias</i> .....	134
4.10	LA REALISATION TECHNOLOGIQUE DE LA RECTENNA A 60 GHZ.....	136
4.11	CONCLUSION.....	137
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>		<b>139</b>
<b>REFERENCES.....</b>		<b>144</b>

## Table des illustrations

Figure 1- 1 : Spectre d'atténuation de l'air au niveau de la mer, dans la bande de fréquence de 10 à 400 GHz [Atten2015].	15
Figure 1- 2 : Attribution du spectre à 60 GHz de la norme WiGig [WiGig].	16
Figure 1- 3 : Principe de fonctionnement d'un radar Doppler. Figure extraite de [Hallal2017].	17
Figure 1- 4 : (a) Une imagerie à 94 GHz selon [Patel2012] et (b) Une imagerie à 675 GHz selon [Tang2013].	18
Figure 1- 5 : Aperçu des antennes d'ALMA [Shillue2013], et principe de transposition d'une fréquence millimétrique (et submillimétrique) en fréquence de quelques GHz.	19
Figure 1- 6 : Antenne monopôle triangulaire intégrée en technologie CMOS de 0.18 $\mu\text{m}$ à 60 GHz. (a) Structure 3D et (b) Micrographie de la puce. Issue de [Lin2007].	20
Figure 1- 7 : Antenne Yagi à deux éléments intégrée en technologie CMOS à 60 GHz. (a) Vue en coupe du modèle, (b) Antenne avec son système d'alimentation. Issue de [Gutierrez2009].	21
Figure 1- 8 : Antenne F inversé en technologie Silicium à 60 GHz : (a) disposition de la structure, (b) vue en coupe transversale et (c) photographie en vue de dessus. Issue de [Zbang2005].	21
Figure 1- 9 : Réseau d'antennes à membrane BCB sur silicium à haute résistivité (HR) à 60 GHz. Issue de [Kyro2011].	22
Figure 1- 10 : Image microscopique (SEM) de la structure d'une antenne boucle filaire avec la membrane en oxyde/nitride. Issue de [Ojefors2006].	22
Figure 1- 11 : Antenne patch carré sur substrat de verre à 60 GHz. (a) Vue en coupe de la disposition de la structure. (b) Prototype de l'antenne combinant substrat alumine et technologie IPD (la technique flip-chip). Issue de [Calvez2011].	23
Figure 1- 12 : Antenne à cavité intégrée sur silicium à haute résistivité dans la bande 57-66 GHz. Issue de [Dussopt2012].	23
Figure 1- 13 : Disposition d'un réseau de dipôles (double) sur superstrat à 60 GHz. Issue de [Zwick2006].	24
Figure 1- 14 : Antenne dipôle intégrée en technologie multicouches à 60 GHz. Issue de [Amadjikpe2012].	24
Figure 1- 15 : Ligne micro ruban : (a) Structure géométrique et (b) Distribution du champ électrique et magnétique. Figure reproduite à partir de [Welch1966].	25
Figure 1- 16 : Structure géométrique d'une ligne microruban : (a) Inversée et (b) inversée piégée. Figure reproduite à partir de [Edwards1984].	26
Figure 1- 17 : Ligne coplanaire : (a) Structure géométrique. (b) mode pair et (b) mode impair (figure extraite de [Sghier2013]).	26
Figure 1- 18 : Ligne à fente : (a) Structure géométrique et (b) Distribution des champs électrique et magnétique. Figure reproduite à partir de [Cohn1986].	27
Figure 1- 19 : Structure de la ligne triplaque : (a) Ligne triplaque centrée et (b) Ligne triplaque décentrée. Figure reproduite à partir de [Pahlevaninezhad2011].	27
Figure 1- 20 : Technologies multicouches : (a)-(b) microruban multicouche, (c) lignes couplées microruban à fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Thin film microstrip), (e) coplanaire enterrée, (f) coplanaire et (g)-(h) coplanaire multi-niveaux. Figure extraite de [Prigent2002].	28
Figure 1- 21 : Lignes CPW à 60 GHz. (a) Fabriquée sur FR-408 (rectangle rouge) et sur cœur FR-4 (rectangle bleu) vue en coupe transversale. (b) Constante d'atténuation mesurée des deux lignes CPW. Issue de [Aroor2012].	29

Figure 1- 22 : Lignes coplanaires sur GaAs à 60 GHz : (a) Structures géométrique du CPW standard (rectangle bleu) et du DGS-CPW (rectangle rouge). (b) Les courbes d'atténuations des deux types de structures CPW. Issue de [Ke2011].	30
Figure 1- 23 : Formule semi développée du monomère Divinylsiloxane-bis-Benzocyclobutène (DVS-BCB).	32
Figure 1- 24 : Étapes typiques des procédés technologiques de dépôt de couches BCB sur un substrat.	33
Figure 1- 25 : Les blocs qui constituent une Rectenna	35
Figure 1- 26 : Schémas blocs du (a) circuit de conversion en topologie série, (b) circuit de conversion en topologie parallèle et (c) circuit de conversion en topologie doubleur de tension.	36
Figure 1- 27 : Présentation d'un prototype de rectenna fonctionnant autour de 61 GHz réalisé sur un substrat en céramique, et quelques figures de mérite : adaptation de l'entrée $S_{11}$ et tension DC obtenue en fonction de la puissance injectée [HannaC2018].	37
Figure 1- 28 : Rectenna imprimé avec la technologie PCB fonctionnant autour de 90 GHz, son schéma électrique équivalent, et représentation de son rendement en fonction de la fréquence [Hemour15].	38
Figure 1- 29 : Vue schématique et photographie du prototype d'une rectenna réalisée en technologie CMOS sur wafer Si et intégrant une diode Metal/Isolant/Metal (Au/HfO <sub>2</sub> /Pt MIM). Le circuit présenté fonctionne dans la bande 55 - 65 GHz [Aldrigo2018].	39
Figure 2- 1 Structure d'un guide coplanaire (CPW) sur substrat diélectrique.	42
Figure 2- 2 : Distribution vectorielle du champ électrique de la structure CPW des modes de propagation : (a) Mode CPW symétrique, (b) Mode Slotline asymétrique, (c) Mode CPW symétrique en présence d'un conducteur arrière, (d) Mode Slotline asymétrique en présence d'un plan de masse (e) Mode similaire à celui d'un micro-ruban.	43
Figure 2- 3 : Structure d'un guide coplanaire avec plan de masse (GCPW) incluant des vias sur substrat polymère BCB.	44
Figure 2- 4 : Constante de phase du CPW jusqu'à 500 GHz.	46
Figure 2- 5 : Courbe constante diélectrique effective du CPW jusqu'à 500 GHz.	46
Figure 2- 6 : Courbe pertes totales CPW jusqu'à 500GHz.	48
Figure 2- 7 : Les différents types de pertes obtenus en fonction de la fréquence pour trois jeux de lignes CPW avec largeur de ruban centrale différentes $W = 36$ et $70 \mu\text{m}$ et avec largeurs de fente différentes $G = 3, 5, 4.3 \mu\text{m}$ avec 15 vias ou sans vias pour chaque ligne sur HFSS.	51
Figure 2- 8 : Les pertes totales pour plusieurs lignes GCPW avec $w = 36 \mu\text{m}$ , $G = 3 \mu\text{m}$ , et avec $w = 70 \mu\text{m}$ , $G = 4.3 \mu\text{m}$ en fonction de différentes largeurs du plan de masse (150, 200 et 250 $\mu\text{m}$ ) dans la bande de fréquence de 1 à 70 GHz sur HFSS.	52
Figure 2- 9 : Les différents types de pertes : (a) des pertes totales, (b) pertes par conduction, (c) pertes diélectriques et (d) pertes par rayonnement, en fonction de la fréquence pour un jeu de lignes GCPW ( $W=36\mu\text{m}$ , $G=3\mu\text{m}$ , et $M=150\mu\text{m}$ ) avec vias variables.	54
Figure 2- 10 : Les pertes totales en fonction de la fréquence pour deux jeux de lignes $W=36\mu\text{m}$ et $70\mu\text{m}$ , $G=5\mu\text{m}$ et $4.3\mu\text{m}$ et $M=150\mu\text{m}$ , avec nombre de vias variable (sans vias, 4, 5, 10, 15 et 20) sur HFSS.	55
Figure 2- 11 : Transitions de conception GSG pour le guide CPW.	56
Figure 2- 12 : Une partie du masque pour la fabrication des lignes GCPW avec vias et des accès GSG de différentes longueurs. La ligne la plus longue est de 5 mm.	57
Figure 2- 13 : Etapes technologiques pour la réalisation des GCPW sur BCB avec vias.	58
Figure 2- 14 : Surface prête à être graver après une lithographie optique (à gauche). Mesures des dimensions des trous sur Si après une gravure ICP (à droite).	58

Figure 2- 15 : Puits de croissance des vias (à gauche). Schéma du dispositif expérimental du dépôt électrolytique (à droite).....	59
Figure 2- 16 : Vias résultants du dépôt électrolytique (vias observé avec une inclinaison de 30°) mesurés au MEB.....	60
Figure 2- 17 : Courbe de recuit doux du BCB avec une rampe montante et descendante (à droite) et mesure de l'épaisseur du BCB au MEB (à gauche).....	60
Figure 2- 18 : Schéma du dispositif expérimental du polissage BCB.....	60
Figure 2- 19 : Les étapes de Polissage mécanique du BCB et vias.....	61
Figure 2- 20 : Lignes GCPW avec vias – Prototype C2N.....	61
Figure 2- 21 : Croissance inhomogènes des vias.....	62
Figure 2- 22 : Problèmes du polissage mécanique : déchirure du BCB (à gauche) et noircissement de la couche BCB (à droite).....	62
Figure 2- 23 : Circuit équivalent sous ADS pour l'épluchage des accès GSG.....	64
Figure 2- 24 : Facteur d'atténuation du CPW mesuré avec vias pour les trois dimensions W/G, par rapport au modèle ADS-GCPW.....	67
Figure 2- 25 : La permittivité effective du CPW mesurée pour les trois dimensions W/G, comparée au modèle ADS-GCPW.....	68
Figure 2- 26 : Partie réelle de l'impédance caractéristique des lignes de 5 mm de long pour les trois dimensions W/G, comparée au modèle ADS-GCPW.....	68
Figure 2- 27 : Partie imaginaire de l'impédance caractéristique des lignes de 5 mm de long pour les trois dimensions W/G, comparée au modèle ADS-GCPW.....	69
Figure 2- 28 : Atténuation en fonction de la fréquence pour les trois ensembles de lignes en comparaison avec le modèle ADS-GCPW et des simulations HFSS.....	70
Figure 2- 29 : Permittivité effective en fonction de la fréquence pour les trois ensembles de lignes mesurées avec le modèle ADS-GCPW et des simulations HFSS.....	70
Figure 2- 30 : Partie réelle de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence pour les trois ensembles de lignes mesurés en comparaison avec le modèle ADS-GCPW et des simulations HFSS.....	71
Figure 3- 1 : Prototype de l'antenne patch rectangulaire avec alimentation par ligne micro ruban (structure à modéliser sur HFSS).....	75
Figure 3- 2 : Résultats de modélisations HFSS : (a) Coefficient de réflexion $S_{11}$ (dB), (b) le rapport d'ondes stationnaires VSWR, (c) Gain de l'antenne simulée en fonction de la fréquence et (d) Diagramme de rayonnement de l'antenne (représenté par le gain) à 60GHz – Vue 3D.....	76
Figure 3- 3 : Structure de l'antenne patch avec alimentation par couplage par ligne micro-ruban.....	77
Figure 3- 4 : Modélisation HFSS d'une Antenne patch avec deux fentes : (a) structure de l'antenne 3D, (b) coefficient de réflexion $S_{11}$ en dB et (c) le diagramme de rayonnement de l'antenne.....	78
Figure 3- 5 : Structure de l'antenne patch à fentes parasité par un autre patch similaire et orthogonal.....	79
Figure 3- 6 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ en dB d'une antenne patch parasité par un autre élément similaire et son diagramme de rayonnement à 60 GHz.....	79
Figure 3- 7 : Antenne patch circulaire entourée de structures dites champignons.....	80
Figure 3- 8 : Distribution du champ électrique aux fréquences de résonance (a) 56,8 GHz et (b) 58,5 GHz.....	81
Figure 3- 9 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ (dB) simulé pour l'antenne patch circulaire entourée de structures de type champignons.....	82
Figure 3- 10 : Gain obtenu par simulation pour les deux fréquences de résonances de l'antenne patch circulaire entourée de structures de type champignons.....	82

Figure 3- 11 : Masque de jeu d'antennes patch micro-ruban avec transition et différentes lignes TRL pour l'épluchage ou calibrage de paramètres S. ....	83
Figure 3- 12 : Etapes technologiques pour la réalisation des antennes sur BCB incluant les vias. ....	85
Figure 3- 13 : Vue de dessus d'un via résultant du dépôt électrolytique. ....	86
Figure 3- 14 : Etat de surface du BCB et vias après polissage mécanique de l'or et gravure de BCB. ....	87
Figure 3- 15 : Antennes : (a) Simple patch, (b) Patch avec fentes en forme de U et (c) Patch avec structures en forme de champignons (avec vias) et (d) patch avec fente et avec double couche de BCB « Prototypé final ». ....	88
Figure 3- 16 : Formation de taches de forme circulaire à l'interface entre la couche conductrice constituant le plan de masse et le BCB, et induisant un effet de bosse. ....	88
Figure 3- 17 : Observation de la transition coplanaire micro-ruban et observation de failles dans la couche de BCB. ....	89
Figure 3- 18 : Banc de mesure en 2 ports avec pointes coplanaires, vue au microscope avec les pointes sur court-circuit (en haut à droite), vue des pointes sur le standard de calibrage OSTL (au milieu à droite) pour la mesure des paramètres S de l'antenne patch avec la pointe de gauche sur l'une des antennes (en bas). ....	90
Figure 3- 19 : Banc de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne patch. ....	90
Figure 3- 20 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre S11 de l'antenne simple patch rectangulaire. Diagrammes de rayonnement simulés à 60 GHz et mesurés à 58 GHz sur (b) le plan H et (c) le plan E. ....	92
Figure 3- 21 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre S11 de l'antenne patch avec fentes en forme de U. Diagrammes de rayonnement simulés à 60 GHz et mesurés à 57,95 GHz sur (b) le plan H et (c) le plan E. ....	93
Figure 3- 22 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre S11 de l'antenne patch rectangulaire parasité par un autre patch par-dessus. Diagrammes de rayonnement simulés à 57,5 GHz et mesuré à 56,6 GHz (b) le plan H et (c) le plan E. ....	94
Figure 3- 23 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre S11 de l'antenne patch entourée de patch en forme de champignons. Diagrammes de rayonnement simulés à 58,45 GHz et mesurés à 54,6 GHz sur (b) le plan H et (c) le plan E. ....	95
Figure 3- 24 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire sur BCB en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité relative. ....	97
Figure 3- 25 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire en fonction de la fréquence sur différentes épaisseurs du substrat diélectrique BCB. ....	98
Figure 3- 26 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire sur BCB en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de conductivité électrique métallique. ....	99
Figure 3- 27 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire sur BCB en fonction de la fréquence pour différente épaisseur de métallisation. ....	100
Figure 3- 28 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire sur BCB en fonction de la fréquence pour différentes valeurs géométriques (W/L). ....	101
Figure 3- 29 : Antennes patch circulaire entourée de patches en forme de champignons et parasitée par un patch par-dessus qui est déposé sur une couche de BCB de 10 $\mu\text{m}$ « 2ème Prototypé ». ....	102
Figure 3- 30 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre S11 de l'antenne patch entourée de patch en forme de champignons. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 55 GHz sur (b) le plan H et (c) le plan E. ....	103
Figure 4- 1 : Circuit de rectification HF et THz simplifié [Bernuchon2018]. ....	107
Figure 4- 2 : Blocs fonctionnels d'une rectenna classique. ....	107
Figure 4- 3 : Représentation Coupe schématique d'une diode Schottky [Bernuchon2018]. ....	110



Figure 4- 4 : Profils de bandes sous l'anode. Figure extraite de [Pouvil1994].	110
Figure 4- 5 : Schéma équivalent petit signal de la diode Schottky en mode direct Figure extraite de [Pouvil1994].	112
Figure 4- 6 : Modèle électrique non linéaire d'une diode Schottky.	112
Figure 4- 7 : Schéma équivalent intrinsèque complet d'une diode Schottky 1D [Bernuchon 2018].	115
Figure 4- 8 : Parties réelle (a) et imaginaire (b) de l'impédance en fonction de la fréquence ( $V_{App} = 0,8$ V) obtenues par une série d'excitations sinusoïdales et par le schéma équivalent (figure 4-7) noté SE [Bernuchon2018].	116
Figure 4- 9 : Densité spectrale de bruit tirée du schéma électrique (figure 4-7) et du code MC après le calcul de la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation [Bernuchon2018].	116
Figure 4- 10 : Tension de claquage $V_{br}$ en fonction de la longueur de la zone N et du dopage pour une diode Schottky sur GaAs [Bernuchon2018].	117
Figure 4- 11 : Modèle de la capacité de la diode Schottky de différente $L_g$ ainsi que les schémas simples de modèle 2D et 1D sous Silvaco.	119
Figure 4- 12 : Structure sous Silvaco avec $L_g = 0,565$ , $L_d = 0,1$ et $N_d = 10^{17}$ .	120
Figure 4- 13 : Modèle SDD de la diode Schottky sous ADS [ADS-SDD].	121
Figure 4- 14 : Capacité parasite ( $C_d$ ) en fonction de la surface ( $N_d = 5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ et de $L_d = 100$ nm.).	121
Figure 4- 15 : Résistance série en fonction de $1/S$ à une polarisation de $V = 0$ V, $-5$ V et $-10$ V (les lignes en pointilles sont les asymptotes d'ordre 2 des courbes).	122
Figure 4- 16 : Le rendement (%) en fonction de la surface de l'anode pour les différentes valeurs de $C_s$ à $N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , $L_d = 50$ nm, $f = 800$ GHz et $P_{in} = -10$ dBm.	123
Figure 4- 17 : Le rendement (%) en fonction de la surface de l'anode pour les différentes valeurs de $R_s$ à $N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ , $L_d = 50$ nm, $f = 800$ GHz et $P_{in} = -10$ dBm.	123
Figure 4- 18 : Rendement du circuit de rectification pour plusieurs puissances d'entrée en fonction de la fréquence avec la diode GaAs ( $10^{17} \text{ cm}^{-3} - 250 \text{ nm} / 10^{18} \text{ cm}^{-3} - 50 \text{ nm} / 2 \mu\text{m}^2$ ) [Bernuchon2017b].	125
Figure 4- 19 : Le rendement (%) avec le modèle [1] et modèle RC.	126
Figure 4- 20 : Circuit de conversion série sous Harmonic Balance (HB) d'ADS (Keysight Technologies).	127
Figure 4- 21 : Modèle de circuit réel de la diode Schottky et ses paramètres parasites (incluant le packaging), figure extraite de [Shabnam2015].	127
Figure 4- 22 : Rendement en fonction de la résistance de charge $R_0$ des quatre diodes Schottky à la fréquence 60 GHz et pour trois puissances d'entrée : (a) $-20$ dBm, (b) $-10$ dBm et (c) $0$ dBm.	129
Figure 4- 23 : Rendement sur la bande de fréquence WiGig [57-66] GHz selon trois diodes Schottky différentes, en fonction de trois niveaux de puissance $0$ dBm, $-5$ dBm et $-10$ dBm.	130
Figure 4- 24 : Comparaison du rendement de conversion en fonction des lignes utilisées (stub) dans le cas idéal et dans le cas réel (microruban), en fonction de la puissance d'entrée et en fonction du circuit (en CC ou en CO) à 60 GHz.	132
Figure 4- 25 : Comparaison du rendement de conversion dans le cas d'une ligne réelle (microruban) en fonction de la puissance d'entrée avec stub en CC à 60 GHz, en fonction de la valeur de $\text{tg}(d)$ de la ligne.	134
Figure 4- 26 : Circuit de rectification en topologie série avec lignes réelles et stub en court-circuit non idéal par un via.	135

Figure 4- 27 : Rendement de conversion en fonction de la fréquence pour trois niveaux de puissance d'entrée, 0 dBm, -5 dBm et -10 dBm. Les lignes sont supposées réelles (sur BCB) en incluant un modèle de via d'ADS. Tableau correspondant aux valeurs optimales. ....135

## Liste des tableaux

Tableau 1- 1 : Allocation de bandes fréquentielles et spécifications par zone géographique [Kissinger2012].	17
Tableau 1- 2 : Etat de l'art des lignes des transmissions aux ondes millimétriques et submillimétriques.	31
Tableau 1- 3 : Propriétés électriques et thermiques du BCB.	33
Tableau 2- 1 : Les paramètres diélectriques et conducteurs pour le calcul des différents types de pertes.	50
Tableau 2- 2 : Jeu de lignes GCPW : sans vias, 4, 5, 10, 15 et 20 vias pour $W = 36, 70 \mu\text{m}$ avec $G = 3, 5, 4.3 \mu\text{m}$ .	53
Tableau 2- 3 : Quelques valeurs spécifiques des lignes extraites à 20 GHz.	66
Tableau 3- 1 : Valeurs qui correspondent aux dimensions de l'antenne patch à fentes parasité. ...	78
Tableau 3- 2 : Récapitulatif des différents résultats de mesures et de simulations pour les différentes structures d'antennes réalisées et mesurés autour de 60 GHz.	104
Tableau 4- 1 : $C_s$ en fF (valeur de $C_d$ lorsque $S$ tend vers 0) pour les plusieurs configurations. ...	122
Tableau 4- 2 : Valeurs de la résistance série $R_s$ pour une surface très grande ( $100 \mu\text{m}^2$ ) proche de celle obtenue pour $1/S$ tendant vers zéro.	122
Tableau 4- 3 : Paramètres de quatre différentes diodes Schottky commerciales.	128
Tableau 4- 4 : Rendement maximal obtenu suivant les trois diodes Schottky à 57, 60 et 66 GHz pour une résistance de charge optimale à 0 dBm, -5 dBm et -10 dBm.	131

## Introduction générale

Avec l'avènement des communications numériques, le monde qui nous entoure est devenu de plus en plus connecté, nécessitant de plus en plus de capacité d'échange de données. De plus, l'émergence des nouvelles technologies a entraîné une augmentation considérable de la quantité de données ces dernières années. Cependant, les supports physiques utilisés actuellement sont limités en nombre, ce qui a conduit à l'exploitation de différentes propriétés physiques des ondes électromagnétiques (EM) afin de transmettre des débits les plus hauts possible. Aujourd'hui de multiples techniques sont abondamment utilisées : modulation d'amplitude, modulations angulaires, le multiplexage, codage de données, ou encore, modulation en longueur d'onde ou en polarisation.

Cependant, chaque canal physique a une certaine limitation de capacité de transmission, d'où l'intérêt de nouveaux systèmes de communication pour exploiter de nouvelles bandes de fréquences plus élevées. Ainsi, les systèmes de communication sans fil se portent progressivement vers des bandes de fréquences plus élevées. Par exemple, la 5G opère actuellement jusqu'à des bandes de fréquences autour de 30 GHz, WiGig (connu sous le nom de Wi-Fi 60 GHz) comprend la norme IEEE 802.11ad ainsi que la norme IEEE 802.11ay. Enfin, la Federal Communications Commission (FCC) a récemment ouvert le spectre térahertz pour la 6G [FCC2021]. Ce spectre expérimental s'étendra de 95 GHz à 3 THz. Cette gamme de fréquences permettra d'augmenter considérablement les débits de données, mais il est important de signaler, dès à présent que les liaisons en espace libre à ces fréquences sont très fortement perturbées et atténuées dans la troposphère [Nagatsuma2016]. Il existe cependant des fenêtres de fréquence où l'atténuation est réduite [Nagatsuma2016]. Ces bandes pourraient donc être exploitées pour la 6G en se basant sur le déploiement de petites cellules intelligentes, comme c'est déjà le cas avec la 5G.

Ces perspectives de propagation THz requièrent la conception de systèmes ultra-compacts de communications avec des antennes qui pourraient être intégrées directement sur une puce, évitant les pertes d'interconnexion entre les différents circuits.

Depuis quelques années ces nouvelles applications, impliquant des hauts débits, ont suscité l'intérêt et les efforts de nombreuses équipes de recherche. Les travaux réalisés étaient bien davantage axés sur des dispositifs actifs que sur des dispositifs passifs. Pour notre part, nous considérons que les dispositifs passifs à base de polymère, apparaissent particulièrement intéressants et pertinents en raison de leurs excellentes performances intrinsèques, et de leur aptitude à s'adapter et à s'intégrer aux différentes technologies microélectroniques existantes telles que les filières MOS Si, BiCMOS SiGe, MMIC GaAs, GaN ou InP.

Dans le cadre de cette thèse, l'étude menée a porté sur la conception et la réalisation de circuits passifs dans la gamme de fréquences allant du millimétrique au THz sur le polymère benzocyclobutène (BCB). Pour cela, des antennes de topologies innovantes et des guides d'ondes métalliques monomodes à faibles pertes et à très fort facteur de qualité ont été simulés, réalisés et caractérisés. Le choix du polymère s'est porté sur le BCB car il présente de faibles valeurs de pertes, notamment aux fréquences THz, permettant d'améliorer le rendement des circuits passifs à ces fréquences. L'autre atout de ce polymère, réside dans la facilité à le déposer (par

centrifugation) au-dessus de tout type de substrat et/ou de circuits intégrés. Cela permet de réaliser sur un même dispositif des systèmes incluant des circuits actifs et passifs tout en réduisant les interconnexions. Ainsi, les travaux de recherche menés tout au long de cette thèse ont été organisés et répartis dans ce manuscrit en quatre chapitres.

Dans le chapitre 1, nous revenons sur les concepts de base des antennes et des lignes de transmission ainsi que leurs principaux paramètres et caractéristiques. Nous exposons ensuite différentes applications jugées prometteuses en bande millimétrique et submillimétrique. Nous établissons également un état de l'art des dispositifs passifs intégrés sur wafer. Un focus est fait sur des antennes et des lignes de transmission dans la gamme submillimétrique, en évoquant les limites de technologies existantes, afin de positionner la solution du présent travail de thèse. Enfin, en guise d'exemple d'intégration de circuits non-linéaires –nécessitant un composant à semi-conducteur- et de circuits passifs (possiblement sur polymère) nous établissons un état de l'art de l'architecture et des performances de rectennas dans les gammes de fréquences visées.

Au chapitre 2, nous donnons une description détaillée de la ligne coplanaire GCPW sur substrat polymère BCB utilisant un plan de masse avec ou sans vias, à faibles pertes. Nous exposons notre démarche qui permet d'évaluer les différents types de pertes en fonction des dimensions du guide, de la densité des vias et de la fréquence. Nous décrivons ensuite, les différentes procédures standards pour la réalisation technologique de ce type de structure en salle blanche, en l'occurrence la centrale de technologie du Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies (C2N). Enfin, nous exposons nos résultats expérimentaux en comparaison avec nos données de simulations/modélisations dans la gamme de fréquences de 0,01 à 70 GHz, puis dans la gamme de fréquences de 0,250 à 760 GHz.

Dans le chapitre 3, nous présentons la conception et la caractérisation d'antennes patch sur polymère BCB autour de 60 GHz (visant les applications WiGig). Nous évoquons des modélisations des antennes patch en mettant en avant les différentes stratégies permettant d'élargir la bande passante d'une antenne. Par la suite, nous détaillons les différentes étapes du procédé de fabrication réalisé dans la centrale de technologie du C2N, pour les antennes sur BCB, dont certaines comprennent des vias métalliques. Puis, nous présentons les mesures de paramètres S et de diagramme de rayonnement avec un analyseur de réseau vectoriel (réalisées au C2N) autour de 60 GHz. Nous présentons également, une étude de tolérance de paramètres qui jouent un rôle important dans les performances de l'antenne tels que l'épaisseur du diélectrique, la permittivité diélectrique, les dimensions géométriques du patch et la conductivité du métal. Enfin, nous montrons l'impact des incertitudes de fabrication technologique et des propriétés diélectriques qui peuvent induire des écarts entre les résultats de mesures et de simulations.

Dans le chapitre 4, nous proposons une stratégie pour optimiser des diodes GaAs intégrées pour une rectenna sur tranche au THz, nous abordons la conception de rectennas avec des diodes Schottky commerciales autour de 60 GHz. Pour commencer, nous revenons sur les différentes parties qui composent le circuit de rectification : la diode Schottky combinée au système antennaire sur BCB, incluant les filtres et les lignes d'adaptations (stub). Nous consacrons ensuite quelques pages à la modélisation électrique non-linéaire de la diode Schottky incluant les éléments parasites, en vue de dégager les paramètres optimaux (longueur, dopage et surface) pour maximiser le rendement de conversion d'une rectenna dans la plage de fréquence d'onde

submillimétrique et THz. Dans la deuxième partie du chapitre, nous présentons des simulations (sous ADS) de quatre diodes Schottky commerciales afin de sélectionner la plus performante d'entre elles autour de 60 GHz. Des simulations/optimisations (sous ADS) intégrant les caractéristiques des guides d'onde réels sont menées en vue de réaliser technologiquement le circuit complet de rectification.

# **Chapitre 1: Introduction et état de l'art des dispositifs passifs: Antennes et guides d'ondes en bande millimétrique et submillimétrique**

## **1.1 Introduction**

Les systèmes de communication à ondes millimétriques (mmWave) ont suscité un vif intérêt ces dernières années, notamment par l'arrivée des nouveaux réseaux 5G, Wi-Gig et 6G. Les gammes de fréquences sont comprises entre 30 et 300 GHz offrant ainsi un total de 250 GHz de bandes passantes. Toutefois, bien que cette bande passante soit prometteuse, les caractéristiques de propagation d'une part sont significativement différentes des bandes de fréquences micro-ondes en termes de perte de trajet, d'atténuation par la pluie et d'absorption atmosphérique. En général, les bilans de liaisons des systèmes millimétriques sont nettement plus sensibles que ceux des systèmes micro-ondes pour une liaison point à point ou à multipoints. Par ailleurs, la longueur d'onde millimétrique (a fortiori submillimétrique) impose des dimensions de circuits beaucoup plus petites que celles des circuits micro-ondes. Par conséquent, de nouveaux procédés de fabrication doivent être développés ainsi que de nouveaux matériaux « faibles pertes » doivent être envisagés afin de répondre à ces nouvelles contraintes.

Dans ce chapitre nous abordons dans un premier temps les différentes applications en bande millimétriques et submillimétriques et voyons comment l'utilisation de leurs bandes spectrales ouvre la voie à des applications émergentes dans des secteurs variés comme la défense, la sécurité ou le médical. Nous exposons ensuite un état de l'art représentatif des différents dispositifs passifs intégrés ; antennes et lignes de transmissions en technologies planaires dans la gamme des fréquences millimétriques. Nous faisons ensuite un état de l'art sur l'association des circuits passifs et actifs à partir d'un exemple représentatif : la rectenna. Nous discutons enfin les limites des technologies existantes et introduisons la solution proposée et étudiée dans le cadre de cette thèse.

## **1.2 Etat de l'art sur les applications en bande millimétriques**

Le développement de circuits passifs en bandes millimétriques repose sur une optimisation efficace. Des efforts considérables ont été menés ces dernières années pour développer des antennes et des lignes de transmissions intéressantes, à la fois en termes de performances (facteur de qualité) et de simplicité de conception et d'intégration.

Les différentes bandes de fréquences du millimétrique sont comprises entre 30 et 300 GHz, et au-delà de 300 GHz, elles sont qualifiées de submillimétriques. Ces ondes ont l'avantage de présenter des canaux de communication utiles plus larges en raison de l'étendue spectrale disponible, permettant des débits de transfert très élevés.

La gestion du spectre électromagnétique aux fréquences d'onde millimétriques doit prendre en compte les conditions de propagation et les spécificités de chaque bande [Atten2015]. Cela est illustré dans la figure 1-1, avec une représentation de l'atténuation (ou affaiblissement) dans l'air sec, fortement dépendante de la valeur d'eau, ou du dioxygène, mesurée au niveau de la mer sur la bande de fréquence de 10 à 400 GHz.

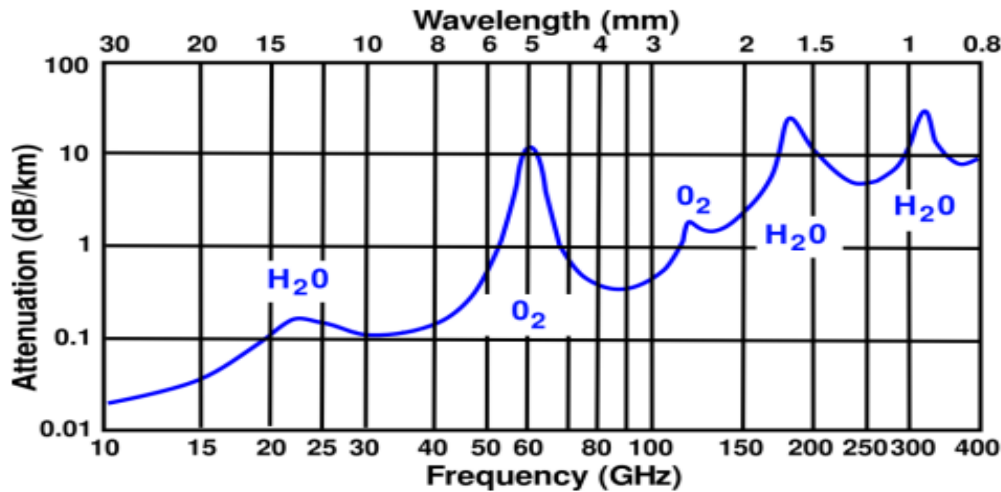


Figure 1-1 : Spectre d'atténuation de l'air au niveau de la mer, dans la bande de fréquence de 10 à 400 GHz [Atten2015].

Des pics d'absorption reste fortement liés à l'oxygène avec peu de vapeur d'eau (air sec) sont observés à 24 GHz, 60 GHz, 120 GHz 183 GHz et 320 GHz. Ces pics d'absorptions limitent les distances de propagation de l'onde.

Pour des applications de moyenne ou longue portée, on retrouve l'utilisation des fenêtres de transmission autour de 40 GHz et 80 GHz, telles que des liaisons point-à-point avec des atténuations de 0,1 dB/km et 0,4 dB/km, respectivement. Alors que les fenêtres de transmission qui sont fortement atténuées, typiquement la bande autour de 60 GHz, sont dédiées aux liens télécoms de courte portée où l'atténuation atteint 16 dB/km.

A l'heure actuelle, pour mieux comprendre les enjeux technologiques et commerciaux des applications déjà exploitées du spectre millimétrique, il est souhaitable d'avoir conscience de leurs étendues. Nous aborderons ici, les différentes applications des ondes millimétriques dont certaines sont une évolution d'usages existants dans les bandes inférieures. Notre but n'est cependant pas de faire une liste exhaustive de toutes ces applications mais seulement de donner quelques exemples. Bien que les domaines soient différents et étroitement liés, on peut les classer en trois grandes catégories.

- Applications millimétriques classiques ; radio astronomie, télédétection, imagerie, radar, etc.
- Applications millimétriques pour des interactions avec le corps humain dans le domaine médicale et militaire ; les scanners actifs, diagnostics dentaires, etc.
- Applications millimétriques pour les communications sans fil ; WiGig (wireless gigabit en anglais), WiHD (wireless High-definition), liaison longue portée point-à-point ou point-à-multipoint, réseaux corporels (on/off body), etc.

### 1.2.1 Systèmes de communication à 60 GHz (et autour de 60 GHz)

Aujourd'hui, on peut constater un intérêt croissant pour les applications utilisant des liens sans fil dans les bandes millimétriques inférieures à 100 GHz, notamment dans les bandes [30 – 40] GHz, autour de 60 GHz et [70 – 90] GHz. Le but est de bénéficier de capacités de transmission



élevées (large bande passante) et d'éviter les coûts de déploiement de liaisons filaires (câble, fibre optique) par rapport aux systèmes de communications actuels basés sur les ondes radios classiques (qui opèrent à des fréquences inférieures à 10 GHz), tel que la Wi-Fi autour de 2,4 ou 5 GHz.

Le domaine d'application du WiGig (Wireless Gigabit) exploitant la bande de fréquence des 60 GHz (IEEE 802.11ad), offre l'opportunité d'utiliser des canaux ultra-larges dans les bandes millimétriques et une variété d'applications gourmandes en données grand public et commerciales. La technologie WiGig fonctionne en exploitant le spectre sans licence des 60 GHz pour un transfert de données multi gigabit à courte portée. Les organismes de réglementation locaux déterminent l'attribution régionale du spectre. La figure 1-2 représente les attributions de la norme WiGig, à six canaux, dans le monde. En Europe, le spectre dédié est de 57 à 66 GHz (quatre canaux). Aux États-Unis, les six canaux sont entièrement exploitables.

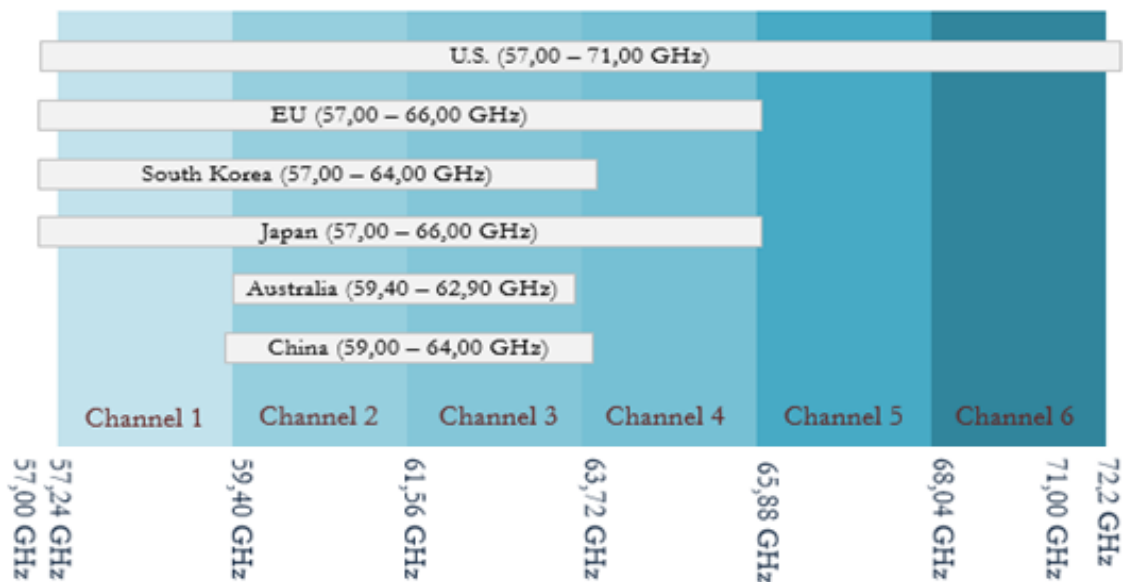


Figure 1- 2 : Attribution du spectre à 60 GHz de la norme WiGig [WiGig].

## 1.2.2 Radars automobiles

Le système radar automobile « Radio Detection And Ranging » est un ensemble de moyens matériels et logiciels qui communiquent entre eux afin de réaliser la fonction de détection de la distance, de la forme, de la vitesse et de la position angulaire des cibles. Il s'agit de générer une onde électromagnétique, de l'émettre dans l'environnement que l'on souhaite examiner, puis de recevoir cette onde en réflexion et d'analyser les modifications qu'elle a subi grâce à un traitement du signal. L'onde générée peut être par salves d'impulsions ou bien émise en continu. La majorité des radars automobiles sont basés sur des ondes en continu (CW pour Continuous Wave), généralement modulées, et utilisent l'effet Doppler (différence de fréquence entre l'onde émise et l'onde écho représentée sur la figure 1-3).

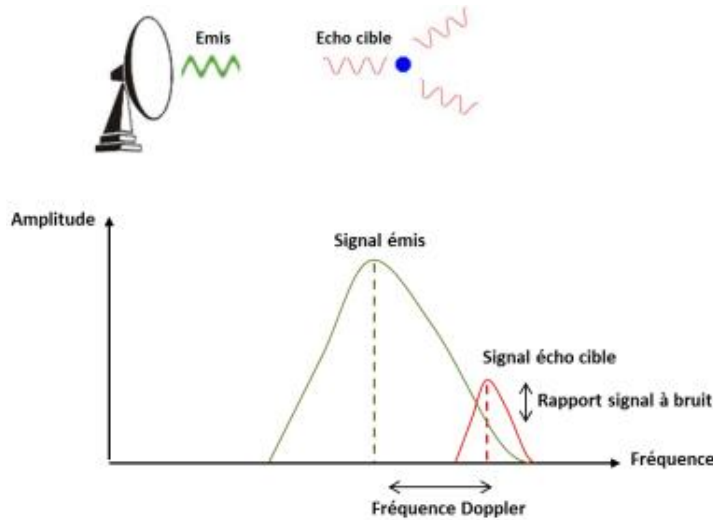


Figure 1- 3 : Principe de fonctionnement d'un radar Doppler. Figure extraite de [Hallal2017].

Les radars millimétriques modernes sont capables de remplir des tâches multiples telles que la télémétrie, la détection et même l'imagerie. Initialement réservés aux véhicules haut-de-gamme et industriels, les capteurs radars millimétriques font aujourd'hui partie des blocs essentiels permettant d'améliorer le confort de conduite et d'évoluer vers la voiture autonome du futur [Corner2011].

Le tableau 1-1, donne une comparaison des différentes bandes fréquentielles allouées aux radars automobiles autour de 24, 77 et 79 GHz.

Tableau 1- 1 : Allocation de bandes fréquentielles et spécifications par zone géographique [Kissinger2012].

		<b>24 GHz ISM</b> <i>(Industriel, scientifique et médical)</i>	<b>24 GHz UWB</b> <i>(bande ultra large)</i>	<b>77 GHz LRR</b> <i>(Radar longue portée)</i>	<b>79 GHz SRR</b> <i>(Radar à courte portée)</i>
<b>Europe</b>	Bande passante	200 MHz	5 GHz	1 GHz	4 GHz
	Puissance (PIRE)	+20 dBm	-41,3 dBm/MHz	+55 dBm	-9 dBm/MHz
<b>USA</b>	Bande passante	100/250 MHz	7 GHz	1 GHz	En négociation
	Puissance (PIRE)	+32,7/12,7 dBm	-41,3 dBm/MHz	+23 dBm	--
<b>Japon</b>	Bande passante	76 MHz	5 GHz	0,5 GHz	Planifié
	Puissance (PIRE)	+10 dBm	-41,3 dBm/MHz	+10 dBm	--

### 1.2.3 Radiomètres et radars-imageurs pour la sécurité

Les ondes millimétriques, présentent un grand intérêt pour les systèmes d'imagerie appliqués à la détection d'objets et de substances illicites car elles sont capables de traverser des obstacles diélectriques tout en offrant une résolution spatiale centimétrique.

Les systèmes d'imagerie millimétriques actuels opèrent sur des fréquences entre 35 GHz et quelques centaines de GHz. En submillimétrique, on retrouve des radars à des fréquences allant jusqu'à 675 GHz, permettant de réaliser une imagerie en temps réel à des distances allant jusqu'à 28 mètres. La figure 1-4 (a), représente une imagerie pour la détection d'armes dissimulées à travers les vêtements. À gauche une image visible de la scène et à droite une image produite à l'aide d'un système d'imagerie à 94 GHz [Patel2012]. La figure 1-4 (b), montre une image d'un mannequin à 675 GHz montrant un tube en PVC caché dans une veste, issue de [Tang2013].

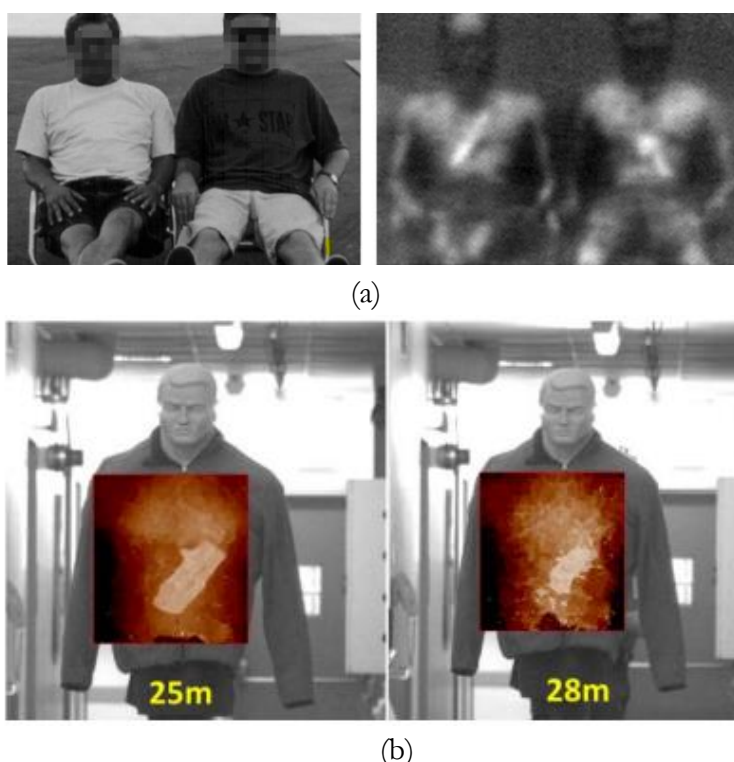


Figure 1-4 : (a) Une imagerie à 94 GHz selon [Patel2012] et (b) Une imagerie à 675 GHz selon [Tang2013].

### 1.2.4 Radioastronomie

La radioastronomie est une branche de l'astronomie traitant de l'observation du ciel dans le domaine des ondes radio (étude des étoiles et des galaxies, etc). L'observatoire interférométrique ALMA « Atacama Large Millimeter (and submillimeter) Array » est situé dans le désert d'Atacama au Chili et observe les ondes de 30 à 950 GHz (ondes submillimétriques) à l'aide d'un réseau de 66 antennes [Shillue2013]. L'analyse des spectres des signaux millimétriques et submillimétriques est faite par la transposition de fréquence RF vers des fréquences intermédiaires IF de quelques GHz, à partir d'un mélangeur et d'oscillateurs locaux OL (figure 1-5).

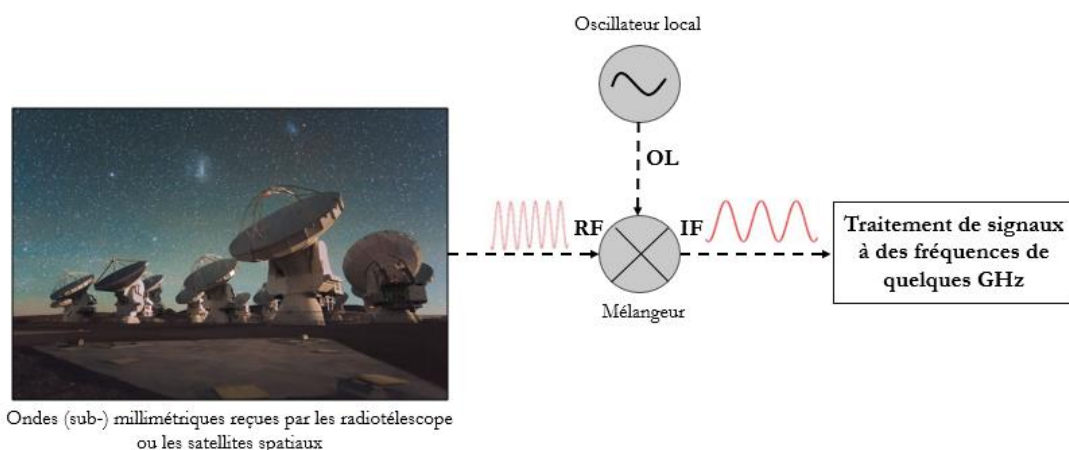


Figure 1- 5 : Aperçu des antennes d'ALMA [Shillue2013], et principe de transposition d'une fréquence millimétrique (et submillimétrique) en fréquence de quelques GHz.

Dans le cadre de ce sujet de thèse nous nous sommes essentiellement intéressés à des circuits RF intégrés et à des antennes dont nous évoquons ci-après deux brefs états de l'art.

### 1.3 Circuits RF passifs intégrés en ondes millimétriques : Etat de l'art

Le choix d'une technologie particulière pour la réalisation de dispositifs passifs intégrés MMIC est un compromis, qui met en jeu plusieurs facteurs liés les uns avec les autres : performances du dispositif en lui-même et le coût de la technologie employée pour le réaliser. Ces dispositifs, bien que passifs, sont souvent associés à des technologies III-V.

Parmi les différentes possibilités d'arrangement cristallographique entre les atomes de la 3ème et de la 5ème colonne du tableau périodique des éléments, les combinaisons les plus répandues conduisant à l'état de semi-conducteur sont l'arséniure de gallium (GaAs), le nitrure de gallium (GaN) et le phosphore d'indium (InP).

- Le GaN et l'InP sont très spécifiques, le GaN est très utilisé pour la puissance et à un potentiel pour de très hautes fréquences, l'InP est plus propice pour l'émission de lumière dans le proche IR.
- Quant au GaAs, plus largement répandu à l'origine, il est plus polyvalent et permet de réaliser par exemple, des amplificateurs à faible bruit, des amplificateurs de puissance, des mélangeurs, des atténuateurs etc.

Le silicium est un semi-conducteur qui a l'avantage d'être le deuxième matériau le plus disponible sur terre après l'oxygène. Ce matériau est utilisé depuis longtemps pour la réalisation des dispositifs actifs (transistors, diodes, etc.), et reste le socle de l'industrie microélectronique. Avec la montée en fréquences ( $f > 20$  GHz), cette technologie représente une alternative aux technologies III-V, grâce à la réduction des nœuds technologiques et le faible coût de production. Cependant, son intégration avec les structures passives reste délicate à cause des pertes engendrées par le substrat silicium utilisé (résistivité de l'ordre de quelques dizaines de  $\Omega \cdot \text{cm}$ ) avec une permittivité relative élevée entre 11,7 et 11,9, ce qui a tendance à limiter le gain ainsi que la bande passante de l'antenne.

Nous dressons dans cette partie un état de l'art représentatif de quelques dispositifs intégrés : des antennes et des lignes de transmissions en bande millimétriques (en particulier à 60 GHz) et en bande submillimétriques.

### 1.3.1 Antennes intégrées en ondes millimétriques

#### 1.3.1.1 Antennes intégrées sur puce (Approche AoC)

L'approche d'antenne intégrée sur puce (Antenna-on-Chip (AoC)) consiste à intégrer une antenne directement dans l'empilement des niveaux du circuit quel que soit la technologie choisie (CMOS, III-V, Silicium, etc.), avec comme avantage, la possibilité de centraliser toutes les fonctionnalités RF (composants actifs et passifs) dans un même circuit.

La conception d'antennes intégrées sur puce doit non seulement prendre en considération les paramètres intrinsèques du substrat, mais aussi les règles de conception propres à chaque procédé pour assurer les interconnexions.

Parmi les antennes millimétriques intégrées sur puce les plus répandues dans la littérature, en termes de performances (gain, efficacité, etc.), on les retrouve par exemple dans la référence [Lin2007]. On note l'exemple de l'antenne monopôle triangulaire en technologie CMOS, fabriquée sur silicium ( $\rho = 10 \Omega \cdot \text{cm}$ ) de basse résistivité à 60 GHz (figure 1-6). Cette antenne offre une bande passante de 55 à 65 GHz ( $\text{VSWR} < 2$ ) avec un gain mesuré de -9,4 dB et une efficacité de rayonnement de 12%.

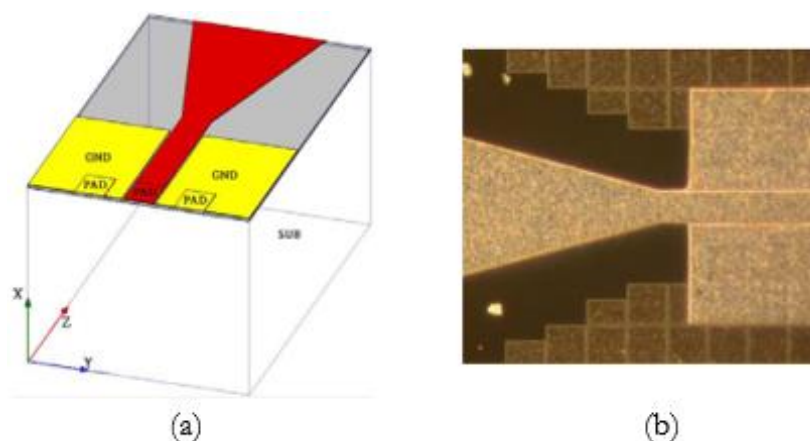


Figure 1-6 : Antenne monopôle triangulaire intégrée en technologie CMOS de  $0.18 \mu\text{m}$  à 60 GHz: (a) Structure 3D et (b) Micrographie de la puce. Issue de [Lin2007].

Dans la référence [Guo2008], on retrouve une antenne F inversée, réalisée en technologie CMOS sur du silicium basse résistivité. L'antenne présente un gain de -15,7dBi et une efficacité de 10,2%.

Afin de masquer les pertes causées par le substrat silicium, certains auteurs ont tenté de déposer une couche de dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) sur le substrat silicium [Rong2004]. Par exemple, dans la même technologie CMOS on retrouve l'exemple d'une antenne Yagi à 2 éléments fonctionnant à 60 GHz [Gutierrez2009] et qui est représentée dans la figure 1-7. L'antenne présente un gain de 3,55dBi et une efficacité de 15,8%.

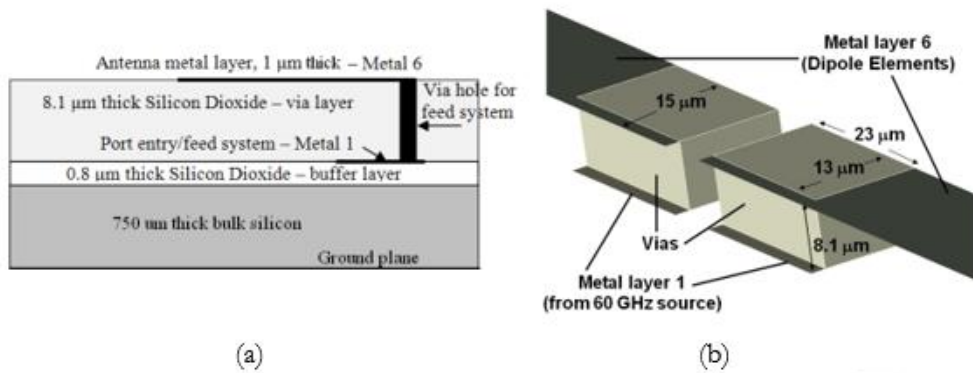


Figure 1- 7 : Antenne Yagi à deux éléments intégrée en technologie CMOS à 60 GHz: (a) Vue en coupe du modèle, (b) Antenne avec son système d'alimentation. Issue de [Gutierrez2009].

Dans la même référence, on retrouve aussi une antenne F inversé fabriquée sur Si ( $10 \Omega \cdot \text{cm}$ ). L'antenne est illustrée dans la figure 1-8. Les résultats montrent que l'antenne F inversé atteint un gain de -19 dBi à 61 GHz avec une efficacité de 3,5%.

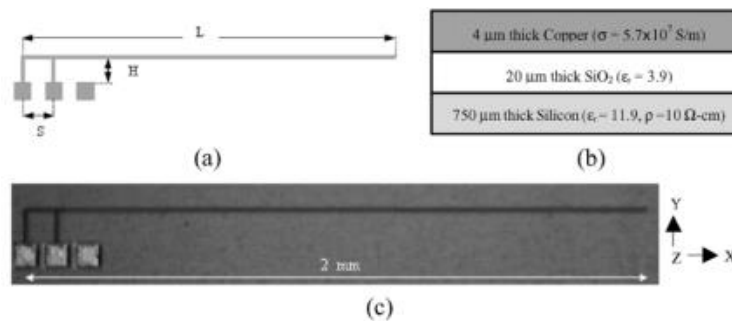


Figure 1- 8 : Antenne F inversé en technologie Silicium à 60 GHz: (a) disposition de la structure, (b) vue en coupe transversale et (c) photographie en vue de dessus. Issue de [Zhang2005].

Aussi, dans la référence [Pinto2009], les auteurs présentent une antenne dipôle à 79 GHz implémentée sur substrat silicium BR (de faible résistivité  $\rho=12 \Omega \cdot \text{cm}$ ) et une autre et même antenne implémentée sur substrat silicium haute résistivité HR (de résistivité  $\rho=1 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$ ). Avec du silicium BR, le gain du dipôle est de -6,8 dBi et son rendement vaut 8,9% tandis qu'avec du Silicium HR, le gain est égal à -3,7 dBi et le rendement atteint 17%. Dans les deux cas, la bande passante de l'antenne est de 12%.

Les antennes intégrées en technologie CMOS ou Silicium, sont bien connues avec leur faible gain et leur faible efficacité. En effet, comme on vient de le voir dans les références citées précédemment, toutes ces antennes présentent un gain négatif avec une efficacité qui ne dépasse pas 16%. Certains chercheurs ont réussi à améliorer ces performances pour les antennes intégrées sur silicium en modifiant localement ses propriétés par une gravure d'une cavité d'air en dessous de l'antenne ou encore en réalisant une antenne directement sur une membrane suspendue comme le benzocyclobutène (BCB) [Kyro2011] ou le dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) [Ojefors2006]. En effet, la présence d'une couche d'air (ou le retrait du substrat porteur initial) permet à la fois de minimiser les pertes diélectriques et d'améliorer la bande passante. D'autres approches

innovantes se basent sur la modification locale de la résistivité du substrat silicium en utilisant un procédé d'implantation ionique [Wu2014].

La figure 1-9, illustre un réseau d'antennes (à 2 éléments) à membrane BCB à 60 GHz [Kyro2011]. L'épaisseur de la couche membranaire de BCB est de 20  $\mu\text{m}$  et elle est entourée d'une plaquette de silicium à haute résistivité de 500  $\mu\text{m}$  d'épaisseur, le réseau d'antennes est alimenté par des lignes CPW de 50  $\Omega$ . Les antennes fabriquées offrent un gain mesuré (maximal) de 6 dBi.

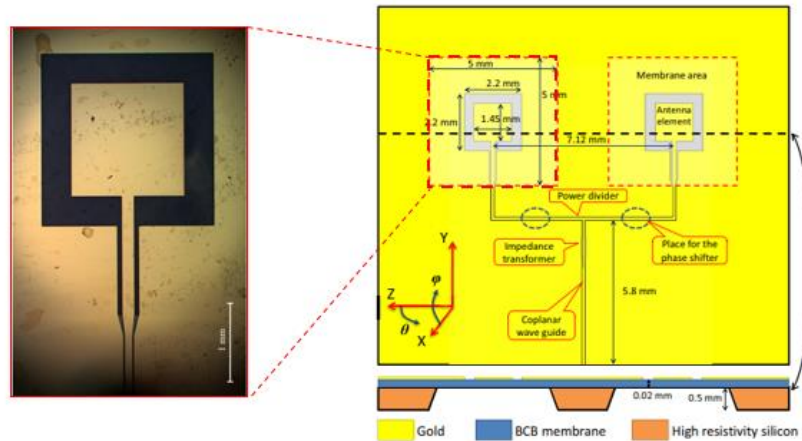


Figure 1- 9 : Réseau d'antennes à membrane BCB sur silicium à haute résistivité (HR) à 60 GHz; Issue de [Kyro2011].

La figure 1-10, illustre un autre exemple d'antennes filaires avec fentes à membrane en  $\text{SiO}_2$  à 60 GHz, sur des substrats de silicium à faible résistivité [Ojefors2006]. Le réseau d'antennes donne un gain de 1,6 dBi à 34,3 GHz et une impédance d'entrée de 50  $\Omega$ .

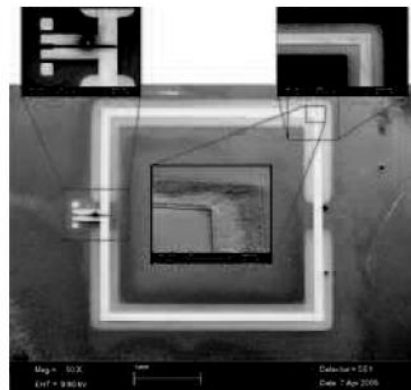


Figure 1- 10 : Image microscopique (SEM) de la structure d'une antenne boucle filaire avec la membrane en oxyde/nitruure. Issue de [Ojefors2006].

La figure 1-11, illustre quant à elle, une antenne patch carré sur substrat de verre de 300  $\mu\text{m}$  d'épaisseur ( $\epsilon_r = 4.6$ ) combinant les technologies Si à 60 GHz [Calvez2011]. L'antenne patch est excitée par une fente de couplage implémentée sur la technologie BiCMOS de faible résistivité (12  $\Omega\cdot\text{cm}$ ). Cette antenne atteint un gain simulé de 5 dBi à 60 GHz, et un gain de 6,6 dBi à 59,9 GHz.

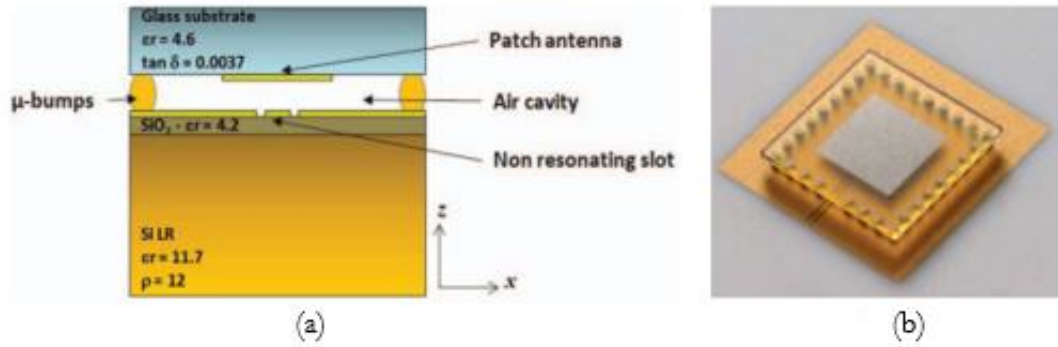


Figure 1-11 : Antenne patch carré sur substrat de verre à 60 GHz. (a) Vue en coupe de la disposition de la structure. (b) Prototype de l'antenne combinant substrat alumine et technologie IPD (la technique flip-chip). Issue de [Calvez2011].

### 1.3.1.2 Antennes intégrées sur substrat externe à la puce (Approche AiP)

L'approche d'antenne intégrée dans un paquet (antenna in package (AiP)) consiste à réaliser une antenne sur un substrat externe à la puce, c'est-à-dire en dehors de l'empilement des niveaux du circuit RF. Dans ce cas, le substrat peut être spécifiquement dédié à l'antenne et peut aussi parfois servir de boîtier pour l'assemblage de tous les éléments qui constituent le circuit.

L'intérêt d'une telle approche réside dans la possibilité de sélectionner des matériaux à faible permittivité afin d'améliorer la bande passante et de réduire les pertes et/ou des matériaux à haute-résistivité afin d'améliorer l'efficacité. Cette technologie, permet d'offrir plus de surface aux éléments rayonnants avec la possibilité d'implémenter des cavités réfléchissantes et donc de viser des gains supérieurs à ce que l'on peut obtenir avec les antennes intégrées sur puce. D'un point de vue système, cette approche nous offre un degré de liberté supplémentaire, car la conception du circuit RF et de l'antenne se font indépendamment, voire d'une façon découplée. Ainsi, un seul circuit peut être utilisé pour plusieurs boîtiers sans avoir à changer tout le jeu de masques.

Dans la référence [Dussopt2012], on retrouve une antenne intégrée à cavité sur une épaisseur de 120 μm de silicium à haute résistivité (> 4000 Ω.cm) dans la bande de fréquence 57-66 GHz. L'antenne est illustrée dans la figure 1-12. Le gain mesuré est de 4 à 7,9 dBi sur la bande 57-66 GHz.

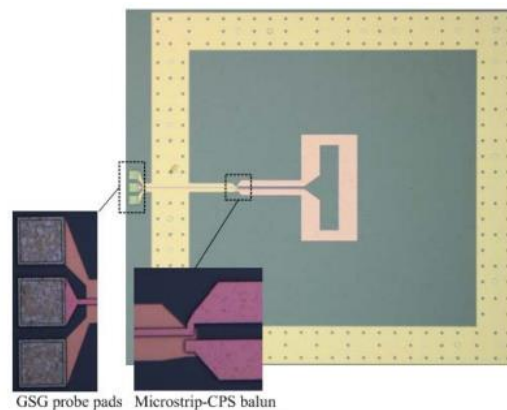


Figure 1-12 : Antenne à cavité intégrée sur silicium à haute résistivité dans la bande 57-66 GHz. Issue de [Dussopt2012].



Une antenne double dipôle replié à superstrat diélectrique large bande autour de 60 GHz [Zwick2006] est illustrée sur la figure 1-13. L'antenne est imprimée sur un diélectrique superstrat de permittivité relativement faible 3,8 et une tangente de perte diélectrique inférieure à 0,001. L'antenne atteint un gain d'environ 8 dBi, plus de 13% de bande passante et une efficacité supérieure à 80%.

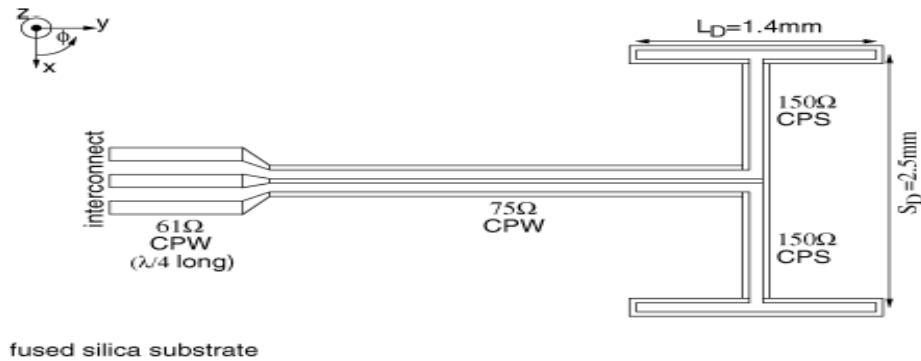


Figure 1-13 : Disposition d'un réseau de dipôles (double) sur superstrat à 60 GHz. Issue de [Zwick2006].

Une antenne dipôle verticale en technologie multicouche (organiques) à 60 GHz [Amadjikpe2012] est représentée sur la figure 1-14. Le substrat utilisé est le RO3003 (Rogers) de permittivité relative 3, combiné avec deux couches de LCP (polymère à cristaux liquides). Le dipôle vertical offre un gain de 7,83 dBi et une efficacité (simulée) de 91,7%.

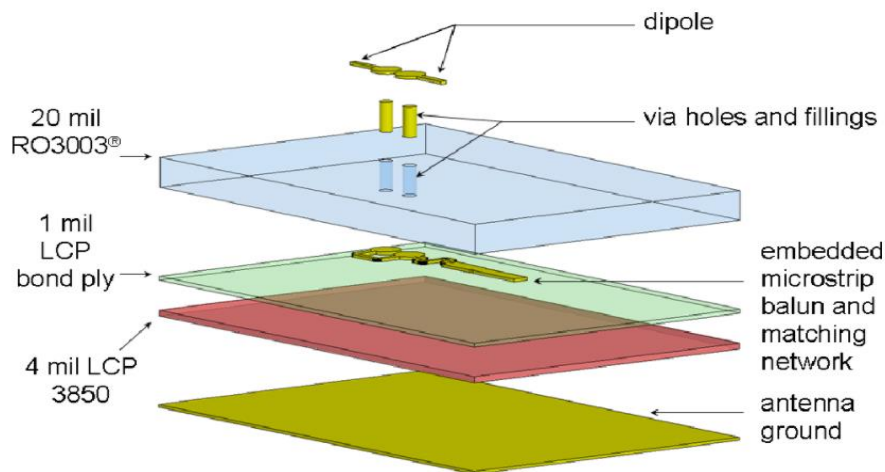


Figure 1-14 : Antenne dipôle intégrée en technologie multicouche à 60 GHz. Issue de [Amadjikpe2012].

Cette deuxième approche, celle d'antenne intégrée dans un paquet présente deux inconvénients :  
 1/ l'intégration de l'antenne avec le circuit RF/puce qui s'avère très complexe dans certains cas,  
 2/ l'ajout des interconnexions qui parfois peuvent dégrader les performances du système.  
 A cet effet, nous aborderons dans la partie suivante les différentes technologies liées aux interconnexions et plus précisément aux lignes de transmission.

### 1.3.2 Différentes lignes de transmission en structure planaire

Il y a une grande variété de lignes planaires qui ont été étudiées pour la réalisation de circuits intégrés et qui font l'objet de diverses applications. Les critères de choix du substrat diélectrique dépendent des caractéristiques électriques, thermiques et mécaniques (tangente de perte, permittivité, conductivité thermique, coefficient de dilatation thermique, etc).

Il existe différentes lignes de transmission, chacune d'elles ayant ses spécificités propres tant d'un point de vue géométrique que physique [Pasquet2005] et [Edward2002]. Ainsi nous allons présenter quelques lignes tout en mentionnant la structure et l'importance de chacune.

#### 1.3.2.1 La technologie microruban (microstrip)

La technologie microruban est la plus utilisée parmi toutes les structures planaires, compte tenu de sa simplicité et de sa facilité de fabrication dans les dispositifs intégrés. La structure d'une ligne microruban est présentée dans la figure 1-15.

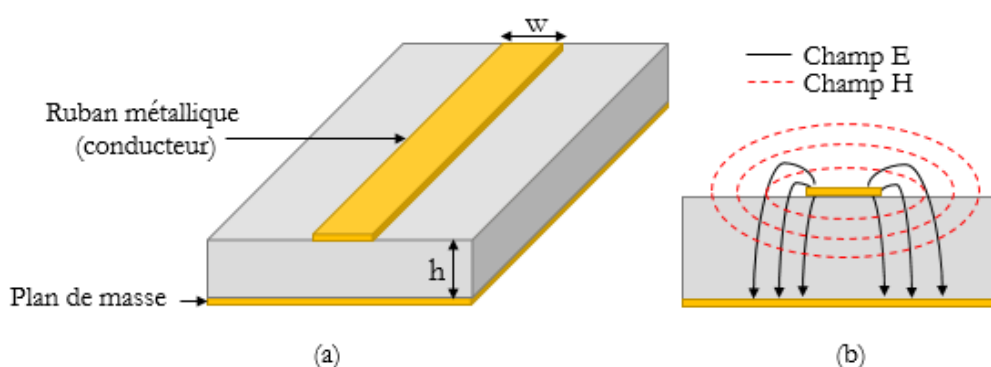


Figure 1- 15 : Ligne micro ruban : (a) Structure géométrique et (b) Distribution du champ électrique et magnétique. Figure reproduite à partir de [Welch1966].

Elle est composée d'un conducteur situé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, le plan de masse étant situé sur la face inférieure. Elle est caractérisée par la permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) du substrat, son épaisseur ( $h$ ) et par la largeur du ruban conducteur ( $w$ ). Les lignes de champs électromagnétiques de la ligne microruban sont situées principalement dans le substrat diélectrique et une fraction des champs dans l'air. Plusieurs variantes de lignes microruban existent, citons les lignes microrubans inversées et les lignes microrubans piégées.

La ligne microruban inversée est présentée sur la figure 1-16 (a). Le plan de masse est séparé du ruban par une couche d'air, et il est fixé au substrat par des entretoises. Dans une telle structure, une plus grande partie des champs électrique et magnétique se retrouve dans l'air. De ce fait, la longueur d'onde de la ligne est plus grande par rapport à celle d'une ligne microruban conventionnelle, et les modes d'ordre supérieur apparaissent à plus haute fréquence. La ligne microruban piégée est présentée sur la figure 1-16 (b). Cette ligne est obtenue à partir de la ligne microruban inversée et modification du plan de masse pour refermer celui-ci dans l'air autour de la ligne. Ceci permet d'améliorer les performances de cette ligne, à savoir la réduction des pertes par rayonnement et la suppression de certains modes d'ordre supérieur.

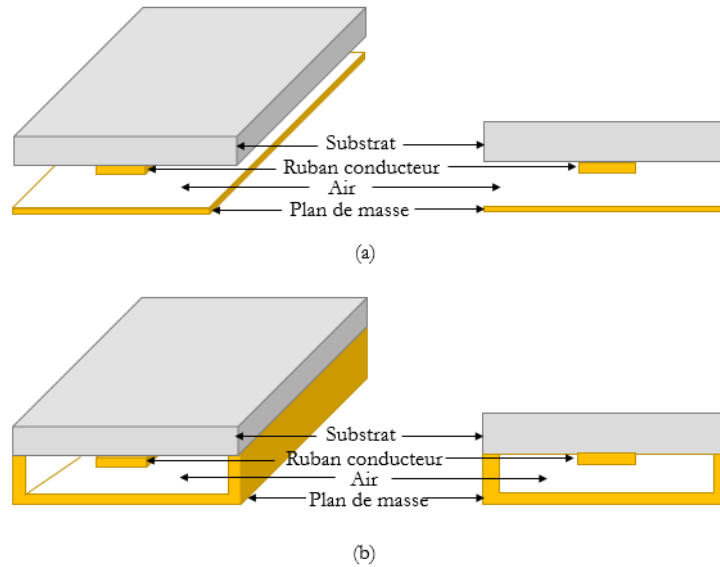


Figure 1- 16 : Structure géométrique d'une ligne microruban : (a) Inversée et (b) inversée piégée. Figure reproduite à partir de [Edwards1984].

### 1.3.2.2 La technologie coplanaire (CPW)

Dans la technologie coplanaire CPW (Coplanar waveguide), les deux plans de masse de largeur  $M$  et le ruban conducteur de largeur  $W$  sont situés sur la même face du substrat. Ces trois conducteurs sont séparés par deux fentes identiques par  $G$ , appelé aussi gap. La structure coplanaire est représentée dans la figure 1-17 (a).

Dans ce type de technologie, deux modes peuvent être excités depuis les basses fréquences, du fait de la présence de trois conducteurs : un mode pair et un mode impair (figures 1-17 (b) et (c)), respectivement.

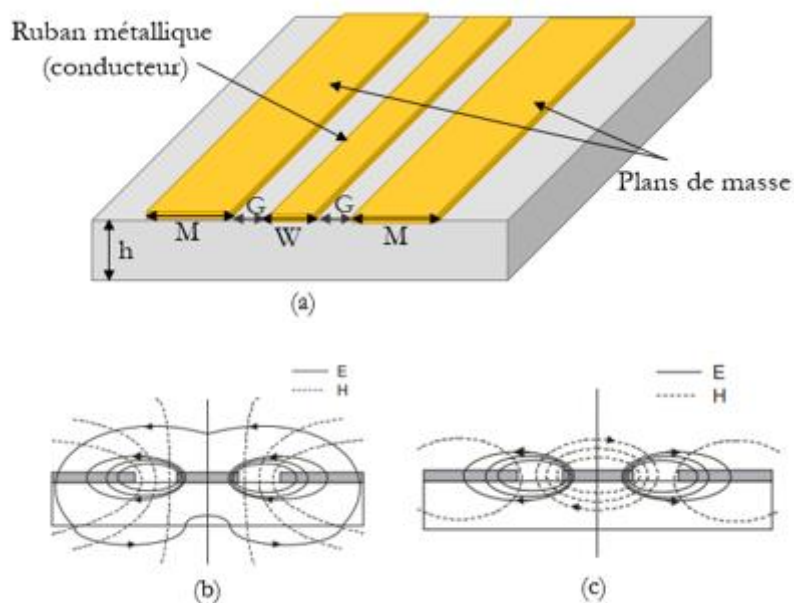


Figure 1- 17 : Ligne coplanaire : (a) Structure géométrique. (b) mode pair et (c) mode impair (figure extraite de [Sghier2013]).

L'existence possible de ces deux modes simultanément est l'un des principaux inconvénients d'une telle technologie. Afin de filtrer et garder uniquement le mode pair (quasi TEM) il est nécessaire de forcer le potentiel entre les deux plans de masse à la même valeur par l'utilisation de ponts à air ou par l'ajout des vias, par exemple. Ceci requiert une étape technologique supplémentaire donc un processus technologique de fabrication plus complexe (que nous décrivons dans le chapitre 2).

### 1.3.2.3 La technologie ligne à fente (Slotline)

La ligne à fente comporte deux conducteurs disposés sur la même face du substrat, espacés d'une fente de largeur  $W$ . La ligne à fente est illustrée dans la figure 1-18.

Dans une ligne à fente, le mode de propagation est principalement TEM. Les lignes de champ électrique se développent à travers la fente et les lignes de champ magnétique entourent les conducteurs. Si les largeurs des deux rubans sont égales, on parle de configuration symétrique, si elles sont différentes la configuration est dite asymétrique.

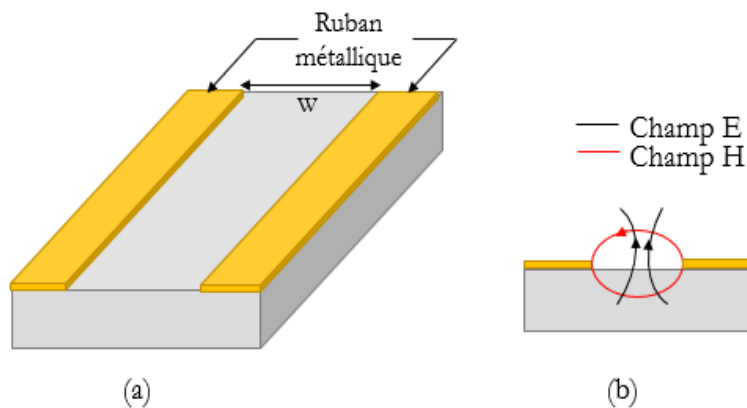


Figure 1- 18 : Ligne à fente : (a) Structure géométrique et (b) Distribution des champs électrique et magnétique. Figure reproduite à partir de [Cohn1986].

### 1.3.2.4 La technologie triplaque

La technologie triplaque consiste à utiliser un ruban métallique noyé dans un substrat. Les plans de masse sont situés sur les deux faces inférieures et supérieures du diélectrique. Il existe plusieurs formes des lignes triplaques telle que la ligne centrée ou symétrique et la ligne décentrée ou asymétrique. La structure de la ligne triplaque est représentée dans la figure 1-19.

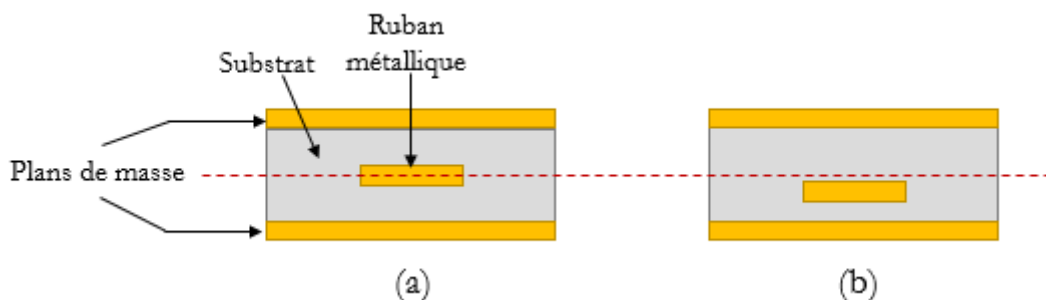


Figure 1- 19 : Structure de la ligne triplaque : (a) Ligne triplaque centrée et (b) Ligne triplaque décentrée. Figure reproduite à partir de [Pahlevaninezhad2011].

Comme dans le cas de la technologie coplanaire, la présence de trois conducteurs, peut conduire à l'existence de deux modes différents, mais cela est difficilement possible avec des plans de masse bien plus étendus que dans le cas coplanaire. Contrairement aux autres technologies, les circuits triplaques sont bien isolés des potentiels parasites électromagnétiques extérieurs et ils n'ont pas de pertes par rayonnement. L'inconvénient majeur de cette technologie est la difficulté de report d'éléments actifs ou tout autre élément discret.

### 1.3.2.5 Technologie multicouche

Les technologies multicouches/multi-technologies sont composées de différents niveaux de conducteurs et de diélectriques superposés et peuvent être utilisées soit en technologie micro-ruban soit en technologie coplanaire (figure 1-20).

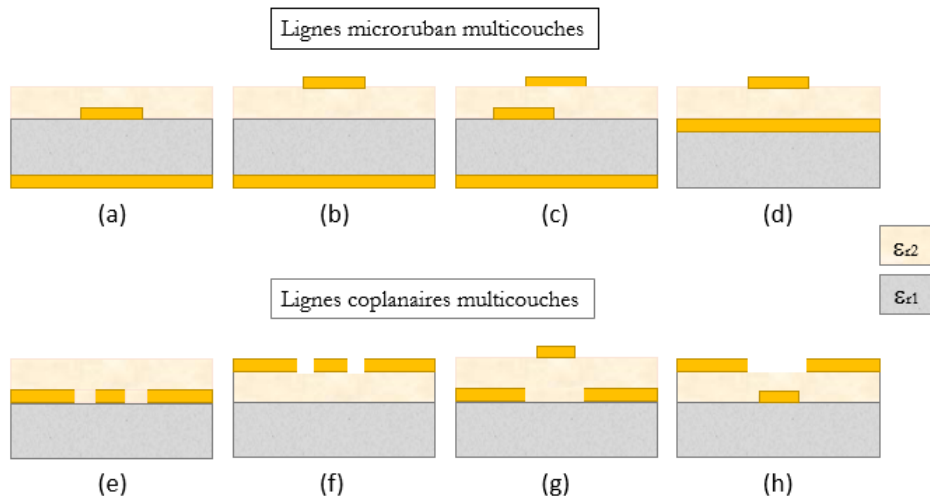


Figure 1- 20 : Technologies multicouches : (a)-(b) microruban multicouche, (c) lignes couplées microruban à fort coefficient de couplage, (d) TFMS (Thin film microstrip), (e) coplanaire enterrée, (f) coplanaire et (g)-(h) coplanaire multi-niveaux. Figure extraite de [Prigent2002].

Cette technologie offre différents avantages, il est possible de réaliser des lignes partiellement couplées sur deux niveaux de métallisation différents afin d'atteindre des niveaux de couplage importants. La possibilité d'utiliser les différentes couches comme support des différents éléments pour augmenter la compacité des systèmes et leurs efficacités ainsi que la possibilité d'obtenir des valeurs d'impédances très fortes ou très faibles. Cependant, le principal inconvénient de cette technologie est la complexité de réalisation technologique par rapport aux technologies planaires classiques.

En effet, chacune des lignes de transmissions évoquées précédemment, présentent des avantages et des inconvénients. Dans la référence [Cao2013], par exemple la ligne triplaque présente l'avantage d'avoir un comportement de mode TEM lorsqu'elle est déposée sur un substrat polymère Benzocyclobutène (BCB), c'est-à-dire avec peu de dispersion dans la gamme de fréquences de 100 à 1500 GHz. Mais son inconvénient concerne sa géométrie, des étapes technologiques spécifiques et supplémentaires sont nécessaires notamment au niveau de la connexion dans le cas où des mesures par un analyseur de réseau vectoriel standard doivent être faites.

La ligne microruban, présente l'avantage de flexibilité pour les réglages dans le circuit hyperfréquence, cependant la nécessité de rajouter des vias (appelés aussi les traversées) ou des

trous, pour mettre à la terre des dispositifs actifs (la masse RF) est un inconvénient. D'autres étapes technologiques complexes doivent s'ajouter et peuvent donc dégrader les performances du circuit.

La ligne coplanaire CPW, facilite la connexion contrairement à la ligne triplaque ou la ligne microruban, où la masse RF est placée à proximité de la ligne sur le même plan. Les vias ou les trous ne sont pas nécessaires cependant, l'inconvénient majeur des CPW est l'excitation involontaire du mode de ligne de fente parasite.

Quant à la ligne slotline, elle partage certains avantages de la ligne CPW, cependant, elle présente un comportement de dispersion élevée qui la rend généralement inadaptée pour les applications large bande.

### 1.3.3 Lignes de transmissions intégrées en ondes millimétriques et submillimétriques

Les guides d'ondes et les parties passives du circuit doivent rester monomodes, et ce, avec des performances de transmission les plus élevées. On retrouve dans la littérature de nombreuses lignes de transmission intégrées utilisées en bande submillimétrique. Ces lignes servent principalement de moyen d'alimentation des antennes intégrées. En complément de l'étude de l'état de l'art des antennes intégrées déjà cité précédemment, nous évoquons dans cette partie d'autres lignes de transmissions sur différentes technologies en bande millimétriques.

La figure 1-21, illustre deux exemples de lignes de transmissions coplanaires (CPW), une fabriquée sur FR408 (125  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) et l'autre fabriquée sur un empilement multicouche avec un cœur FR4 (60  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) [Aroor2012]. Le matériau FR408 utilisé est de  $\epsilon_r = 3,65$  et  $\tan(\delta) = 0,013$ , alors que le cœur FR4 est de  $\epsilon_r = 4,8$  et  $\tan(\delta) = 0,015$ . Les mesures de ces deux lignes coplanaires (CPW) à 60 GHz, donnent des atténuations de 0,2 dB/mm ( $Z_c = 52\Omega$ ) et de 0,18 dB/mm ( $Z_c = 53\Omega$ ), sur FR408 et sur un cœur FR4 respectivement.

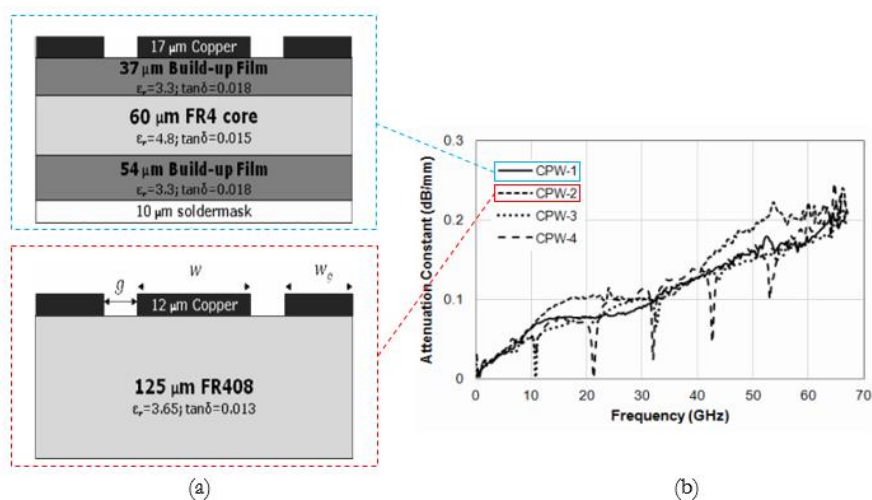


Figure 1- 21 : Lignes CPW à 60 GHz. (a) Fabriquée sur FR-408 (rectangle rouge) et sur cœur FR-4 (rectangle bleu) vue en coupe transversale. (b) Constante d'atténuation mesurée des deux lignes CPW. Issue de [Aroor2012].

Dans [Gianessello2007], les auteurs ont réalisé un guide CPW sur technologie HR SOI (high resistivity silicon on isolator) à ondes millimétriques (une couche en silicium sur isolant hautement résistive de 65 nm). Le guide d'impédance  $50 \Omega$  a donné des atténuations de 1 dB/mm à 100 GHz.

Une approche similaire d'un CPW en technologie GaAs a été proposée à 60 GHz [Ke2011]. Deux structures ont été réalisées, la première est une ligne CPW standard, la deuxième une ligne DGS-CPW (Defected Ground Structure) où les deux plans de masse supérieurs ne sont pas pleins en métallisation. Le substrat GaAs utilisé est de  $1,15 \mu\text{m}$  d'épaisseur  $\epsilon_r = 12,9$  et  $\tan(\delta) = 0,001$ . Les deux types de structures CPW sont illustrés dans la figure 1-22, ainsi que les courbes d'atténuations. Les mesures des deux lignes sur GaAs à 60 GHz, donnent des atténuations de 0,51 dB/mm ( $Z_C = 28 \Omega$ ) et de 0,39 dB/mm ( $Z_C = 43 \Omega$ ), pour le CPW standard et le DGS-CPW, respectivement.

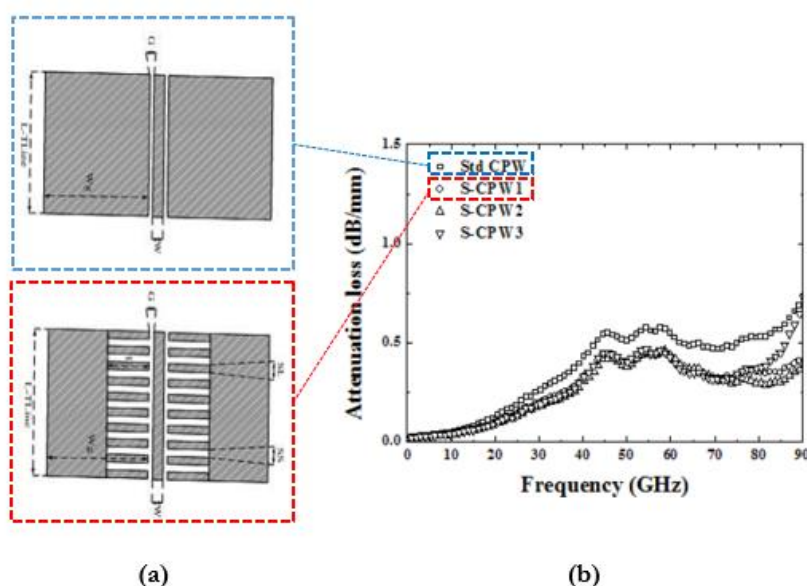


Figure 1- 22 : Lignes coplanaires sur GaAs à 60 GHz : (a) Structures géométrique du CPW standard (rectangle bleu) et du DGS-CPW (rectangle rouge). (b) Les courbes d'atténuations des deux types de structures CPW. Issue de [Ke2011].

Une étude similaire a été proposée dans [Lok2008], d'une ligne CPW en technologie GaAs en couche épaisse de  $620 \mu\text{m}$  jusqu'à 220 GHz. La ligne CPW mesuré a donnée des pertes de -1 dB à 60 GHz, -1,35 dB à 100 GHz et -4,6 dB à 220 GHz.

D'autres approches innovantes permettent de réduire les pertes des dispositifs passifs pour les circuits millimétriques. Ces approches se basent sur des technologies supplémentaires, la plus simple consiste à isoler le substrat de l'élément passif par l'utilisation d'un blindage ou d'un plan de masse.

Une autre approche consiste à concevoir des lignes de transmissions sur des matériaux aux propriétés conductrices et diélectriques spécifiques [Prigent2004], [Li2010] et [Islam2014]. Par exemple, un diélectrique polymère de faible permittivité (tel que le polyimide (PI), le benzocyclobutène (BCB)) peut être utilisé comme une couche diélectrique, couche de passivation, ou pour former des interconnexions multicouches ou des ponts à air [John2020].

L'utilisation d'un diélectrique avec une permittivité plus faible au lieu d'un semi-conducteur comme substrat, avec une épaisseur suffisante que ce qui existe actuellement dans les circuits

MMIC, apparaît comme un meilleur compromis pour produire des guides d'ondes monomodes sur toute la gamme submillimétrique [Riaziat1990]. De plus, un tel matériau diélectrique permet également de réduire la perte vers le substrat pour des antennes et ce, tout en élargissant leur capacité de fonctionnement sur une bande de fréquence plus large [Hall1988].

Ainsi, en continuant à porter notre intérêt sur les guides d'ondes planaires, nous pouvons observer que certains d'entre eux étudiés dans la gamme submillimétrique présentent un facteur d'atténuation de transmission d'environ 0,9 et 3 dB/mm à 200 et 700 GHz, respectivement, pour une ligne microruban sur 8  $\mu\text{m}$  de polymère de (BCB) [Williams2013]. Une performance similaire de 3 dB/mm à 700 GHz a été mesurée sur le substrat Si [Schnieder2005]. Une atténuation de 0,6 dB/mm à 200 GHz est atteinte pour un CPW avec un ruban central de 40  $\mu\text{m}$  de large déposé sur un copolymère d'oléfine cyclique (COC) de 22  $\mu\text{m}$  d'épaisseur [Diaz2018].

En complément de notre étude sur l'état de l'art, nous donnons dans le tableau 1-2, un récapitulatif de synthèse des lignes de transmissions présentées dans la littérature, car on ne peut malheureusement pas toutes les présenter en détails dans ce manuscrit.

L'utilisation d'un diélectrique, avec une permittivité plus faible au lieu d'un semi-conducteur comme substrat et avec une épaisseur suffisante que ce qui existe actuellement dans les circuits MMIC, se présente comme un meilleur compromis pour produire des guides d'ondes monomodes sur toute la gamme millimétrique et submillimétrique. Dans le cadre de cette thèse, le BCB est choisi car il est déjà utilisé pour le MMIC et en raison de sa faible permittivité et de sa tangente de perte à 1 THz ( $\epsilon_r \approx 2.45 (1-j 7 \times 10^{-3})$ ). Le polyimide a également une faible tangente de perte mais sa permittivité est plus élevée, avec environ 3,5 à basse fréquence par rapport à celle du BCB. Le copolymère cyclique-oléfine (COC) présente un intérêt avec une permittivité plus faible de 2,35 et une tangente de perte faible de  $10^{-4}$  à 10 GHz également, mais il reste plus difficile à déposer technologiquement. A cet effet nous introduirons dans la partie suivante le polymère BCB et les raisons qui nous ont conduits à l'utiliser.

Tableau 1- 2 : Etat de l'art des lignes des transmissions aux ondes millimétriques et submillimétriques.

Technologie Substrat	Guide utilisée	Fréquence (GHz)	Atténuations (dB/mm)	Références bibliographiques
GaAs	CPW	65	1.461	[Rius2003]
		0 - 220	0 - 2.25	[Lok2008]
		0 - 1	0 - 13	[Frankel1991]
HR-SOI		100	1	[Gianesello2007]
COC		200	0.6	[Diaz2018]
SiO <sub>2</sub> /Si		0 – 110	0 - 1.2	[Shi2009]
BCB/ Si		0 - 900	0 - 4	[Heiliger1997]
Si-SiO <sub>2</sub>	S-CPW (Shielded)	60	0.49	[Franc2012]



CMOS	SWS-Microruban ( <i>slow-wave slot</i> )	60	0.5	[Yang2012]
Si-SiO <sub>2</sub>	Microruban	60	0.5	[Franc2012]
CMOS		60	0.55	[Yang2012]
Si		700	3	[Schnieder2005]
BCB		200 et 700	0,9 et 3	[Williams2013]
Polyimide TORAY		0 - 1.2	0 - 8.7	[Kadoya2008]
Si	Slotline	100-1000	0.006 - 0.05	[Wachter2007]
GaAs et membrane (SiO <sub>2</sub> /Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> /SiO <sub>2</sub> )	CPS	25 - 600	0.9 - 11.3	[Frankel1991]
Saphir		600	8.7	[Kadoya2008]
Quartz		1000	6.9	[Kadoya2008]
PAX- ZEON		0 - 1700	0 - 4.3	[Kadoya2008]

### 1.3.4 Technologies sur le polymère BCB

Le BCB, acronyme de Benzo-Cyclo-Butène, est un polymère organique. Néanmoins, pour faciliter son usage en microélectronique sous forme de résine de monomères, c'est une variante de monomère, le DVS-bis-BCB (DiVinylsiloxane-bis-BenzoCycloButene) qui est couramment employée et vendue sous le nom de CYCLOTENE par Dow-Chemical ou maintenant DuPont. La formule semi-développée du DVS-BCB est donnée en figure 1-23. La polymérisation thermique se passe par liaison entre deux cycles benzéniques représentés aux extrémités de la figure 1-23. La polymérisation doit se faire en l'absence d'oxygène, autrement les pertes diélectriques sont plus importantes [Perret2008].

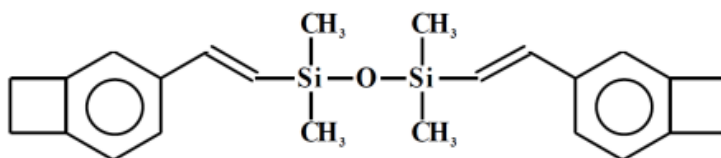


Figure 1- 23 : Formule semi développée du monomère Divinylsiloxane-bis-Benzocyclobutène (DVS-BCB).

Le BCB est un matériau dit « low-k », c'est-à-dire de faible constante diélectrique, utilisé pour apporter de plus faibles effets capacitifs et une moindre différence de permittivité avec l'air. De plus, les faibles pertes du BCB le place favorablement pour améliorer le facteur de qualité.

La volonté d'augmenter les performances des circuits a contribué à l'introduction de ces matériaux polymères pour remplacer en partie l'oxyde de silicium SiO<sub>2</sub> ou le nitrure de silicium

Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> comme matériau inter-diélectrique dans les puces sur semi-conducteurs. Le terme low-k signifie plus faible constante diélectrique que celle du SiO<sub>2</sub> par exemple. Sa faible valeur de conductivité thermique, est également trois fois inférieure à celle de l'oxyde de silicium. Le tableau 1-3, ci-dessous, résume les propriétés électriques et thermiques du BCB.

Tableau 1-3 : Propriétés électriques et thermiques du BCB.

Constante diélectrique relative	2,65 (10 GHz) 2,45 (1 THz)	[Chinoy1993] [Perret2008]
Tangente de perte	0,002 – 0,007 (10 GHz – 1 THz)	
Conductivité thermique	0,29 W/(K.m)	[Modafe2005]
Température de transition vitreuse	> 350°C	[Strandjord1997]
Une bonne clarté optique		
Une bonne stabilité thermique		

Il existe deux séries de CYCLOTENE commercialisé par la société Dow-Chemical (maintenant DuPont). Le BCB pour gravure sèche est de la série 3000 [C3]. Il est non photosensible, et donc sa structuration doit forcément se faire par gravure, par exemple par gravure sèche RIE pour la réalisation de motifs ou pour enlever le surplus du polymère. Le BCB photosensible est de la série 4000 [C4]. L'ajout de réactif à base de diazobenzépine le rend sensible pour des procédés de développement lithographique UV, et il peut être employé comme une résine photosensible positive. La figure 1-24, représente un diagramme succinct des étapes et procédés de l'utilisation de la résine CYCLOTENE sur un substrat. Le détail de chaque procédure pour chacune des étapes est décrit ci-dessous.

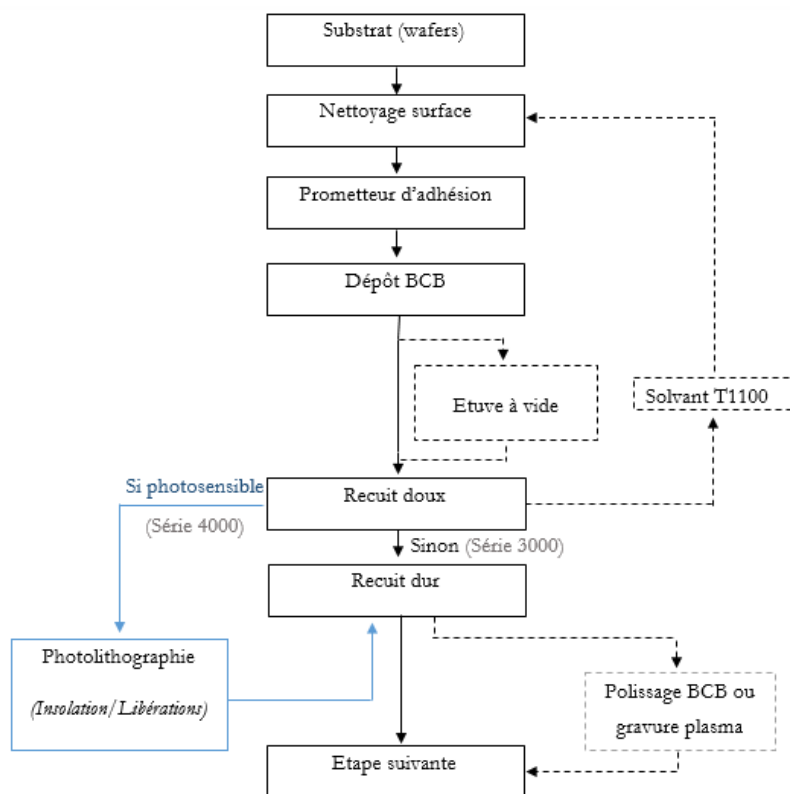


Figure 1-24 : Étapes typiques des procédés technologiques de dépôt de couches BCB sur un substrat.

Préparation de la surface : la surface des substrats à enduire de résine CYCLOTENE doit être exempte de particules inorganiques, de résidus organiques et d'autres contaminants. Les particules et résidus provoquent des défauts de revêtement et peuvent entraîner des problèmes d'adhérence par la suite. Un bref traitement de plasma  $O_2$  suivi d'un rinçage à l'eau déminéralisée est généralement suffisant.

Le promoteur d'adhérence, l'AP3000 est toujours recommandé avant le revêtement BCB sur la plupart des surfaces, par exemple sur le silicium, l'oxyde de silicium, le nitrure de silicium, l'aluminium, le cuivre, etc, bien que sur l'or son effet sera limité. Son recuit thermique, avant dépôt de BCB n'est généralement pas nécessaire.

Après le dépôt du promoteur d'adhérence, le BCB est déposé à son tour sur le substrat. Le processus de recouvrement doit comprendre la distribution de la résine (du centre de la plaquette vers le bord) et sa répartition par effet centrifugation avec la vitesse et le temps de rotation appropriés selon l'épaisseur désirée.

Cela est suivi d'un recuit sur une plaque chauffante (à une température supérieure à environ  $150^\circ C$ , au-delà de laquelle l'énergie thermique est suffisante pour engendrer le processus de polymérisation) ou dans une étuve sous vide ou sous atmosphère sans oxygène pour éliminer les solvants et « stabiliser » le film. L'absence d'oxygène est nécessaire pour minimiser les pertes diélectriques.

Après le revêtement et la stabilisation, les films sont réticulés pour obtenir leurs propriétés finales. Le durcissement ou la polymérisation des résines CYCLOTENE peut être effectué à l'aide d'une étuve dans laquelle circule un gaz inerte (azote ou argon). Ce durcissement peut se faire en deux étapes. La première, un durcissement doux (ou réticulation partielle) avec une conversion de 75 à 82% (de la polymérisation maximale) qui est obtenue par exemple à  $210^\circ C$  pendant 40 minutes dans une étuve d'azote. La deuxième étape est un durcissement dur en tant que durcissement final, afin d'atteindre 95-100% de polymérisation à  $250^\circ C$  (ne pas dépasser  $350^\circ C$ ) pendant une heure dans une étuve d'azote.

Retrait pour erreur de fabrication : tant que le degré de polymérisation n'est pas trop grand, il est possible d'éliminer le film de BCB qui résiste déjà à de nombreux solvants comme l'acétone. Dow-Chemical propose le T1100, en immergeant par exemple, le substrat dans un bain T1100 à température ambiante (ou sinon  $2 \mu m$ /heure à  $90^\circ C$ ).

Ainsi les films BCB après durcissement doux peuvent être retirés. A la fin, le substrat doit être rincé (à l'isopropanol, et à l'eau déminéralisée) et traité par plasma ( $O_2/CF_4$ ) afin d'éliminer complètement les résidus organiques. Cette opération est néanmoins extrêmement déconseillée, et requière un environnement dédié avec traitement des gaz produits.

Photolithographie ou gravure plasma : la définition du motif des films fabriqués avec les résines CYCLOTENE 3000 peut être accomplie au moyen d'un processus de gravure sèche. Le plasma (RIE avec oxygène et gaz fluorés) peut être aussi une solution alternative au polissage mécanique et/ou chimique). Avec les résines photosensibles CYCLOTENE 4000, la photolithographie est utilisée.

## 1.4 Association de circuits actifs et passifs en ondes millimétriques :

### Application Rectenna

#### 1.4.1 Structure de Rectenna

Par la suite, dans le but d'étudier la possibilité d'association de circuits actifs et passifs, nous proposerons d'étudier la conception d'une rectenna qui sera portée dans le chapitre 4. Il est donc nécessaire d'introduire dans ce premier chapitre, les circuits rectennas. Cependant, il est important de noter que cette partie n'est pas un inventaire bibliographique exhaustif sur les rectennas, mais nous proposons une courte synthèse qui permet au lecteur d'avoir une idée sur les rectennas dans un premier temps et par la suite nous introduisons quelques travaux qui portent sur la réalisation des rectennas aux fréquences millimétriques et THz.

Tout d'abord, qu'est-ce qu'une rectenna ? Le mot rectenna se décompose en deux parties « Rect » et « enna ». Le premier vient du mot en anglais « Rectifier » et qui signifie circuit de rectification, tandis que le second vient du mot « antenna » qui veut dire antenne en français. Ainsi, une rectenna est l'association d'une antenne et d'un circuit de rectification RF. L'objectif de la rectenna consiste en la récupération d'une onde RF à travers une antenne et de la transformer par le biais du circuit de rectification en une tension continue DC. Ces structures sont très intéressantes notamment pour des applications de circuits embarqués autonomes ne nécessitant pas d'alimentation externe. De manière un peu plus détaillée, la rectenna est composée (voir Figure 1-25) d'une antenne de réception qui permet de capter l'onde EM, un filtre haute fréquence, un circuit de redressement qui permet de transformer l'onde RF en signal continue, un filtre DC pour ne laisser passer que la partie continue du signal et enfin le circuit externe ou la batterie qui est représenté ici par une charge  $R_L$ .

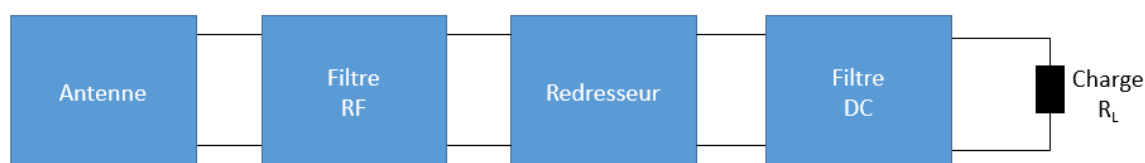


Figure 1- 25 : Les blocs qui constituent une Rectenna

#### 1.4.2 Topologies du circuit de conversion RF-DC

Dans les systèmes de rectennas, en micro-ondes, la diode Schottky est utilisée pour concevoir le circuit de conversion RF-DC. Il existe plusieurs configurations de circuits de conversion, on retrouve des circuits en topologie série, parallèle ou doubleur de tension, comme représentées en figure 1-26. Les topologies en série et en parallèle sont les plus simples à concevoir et sont généralement les plus étudiées [Zbitou2006], [Strass2003], [Ren2006], [Park2004]. Quant à la topologie en doubleur de tension qui consiste à associer deux diodes Schottky, l'une en série et la deuxième en parallèle, cette dernière présente de meilleures performances car elle permet de doubler la tension de sortie. Toutefois, elle s'avère plus complexe à concevoir et à optimiser.

En effet, les circuits de rectification dépendent de plusieurs paramètres, ce qui complique leur optimisation. Parmi ces paramètres, on peut citer l'efficacité de la diode qui dépend fortement de la tension à ses bornes mais aussi de l'impédance à ses bornes, et qui varie en fonction de la puissance d'entrée ainsi que de la fréquence d'entrée. Tous ces paramètres jouent un rôle important sur l'adaptation du circuit, ce qui affecte fortement le rendement de conversion RF-DC.

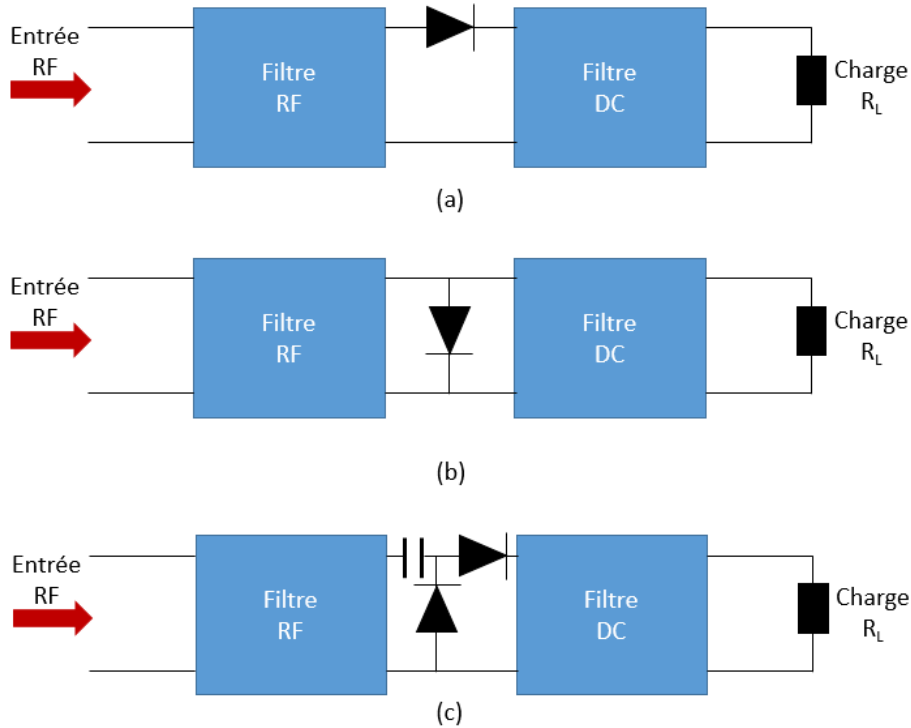


Figure 1-26 : Schémas blocs du (a) circuit de conversion en topologie série, (b) circuit de conversion en topologie parallèle et (c) circuit de conversion en topologie doubleur de tension.

### 1.4.3 Rectenna dans la gamme des fréquences millimétriques

Dans la littérature, on retrouve de nombreux et différents travaux sur le développement de rectennas. Toutefois, une grande majorité de ces travaux ont été réalisés dans les bandes de fréquences micro-ondes, généralement les bandes ISM et plus précisément autour des fréquences 2,4 et 5,8 GHz, comme mentionné dans la référence [Wagih2020]. Par conséquent, pour des fréquences millimétriques très peu de rectennas ont été développées. Cela s'explique d'une part, par le peu d'applications qui existent aujourd'hui dans ces bandes de fréquences, contrairement aux fréquences ISM, et d'autre part, par la complexité et les limites techniques rencontrées à ces fréquences.

Toutefois, il existe dans la littérature quelques travaux qui ont été proposés et réalisés dans cette gamme de fréquence malgré leurs contraintes. Parmi ces travaux, nous pouvons citer l'article [HannaC2018], où les auteurs proposent une rectenna fonctionnant autour de 60 GHz avec une efficacité de conversion RF-DC élevée. Cette rectenna est composée d'un réseau de 8 antennes reliées par un système de distribution composé de lignes micro-rubans et qui permet aux différentes antennes d'être alimentées en phase en vue d'augmenter la directivité (figure 1-27). Le circuit de rectification est composé d'une cellule d'adaptation, un circuit de redressement, un

filtre DC et une charge. L'ensemble du système est imprimé sur un substrat en céramique ayant une permittivité  $\epsilon_r = 9,9$  et une épaisseur  $h = 127 \mu\text{m}$ . En ce qui concerne le circuit de redressement, il est composé d'une diode Schottky commerciale HSCH-9161 proposée par Keysight Technologies en technologie GaAs et qui permet un fonctionnement dans la gamme des ondes millimétriques. Cette rectenna permet d'obtenir une efficacité mesurée de conversion RF en CC de l'ordre de 49,3 % à 61 GHz et un niveau de sensibilité d'environ -60 dBm. Ces performances démontrent que la configuration rectenna proposée est bien adaptée aux applications de récupération d'énergie à ondes millimétriques de faible puissance et de transmission d'énergie sans fil. Cette rectenna est toutefois imprimée sur un substrat en céramique mais la technique de fabrication employée ne permet pas de réaliser des structures à plus haute fréquences.

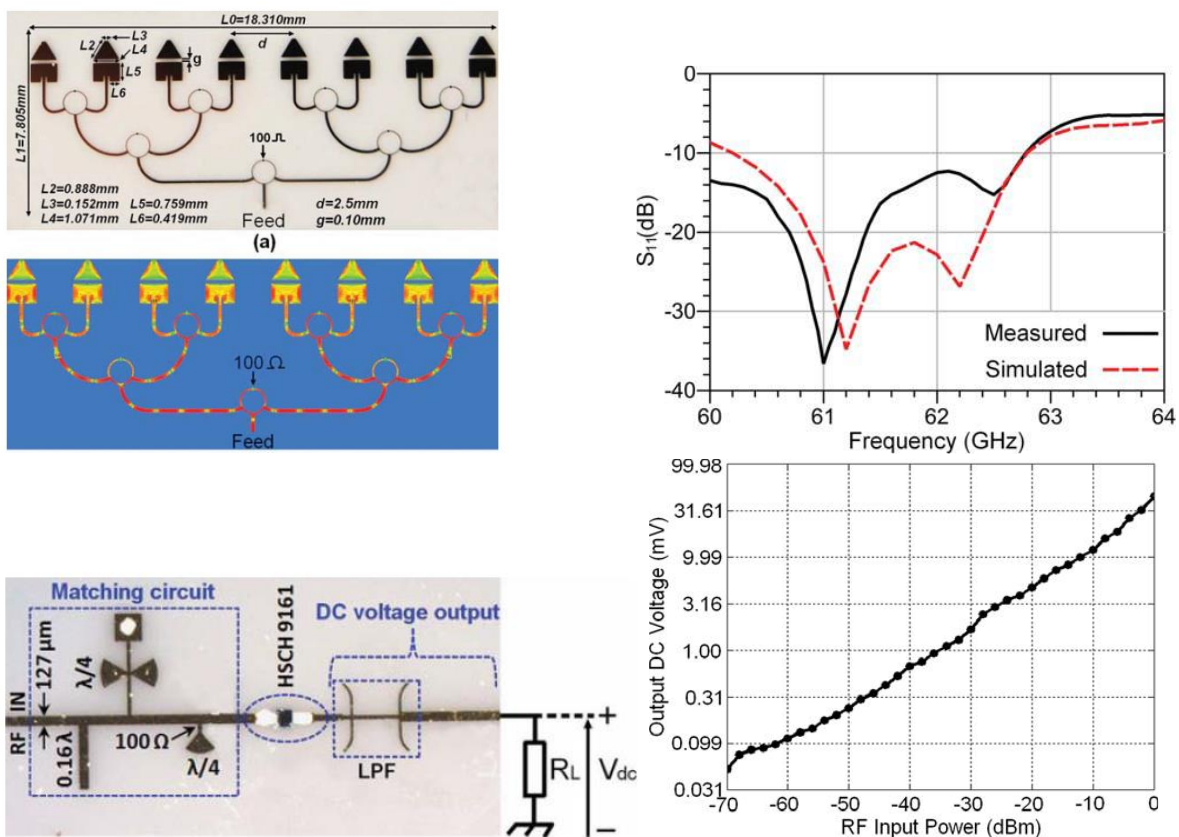


Figure 1-27 : Présentation d'un prototype de rectenna fonctionnant autour de 61 GHz, réalisé sur un substrat en céramique, et quelques figures de mérite : adaptation de l'entrée  $S_{11}$  et tension DC obtenue en fonction de la puissance injectée [HannaC2018].

Dans [Hemour15], les auteurs proposent une rectenna fonctionnant autour de 94 GHz et qui a été réalisée avec la technologie de fabrication de PCB classique sur un substrat « Alumine » à très faibles pertes ( $\tan(\delta) < 0,001$ ). La rectenna (présentée dans la figure 1-28) a une taille globale de  $0,55\lambda^2$  et elle est constituée d'une antenne à fente en forme de nœud papillon et alimentée par ligne CPW. Elle permet d'avoir un rendement de l'ordre de 12% en moyenne autour de 90 GHz. Les auteurs rapportent toutefois que le procédé de fabrication utilisé dans ce travail a introduit des décalages fréquentiels de la résonance de l'antenne qui est passée de 94 GHz à 90 GHz. Ce

décalage est dû à un défaut de sur-gravure liée aux limitations de la méthode de fabrication utilisée.

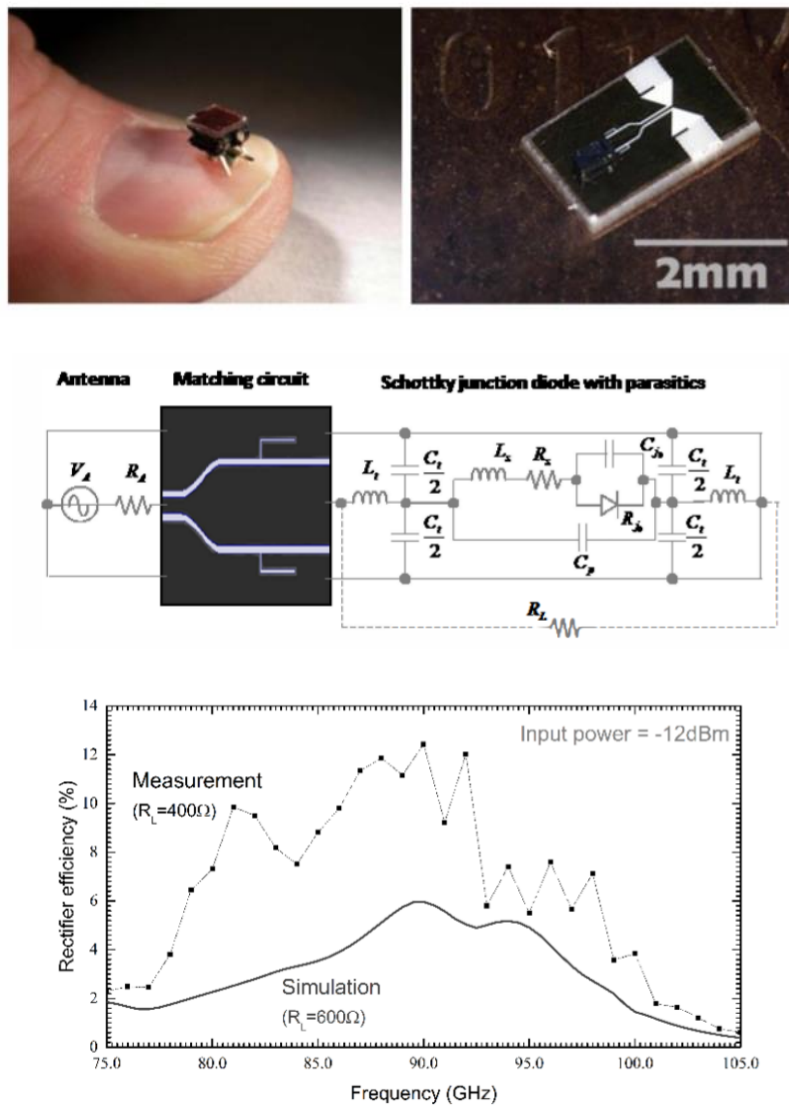


Figure 1- 28 : Rectenna imprimé avec la technologie PCB fonctionnant autour de 90 GHz, son schéma électrique équivalent, et représentation de son rendement en fonction de la fréquence [Hemour15].

Comme mentionné précédemment, aux fréquences micro-ondes, une grande partie des rectennas est réalisée aux moyens de fabrication classique, par exemple en technologie PCB [Wagih2020]. Il est clair qu'à ces fréquences (micro-ondes), la longueur d'onde permet de réaliser des structures avec des techniques de fabrication assez classiques et maîtrisées. Cependant, aux fréquences millimétriques et au-delà, les limitations de fabrication technologique ne permettent pas de considérer ces méthodes classiques. En plus, des contraintes de fabrications ont été observées dans [Hemour15]. Les performances des circuits RF, qu'ils soient passifs ou actifs, diminuent considérablement. Par exemple, les substrats classiques utilisés en micro-ondes (Rogers, Arlon, FR4, etc.) introduisent des pertes supplémentaires à haute fréquence et une grande majorité des composants à base de semi-conducteurs comme le silicium est également limité à ces fréquences. Enfin, les interconnexions entre l'antenne et les différentes parties du circuit introduisent également des éléments parasites additionnels et plus de pertes.

Il est donc impératif de concevoir des circuits complètement intégrés en hautes fréquences, incluant à la fois les circuits actifs et passifs, afin de réduire considérablement les pertes dues aux éléments parasites (boîtiers des composants), les interconnexions mais aussi par l'utilisation d'autres diélectriques. Nous pouvons trouver dans la littérature, quelques exemples de travaux qui ont portés sur la conception de rectenna aux fréquences millimétriques complètement intégrées [Gao2013], [Weiss2014], [Wagih2020], [Aldrigo2018].

Parmi ces travaux, nous citerons l'article [Aldrigo2018] où les auteurs présentent une rectenna complètement intégrée fonctionnant autour de 60 GHz. Cette rectenna est constituée d'une antenne en forme de nœud papillon reliée directement à une diode constituée de trois couches Métal/Isolant/Métal (MIM), comme présentée sur la Figure 1-29. Les matériaux utilisés pour les trois couches sont l'or, le dioxyde d'hafnium et le platine (Au/HfO<sub>2</sub>/Pt).

La structure MIM est placée directement à l'entrée de l'antenne, de sorte que les bras en nœud papillon constituent les électrodes supérieure (Au) et inférieure (Pt) de la diode, séparées au milieu par l'isolant HfO<sub>2</sub>. Cette solution étant entièrement compatible CMOS a été fabriquée sur un wafer Si de 4 pouces. Le HfO<sub>2</sub> qui est utilisé comme diélectrique de grille dans les circuits intégrés a été réalisé via des méthodes de croissance par dépôt de couche atomique (ALD).

Les mesures ont démontré la capacité de récupération du dispositif proposé, avec une tension générée de 250  $\mu$ V pour une puissance d'entrée de -8 dBm. Ainsi, il est donc impératif d'exploiter et de considérer de nouvelles techniques de fabrication peu conventionnelles, à savoir la réalisation de l'antenne et du circuit en technologie CMOS tout intégrée, dans le but d'améliorer les performances des circuits RF en millimétriques ou en THz.

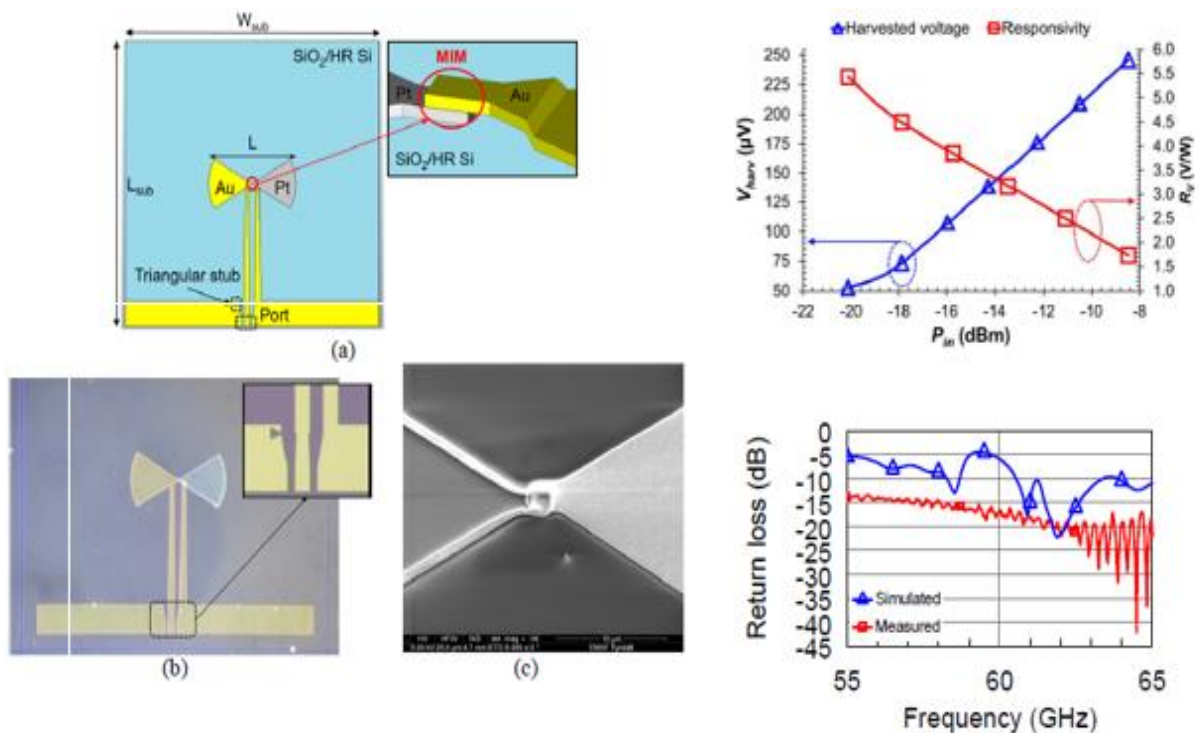


Figure 1- 29 : Vue schématique et photographie du prototype d'une rectenna réalisée en technologie CMOS sur wafer Si et intégrant une diode Metal/Isolant/Metal (Au/HfO<sub>2</sub>/Pt MIM). Le circuit présenté fonctionne dans la bande 55 - 65 GHz [Aldrigo2018].



## 1.5 Conclusion

L'intégration de dispositifs passifs en technologie silicium standard n'est pas évidente, car les technologies Si souffrent de pertes de substrat élevées. Ce point constitue une limite fondamentale des technologies Si (CMOS et BiCMOS) pour applications millimétriques et submillimétriques. Une amélioration significative des technologies silicium reste peut être obtenue en augmentant sensiblement la résistivité du substrat mais la forte permittivité du matériau demeure un problème pour le rayonnement.

L'utilisation d'un diélectrique avec une permittivité (partie réelle) plus faible au lieu d'un semi-conducteur avec une épaisseur suffisante apparaît comme un meilleur compromis pour produire des guides d'ondes monomodes sur toute la gamme millimétriques et submillimétrique. Le BCB est choisi car il est déjà utilisé dans les circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC), il est compatible avec les étapes de microélectroniques classiques et en raison de sa faible permittivité, ainsi que son angle de perte à 1 THz ( $\epsilon_r \approx 2.45 (1-j 7 \times 10^{-3})$ ) qui demeure acceptable. Il a également été choisi en raison de sa facilité de dépôt et de sa disponibilité commerciale sous le nom de CYCLOTENE, et de plus, il présente une température de réticulation de 250°C inférieur à celle du polyimide qui est de 350°C.

En conséquence, cette thèse porte sur l'étude, la modélisation et la réalisation de différents circuits passifs sur polymère BCB. A cet effet, nous commençons par l'étude de conception et de réalisation de lignes de transmission au chapitre suivant. Des architectures de guides d'ondes coplanaires avec plan de masse dans la couche inférieure (GCPW) sont choisies pour cette étude.

## Chapitre 2 : Modélisations Electromagnétiques 3D et mesures VNA d'un guide d'onde planaire CPW sur polymère

### 2.1 Introduction

Les guides d'ondes planaires sont largement utilisés dans les circuits intégrés et hybrides en raison de leurs avantages multiples. Parmi ces avantages, la possibilité de contrôler leurs caractéristiques telles que l'impédance, la vitesse de phase ou la constante diélectrique effective, en jouant facilement sur leurs dimensions géométriques. Un autre avantage, est leur fabrication qui peut être réalisée par les technologies standards telles que la photolithographie, la gravure, le dépôt des couches minces, etc.

L'étude du guide d'onde coplanaire avec un plan de masse (GCPW) sur polymère BCB s'inscrit dans la continuité d'une partie de travail de thèse de L. Cao [Cao2013], ancien doctorant de l'équipe EPHYCAS au C2N.

Dans ce chapitre, une description détaillée du guide GCPW avec plan de masse et avec ou sans vias sur un substrat BCB est proposée. De nombreux efforts ont été déployés pour faire l'évaluation des pertes dans ce guide d'onde GCPW avec vias, ainsi que pour la réalisation technologique en salle blanche du C2N. Les processus technologiques standards pour la réalisation de ces guides sont décrits. L'étude des pertes dans ce guide a été menée en utilisant le logiciel ANSYS HFSS. Les résultats expérimentaux des GCPW avec vias sont présentés d'abord dans la gamme de fréquences de 0,01 à 70 GHz (mesures réalisées au C2N), ensuite dans la gamme de fréquences de 0,25 à 760 GHz (mesures réalisées à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN)) et comparés avec les données de modélisations et de simulations numériques.

### 2.2 Analyse d'un guide CPW

Dans ce travail, l'analyse du guide d'ondes a été développée pour considérer la nature hybride du mode dans un guide d'ondes et pour calculer la constante de propagation complexe en fonction de la fréquence. Afin de modéliser tous types de guides d'ondes, le logiciel HFSS d'Ansys Electronics (<https://www.ansys.com/hfss>) a été utilisé en utilisant la méthode des éléments finis (FEM). Cette méthode standard, permet de résoudre des équations différentielles des équations de Maxwell par une discrétisation du champ à l'aide d'un maillage d'éléments finis dans l'espace.

Les principales procédures d'analyse d'une structure de guide d'ondes dans HFSS peuvent être brièvement décrites en suivant différentes étapes telles que :

- Conception et développement de la structure du guide d'onde en 3D (nature des matériaux : conducteur, diélectrique...),
- Attribution des propriétés des matériaux (conductivité pour le métal, permittivité et constante d'atténuation pour le substrat diélectrique),
- Affectation des conditions aux limites (telles que les PML (pour Perfect matched layer) qui est une couche absorbante parfaitement adaptée),
- Configuration du signal d'excitation (port d'onde),
- Analyse électromagnétique (EM) (propriétés et raffinement du maillage, critères de convergence et fréquence de solution).

## 2.2.1 Structures des guides CPW étudiées et simulées avec HFSS

Comme il a été décrit dans le chapitre 1, un guide CPW conventionnel est composé d'un ruban central, et deux bandes métalliques extérieures qui représentent le plan de masse, le tout sur substrat diélectrique, et cela est illustré sur la figure 2-1. Ce type de guide a été proposé pour la première fois par C.P. Wen [Wen1969] en 1969.

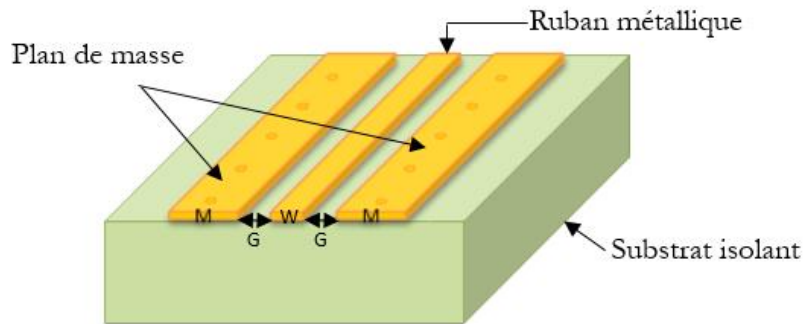
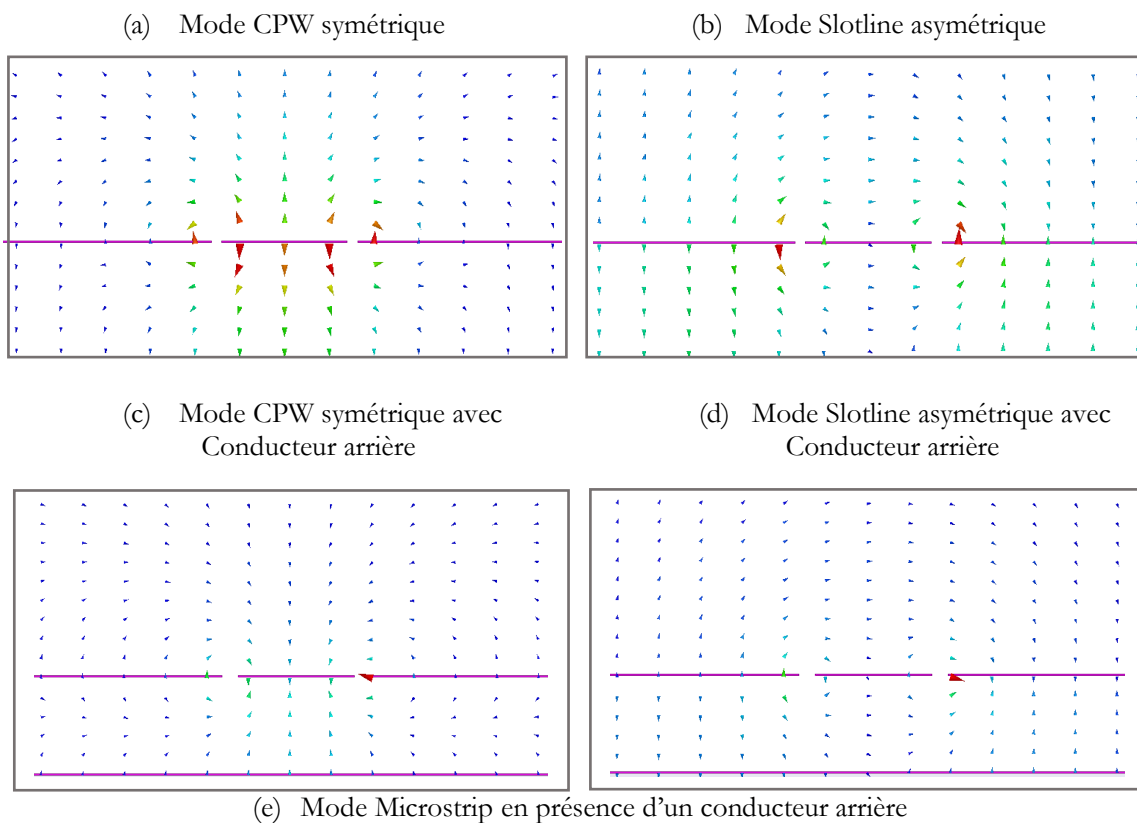


Figure 2-1 Structure d'un guide coplanaire (CPW) sur substrat diélectrique.

Dès les basses fréquences, deux modes fondamentaux peuvent se propager dans un guide CPW : le mode CPW (symétrique) et le mode slotline (antisymétrique) comme le montre respectivement les figures 2-2 (a) et (b). Dans cette figure, les modes sont représentés par la distribution du champ électrique par rapport au plan médian de la bande métallique centrale, où la plupart de l'énergie électromagnétique est confinée dans la fente (ou le gap).



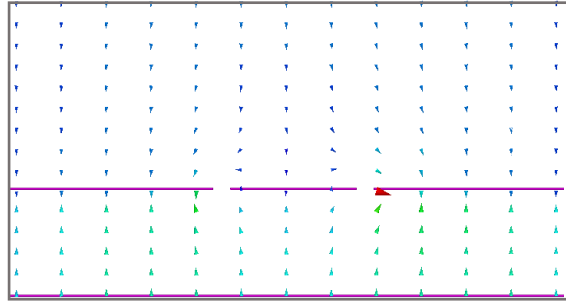


Figure 2- 2 : Distribution vectorielle du champ électrique de la structure CPW des modes de propagation : (a) Mode CPW symétrique, (b) Mode Slotline asymétrique, (c) Mode CPW symétrique en présence d'un conducteur arrière, (d) Mode Slotline asymétrique en présence d'un plan de masse (e) Mode similaire à celui d'un micro-ruban.

Dans un guide CPW, si des modes parasites apparaissent, le mode dominant peut perdre de l'énergie [Cao2013], avec une vitesse de phase devenant plus élevée à haute fréquence que celle des autres modes, rendant possible le couplage entre eux par un transfert d'énergie. Parmi les modes indésirables, il y a le mode d'onde de surface et les modes d'ordre élevé dans la couche diélectrique d'épaisseur finie [Collin1960]. Les ondes de surface peuvent apparaître éventuellement au-dessus des fréquences de coupure dans les guides d'ondes grâce à l'interface air/diélectrique ou métal/diélectrique.

Afin de minimiser le mode parasite SL (slotline) et d'améliorer la propagation du mode CPW symétrique, des solutions ont déjà été proposées. Par exemple dans [Lee1999] et [Cao2014], la solution consiste à rajouter des ponts à air métalliques passant au-dessus du ruban central, reliant les deux plans de masse coplanaires. Encore, dans [Jackson1986], il est souligné que la symétrie de la ligne est moins propice à l'excitation du mode SL parasite.

D'autres structures de guides CPW existent, tel que le guide CPW contenant une couche conductrice arrière (Ground coplanar waveguide GCPW), c'est-à-dire sous le substrat diélectrique, apportant ainsi un nouveau plan de masse. Ce GCPW est largement utilisée dans les structures d'interconnexion. Par exemple dans le cas d'un circuit multicouche, le plan de masse inférieur permet une isolation électromagnétique pour les composants dans les couches adjacentes. Il présente aussi l'avantage de réduire les pertes pour des fréquences de quelques GHz jusqu'aux THz, ce qui est abordé plus en détail dans la section suivante (2.2.2). Pour ce type de structure, par rapport à la ligne centrale, un autre mode parasite apparait et peut être produit en plus des deux modes principaux (modes CPW et SL figure 2-2 (c) et (d) respectivement). Ce mode est appelé mode microruban comme il est montré dans la figure 2-2 (e).

Cependant, ces guides GCPW font apparaître un grand nombre de fréquences de résonances indésirables (pics résonnants), qui proviennent du rayonnement électromagnétique et qui sont dues à l'existence des plaques métalliques parallèles dans la structure [Haydl2000, Heinrich2000]. Dans [Cao2013], il a été clairement observé que ces résonances dépendent fortement de la longueur de la ligne. Elles dépendent également de la permittivité du substrat, de l'épaisseur du substrat, de la largeur des plans de masse, etc. Les variations de la tangente de perte du substrat et la conductivité du métal ont un faible impact sur ces pics résonnants.

Plusieurs méthodes ont été proposées afin d'éliminer ces résonances ou de lutter contre leur formation à plusieurs GHz. Par exemple, dans [Lo1993], la méthode consiste à mettre différentes

formes de fentes où la plupart de l'énergie électromagnétique est confinée. Dans [Yu1993-2], des vias métalliques sont ajoutés, placés le long des bords extérieurs et intérieurs des plans de masse, précisément aux positions où le champ électrique aurait été maximal. Dans [Lee1999], la méthode consiste à placer des ponts à air.

Aussi, pour exclure toutes les résonances aux ondes millimétriques, jusqu'aux fréquences THz, la solution des vias d'interconnexion entre les plans métalliques de masse sera retenue avec un unique alignement et un espacement contrôlé, comme il sera détaillé dans la section suivante (section 2.2.2). Les étapes de fabrication technologique des vias métalliques seront présentées dans la section 2.3.2.

## 2.2.2 Effet du plan de masse et des vias sur la permittivité effective, la dispersion, la constante d'atténuation et les pertes totales

Le guide GCPW peut être caractérisé par sa dispersion, ses pertes mais aussi par son impédance caractéristique qui dépendent des dimensions géométriques. L'existence des vias dans ce guide, sert à relier le plan de masse inférieur aux deux plans de masse coplanaires à travers le diélectrique BCB. Le guide GCPW avec vias est illustré dans la figure 2-3.

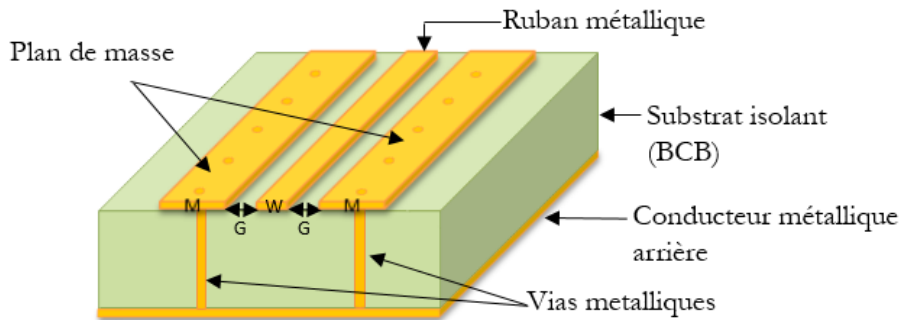


Figure 2-3 : Structure d'un guide coplanaire avec plan de masse (GCPW) incluant des vias sur substrat polymère BCB.

Dans [Cao2013], il est rappelé que le mode de propagation du guide CPW n'est pas purement TEM, puisque, entre-autres, la propagation a lieu dans deux milieux diélectriques simultanément, et les composantes des champs EM apparaissent dans la direction colinéaire au vecteur d'onde, contrairement au guide stripline par exemple, où seul le mode principal a sa constante de phase égale à celle du substrat diélectrique (ruban métallique entouré d'un diélectrique homogène. De plus, des modes parasites ou d'ordre élevé apparaissent à certaines fréquences (fréquences de coupure).

Afin de connaître la dispersion pour tous les modes existants dans un guide d'ondes, rappelons d'abord l'expression de la constante de propagation complexe (pour tout type de guide d'onde) :

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) \quad (2-1)$$

avec ( $\omega = 2\pi f$ ) qui représente la fréquence angulaire et ( $j$ ) est l'unité imaginaire. La partie réelle  $\alpha(\omega)$  correspond aux pertes d'atténuation par unité de longueur, et la partie imaginaire  $\beta(\omega) = 2\pi / \lambda$  représente la constante de phase en fonction de la fréquence ( $\lambda$  est la longueur d'onde). A partir de la relation entre la constante de propagation et la fréquence du signal d'excitation, on peut obtenir l'expression qui permet de calculer les coefficients de couplage sur la base de l'analyse des vitesses de phase et de groupe entre deux modes différents. Par exemple, le couplage entre le mode CPW et les autres modes ou ondes (mode ligne de fente, onde de substrat et onde de surface) peut influencer les pertes du mode CPW [Grischkowsky1987]. Ainsi à partir des courbes de dispersion d'un guide d'ondes, les relations entre les vitesses de phase et de groupe sont définies par :

$$V_p = \frac{\omega}{\beta(\omega)}, V_g = \frac{d\omega}{d\beta(\omega)} \quad (2-2)$$

Pour une onde TEM se propageant dans un diélectrique homogène, on a :

$$V_p = V_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-3)$$

S'il y a dispersion (onde non TEM),  $V_p$  et  $V_g$  dépendront de la fréquence.

Le travail antérieur de l'équipe et de l'ancien doctorant [Cao2013] montre que pour un CPW de dimensions bien choisies sur BCB, la courbe de dispersion du mode CPW ne croise pas les autres courbes des modes parasites et demeure monomode dans toute la gamme de fréquence jusqu'à, par exemple, 3 THz.

La figure 2-4, compare la courbe de dispersion du mode principal pour trois guides CPW. Un guide CPW sans le plan de masse arrière et sans vias (courbe bleu), un CPW avec le plan de masse arrière et sans vias (courbe verte) et un CPW avec le plan de masse arrière et avec vias (20 vias sur chaque plan de masse réparties le long de la ligne) (courbe rouge). L'épaisseur du polymère BCB nommée  $H$  est égale à 30  $\mu\text{m}$  de permittivité relative égale à 2,6 et une tangente de perte égale à 0,007. La largeur du ruban centrale nommée  $W$  est égale à 36  $\mu\text{m}$  et la largeur des plans de masse  $M$  est égale à 150  $\mu\text{m}$ . L'espace entre le plan central et le plan de masse (appelée aussi, la fente ou le gap)  $G$  est égale à 3  $\mu\text{m}$  puis à 5  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur de métallisation nommée  $t$  est égale à 400 nm. La longueur du guide d'ondes nommée  $L$  dans la direction de propagation est égale à 1 mm. La conductivité des plaques métalliques est fixée à  $4,1 \times 10^7$  S/m et celle des vias à  $3 \times 10^7$  S/m, afin de prendre en compte le critère non parfait de la métallisation des vias selon leurs procédés de fabrication, comparé aux rubans métalliques plans.

Sur la figure 2-4, il est montré que le plan de masse et les vias n'ont pas d'impact important sur la dispersion du mode CPW jusqu'à 500 GHz, et l'écart est de 0,1 à 0,2 par  $\text{mm}^{-1}$  entre les trois types de lignes. L'étude du nombre de vias en fonction des lignes GCPW, ainsi que leur influence sur les différents types de pertes sont présentées plus loin dans la section (2.2.4.3). 20 vias par millimètre de longueur de ligne est suffisant pour repousser au-delà de 500 GHz les premières résonances liées aux modes de cavité par les rubans et plan de masse [Cao2013].

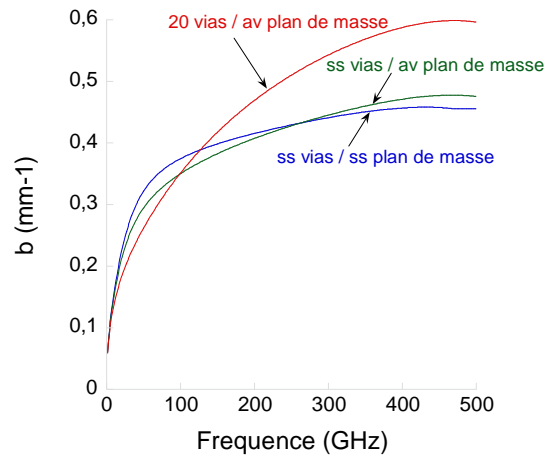


Figure 2-4 : Constante de phase du CPW jusqu'à 500 GHz.

### 2.2.2.1 La permittivité effective

Une autre représentation importante de la propagation, est la constante diélectrique effective ( $\epsilon_{eff}$ ) du mode, qui peut servir de comparaison entre les différents types de guide. La permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  est comprise entre 1 et  $\epsilon_r$ , les permittivités de l'air et du substrat, et elle est déduite de la constante de phase par la relation suivante :

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{\beta(\omega)c}{\omega} \right)^2 \quad (2-4)$$

Il faut noter que différents modes peuvent se propager dans un guide d'ondes, avec chacun leur permittivité effective. En fonction de la topologie du guide, la valeur de  $\epsilon_{eff}$  reflète le niveau relatif de confinement du champ dans le diélectrique et dans l'air. Si  $\epsilon_{eff}$  s'approche de  $\epsilon_r$ , alors la majeure partie de l'énergie EM est concentrée dans la région du substrat diélectrique, ce qui est d'autant marqué pour des valeurs de  $\epsilon_r$  bien supérieure à 1.

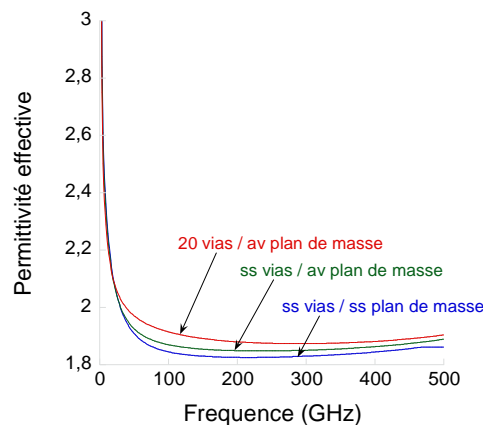


Figure 2-5 : Courbe constante diélectrique effective du CPW jusqu'à 500 GHz.

La figure 2-5 compare la permittivité effective pour les trois guides CPW sur BCB jusqu'à 500 GHz, en considérant que  $\epsilon_r = 2,5$ . L'existence d'un conducteur inférieur (plan de masse) renforce l'importance des composantes du champ dans le diélectrique, conduisant ainsi à une permittivité effective plus grande que pour le CPW conventionnel. Les vias ont un léger impact sur la permittivité  $\epsilon_{eff}$ . Les différentes contributions aux pertes dans un guide GCPW sont évaluées quantitativement dans la section suivante.

### 2.2.2.2 Les pertes totales

Pour évaluer les pertes dans la structure 3D du CPW (à partir des modélisations HFSS), les paramètres S (transmission et réflexion) sont extraits aux niveaux des ports d'ondes placés en entrée et en sortie de la structure. Via ces paramètres S, l'atténuation ( $\alpha$ ) est définie comme le rapport de la puissance émise à la puissance totale délivrée dans le guide d'ondes par la relation suivante (en dB) :

$$\alpha = -10 \log \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2-5)$$

Pour une ligne de transmission homogène et uniforme, l'excitation se fait directement à travers une source parfaitement adaptée au guide d'ondes pour chaque point de fréquence. Les pertes peuvent alors être simplifiées comme suit :

$$\alpha = -20 \log |S_{21}| \quad (2-6)$$

La figure 2-6, compare les pertes totales pour les trois guides CPW jusqu'à 500 GHz. Dans le CPW conventionnel sans le conducteur inférieur (courbe bleu), les pertes sont beaucoup plus élevées comparées aux autres guides.

Quant au GCPW avec un conducteur inférieur (courbe verte), il présente des pertes plus faibles que le CPW conventionnel, mais seulement dans les intervalles de fréquence entre résonances. Ce plan de masse inférieur induit des résonances qui apparaissent ici tous les 100 GHz environ, dues aux modes de cavité entre le plan de masse inférieur et chaque masse coplanaire en parallèle. Ces résonances peuvent être atténuées dans le guide GCPW en présence de vias qui permettent de repousser les résonances à plus hautes fréquences, au-delà de 500 GHz par exemple avec 20 vias/mm. Dans le cas d'un GCPW avec vias, les pertes sont plus faibles que pour le CPW conventionnel en raison d'une telle géométrie de guide.



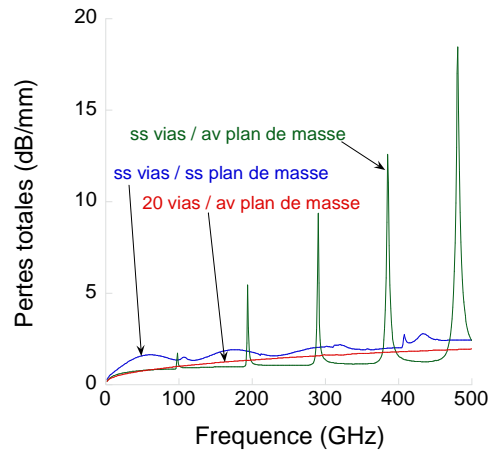


Figure 2- 6 : Courbe pertes totales CPW jusqu'à 500GHz.

### 2.2.3 Les différents types de pertes dans un CPW

Les pertes totales dans un guide d'ondes peuvent être séparées en trois types de contributions : les pertes par rayonnement, les pertes diélectriques et les pertes par conduction. La somme de ces trois types de pertes représente les pertes totales.

$$\alpha_T = \alpha_R + \alpha_D + \alpha_C \quad (2-7)$$

Ces trois types de pertes sont indépendants et peuvent être étudiés séparément pour chaque ligne de transmission.

#### 2.2.3.1 Les pertes par rayonnement

D'après la littérature, les pertes par rayonnement ( $\alpha_R$ ) ne peuvent pas être négligées aux fréquences THz, à cause de deux principaux effets. Le premier effet, d'après [Kasilingam1983] concerne le transfert d'énergie de l'onde guidée lorsqu'elle se propage dans le substrat telle une onde de choc car, l'onde guidée se déplace plus rapidement que l'onde TEM dans le diélectrique. Le second effet, selon la théorie des modes couplés [Haus1991], concerne le couplage de l'onde guidée avec d'autres ondes existantes dans une structure de transmission, telle que l'onde de surface [Collin1960], et les autres modes parasites. En effet, lorsque deux ondes ont des vitesses de phase proches l'une de l'autre, leur couplage est possible avec un échange d'énergie entre elles et leurs constantes de phase en seront modifiées. Le mode CPW peut perdre alors son énergie dans le substrat. Ce mode CPW est déterminé par la condition de rayonnement de Čerenkov [Jelley1958].

#### 2.2.3.2 Les pertes par conduction

Les pertes par conduction ( $\alpha_C$ ), appelées aussi les pertes ohmiques ou pertes métalliques, sont les pertes qui contribuent le plus aux pertes totales dans un guide CPW à basse fréquence (quelques GHz). Ces pertes sont attribuées à la conductivité de valeur finie des rubans métalliques, et

renforcées à haute fréquence par la pénétration modérée du champ dans le conducteur sur une épaisseur  $\delta$ , selon la formule ci-dessous :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2-8)$$

( $\delta$ ) est l'épaisseur ou profondeur de peau, ( $\mu$ ) est la perméabilité du métal et ( $t$ ) est l'épaisseur du métal.

En effet, avec une section de conduction plus réduite, lorsque la profondeur de la peau est inférieure à l'épaisseur du métal, les pertes par conduction se répercutent avec une résistance de surface ohmique  $R_s$ . La résistance de surface, représente la partie réelle de l'impédance complexe de la surface du métal  $Z_s$  et s'écrit approximativement [Keil1992] :

$$Z_s = \frac{(1+j)}{\sigma \delta} \coth \frac{(1+j)t}{\delta} \quad (2-9)$$

Lorsque les dimensions du guide CPW sont fixes, les pertes par conduction sont proportionnelles à la résistance de surface, et dépendent de la fréquence par l'expression suivante [Gupta1996] :

$$\alpha_c \propto R_s \approx \frac{1}{\sigma \delta} \quad (2-10)$$

Cette approximation est valable lorsque l'épaisseur du métal est supérieure à la profondeur de peau. Alors une conductivité  $\sigma$  élevée peut réduire la résistance  $R_s$  et donc les pertes par conduction. Avec la conductivité de l'or  $\sigma_{Au} = 4,1 \times 10^7$  S/m, on trouve une profondeur de peau  $\delta = 297$  nm à 70 GHz, 112 nm à 500 GHz et 79 nm à 1 THz. Outre des contraintes technologiques de fabrication, une épaisseur  $t$  de 400 nm a été fixée pour toutes les couches métalliques des structures CPW (modélisées et fabriquées) de ce travail, dans le but de satisfaire la condition  $t > 2 \delta$  à partir de quelques centaines de GHz, gamme de fréquences auxquelles la technologie est spécifiquement dédiée.

### 2.2.3.3 Les pertes diélectriques

Les pertes diélectriques ( $\alpha_D$ ) proviennent de la partie imaginaire de la permittivité diélectrique ou, de manière équivalente, de la tangente de perte ( $\tan \delta$ ), selon l'expression ci-dessous (avec  $\sigma_d$  : la conductivité diélectrique) :

$$\varepsilon = \varepsilon_r + j\varepsilon_i = \varepsilon_r + j \frac{\sigma_d}{\omega \varepsilon_r \varepsilon_0} = \varepsilon_r (1 + \tan \delta) \quad (2-11)$$

La tangente de perte est non nulle dans le substrat BCB, et elle est due aux pertes diélectriques et elle a également une dépendance en fréquence [Perret2008]. Une valeur élevée de  $\tan \delta$  augmente considérablement les pertes diélectriques. Par défaut, une valeur constante de la

tangente de perte ( $\tan \delta = 0.007$ ) pour le BCB est suffisante pour produire des résultats satisfaisants des pertes diélectriques. Cependant, lorsque les pertes diélectriques sont comparées aux deux autres types de pertes (rayonnement et conduction) dans une structure CPW sur BCB, cette perte supplémentaire est presque négligeable aux fréquences élevées [Grishkowsky1987].

Toutes ces différentes pertes sont analysées séparément pour chaque structure de guide GCPW avec ou sans vias dans la bande de 1 à 70 GHz, en annulant les sources de pertes de chaque partie (conductivité démesurée pour annuler les pertes par conduction, tangente de perte nulle pour annuler les pertes diélectriques). La partie imaginaire de la permittivité, la tangente de perte ainsi que la conductivité (du métal et des vias) utilisées dans les simulations qui suivent pour les guides d'ondes sont regroupées dans le tableau 2-1.

Tableau 2- 1 : Les paramètres diélectriques et conducteurs pour le calcul des différents types de pertes

Type de perte	$\sigma_{AuRuban}$ (S/m)	$\sigma_{AuVia}$ (S/m)	$(\epsilon_r)$ BCB	$(\tan \delta)$ BCB
$\alpha_T = \alpha_R + \alpha_D + \alpha_C$	$3 \times 10^7$	$3 \times 10^6$	2.65	0.007
$\alpha_C + \alpha_R$	$3 \times 10^7$	$3 \times 10^6$	2.65	0
$\alpha_D + \alpha_R$	$10^{10}$	$10^{10}$	2.65	0.007
$\alpha_R$	$10^{10}$	$10^{10}$	2.65	0

## 2.2.4 Etudes paramétriques

Dans cette partie, des lignes GCPW ont été étudiées sur polymère BCB de 30  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Cette épaisseur est fixée à  $h = 30 \mu\text{m}$  pour deux raisons. La première raison est l'obtention d'une impédance caractéristique proche de 50  $\Omega$  à basse fréquence (à 70 GHz) compte-tenu des contraintes de fabrication ne permettant pas des dimensions trop petites pour  $G$  (fente/espace entre rubans) et  $W$  (largeur de ruban central), qui interviennent en rapport avec  $h$  au premier ordre dans cette valeur d'impédance. La deuxième raison est la limite en épaisseur par dépôt du BCB par centrifugation avec une viscosité déjà très importante de la résine, comme il sera montré dans la section de fabrication de l'échantillon.

Ces lignes sont différentes, en largeur du ruban central  $W$ , en largeur des plans de masse coplanaires  $M$ , en largeur de fente  $G$  et avec ou sans vias (de nombre variable : 4, 5, 10, 15, et 20 vias/mm). La conductivité du métal pour les rubans est choisie à  $3 \times 10^7$  S/m et celle des vias est choisie à  $3 \times 10^6$  S/m. Les autres dimensions et propriétés diélectriques (permittivité électrique, épaisseur diélectrique, tangente de pertes, épaisseur de métallisation) restent inchangés. La gamme de fréquence est 1 à 70 GHz.

### 2.2.4.1 Influence de la largeur du ruban central et du gap sur les différents types de pertes

Chaque type de perte est étudié et comparé pour différentes largeurs du ruban  $W$  et de fente  $G$  dans le GCPW. La figure 2-7, représente les différents types de pertes : pertes totales (a), pertes par conduction (b), pertes diélectriques (c) et les pertes par rayonnement (d). Pour les 3 cas de lignes :  $W = 36 \mu\text{m}$  avec  $G = 3 \mu\text{m}$ ,  $W = 36 \mu\text{m}$  avec  $G = 5 \mu\text{m}$  et  $W = 70 \mu\text{m}$  et  $G = 4.3 \mu\text{m}$  sans vias et avec vias ( $2 \times 15$  vias/mm) jusqu'à 500 GHz. La ligne est de longueur de 1 mm. Les valeurs de  $W$  et de  $G$  sont choisies pour conduire à des impédances caractéristiques voisines de  $50 \Omega$  et par comparaison avec les travaux antérieurs sur des guides CPW [Cao2014].

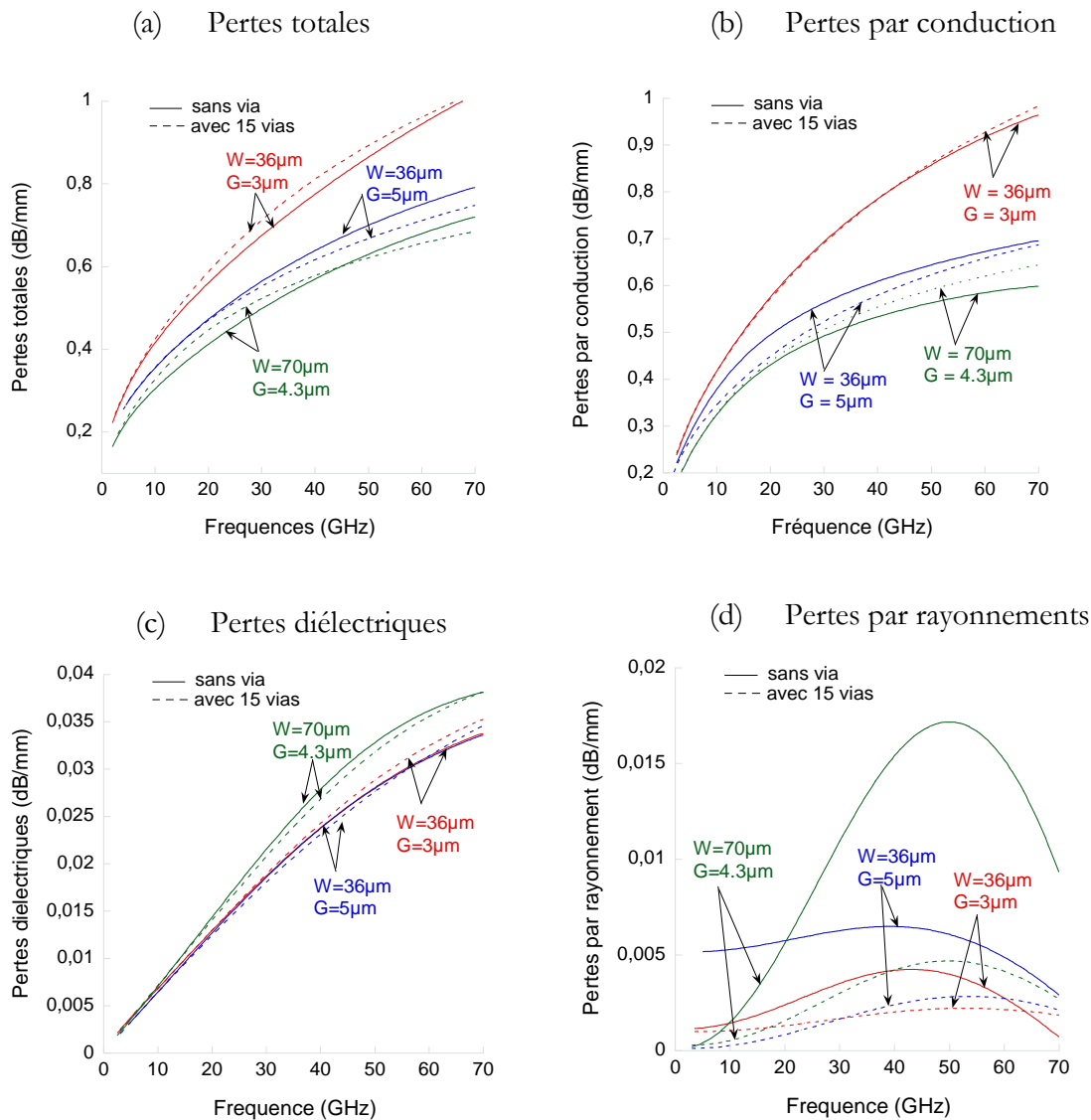


Figure 2- 7 : Les différents types de pertes obtenus en fonction de la fréquence pour trois jeux de lignes CPW avec largeur de ruban centrale différentes  $W = 36$  et  $70 \mu\text{m}$  et avec largeurs de fente différentes  $G = 3, 5, 4.3 \mu\text{m}$  avec 15 vias ou sans vias pour chaque ligne sur HFSS.

Les pertes par conduction (ou métalliques) sont les pertes qui contribuent le plus aux pertes totales dans un guide GCPW à basse fréquence. Les pertes par rayonnement n'ont pas une

contribution importante à ces fréquences, elles sont souvent négligeables en comparaison avec les autres pertes (mais elles contribuent de manière significative aux pertes totales à plus haute fréquence).

Dans la figure 2-7 (a) et (b), les pertes totales suivent le comportement des pertes par conduction. La ligne avec les dimensions  $W/G$  égale à  $36/3 \mu\text{m}$  présente plus de pertes comparée aux deux autres lignes. Un espace plus grand  $G = 5 \mu\text{m}$ , permet de réduire les pertes par conduction mais augmente les pertes par rayonnement (figure 2-8 (d)). L'atténuation dans le diélectrique ne dépend pas fortement de  $G$  (figure 2-8 (c)).

En conclusion, à basse fréquence, les pertes par rayonnement et diélectriques sont très faibles voir négligeables en comparaison des pertes par conduction.

### 2.2.4.2 Influence de la largeur des plans de masse sur les différents types de pertes

La figure 2-8, représente l'influence de la largeur des plans de masse ( $M$ ) sur les pertes totales pour un GCPW en fonction de la fréquence. La valeur de la largeur des plans de masse ( $M$ ) est à chaque fois fixée à  $M = 150, 200, 250$  puis  $300 \mu\text{m}$ . Pour les deux cas de lignes :  $W = 36 \mu\text{m}$  avec  $G = 3 \mu\text{m}$  (figure de gauche) et  $W = 70 \mu\text{m}$  avec  $G = 4,3 \mu\text{m}$  (figure de droite) sans vias et avec vias ( $2 \times 15$  vias) jusqu'à  $70 \text{ GHz}$ . La ligne est de longueur de  $1 \text{ mm}$ .

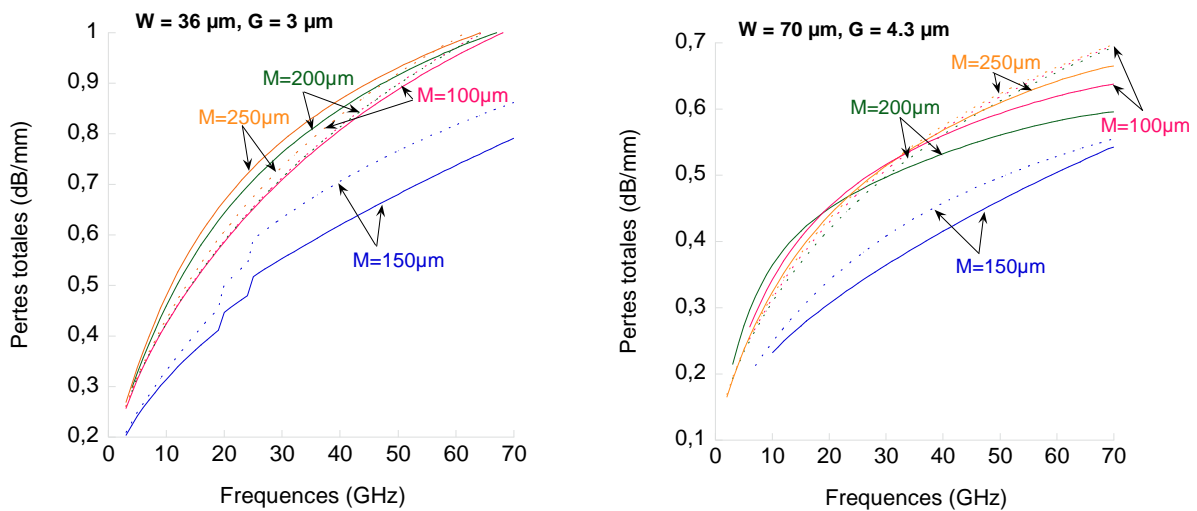


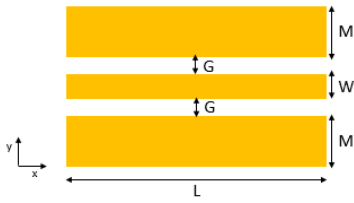
Figure 2- 8 : Les pertes totales pour plusieurs lignes GCPW avec  $w = 36 \mu\text{m}$ ,  $G = 3 \mu\text{m}$ , et avec  $w = 70 \mu\text{m}$ ,  $G = 4.3 \mu\text{m}$  en fonction de différentes largeurs du plan de masse ( $150, 200$  et  $250 \mu\text{m}$ ) dans la bande de fréquence de  $1$  à  $70 \text{ GHz}$  sur HFSS.

En choisissant correctement les paramètres géométriques des guides CPW, leurs performances peuvent alors être améliorées. Il a été constaté que pour ces deux lignes, une largeur de  $150 \mu\text{m}$  (pour les deux plans de masse latéraux), présente le moins de pertes comparées aux autres valeurs de  $M$ . Cette valeur semble être la plus optimale.

### 2.2.4.3 Influence du nombre de vias sur les différents types de pertes

Afin de voir l'influence du nombre de vias sur les différents types de pertes, le tableau 2-2 représente un jeu de lignes GCPW pour  $W = 36, 70 \mu\text{m}$  avec  $G = 3, 5, 4.3 \mu\text{m}$ , avec une largeur du plan de masse égale à  $150 \mu\text{m}$ . Le nombre de vias est variable : 0, 4, 5, 10, 15 et 20 vias. Quant à la longueur de la ligne simulée, elle est de 1 mm de long. Comme déjà signalé plus tôt, les dimensions  $W$  et  $G$  ont été fixées pour aboutir à des impédances caractéristiques voisines de  $50 \Omega$ .

Tableau 2- 2 : Jeu de lignes GCPW : sans vias, 4, 5, 10, 15 et 20 vias pour  $W = 36, 70 \mu\text{m}$  avec  $G = 3, 5, 4.3 \mu\text{m}$ .

Vue du haut d'un guide CPW $M=150\mu\text{m}$ $L= 1\text{mm}$				
Type de ligne	W ( $\mu\text{m}$ )	G ( $\mu\text{m}$ )	Via	
1	36	3	0	
2			4	
3			5	
4			10	
5			15	
6			20	
7	36	5	0	
8			4	
9			5	
10			10	
11			15	
12			20	
13	70	4.3	0	
14			4	
15			5	
16			10	
17			15	
18			20	

Les résultats de modélisations des différents types de pertes pour le jeu de lignes  $W/G = 36/3 \mu\text{m}$  variable en nombre de vias sont présentés dans la figure ci-dessous (figure 2-9) jusqu'à 70 GHz.

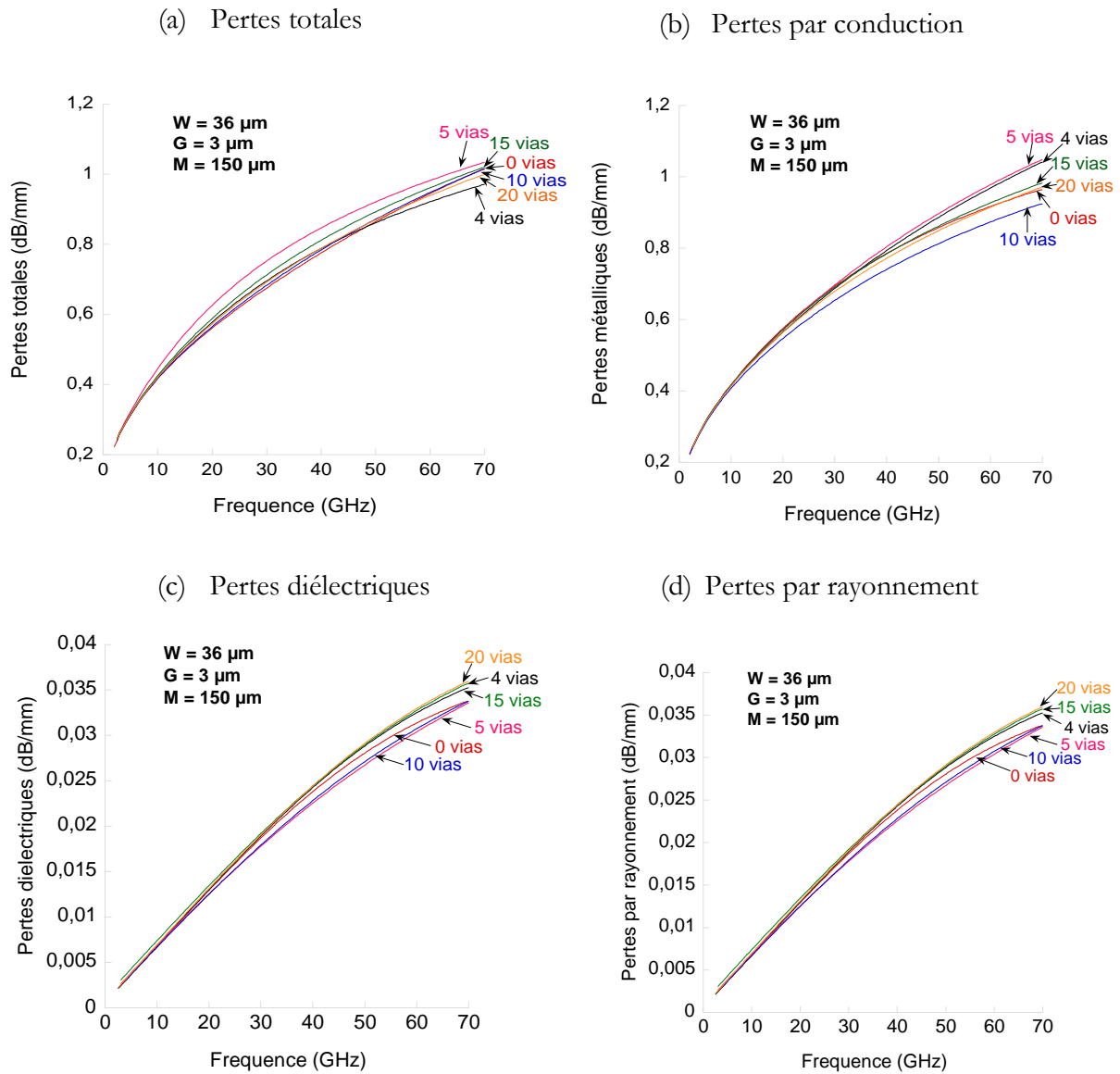


Figure 2- 9 : Les différents types de pertes : (a) des pertes totales, (b) pertes par conduction, (c) pertes diélectriques et (d) pertes par rayonnement, en fonction de la fréquence pour un jeu de lignes GCPW ( $W=36\mu\text{m}$ ,  $G=3\mu\text{m}$ , et  $M=150\mu\text{m}$ ) avec vias variables.

Dans la figure 2-9, les pertes totales et par conduction sont comparables, les pertes par rayonnements et diélectriques restent donc très faibles et négligeables en comparaison des pertes par conduction. Quant aux vias, ils ont un léger impact en fonction de chaque type de pertes.

Les résultats de modélisations des pertes totales pour les deux jeux de lignes  $W/G = 36/5 \mu\text{m}$  et  $W/G = 70/4,3 \mu\text{m}$  variable en nombre de vias sont présentés dans la figure ci-dessous (figure 2-10) jusqu'à 70 GHz.

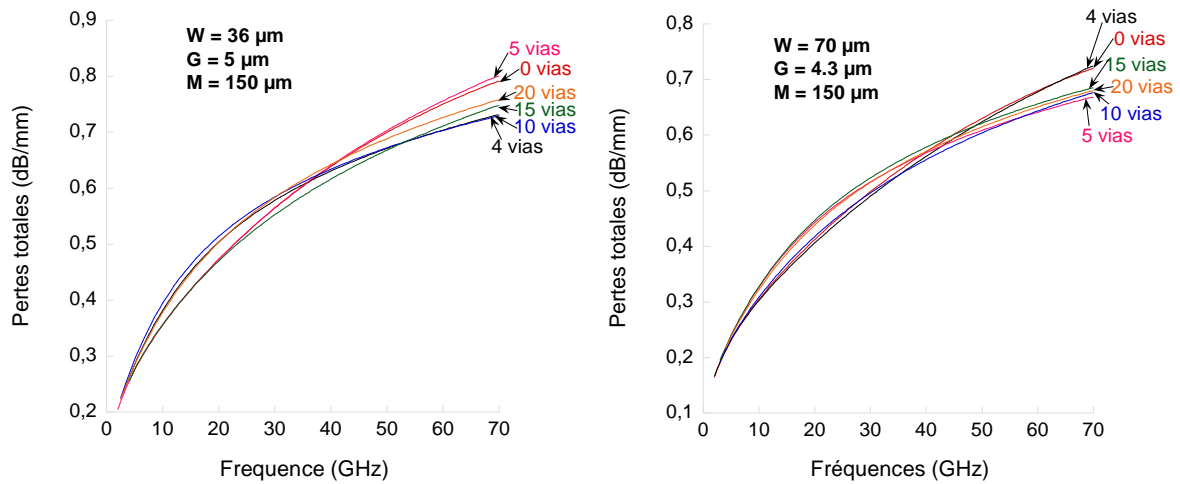


Figure 2- 10 : Les pertes totales en fonction de la fréquence pour deux jeux de lignes  $W=36\mu\text{m}$  et  $70\mu\text{m}$ ,  $G=5\mu\text{m}$  et  $4.3\mu\text{m}$  et  $M=150\mu\text{m}$ , avec nombre de vias variable (sans vias, 4, 5, 10, 15 et 20) sur HFSS.

Dans la figure 2-10, selon les deux jeux de lignes, il est montré que les vias ont un impact sur les pertes totales et leur nombre doit être bien choisi. Pour la ligne  $W/G = 36/5 \mu\text{m}$  avec 4 vias, la ligne présente le moins de pertes. Alors que pour ce même nombre de vias (4) pour la ligne  $W/G = 70/4,3 \mu\text{m}$ , c'est celle qui présente le plus de pertes. Tandis que le nombre de 15 vias représente le nombre optimal pour les deux jeux de lignes de dimensions  $W/G = 36$  et  $70/5$  et  $4,3 \mu\text{m}$ .

### 2.2.5 Conclusions concernant les modélisations HFSS

Les dispersions et les différents types de pertes dans les guides CPW et GCPW sur le substrat BCB en présence ou non des vias ont été étudiées. Le plan de masse inférieur aide à réduire les pertes par rayonnement et ce, sur des intervalles de fréquences étroits (intervalles entre deux résonances) comme il a été montré dans [Cao2013].

Aucune résonance due à l'excitation de plaques parallèles dans les lignes GCPW avec vias n'a été observée dans l'étude présentée ici avec 20 vias/mm.

En résumé, la ligne de largeur  $W = 36 \mu\text{m}$  avec  $G = 5 \mu\text{m}$ , correspond à l'atténuation totale minimale parmi les dimensions étudiées ( $W = 36, 70 \mu\text{m}$  et  $G = 3, 5$  et  $4,3 \mu\text{m}$ ). Quant aux vias, c'est le nombre de 15 qui répond le mieux en termes de faibles pertes.

### 2.3 Conception et fabrication des échantillons

Afin de valider les résultats de modélisations HFSS des guides GCPW sur BCB incluant des vias et en vue de les mesurer expérimentalement, il a été mis en place un ensemble d'étapes technologiques pour l'élaboration de ces guides. Des mesures expérimentales avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA) ont d'abord été réalisées dans la gamme de fréquence de 10 MHz à 70 GHz au laboratoire C2N, et ont été ensuite portée dans la gamme de fréquence de 250 MHz à 760 GHz à l'IEMN (Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie).



La fabrication des échantillons en salle blanche avec des procédés de microélectronique, et les résultats de mesures des pertes totales, de l'impédance caractéristique (réelle et imaginaire) et de la permittivité relative sont présentés dans les sections suivantes.

### 2.3.1 Conception des jeux de lignes CPW (masque)

Les moyens de mesure des paramètres S des lignes de transmission reposent sur l'utilisation de sondes de mesure coplanaire GSG (Ground-Signal-Ground) avec une distance spécifique (pitch) entre chaque pointe de la sonde (typiquement  $100\ \mu\text{m}$  entre S et G pour la partie basse des fréquences). L'accès aux lignes CPW peut facilement être réalisé et ne dépend que des dimensions transverses de la ligne avec une zone de rétrécissement progressif pour être adapté aux dimensions de la sonde de mesure. La figure 2-11, montre la vue du dessus d'un CPW avec deux accès CPW symétriques de chaque côté du guide d'ondes. Les dimensions de la partie de contact sur laquelle se trouve la sonde G-S-G (Ground-Signal-Ground), sont les mêmes pour toutes les lignes fabriquées pour un pitch de sonde précis. Ce pitch est de  $100\ \mu\text{m}$  pour les mesures jusque  $220\ \text{GHz}$ , puis  $50\ \mu\text{m}$  et enfin  $25\ \mu\text{m}$  pour aller à  $760\ \text{GHz}$ . Cela nécessite donc trois séries de lignes avec ces trois dimensions d'accès.

Afin de pouvoir réaliser un calibrage de type TRL (Thru-Reflect-Line) sur l'échantillon, différentes longueurs de ligne (de  $100$  à  $5000\ \mu\text{m}$ ), différents court-circuits (avec et sans délai) et un circuit ouvert ont été réalisés dans chaque série de lignes.

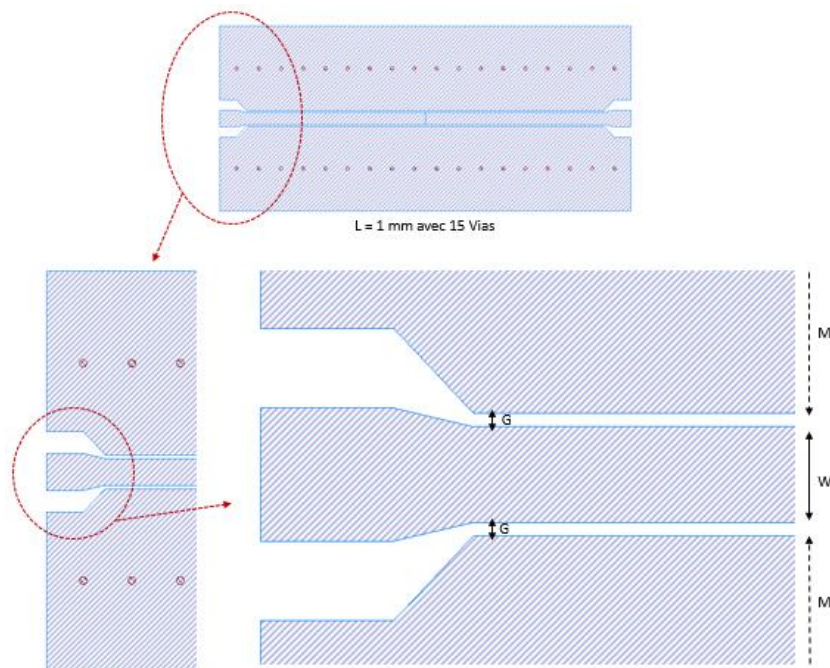


Figure 2- 11 : Transitions de conception GSG pour le guide CPW.

Pour chaque série de ligne, trois jeux de lignes GCPW ont été réalisés de dimensions  $W/G = 36/3\ \mu\text{m}$ ,  $36/5\ \mu\text{m}$  et  $70/4.3\ \mu\text{m}$ , devant conduire à trois impédances caractéristiques différentes autour de  $50\ \Omega$ . Les vias sont alignés et disposés au centre des masses coplanaires (de largeur  $150\ \mu\text{m}$  chaque). La densité de vias choisie est de 15 vias par ruban métallique pour une ligne de longueur de  $1\ \text{mm}$ . La figure 2-12, représente une partie du masque nécessaire à la lithographie des lignes GCPW et des accès compatibles pour des pointes de mesure GSG de  $100\ \mu\text{m}$  « pitch »

avec les vias de 20  $\mu\text{m}$  de diamètre, les points rouges de la figure. La ligne la plus longue est de 5 mm.

Le plan de masse inférieur des lignes GCPW est continu sur l'ensemble de l'échantillon, et donc ne se limite pas aux lignes.

Les jeux de lignes sont déclinés aussi sans via. Comparativement aux cas à 15 vias/mm, un nombre beaucoup plus limité de lignes (une ligne de 1 mm en plus d'un « Thru » et d'un « Short ») ont été aussi réalisées sur la surface de l'échantillon pour explorer de nombreuses variantes en densités et en positions des vias.



Figure 2- 12 : Une partie du masque pour la fabrication des lignes GCPW avec vias et des accès GSG de différentes longueurs. La ligne la plus longue est de 5 mm.

### 2.3.2 Technologies de fabrication des échantillons

Pour la réalisation des guides GCPW, la figure 2-13 schématise la succession des étapes de fabrication. Trois étapes de photolithographies sont nécessaires. La première est dédiée à la gravure du substrat silicium (wafer de 2 pouces servant de support) en dehors des guides, pour améliorer l'adhérence entre la couche de BCB (en particulier une version commerciale d'une variante du benzocyclobutène sous le nom de CYCLOTENE) et le plan métallique en or jouant le rôle de points d'accroche du film de BCB sur le support. La deuxième est dédiée pour la croissance électrolytique de l'or pour réaliser les vias d'interconnexion. La troisième est pour la définition des plans métalliques propres aux guides et aux différents motifs nécessaires pour la mesure.

Pour résumer ce qui est détaillé plus loin, pour la première étape, l'adhésion ou l'accroche du polymère est favorisée par la réalisation d'encoches obtenues par gravure ICP (Induced Coupled Plasma) à la périphérie du wafer de silicium. Il s'en suit un premier dépôt métallique d'or de 400 nm d'épaisseur par évaporation par faisceau électronique qui constitue le plan de masse. Un dépôt électrolytique avec une solution aqueuse à base de sulfites d'or à pH neutre, est ensuite réalisé à partir d'un masque de résine de type AZ4562 de 40  $\mu\text{m}$  d'épaisseur dans lequel croissent des vias de 20  $\mu\text{m}$  de diamètre, le plan de masse jouant le rôle de cathode. Après dissolution de cette résine photosensible, une couche de BCB est déposée à la tournette avec recuit. L'ensemble du polymère et des vias métalliques est ensuite poli mécaniquement jusqu'à l'obtention d'une épaisseur totale de 30  $\mu\text{m}$ . Un second dépôt d'or sur toute la surface du wafer 2 pouces est réalisé par évaporation pleine plaque. Sur ce plan métallique, un masque de résine a été déposé

correspondant à plusieurs jeux de lignes protégeant la couche d'or d'une gravure physique de type IBE (Ion beam etching).

Les épaisseurs d'or sont de 400 nm, trop peu pour les basses fréquences (quelques GHz) pour minimiser les pertes par conduction, mais suffisantes pour les fréquences de plusieurs centaines de GHz auxquelles la technologie est dédiée, et compte tenu de l'effet de peau.

### 2.3.2.1 Etapes de conception technologiques

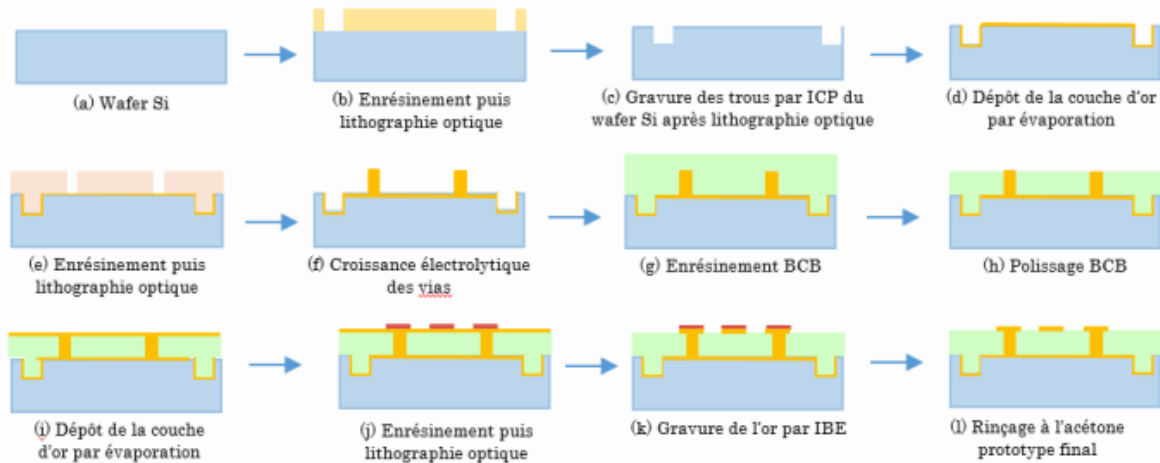


Figure 2- 13 : Etapes technologiques pour la réalisation des GCPW sur BCB avec vias.

#### (a)-(c) Formation des trous dans le wafer en Silicium

Afin d'améliorer l'adhésion du BCB sur la couche métallique en or, des trous périodiques (10  $\mu\text{m}$  de profondeur et 200  $\mu\text{m}$  de diamètre distants de 400  $\mu\text{m}$  centre à centre) sont gravés au pourtour du wafer. La résine photosensible Shipley S1813 de 1,3  $\mu\text{m}$  est déposée à la tournette. Comme les guides d'ondes se situent au centre, la région centrale du wafer est protégée du faisceau UV lors de cette lithographie optique. Le silicium est gravé à la température de 0°C par gravure ICP dans un bâti STPS du C2N avec E. Herth. Pour obtenir une structure d'anisotropie de gravure élevée et un rapport de forme élevé, des processus de gravure en alternance ( $\text{SF}_6$ ) et de passivation ( $\text{C}_4\text{F}_8$ ) sont utilisés pour la gravure en profondeur du silicium (procédé Bosch) [Herth2019a, Herth2019b]. Le résultat est observé avec un microscope (figure 2-14, à gauche) et par profilométrie mécanique (figure 2-14, à droite).

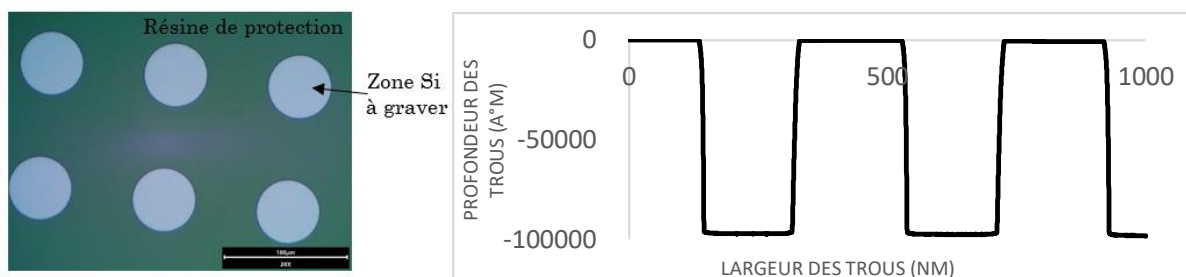


Figure 2- 14 : Surface prête à être graver après une lithographie optique (à gauche). Mesures des dimensions des trous sur Si après une gravure ICP (à droite).

Le dépôt de la couche métallique d'or est réalisé par évaporation par faisceau électronique sur une cible d'or pur avec un équipement PLASSYS MEB550S. Le métal à déposer est évaporé sous

vide secondaire en portant à haute température par faisceau d'électrons la surface d'une cible. Le métal de la cible devient liquide et sous l'effet énergétique du faisceau d'électrons la surface se vaporise en direction de l'échantillon froid qui lui condense directement à l'état solide le flux de particules d'or. Une couche d'adhésion de 10 nm de titane est d'abord déposée, ensuite une couche de métallisation d'or de 400 nm d'épaisseur est déposée.

### (e)-(f) Formation des vias en or par croissance électrolytique

Le wafer est enduit de 40  $\mu\text{m}$  de résine AZ4562 à l'aide d'une tournette, puis posé sur une plaque chauffante à une température ambiante de 20°C avec une rampe de montée en température de 30% jusqu'à 90°C. Une réhydratation de la résine de 4 heures minimum est nécessaire après le recuit dans un environnement à 50% d'humidité relative. L'échantillon est ensuite lithographié en mode contact avec un masque de chrome dont la dose nécessaire pour une épaisseur de 40  $\mu\text{m}$  est de 700  $\text{mJ}/\text{cm}^2$ . Ensuite, le développement est assuré par exemple dans une solution d'AZ400K pour libérer les puits qui servent de croissance électrolytique. La figure ci-dessous (figure 2-15) illustre les puits de 20  $\mu\text{m}$  de diamètre avant et après croissance électrolytique ainsi qu'un schéma du dispositif expérimental. Le déroulement du dépôt électrolytique de l'or se compose d'un bain sulfaté commercial (15 g Au/l vendu par Metakem). L'échantillon est maintenu verticalement et immergé dans un bécher contenant la solution et les électrodes, le tout relié à un potentiostat et à un ordinateur géré par un logiciel dédié. L'agitation est assurée au moyen d'un barreau aimanté (2 cm) et d'un agitateur magnétique (100 tours/min). Le dépôt est assisté par la différence de potentiel entre la cathode (l'échantillon avec son plan en or) et l'anode en platine, favorisant la diffusion des ions or de la solution aqueuse vers la cathode, le courant électrique étant proportionnel au nombre d'ions agrégés par unité de temps à travers la cellule électrochimique. Un petit délaquage par plasma O<sub>2</sub> est nécessaire avant le premier dépôt électrolytique pour enlever les résidus de résine qui peuvent rester au fond des trous développés et empêcher la croissance électrolytique initiale.

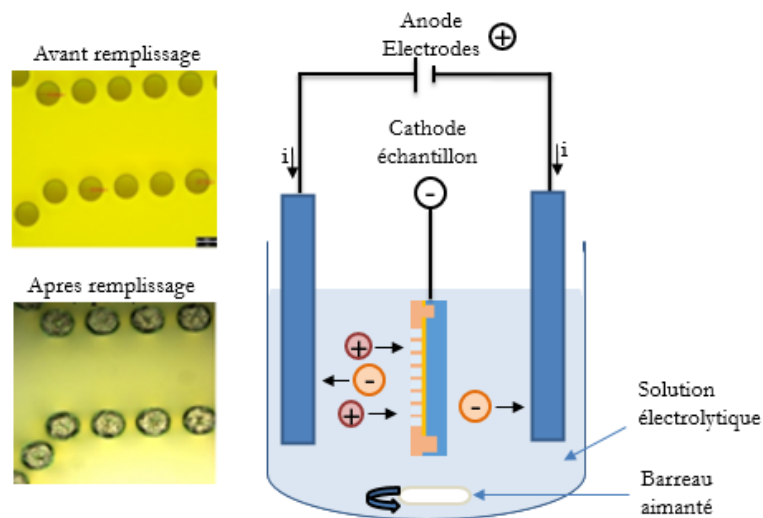


Figure 2- 15 : Puits de croissance des vias (à gauche). Schéma du dispositif expérimental du dépôt électrolytique (à droite).

Les figures ci-dessous illustrent les vias résultants du dépôt électrolytique mesurés par microscopie à faisceau électronique (MEB) après avoir enlevé la résine.

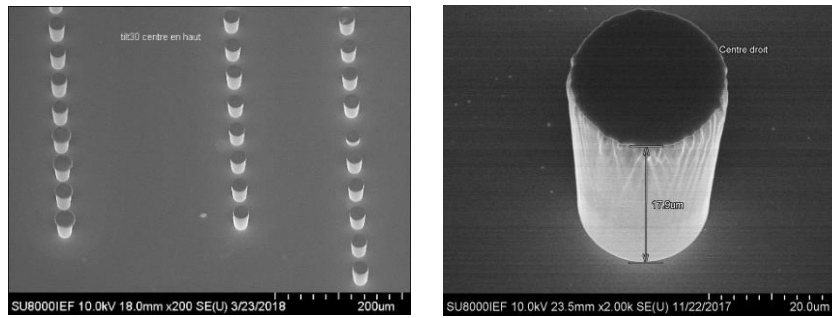


Figure 2-16 : Vias résultants du dépôt électrolytique (vias observé avec une inclinaison de 30°) mesurés au MEB

### (g)-(h) Dépôt et polissage de la couche BCB

Le dépôt d'une couche de BCB légèrement supérieure à 30 µm est réalisé, après que la résine AZ4562 de lithographie optique ait été parfaitement enlevée. Le BCB utilisé est non photo sensible, vendu par la société Dow Chemical sous le nom de CYCLOTENE de la série 3000. Un promoteur d'adhérence AP3000 de la même société, est déposé avant le BCB pour assurer une adhésion entre la couche conductrice en or et le BCB. La cuisson douce (soft) du BCB est réalisée à 210°C dans un four rempli de flux d'azote (N2) pendant 4h, avec une rampe de montée en température et une descente telle que représentée dans la figure ci-dessous (figure 2-17).

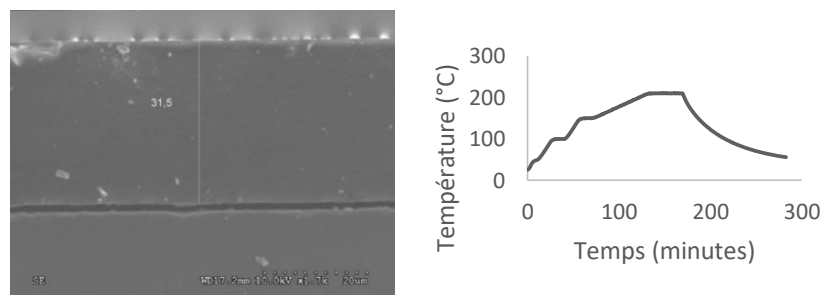


Figure 2-17 : Courbe de recuit doux du BCB avec une rampe montante et descendante (à droite) et mesure de l'épaisseur du BCB au MEB (à gauche).

Afin d'obtenir une couche uniforme de 30 µm, le polissage du surplus de BCB et des vias est réalisé mécaniquement avec une machine de type PRESI MECAPOL P400. L'échantillon est disposé sur une tête en rotation, et est amené au contact du tapis par une pression contrôlée et une solution de gravure de type KLEBOSOL de l'entreprise MERCK dont la taille des grains de diamants fait 3 µm (figure 2-18). Le résultat du polissage est illustré dans la figure 2-19.

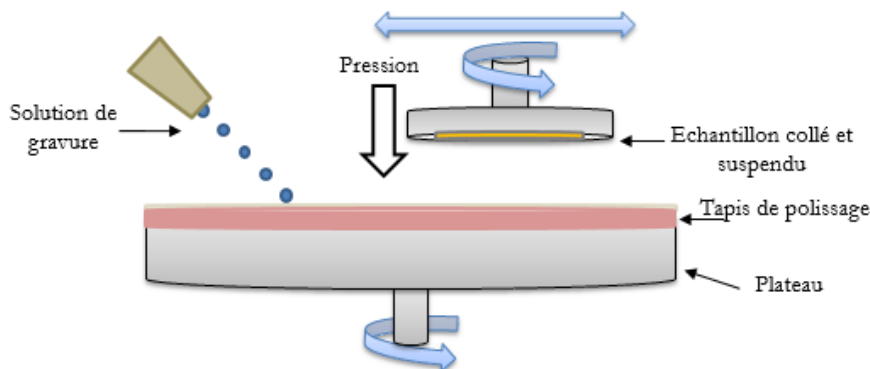


Figure 2-18 : Schéma du dispositif expérimental du polissage BCB

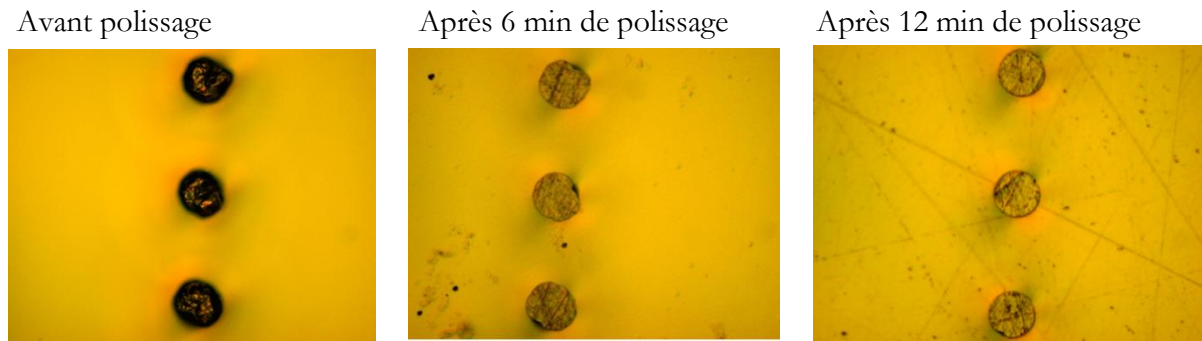


Figure 2- 19 : Les étapes de Polissage mécanique du BCB et vias.

### (i) Evaporation de Titane (Ti) / Or (Au) sur BCB pour la formation du CPW

Après polissage, comme pour l'étape (b), un dépôt d'une couche 10 nm de titane est déposée par évaporation suivi d'une couche d'or de 400 nm sur la couche BCB (durci).

### (j)-(l) Enrésinement pour la gravure de l'or

La couche d'or est recouverte de 1.3  $\mu\text{m}$  de résine S1813, puis insolée à la lithographie optique et développée (MF319). L'or non protégé par la résine est gravé par faisceau ionique argon (IBE) pour former les motifs métalliques des lignes. La gravure est entrecoupée de phases permettant un refroidissement pour éviter la surchauffe du métal et maintenir l'adhérence entre le BCB et l'or. A la suite de la gravure, un nettoyage par un solvant comme l'acétone est nécessaire pour enlever toute la résine qui a protégé les lignes. La figure ci-dessous illustre le prototype final.

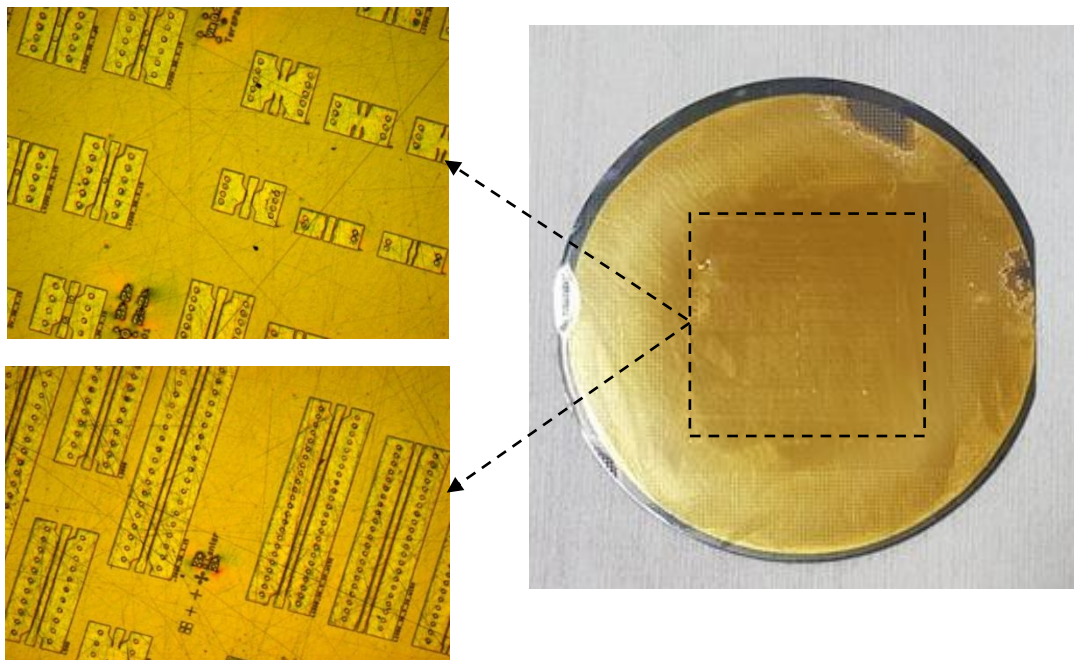


Figure 2- 20 : Lignes GCPW avec vias – Prototype C2N.

### 2.3.2.2 Problèmes rencontrés lors de fabrication des échantillons

Parmi les principaux problèmes rencontrés lors de la réalisation technologique en salle blanche, deux problèmes majeurs.

- Une mauvaise croissance électrolytique des vias (figure ci-dessous), ce processus dépend de plusieurs facteurs tels que, le potentiel appliqué, le courant, la stabilité du bain, la surface et l'état de surface et le temps nécessaire pour une croissance homogène d'environ 30  $\mu\text{m}$ .

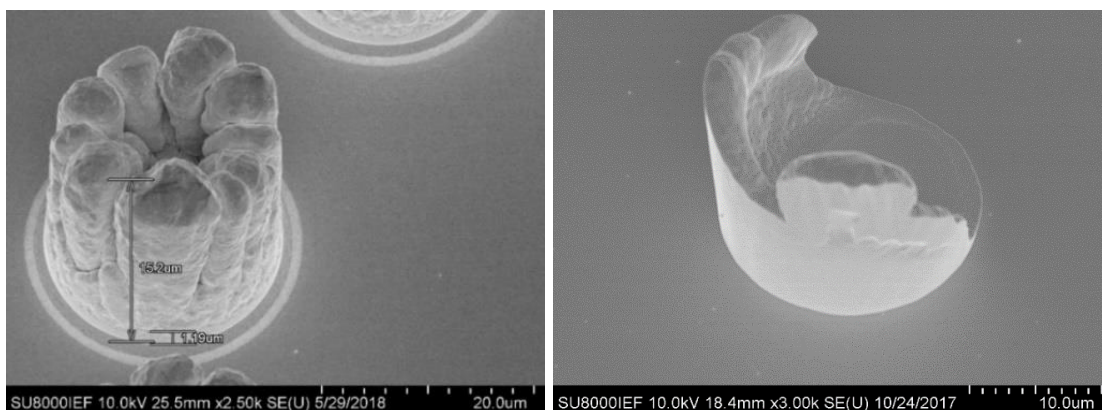


Figure 2- 21 : Croissance inhomogènes des vias

- Le polissage mécanique du BCB, qui a entraîné différents problèmes tels que le noircissement de la couche BCB car, les particules d'alumine et du plateau ne sont pas correctement évacuées et peuvent donc pénétrer dans le BCB. L'apparition des rayures sur le BCB pénalise l'homogénéité du retrait. De plus, certaines parties sont arrachées ce qui provoque alors une défaillance de l'échantillon. La figure 2-22, illustre l'état de surface du BCB après un polissage mécanique.



Figure 2- 22 : Problèmes du polissage mécanique : déchirure du BCB (à gauche) et noircissement de la couche BCB (à droite)

## 2.4 Mesure et extraction des paramètres S dans la gamme de fréquences [1-70 GHz]

### 2.4.1 Mesures des paramètres S, étalonnage, et épiluchage des données

La mesure des paramètres S est effectuée jusqu'à 70 GHz en utilisant un calibrage SOLT (short-open-load-thru) [Fitzpatrick1978], au niveau des sondes, avec un substrat standard d'impédance ISS (Impedance Standard substrate) sur alumine fourni par les fabricants avec des charges de 50  $\Omega$ , et des lignes à faible perte d'impédance caractéristique proche de 50  $\Omega$ .

En raison de la différence de couplage de la sonde sur les standards de calibrage sur alumine et sur les motifs de ligne de l'échantillon, les mesures d'une ligne sont corrigées avec un deuxième niveau de calibrage ou d'épiluchage de type TRL (pour retrancher la contribution des accès) s'appuyant sur les mesures des différents motifs de l'échantillon.

Pour une ligne de longueur suffisante en fonction de la fréquence, assurant une différence de phase de transmission non négligeable, la méthode de calibrage ou plutôt une correction de type TRL [Engen1979] peut être appliquée en utilisant par exemple une ligne plus courte comme « thru », et un reflect « short » ou « open » de même longueur d'accès. A partir des mesures des différents motifs de lignes et de reflects sur l'échantillon, il peut être appliqué tout autre type d'épiluchage. Si le calibrage SOLT corrige une grande partie du banc de mesure de l'analyseur à la sonde, la méthode TRL ou la correction des accès en deuxième niveau ne concerne que la différence de couplage des sondes sur les lignes et le faible retard électrique jusqu'aux plans de référence des paramètres S sur la ligne à étudier. Si le calibrage TRL peut être effectué directement sur l'appareil, il reste à définir l'impédance de référence  $Z_0$ , qui devient l'impédance caractéristique de la ligne, ce qui constitue un inconvénient pour une impédance  $Z_c$  inconnue.

Dans cette partie d'étude, il n'a pas été effectué un calibrage avancé de TRL comme décrit dans [Marks1991, DeGroot2002]. Lorsque la correction TRL est effectuée directement entre l'analyseur et les lignes à analyser, sans utiliser le calibrage SOLT, les résultats souffrent d'un degré d'incertitudes plus élevé par rapport à la méthode à deux niveaux appliquée ici.

Si différentes techniques, dont le calibrage TRL, permettent parfaitement de conduire à l'extraction de la constante de propagation  $\gamma$  explicité plus loin, cela est plus compliqué pour l'impédance caractéristique, tant que les accès ne sont pas correctement épiluchés.

Afin d'estimer l'impédance caractéristique des lignes de transmission, un circuit équivalent des accès peut être extrait, en utilisant par exemple ADS de Keysight. Un tel circuit utilise des composants localisés et distribués pour satisfaire autant que possible chaque mesure.

Pour une modélisation plus précise des accès, une limitation provient du modèle de guide d'ondes coplanaire, disponible dans ADS. Le modèle de guide d'ondes coplanaire à plan de masse inférieur (ADS-GCPW) suppose des masses coplanaires infinies et sans interconnexion vers le plan de masse inférieur. Un tel modèle coplanaire ne pourrait pas s'adapter à des lignes



spécifiques sans une dépendance de fréquence appropriée de l'impédance caractéristique, de l'atténuation et de la vitesse de phase également.

La figure 2-23 illustre le circuit équivalent des accès extraits des différentes mesures de motifs de type Thru, Reflect et Line, du même ensemble et est appliqué pour calculer les paramètres S des lignes et pour l'extraction de  $Z_C$ .

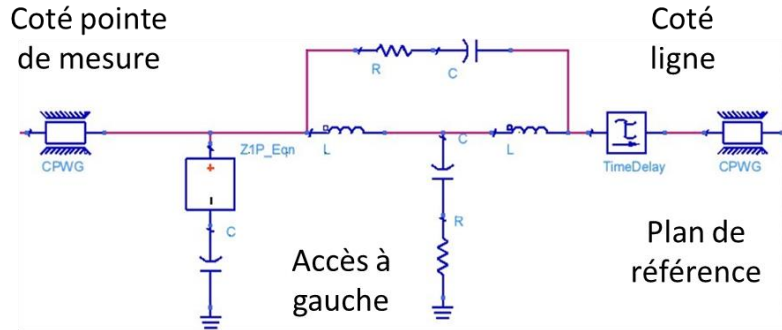


Figure 2- 23 : Circuit équivalent sous ADS pour l'épluchage des accès GSG.

La transition entre pointe de mesure et accès ligne coplanaire présentent des effets capacitifs et inductifs non négligeables qui affectent les performances du composant mesuré. L'épluchage permet de ramener le plan de référence au plus proche du composant à caractériser et de supprimer ces effets parasites. Les éléments localisés d'ADS permettent de modéliser ces effets parasites représentés par des inductances, des capacitifs et des dipôles d'impédance ou d'admittance ajustables avec la fréquence par développement analytique. Le Time Delay représente un temps de propagation, en complément des portions de ligne CPWG. Ce schéma a été construit par comparaison entre les paramètres S mesurés des différents motifs de ligne et de « reflect », et ceux issus du circuit modélisé sous ADS.

## 2.4.2 Extraction des paramètres S de la ligne de transmission

Les paramètres S d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique ( $Z_C$ ) avec une constante de propagation ( $\gamma$ ) à la fréquence ( $f$ ), peuvent être exprimés comme suit :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\Gamma(1 - e^{-2\gamma l})}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma l}}, S_{21} = S_{12} = \frac{(1 - \Gamma^2)e^{-\gamma l}}{1 - \Gamma^2 e^{-2\gamma l}} \quad (2-12)$$

avec :  $\Gamma = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0}$

$\gamma$  peut être séparé en facteur d'atténuation  $\alpha$  (en dB/mm) et en vitesse de phase ( $V_p$ ) ou en permittivité effective ( $\epsilon_{eff}$ ) selon :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \alpha + j2\pi f \sqrt{\epsilon_{r,eff}} / c \quad (2-13)$$

avec  $c$  la célérité de la lumière dans le vide. La constante de propagation  $\gamma = -\ln(e^{-\gamma l}) \times l^{-1}$  peut être extraite de plusieurs façons en utilisant le produit combiné des paramètres cascade entre le « thru » et la ligne qui est opéré lors de la correction TRL [Engen1979] ou indépendamment de

cette correction [Bianco1976, Reynoso-H1999] ou sur les paramètres corrigés [Eisendadt1992]. Une fois corrigée des accès, toute méthode donne les mêmes résultats, et les incertitudes de mesure peuvent être réduites en combinant les différents résultats sur des lignes de longueurs différentes par moyenne de  $\gamma$  normalisée par unité de longueur (ici 1 mm).

L'impédance caractéristique  $Z_c$  est évaluée à partir des paramètres S par la relation suivante :

$$Z_c = Z_0 \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (2-14)$$

### 2.4.3 Extraction de la conductivité de la couche métallique (Or) via un simple modèle

La couche d'or de 400 nm d'épaisseur est trop fine pour négliger les pertes de conduction aux fréquences basses (de l'ordre de quelques GHz). Si elle n'est pas extraite de la mesure DC, la résistance apparente basse fréquence, le long de la ligne peut être évaluée à partir des paramètres S à basse fréquence. Une estimation rapide de cette résistance pour la ligne de transmission coplanaire, qui suppose que la résistance n'a lieu que sur la ligne de signal, est basée sur  $R_{LF} \approx 2Z_0 \times S_{11} / S_{12/LF}$ .

Avec les trois jeux de guide GCPW, avec et sans via vers le plan de masse inférieur, dans le cas des lignes de largeur de ruban égale à 36  $\mu\text{m}$ , cette résistance extraite est presque 10% inférieure avec la présence des vias, induite par la contribution négligée des plans de masse coplanaires sur cette résistance. Si de toute façon on suppose que la contribution résistive du plan de masse est négligeable pour les lignes à vias, la dimension du ruban central conduit à une conductivité de  $3,4 \times 10^7 \text{ S/m}$  pour la couche d'or déposée. Des dispositifs spécifiques où l'un des vias agit comme un court-circuit de la ligne coplanaire, ont également été mesurés. Il est déduit une résistance d'environ 65 m $\Omega$  et une inductance d'environ 10 pH par via.

### 2.4.4 Résultats de mesure jusqu'à 70 GHz

Les résultats qui suivent sont comparés au modèle de ligne GCPW du logiciel de simulation ADS et dont le détail est disponible dans l'article [Grimault2019]. Il faut savoir que le modèle GCPW d'ADS ne peut pas s'adapter aux résultats en raison de sa limitation qui suppose que les plans de masse sont infiniment larges, avec aucun via d'interconnexion vers le plan de masse inférieur. Cependant, ce modèle est capable de reproduire sensiblement la dépendance des trois ensembles de lignes, à partir des paramètres S extraits des mesures (présenté plus loin). Il est donc possible de synthétiser les paramètres S d'une ligne de référence de 1 mm de longueur pour chaque jeu de lignes, en adaptant les dimensions du guide et les propriétés du diélectrique.

Pour faire la comparaison des résultats expérimentaux des trois ensembles de lignes avec vias par les simulations à partir du modèle ADS-GCPW, l'ajustement des paramètres du modèle se fait en minimisant l'erreur entre les paramètres S simulés et mesurés tous ensemble. Les paramètres d'ajustement sont portés essentiellement sur les valeurs de  $W$  et de  $G$ , sur la permittivité du BCB, et avec peu de sensibilité sur l'angle de perte du BCB. A partir des mesures à basse fréquence, il

est possible d'évaluer la conductivité de la couche métallique déposée, qui est d'environ  $3.4 \times 10^7$  S/m, utilisée dans l'ajustement du modèle de ligne.

Le meilleur ajustement obtenu, a conduit à des rubans métalliques  $W$  plus étroits et des espaces  $G$  plus grands que ce que définissait le masque de fabrication, en supposant que les dimensions effectives sont mésestimées avec une marge de sur-gravure/surexposition ou surdéveloppement. Ainsi pour le jeu de lignes avec  $W/G = 36/3 \mu\text{m}$ , la dimension réelle est de  $W/G = 35,5/3,5 \mu\text{m}$ . Et pour le jeu de lignes avec  $W/G = 70/4,3 \mu\text{m}$ , la dimension réelle est de  $W/G = 69,5/4,8 \mu\text{m}$ . Ceci est probablement lié à la sur-gravure et/ou au développement de l'ordre de  $0,25 \mu\text{m}$  des bords de métallisations. Le second paramètre obtenu est la permittivité du BCB, qui sur cette plage de fréquences, est de l'ordre de 2,676. En raison des pertes conductrices élevées, nous perdons une certaine sensibilité pour déterminer la petite tangente de perte  $\tan \delta$  de BCB, qui serait inférieure à  $5 \times 10^{-3}$ .

### 2.4.4.1 Atténuations totales

L'atténuation  $\alpha$  est représentée dans la figure 2-24 jusqu'à 67 GHz pour le modèle ADS-GCPW. La dépendance fréquentielle de  $\alpha$ , ressemble à une forme de racine carrée comme souvent observée pour les pertes de conduction limitées par effet de peau. Pour le CPW mesuré sans vias,  $\alpha$  augmente plus rapidement jusqu'à environ 20 GHz (jusqu'à 0,5 dB/mm) avant d'être assez constant à des fréquences plus élevées jusqu'à 67 GHz (jusqu'à 0,65 dB/mm). Si les résistances de ligne  $R_{LF}$  aux très basses fréquences sont quasiment similaires pour GCPW avec  $W = 36 \mu\text{m}$ , il peut être vu ici, beaucoup plus, l'influence d'un gap plus large ( $G = 5 \mu\text{m}$ ) pour la réduction des pertes.

Bien entendu, comme pour  $R_{LF}$ , les pertes sont moindres pour le ruban plus large de  $70 \mu\text{m}$  [Garg2013]. Le tableau 2-3, reprend les valeurs du facteur de perte  $\alpha$ , de la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  et de la partie réelle de l'impédance caractéristique observée à 20 GHz pour les six différentes lignes en  $W/G$ , avec et sans vias entre les plans de masse.

Tableau 2- 3 : Quelques valeurs spécifiques des lignes extraites à 20 GHz.

W ( $\mu\text{m}$ )	G ( $\mu\text{m}$ )	Via	$\alpha$ (dB/mm)	$\epsilon_{eff}$	$Z_c$ ( $\Omega$ )
36	3	Oui	0.46	2.088	53,5
36	5	Oui	0.38	2.046	58,8
70	4.3	Oui	0.33	2.100	42,9
36	3	Non	0.50	2.086	53,5 *
36	5	Non	0.42	2.045	58,8 *
70	4.3	Non	0.39	2.066	42,9 *

\* Contrairement au coefficient de transmission, la précision d'extraction de  $Z_c$  n'est pas suffisante pour distinguer de manière pertinente l'impédance caractéristique avec et sans via.

En raison de la forte contribution des pertes de conduction dans cette gamme de fréquences, si un ruban d'or dix fois plus épais pouvait être considéré ( $4 \mu\text{m}$  d'épaisseur au lieu de  $400 \text{ nm}$ ) avec

la même conductivité extraite, et en jouant avec le modèle ADS-GCPW, dans le cas où  $W = 70 \mu\text{m}$  de large, alors  $\alpha$  pourrait diminuer de 0,33 à 0,22 dB/mm à 20 GHz.

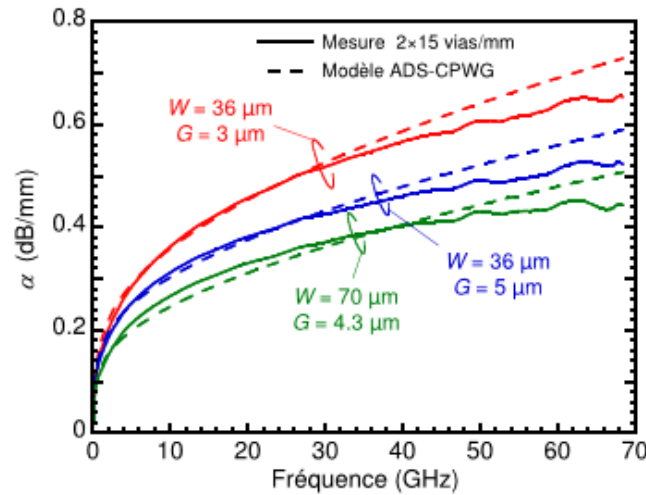


Figure 2- 24 : Facteur d'atténuation du CPW mesuré avec vias pour les trois dimensions  $W/G$ , par rapport au modèle ADS-GCPW.

Si l'on compare nos lignes sur BCB à d'autres lignes sur polymère, une ligne microruban d'impédance  $70 \Omega$  sur BCB (CYCLOTENE) rapportée par Heiliger a un  $\alpha$  (atténuation) d'environ 0,42 dB/mm à 20 GHz, avec une ligne en aluminium de largeur ( $W$ ) de  $5,4 \mu\text{m}$  et d'épaisseur ( $T$ ) de  $0,8 \mu\text{m}$ , sur une couche diélectrique ( $H$ ) de  $25 \mu\text{m}$  d'épaisseur [Heiliger1997]. Les mêmes auteurs estiment à peu près les mêmes pertes pour le GCPW de même impédance  $70 \Omega$ , avec des pertes de conduction dominantes aux basses fréquences. Pour une ligne microruban de  $50 \Omega$  sur polyimide (PI-2611 de Dupont) rapportés par Ponchak [Ponchak1998], l'atténuation  $\alpha$  atteint 0,23 dB/mm à 20 GHz, avec  $\epsilon_r$  d'environ 3,12,  $W = 16,4 \mu\text{m}$ ,  $T = 1,5 \mu\text{m}$  (Ti/Au) et  $H = 7,4 \mu\text{m}$ . Pour une ligne GCPW sur copolymère d'oléfines cycliques (TOPAS COC de Topas Advanced Polymer) mesurée par Peytavit [Peytavit2011], l'atténuation  $\alpha$  est égal à 0,22 dB/mm à 20 GHz, avec  $\epsilon_r$  d'environ 2,35,  $W = 40 \mu\text{m}$ ,  $T = 1,2 \mu\text{m}$  (Ti/Au),  $G = 5 \mu\text{m}$  et  $H = 22 \mu\text{m}$ . Enfin, une mesure d'une ligne GCPW jusqu'à 26 GHz est rapportée dans [Judek2017] avec une couche métallique très mince de quelques dizaines de nanomètres avec une plaquette de silicium comme diélectrique. Dans ce dernier cas, les pertes de conduction y sont très élevées, ayant une contribution importante non seulement sur le facteur d'atténuation mais aussi sur la permittivité effective et sur l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

De tels guides d'ondes conçus pour des fréquences élevées et à faible dimension latérale, même avec une faible constante diélectrique, souffrent de pertes par conduction, même à des fréquences où la couche métallique est beaucoup plus épaisse que l'épaisseur de peau. Ensuite, malgré la faible permittivité du diélectrique polymère, des pertes par rayonnement finissent par dominer l'atténuation totale aux très hautes fréquences, mais cela reste moindre que pour une permittivité de substrat plus élevée comme celle de semi-conducteurs.

Afin d'éviter l'apparition des différents modes de propagation dans un CPW conventionnel, la combinaison de la couche diélectrique de  $30 \mu\text{m}$  d'épaisseur, un plan de masse inférieur et les vias interconnectant les plans de masse coplanaires de largeur finie sont nécessaires. Les vias ne sont

pas placés trop près de l'espace du guide CPW et sont suffisamment nombreux pour ne pas modifier le mode quasi-TEM coplanaire et éliminer les résonances.

### 2.4.4.2 Permittivité effective

La figure 2-25 montre les variations de la permittivité relative effective  $\epsilon_{r,eff}$  dans les mêmes conditions que sur la figure 2-24, en fonction de la fréquence pour les trois dimensions de guides, en comparaison avec le modèle de ligne GCPW. On peut remarquer un bon accord entre la mesure et le modèle GCPW, dont la ligne avec le plus petit des  $W$  et le plus grand des  $G$  présentent la plus faible permittivité effective, comme pour le modèle GCPW classique.

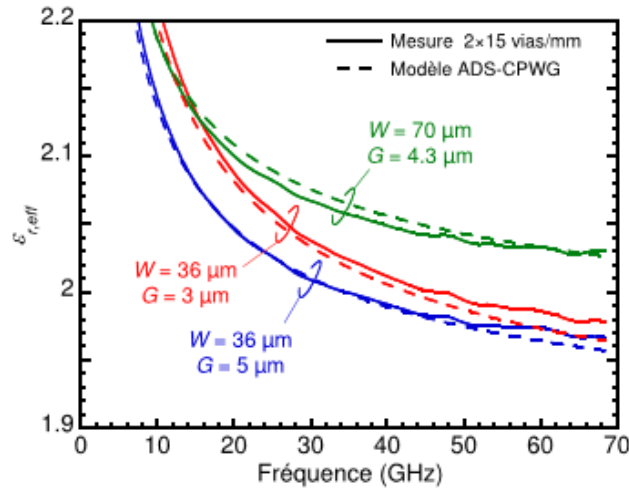


Figure 2- 25 : La permittivité effective du CPW mesurée pour les trois dimensions  $W/G$ , comparée au modèle ADS-GCPW.

### 2.4.4.3 Impédance caractéristique

La figure 2-26 et la figure 2-27, montrent la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance caractéristique  $Z_C$ , respectivement pour les trois cas de lignes avec vias ( $2 \times 15$  vias/mm) de 5 mm de long. Avec une valeur proche de  $50 \Omega$  pour le cas  $36/3 \mu\text{m}$ , l'extraction de l'impédance caractéristique reste à améliorer pour éliminer les effets d'onde stationnaire ici observés vers 21, 42 et 64 GHz.

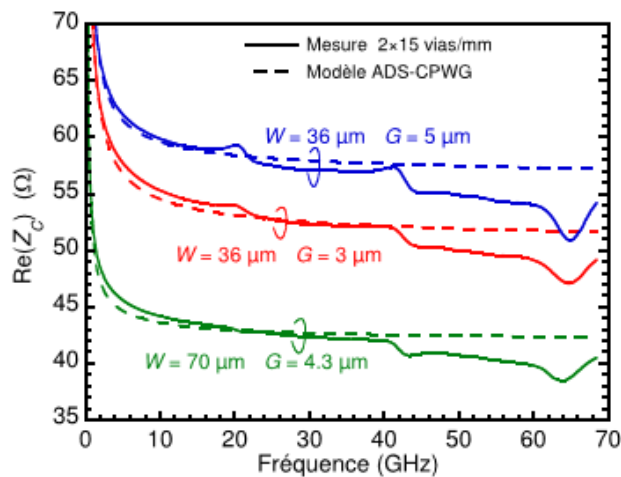


Figure 2- 26 : Partie réelle de l'impédance caractéristique des lignes de 5 mm de long pour les trois dimensions  $W/G$ , comparée au modèle ADS-GCPW.

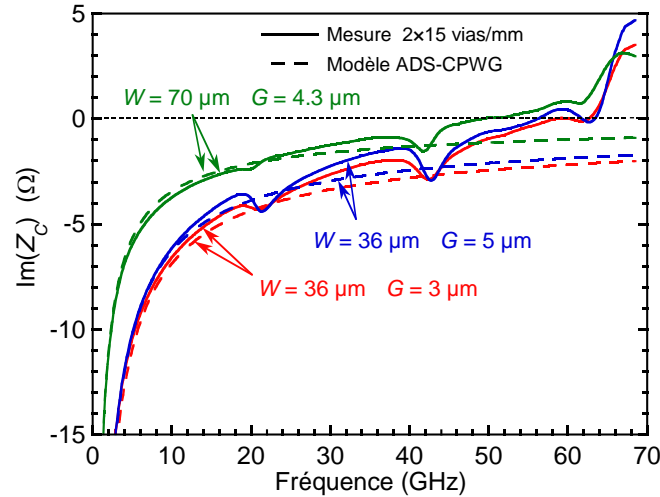


Figure 2-27 : Partie imaginaire de l'impédance caractéristique des lignes de 5 mm de long pour les trois dimensions  $W/G$ , comparée au modèle ADS-GCPW.

### 2.4.5 Performance du guide GCPW jusque 760 GHz

Avec les jeux de lignes dont les accès sont adaptés pour des mesures à plus haute fréquence, je rapporte ici les performances obtenues sur ces guides GCPW avec via, dont le détail est disponible dans l'article [Zerounian2021].

Les mesures ont été réalisées à l'EMN, sur 5 bandes de fréquence pour couvrir 250 MHz à 760 GHz. Différents types de calibrage ont été mené aux sondes de mesures. Le traitement des paramètres S mesurés a ensuite été effectué par les auteurs de l'article avec une stratégie similaire à celle développée pour les mesures jusque 67 GHz. L'épluchage des accès pour l'estimation de l'impédance caractéristique ne repose pas sur un schéma équivalent mais par calcul à partir des paramètres S du « thru » [Zerounian2021].

Les figures 2-28, 2-29 et 2-30 montrent respectivement, l'atténuation  $\alpha$  (dB/mm), la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  et la partie réelle de l'impédance caractéristique  $Z_c$  en fonction de la fréquence pour les trois séries de lignes de 1 mm de long. Sur chaque figure, les mesures sont comparées à deux modèles, le modèle d'ADS-GCPW et le modèle de la ligne calculé avec ANSYS HFSS.

Pour le modèle ADS-GCPW, la permittivité relative du BCB est fixée à 2,676, alors que pour la modélisation HFSS, la permittivité relative du BCB est choisie linéairement en fonction de la fréquence et vaut 2.48 à 750 GHz selon la relation suivante (avec  $f$  en GHz) [Perret2008] :

$$\epsilon_r = 2.6855 - 0.00027397 * f \quad (2-12)$$

Un bon accord est obtenu entre les mesures et les modélisations, concernant l'atténuation (en dB/mm) pour les trois jeux de guides d'ondes jusqu'à 350 GHz. A des fréquences plus élevées, les fluctuations sont beaucoup plus importantes et l'atténuation mesurée augmente plus rapidement par rapport à celles obtenues à partir de simulations ADS ou HFSS.

Si le calcul donne de bon accord jusque 70 GHz, l'estimation de l'impédance caractéristique reste à être amélioré pour les plus hautes fréquences.

Les résultats montrent néanmoins que ces lignes ont une faible atténuation en transmission, une permittivité effective montrant peu de dispersion, indiquant que le mode de propagation semble bien unique sur l'ensemble de la bande de fréquence.

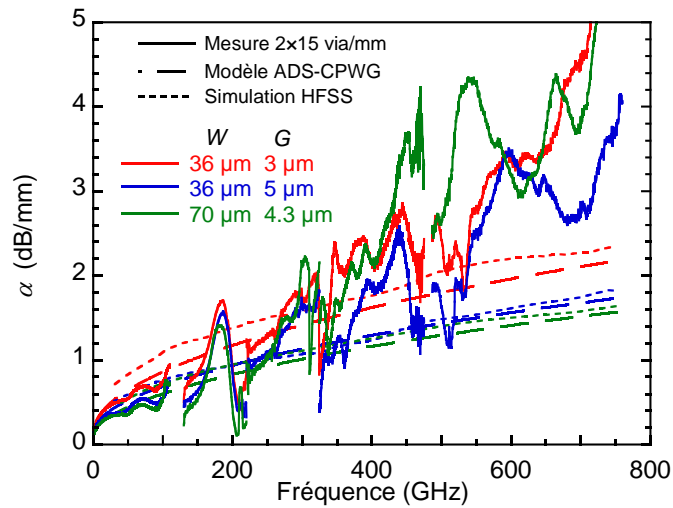


Figure 2- 28 : Atténuation en fonction de la fréquence pour les trois ensembles de lignes en comparaison avec le modèle ADS-GCPW et des simulations HFSS.

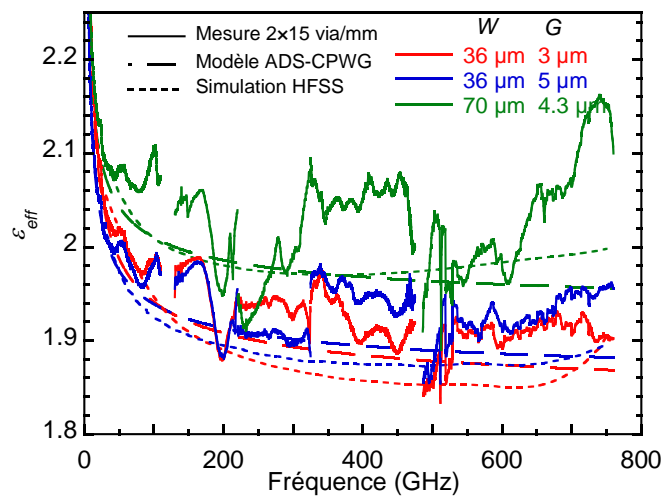


Figure 2- 29 : Permittivité effective en fonction de la fréquence pour les trois ensembles de lignes mesurées avec le modèle ADS-GCPW et des simulations HFSS.

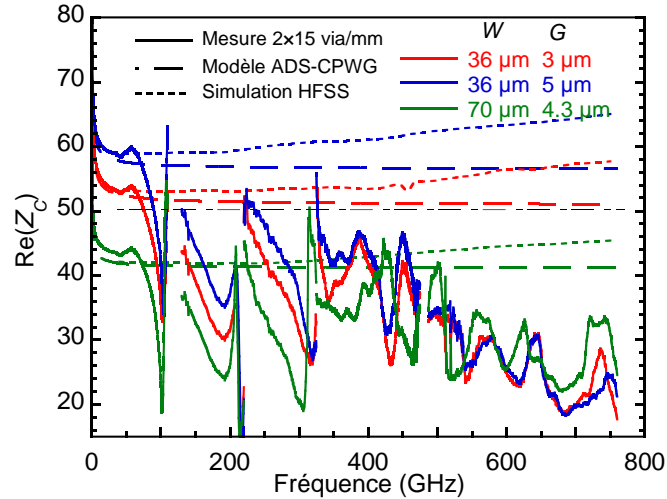


Figure 2- 30 : Partie réelle de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence pour les trois ensembles de lignes mesurés en comparaison avec le modèle ADS-GCPW et des simulations HFSS.

### 2.4.6 Conclusions concernant les résultats de mesures

Le modèle GCPW, montre que malgré les dimensions finies des largeurs des plans de masse coplanaires (M), les vias jouent un rôle important, ils permettent de réduire les pertes sans avoir recours à des plans de masse coplanaires très larges. Aucun effet de résonance ou de couplage parasite n'a été observé sur la bande de fréquence de mesure (1 – 70 GHz) et une impédance caractéristique de 50 Ω a été obtenue.

Malgré les limites d'utilisation du modèle ADS-GCPW (masses coplanaires infiniment larges, pas de via), les résultats obtenus sont toutefois comparables à ceux de la mesure en constante de propagation et en impédance caractéristique pour les trois cas de lignes étudiées.

La permittivité relative du BCB extraite est d'environ 2,676 à 70 GHz en comparaison avec le modèle GCPW d'ADS dans cette gamme de fréquences.

Les résultats rapportés dans [Zerounian2021] montrent également un bon accord entre les simulations et les résultats expérimentaux jusque 760 GHz. Ces lignes de transmission présentent une faible atténuation avec 3 dB/mm à 600 GHz et avec une permittivité effective d'environ 1,95.

A titre de comparaison, une atténuation légèrement plus élevée de 3,5 dB/mm à 500 GHz a été précédemment obtenue dans [Cao2014] pour un GCPW sans via sur BCB de 30 μm d'épaisseur avec la même largeur de ruban (W) de 36 μm et la même séparation avec la masse (G) de 3 μm.

## 2.5 Conclusion

Le chapitre 2 met en avant le développement d'une technologie originale à base de polymère, en énumérant le procédé technologique de fabrication, les conditions de mesure, avec le calibrage et l'épluchage nécessaire pour extraire les propriétés des lignes, dont l'impédance caractéristique. Par comparaison avec les simulations, nous avons pu vérifier que la permittivité relative du BCB est voisine de 2,67 à basse fréquence. Une stratégie d'épluchage a été mise en place pour extraire l'impédance caractéristique des guides, qui pour l'un d'entre eux était proche de 50 Ω.



Des guides coplanaires GCPW sur BCB avec/et sans vias, connectant les plans de masse ont été conçus et fabriqués. Les résultats de mesures portés jusqu'à 760 GHz, montrent les bonnes performances obtenues pour ces guides coplanaires. Si les pertes sont de l'ordre de 0,5 dB vers 70 GHz selon la largeur du ruban central, elle augmente vers 3.5 dB vers 700 GHz, bien que cela reste difficile à extraire compte tenu de la précision de mesure à de telles fréquences. Un résultat très intéressant réside dans le point suivant : la propagation reste monomode pour ce guide d'ondes GCPW sur BCB dans cette large gamme de fréquence. On pourrait, en conséquence songer à utiliser ce type de motifs pour des calibrages TRL au-delà de 110 GHz.

Le guide GCPW présente peu de pertes par rayonnement aux fréquences d'ondes millimétriques et même à plus haute fréquence, grâce à l'ajout de vias. Les atténuations de transmission présentées ici sont à l'état de l'art pour ce type de guides d'ondes planaires dans la gamme de fréquence proche THz, en faisant de cette technologie, un candidat de choix pour des conceptions de circuits sur une très large gamme de fréquences.

Les travaux détaillés ici poursuivent et s'inscrivent dans la faisabilité de conception et de réalisation de circuits passifs notamment des lignes micro-rubans sur BCB [Grimault2019], [Cao2014], [Perret2008] et [Heiliger1997].

## **Chapitre 3: Conception et caractérisation d'antennes large bande autour de 60 GHz**

### **3.1 Introduction**

Après avoir montré la faisabilité de conception et de réalisation de circuits passifs notamment des lignes micro-rubans sur polymère BCB, ce chapitre trois porte sur la conception, la réalisation et la caractérisation d'antennes autour de 60 GHz et vise à démontrer la faisabilité de réalisation d'antenne sur polymère BCB, afin de former la deuxième brique d'un circuit complet passif/actif après les guides.

Le but est de réaliser des rectennas à haut rendement de conversion RF-DC, en utilisant un circuit relativement simple permettant la rectification d'un signal RF en signal continu ou BF, avec un composant non-linéaire qui est la diode Schottky et un système antennaire (de préférence large bande).

Dans ce chapitre, nous allons concevoir des antennes patch sur BCB fonctionnant autour de 60 GHz. Ces antennes sont modélisées sous HFSS en élaborant certaines techniques d'élargissement de la bande passante pour couvrir un canal dans le cadre d'une application WiGig [WiGig] (Wireless Gigabit Alliances). Par la suite, nous détaillons les différentes étapes de fabrication des antennes sur BCB réalisées au C2N. Puis nous présentons les moyens de caractérisations mis en œuvre au C2N pour extraire les paramètres S et le diagramme de rayonnement avec un analyseur de réseau fonctionnant de 10 MHz à 67 GHz. Nous présentons également une étude de tolérance de certains paramètres qui jouent un rôle important dans les performances de l'antenne. Enfin, nous montrons l'impact de l'incertitude de fabrication technologique, qui peut parfois provoquer des écarts entre les résultats obtenus en simulation et en mesure. Ces écarts concernent les coefficients de réflexion, l'adaptation et la bande passante, l'impédance de l'antenne, le gain et le diagramme de rayonnement.

### **3.2 Techniques d'élargissement de bande passante de l'antenne**

Dans la littérature, on trouve une tendance pour la recherche de rectenna selon deux axes. Le premier axe consiste à réaliser des réseaux de rectennas [Shinohara1998, Sakamoto2013, Takhedmit2013], associées de manières différentes (série, parallèle ou en cascade) afin d'augmenter le rendement et/ou la tension de sortie du circuit. Le deuxième axe consiste à réaliser des rectennas avec des antennes (de réception) multifréquences [Berges2015, Saddi2013, Kuhn2013] ou large bande, avec une adaptation d'impédance entre l'antenne et le redresseur (diode).

Des rectennas ont été développées sur toute la bande de fréquences allant de 6 à 15 GHz avec un rendement qui varie de 5 à 45%. On retrouve des rectennas large bande, telles que celles proposées dans [Hagerty2001] et [Ren2007], avec des rectennas bi-bandes avec des rendements obtenus respectivement de 65% et 46%, et des rectennas tri-bandes développées par Costanzo et collaborateurs [Costanzo2010], fonctionnant sur les fréquences des trois standards GSM 900, GSM 1800 et WiFi.

La nécessité de produire des antennes large bande vient surtout de l'augmentation des communications sans fil, et des avantages apportés (facilité de fabrication, faible poids, faible

coût, etc.). Si l'antenne micro-ruban est la plus utilisée, son principal inconvénient réside dans la largeur de bande passante qui reste très étroite (1 à 5%) avec une efficacité relativement faible.

Différentes techniques ont été étudiées afin d'élargir la bande passante des antennes, en ajoutant une ou plusieurs résonances à l'antenne. On retrouve ce principe par empilement de résonateurs avec des couches diélectriques, par l'ajout d'éléments parasites sur la même couche, latéralement à l'élément rayonnant principal [Wong2005, Wong2006], ou encore par l'utilisation d'éléments capacitifs [Ciais2004].

### 3.3 Modélisation d'une antenne patch à 60 GHz sur HFSS

Nous commençons dans un premier temps par modéliser une simple antenne patch. Pour cela, la méthodologie mise en place pour la conception de cette antenne patch rectangulaire sur polymère BCB, avec une alimentation par ligne micro ruban, consiste tout d'abord à calculer les dimensions théoriques de l'antenne patch (longueur ( $L$ ), largeur ( $W$ )), et de la ligne micro-ruban (longueur ( $l$ ), largeur ( $w$ )), à la fréquence de 60 GHz. Ensuite, il faut réaliser l'adaptation du système antennaire par la technique des encoches (largeur  $w_g$ , longueur  $l_g$ ), à la fréquence de résonance. Enfin, il faut vérifier les performances de l'antenne par les caractéristiques accessibles depuis la ligne d'excitation (le coefficient de réflexion, l'impédance, la fréquence de résonance, la bande passante) et par les caractéristiques de transmission (son diagramme de rayonnement conduisant au gain, la directivité, et la polarisation de l'antenne).

Les équations qui permettent de calculer les dimensions ( $W$  et  $L$ ) d'une antenne patch, sont bien connues dans la littérature [Balanis2005]. Elles dépendent de la constante diélectrique du substrat et de son épaisseur, ainsi que de la fréquence de résonance  $f_r$ , par les relations suivantes :

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3.2)$$

avec,  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide,  $\epsilon_{eff}$  la permittivité effective donnée par l'équation (3.3) suivante, et  $\Delta L$  qui modélise les effets de bords ou le débordement du champ sur les bords rayonnants du patch, défini par l'équation (3.4) suivante :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} - 0.04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (3.3)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.4)$$

Le prototype de l'antenne rectangulaire est représenté sur la figure 3-1. Avec les équations précédentes, pour une fréquence de résonance de 60 GHz, le calcul des dimensions de l'antenne patch donne  $W = 1,82$  mm et  $L = 1,56$  mm et pour la ligne micro-ruban :  $w = 0,08$  mm,  $l = 1,73$  mm. Les encoches ramenant l'impédance d'entrée de l'antenne à  $50 \Omega$ , sont de largeur  $wg = 0,02$  mm et de longueur  $lg = 0,47$  mm. Cette antenne repose sur le substrat BCB avec une permittivité  $\epsilon_r = 2,6$  et une épaisseur  $h = 30 \mu\text{m}$ .

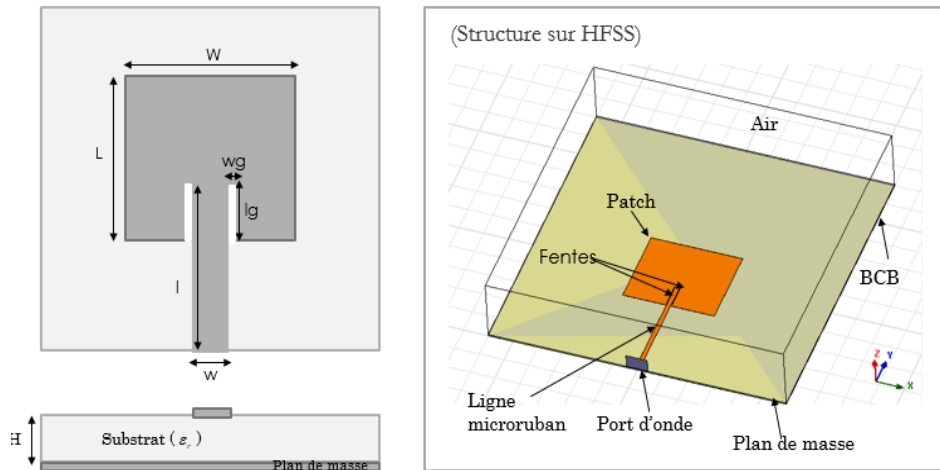
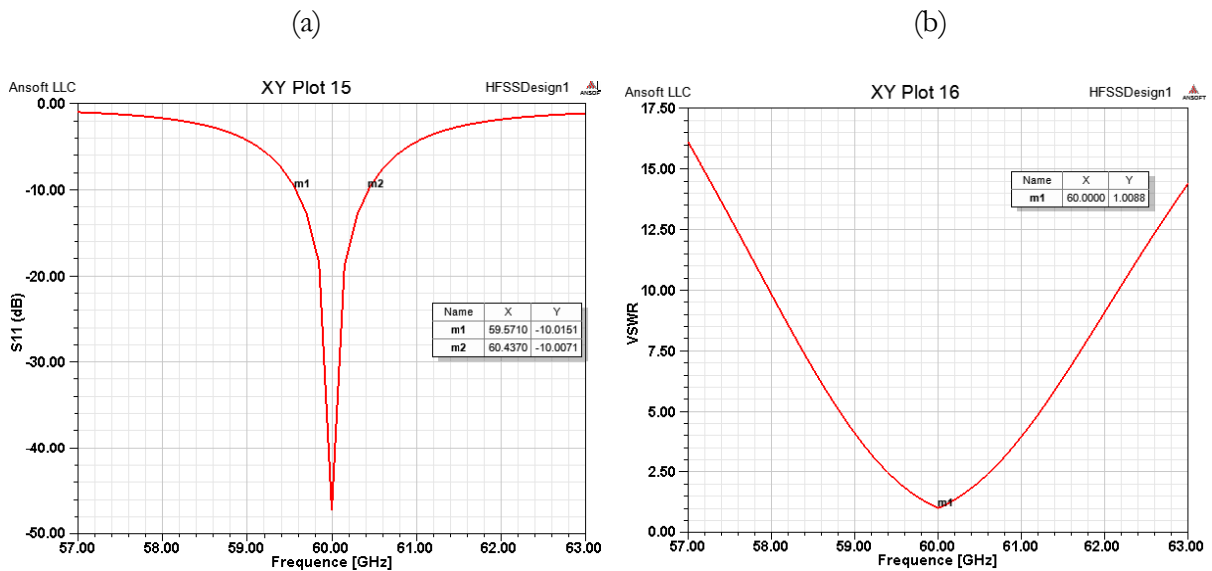


Figure 3-1 : Prototype de l'antenne patch rectangulaire avec alimentation par ligne micro ruban (structure à modéliser sur HFSS).

Les simulations ont été effectuées sous le logiciel Ansys HFSS. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$ , le taux d'onde stationnaire VSWR correspondant, le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne sont présentés sur la figure 3-2.



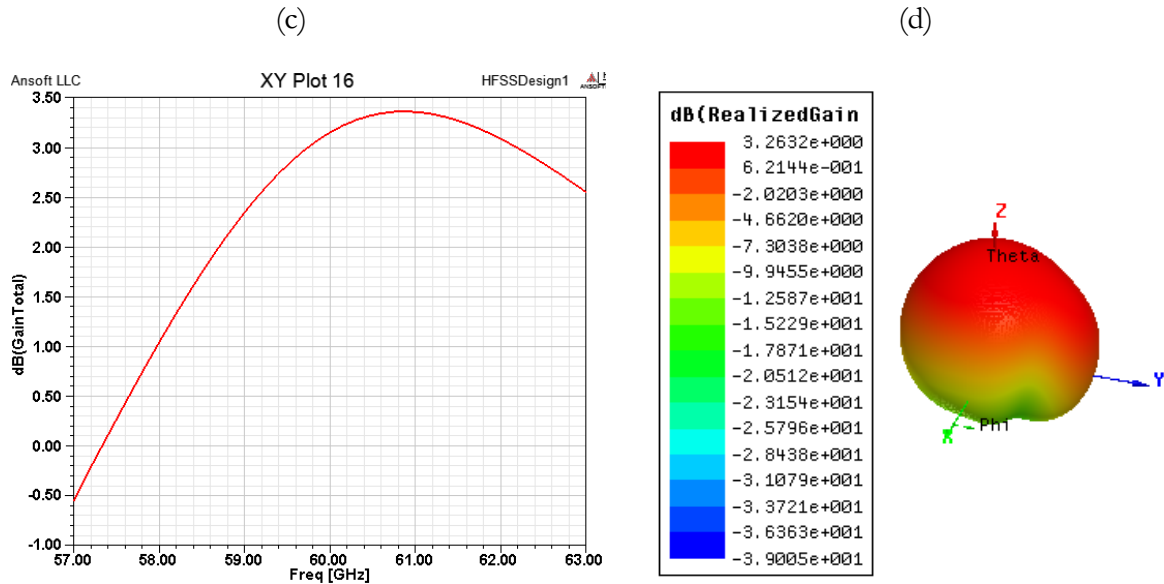


Figure 3- 2 : Résultats de modélisations HFSS : (a) Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (dB), (b) le rapport d'ondes stationnaires VSWR, (c) Gain de l'antenne simulée en fonction de la fréquence et (d) Diagramme de rayonnement de l'antenne (représenté par le gain) à 60GHz – Vue 3D.

Ces résultats de modélisation montrent qu'il y a une résonance et un niveau d'adaptation de l'antenne,  $S_{11}$  égal à -47 dB, soit un VSWR très proche de 1 à la fréquence de 60 GHz. Le gain de l'antenne est maximum par rapport à la normal de l'antenne, et varie entre -0,39 et 3,4 dBi sur toute la bande (57 à 63 GHz). Le gain atteint une valeur de 3.26 dBi à 60 GHz et une valeur maximale de 3,4 dBi à 60,9 GHz.

Bien que cette première structure antennaire permette d'opérer correctement à 60 GHz, la bande passante délimitée par un niveau d'adaptation inférieur à -10dB est faible. La bande passante est de 59,571 à 60.437 GHz, soit une largeur de bande de seulement 866 MHz, ce qui ne peut pas répondre à l'exigence des applications large bande tel que les applications WiGig. Il est donc indispensable de proposer d'autres antennes pour d'élargir la bande passante. En s'inspirant de différentes méthodes de la littérature, nous allons donc les explorer afin d'élargir la bande passante.

### 3.3.1 Alimentation par couplage

L'alimentation par couplage remplace la connexion directe entre la ligne d'alimentation et l'antenne, par une connexion indirecte par couplage en disposant la ligne et l'élément rayonnant sur deux couches de substrat, comme cela est représenté sur la figure 3-3. Après plusieurs optimisations sous HFSS, tout en considérant les contraintes liées à la fabrication, à savoir une épaisseur de couche de BCB maximum de 30  $\mu\text{m}$  et une seconde couche d'épaisseur 10  $\mu\text{m}$ , les résultats obtenus n'ont pas permis d'élargir la bande passante comme souhaité. En effet, le couplage n'est pas suffisant, et  $S_{11}$  n'a pas franchi la limite de -10dB. Les différents travaux de recherche publiés sur des structures similaires montrent que la distance séparant le patch et la ligne micro-ruban joue un rôle majeur sur la fréquence de résonance et la bande passante. Cependant, notre antenne n'offre que très peu de marge de manœuvre, puisque l'épaisseur totale de la structure ne doit pas dépasser 0,04 mm en raison des contraintes de fabrications pour le

dépôt du BCB en salle blanche. Par conséquent et compte-tenu de ces contraintes, cette technique ne nous permet malheureusement pas d'élargir la bande passante de l'antenne.

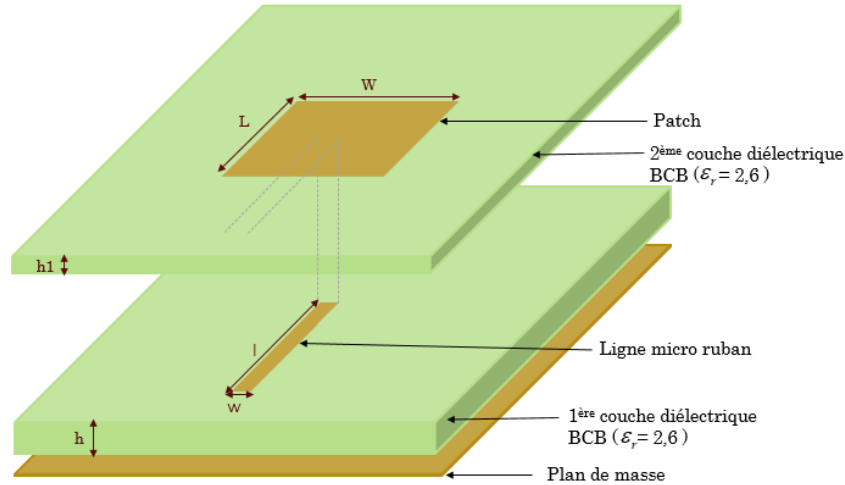
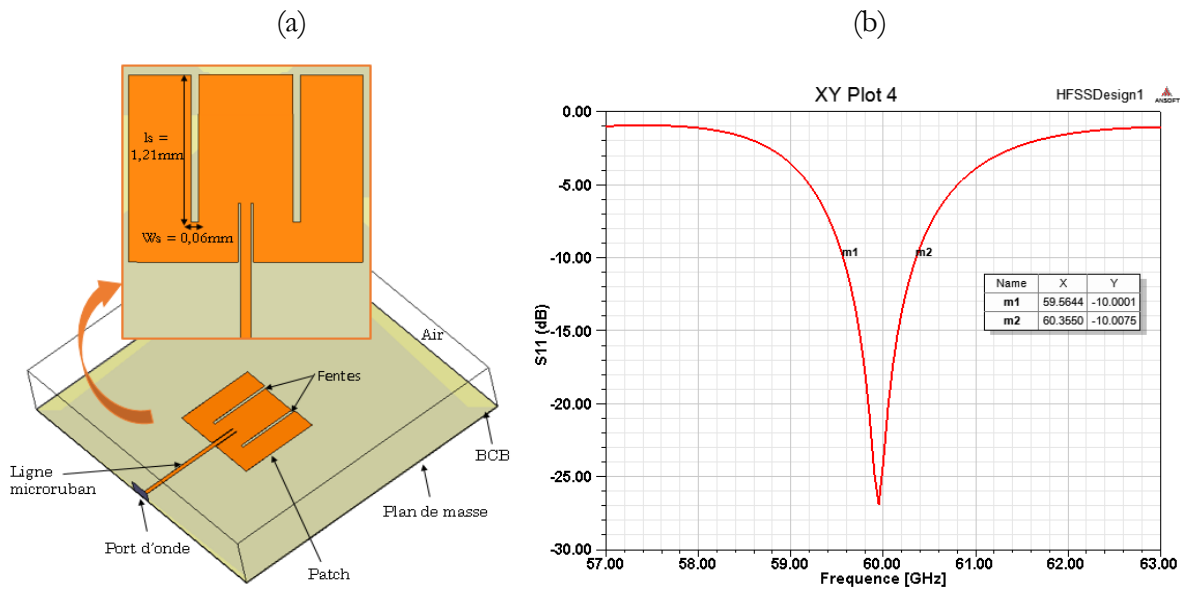


Figure 3-3 : Structure de l'antenne patch avec alimentation par couplage par ligne micro-ruban.

### 3.3.2 Modification de l'élément rayonnant : Introduction de fente

Cette technique consiste à rajouter une ou plusieurs fentes au patch métallique afin de générer d'autres modes de résonances. Les fentes vont modifier le parcours des courants en créant des nouveaux chemins. Ce phénomène ajoute de nouvelles fréquences de résonance à la structure initiale. Autour de 60 GHz, en optimisant les différents paramètres de l'antenne (longueurs, largeurs, position des fentes, etc.), la bande passante est ainsi élargie jusqu'à 1,4 GHz tout en prenant en compte les contraintes de fabrication que nous avons. La structure modélisée et optimisée est illustrée sur la figure 3-4 (a). La courbe du coefficient de réflexion obtenue et le gain sont représentés dans la figure 3-4 (b) et (c) respectivement.



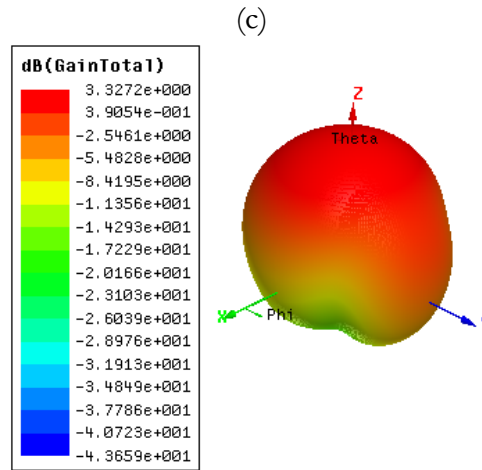


Figure 3-4 : Modélisation HFSS d'une Antenne patch avec deux fentes : (a) structure de l'antenne 3D, (b) coefficient de réflexion  $S_{11}$  en dB et (c) le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Même si cette méthode a été retenue pour le prototype à fabriquer, avec 1,4 GHz de largeur de bande obtenue autour de la fréquence de résonance 60 GHz, la bande passante n'est pas suffisante pour convenir aux applications large bande (WiGig [57 à 66 GHz]). Il faut disposer au moins de 2,6 GHz de bande de fréquences pour couvrir un canal de communication.

### 3.3.3 Un patch parasité par un autre patch

Adjoindre par superposition un patch parasite au premier permet la création d'une seconde résonance proche de celle de l'antenne initiale, et qui peut se coupler pour élargir la bande passante. Avec cette méthode, et considérant encore une fois nos contraintes de fabrication, il n'a pas été possible de couvrir une bande minimale de 2,6 GHz. Il faut combiner cette méthode avec par exemple, la méthode d'introduction de fentes afin d'élargir au maximum la bande passante. Ainsi, le type de structure modélisé correspond à une antenne patch avec deux fentes parasité par un autre patch quasi-similaire et au-dessus de l'élément rayonnant principal. La structure est représentée dans la figure 3-5.

En optimisant les paramètres de tous les éléments constituant l'ensemble du système antennaire, il a été possible de rapprocher suffisamment les deux fréquences de résonances pour les coupler. Les paramètres optimisés sont mentionnés dans le tableau 3-1.

Tableau 3-1 : Valeurs qui correspondent aux dimensions de l'antenne patch à fentes parasité.

Variables	W	L	W1	L1	h	h1	W	l	wf	lf	ws	ls1	ls2
Valeurs (mm)	1,85	1,57	1,66	1,58	0,03	0,01	0,09	1,73	0,02	0,5	0,04	0,58	0,21

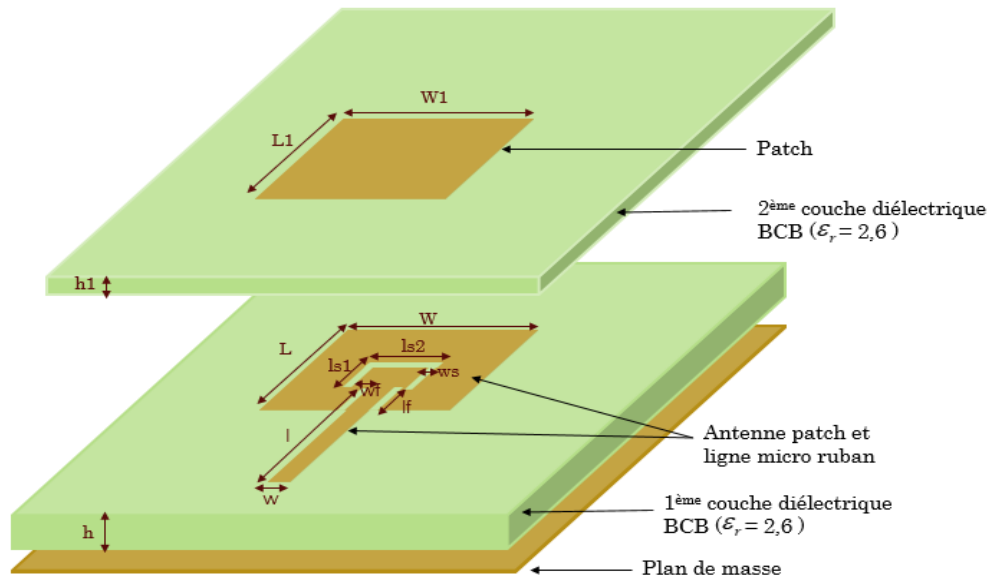


Figure 3- 5 : Structure de l'antenne patch à fentes parasité par un autre patch similaire et orthogonal.

Le paramètre  $S_{11}$  obtenu en fonction de la fréquence montre que l'antenne permet de couvrir une largeur de bande de 4,1 GHz soit de 57,55 à 61,66 GHz, et ce coefficient de réflexion est représenté sur la figure 3-6. La bande passante est bien améliorée, et le gain atteint 4,86 dBi à 60 GHz.

Cette augmentation de bande passante s'explique donc par le phénomène de couplage des différents éléments constituant l'antenne. En effet, les deux fréquences de résonance dues à l'antenne d'une part, et aux éléments parasites d'autre part sont très proches, ce qui permet de créer un couplage entre ces deux résonances. Ce couplage de résonances proches permet ainsi d'augmenter la bande passante.

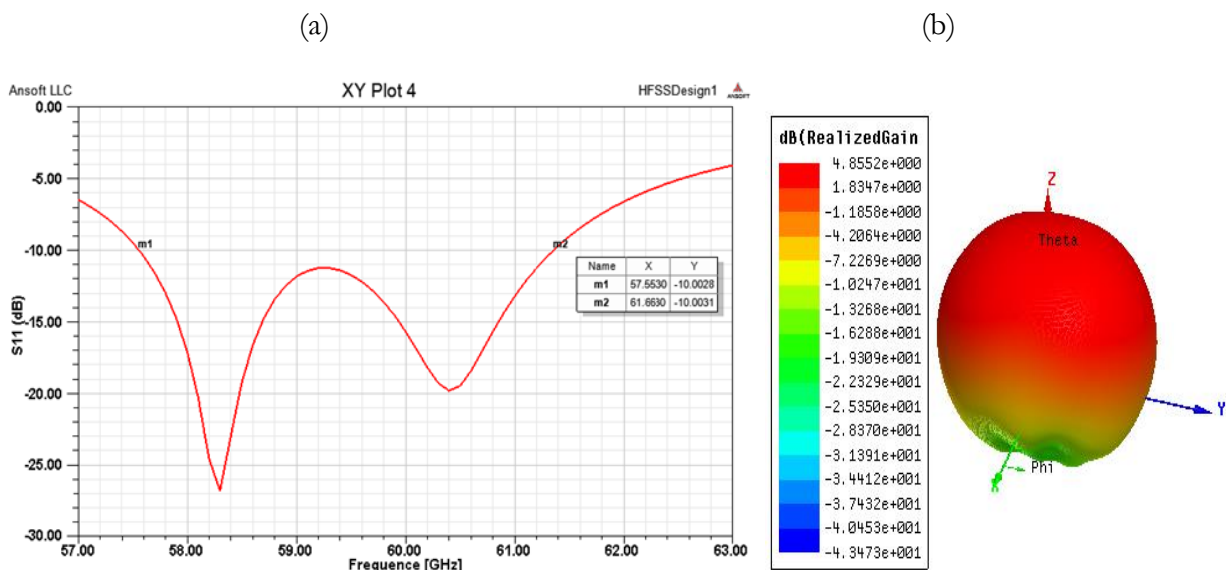


Figure 3- 6 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  en dB d'une antenne patch parasité par un autre élément similaire et son diagramme de rayonnement à 60 GHz.



### 3.3.4 Antenne patch circulaire avec résonateurs en forme de champignons

En complément des premières méthodes présentées précédemment pour élargir la bande passante des antennes micro-ruban, dans cette partie, nous proposons d'étudier un autre moyen d'élargissement de la bande en employant des résonateurs qui entoureront l'élément rayonnant. Ainsi dans ce cas, une antenne patch circulaire est conçue et elle est entourée par des résonateurs en forme de champignons [Liu2014], [Cai2017] et [Cao2019]. L'antenne étudiée repose sur une seule couche de polymère BCB de  $30\ \mu\text{m}$  d'épaisseur. Les structures en champignons (disques en court-circuit vers le plan de masse) sont disposées à proximité du patch central. Une vue schématique de structure optimisée avec les différentes dimensions géométriques est présentée sur la figure 3-7.

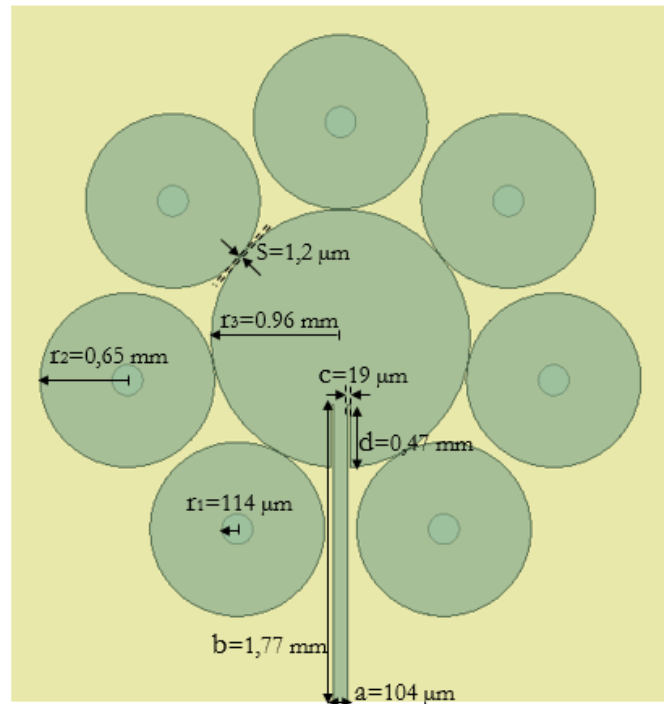


Figure 3- 7 : Antenne patch circulaire entourée de structures dites champignons.

L'ensemble de l'antenne comprend quatre parties. Il y a le plan de masse sous le diélectrique polymère limité à une forme carrée de dimension  $1 \times 1\ \text{cm}$  pour les simulations. Le patch central circulaire est de rayon  $r_3$  avec deux fentes de largeur  $c$  et de longueur  $d$ . Sept patches circulaires en forme de champignons de taille identique son de même un rayon  $r_2$ , et chaque résonateur comprend un via de rayon  $r_1$  le connectant au plan de masse. Enfin une ligne micro-ruban, qui sert de ligne d'alimentation, est de largeur  $a$  et de longueur  $b$ . La symétrie de rotation qui entoure le patch central est représentée par un angle de périodicité  $2\pi/7$ . En outre, la distance de couplage entre le patch central et la structure en champignon est de  $S = 1,2\ \mu\text{m}$ .

Ainsi, grâce aux résonateurs, un nouveau mode de résonance est généré, proche du mode fondamentale de l'antenne, ce qui se traduit par un couplage et l'élaboration possible d'une plus large bande passante.

Afin de distinguer correctement ces deux modes de résonance, on propose d'étudier séparément la distribution du champ électrique sur les disques métalliques (le patch central et les patches en champignon) aux deux fréquences de résonances, à savoir 56,8 GHz et 58,5 GHz.

La distribution du champ électrique sur les différentes parties métalliques pour les deux fréquences de résonances est représentée sur la figure 3-8.

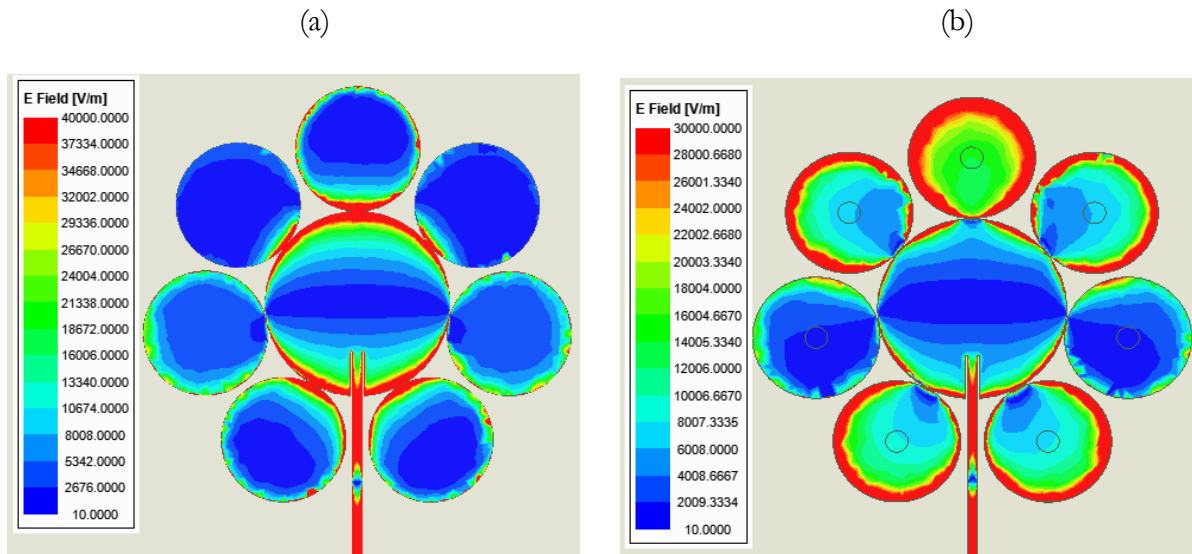


Figure 3- 8 : Distribution du champ électrique aux fréquences de résonance (a) 56,8 GHz et (b) 58,5 GHz.

À la première fréquence de résonance, c'est-à-dire à 56,8 GHz, la distribution du champ est illustrée sur la figure 3-8 (a), elle est focalisée principalement, voir uniquement, sur le patch central. Ce qui indique le mode fondamental et montre que cette antenne est équivalente à une antenne patch circulaire classique. Les résonateurs autour du patch central n'ont quasiment aucune influence sur cette résonance.

Par ailleurs, à la deuxième fréquence de résonance, c'est-à-dire à 58,5 GHz, la distribution du champ comme illustrée sur la figure 3-8 (b), est totalement différente de celle de la figure 3-8 (a). Ce mode de résonance, d'ordre supérieur, montre que le niveau du champ électrique est plus élevé dans les résonateurs qui entourent le patch central.

Retenons, que la contribution du mode fondamental et du mode parasite permet de couvrir une bande passante de 3 GHz. Les deux résonances sont représentées par les valeurs du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) sur la figure 3-9.

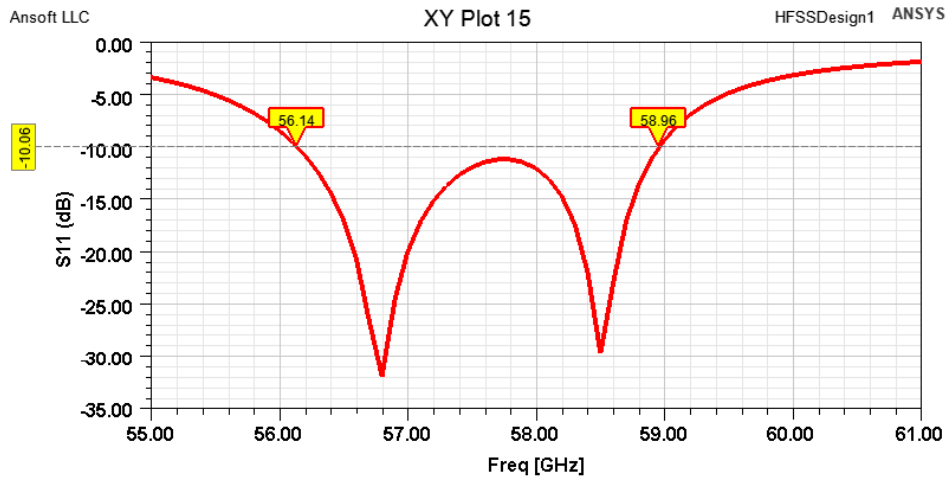


Figure 3- 9 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (dB) simulé pour l'antenne patch circulaire entourée de structures de type champignons.

Le diagramme de rayonnement du gain (en 3D) est représenté sur la figure 3-10. Si on observe le gain simulé aux deux fréquences de résonances, on atteint environ 4 dBi à 56,8 GHz (figure 3-9 (a)) et 1,2 dBi à 58,5 GHz (figure 3-9 (b)).

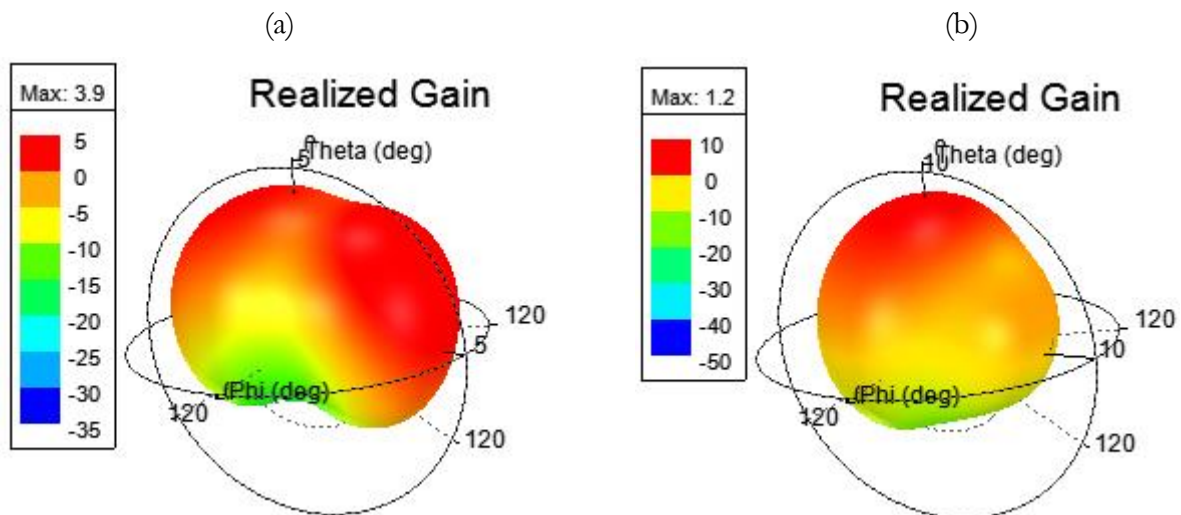


Figure 3- 10 : Gain obtenu par simulation pour les deux fréquences de résonances de l'antenne patch circulaire entourée de structures de type champignons.

### 3.3.5 Conclusion concernant les modélisations d'antennes sur HFSS

Pour concevoir une antenne, on commence par une simulation électromagnétique qui permet de tester plusieurs options et de les optimiser. Pour les antennes, les figures de mérite sont principalement leur diagramme de rayonnement et leur coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Le logiciel HFSS nous a permis de simuler et d'optimiser les performances de plusieurs antennes patches en mettant en avant quelques techniques qui permettent d'élargir la bande passante.

Bien qu'elles présentent des géométries simples, les antennes imprimées exigent des études approfondies théoriques et numériques pour la conception d'antennes performantes y compris pour les systèmes de rectification. Une étude paramétrique a été menée pour comprendre les

effets des divers paramètres afin de les optimiser et d'aboutir à une structure finale efficace et large bande.

### 3.4 Conception et fabrication des antennes

#### 3.4.1 Conception des antennes et les transitions de couplage (masque)

Une transition CPW précède la ligne microruban pour faire la mesure avec des pointes coplanaires jusque 67 GHz. Comme déjà mentionné pour la mesure et l'extraction des paramètres S des lignes du chapitre 2, section 2.3.1 et section 2.4.2, différents motifs de type Thru, Reflect (courts-circuits et circuits ouverts), et des lignes de différentes longueur ont été réalisés pour prévoir une correction de type TRL entre la pointe de mesure ou le banc de mesure, et le plan de référence de la ligne microruban à l'entrée de l'antenne. La figure 3-11, montre en vue de dessus, la disposition des différentes structures d'antennes patch et des lignes TRL (masque pour la réalisation technologique).

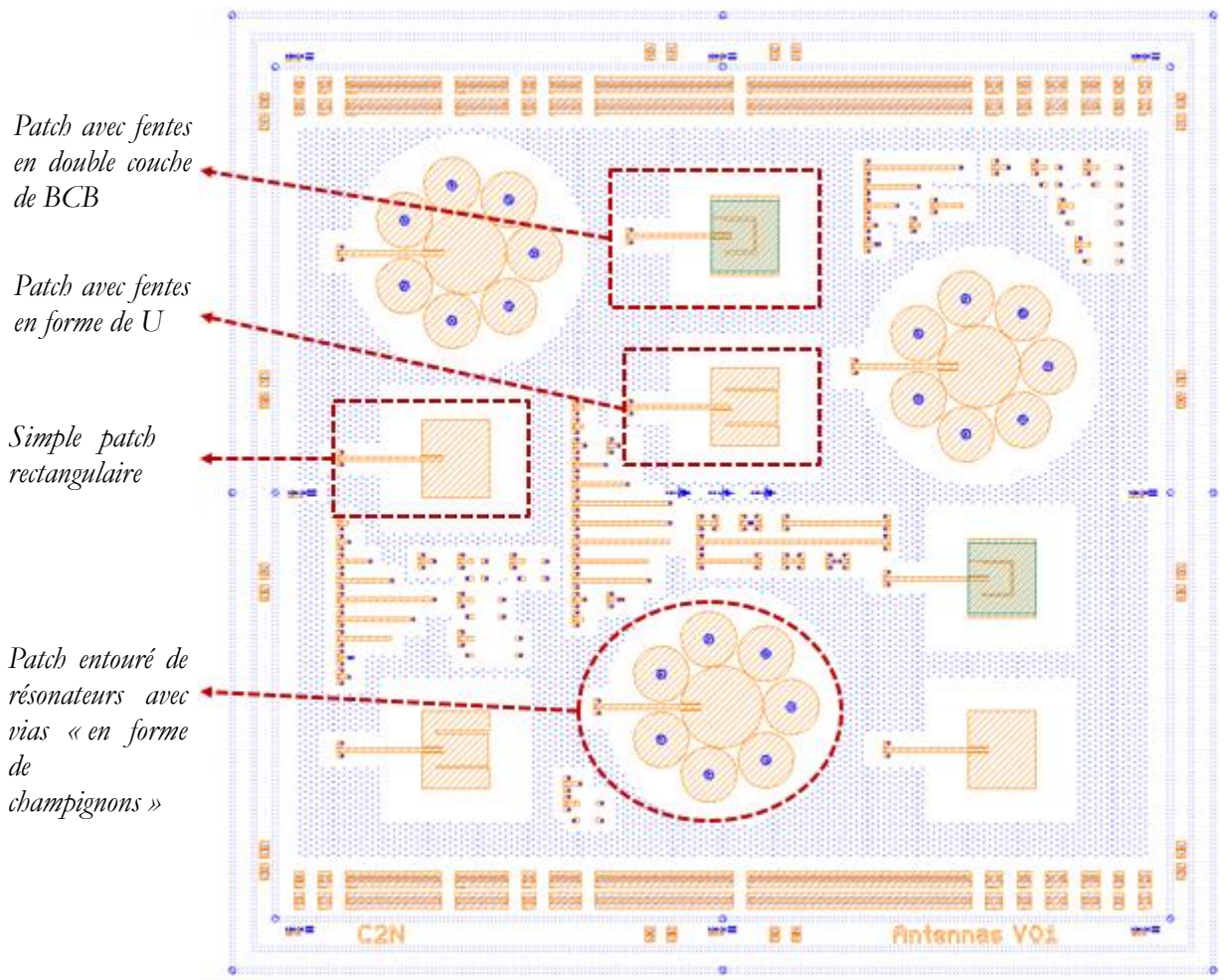


Figure 3- 11 : Masque de jeu d'antennes patch micro-ruban avec transition et différentes lignes TRL pour l'épluchage ou calibrage de paramètres S.

### 3.4.2 Fabrication d'antennes

Les étapes de fabrication effectuées pour la fabrication des antennes ont quelques différences par rapport à celles présentées dans le chapitre 2 (section 2.3). La première modification consiste dans l'élimination de l'étape de polissage du BCB. En effet, comme cela a été expliqué, le BCB rencontre un problème d'adhésion lorsqu'il est en contact avec une couche métallique en or, et au moment du polissage il en résultait différents problèmes tels que le noircissement de la couche BCB, l'apparition des rayures ou encore des déchirures dans certaines parties de BCB qui finit par provoquer alors une défaillance de l'échantillon. La deuxième modification qui résulte de la première, consiste dans le dépôt de la couche BCB sur une épaisseur plus importante. Au lieu de déposer une seule couche de 30  $\mu\text{m}$  d'épaisseur comme cela avait été fait pour les guides GCPW, deux couches de BCB sont déposées et recuit successivement avec environ 30  $\mu\text{m}$  pour la première et 20  $\mu\text{m}$  d'épaisseur pour la seconde dans le but d'immerger tous les vias dans le polymère. Pour aboutir à une épaisseur finale de 30  $\mu\text{m}$  de BCB, il faut graver le BCB avec une étape de gravure RIE du BCB.

Pour la fabrication des antennes sur BCB monocouche, deux étapes de photolithographie sont nécessaires. La première est dédiée au dépôt électrolytique d'or pour réaliser les vias d'interconnexion à travers le polymère, et la deuxième est dédiée à la définition des motifs métalliques propres aux antennes patches. D'abord un premier dépôt métallique de 1000 nm (or/cuivre/or : 100/800/100 nm ou or : 1000 nm) est réalisé par évaporation, qui constitue le plan de masse inférieur des antennes. Ensuite, un dépôt électrolytique avec une solution aqueuse à base de sulfites d'or à pH neutre, est réalisé à partir d'un masque de résine de type AZ40XT de 40  $\mu\text{m}$  d'épaisseur dans lequel croissent des vias de diamètre variable (entre 20 et 228  $\mu\text{m}$ ) selon leur rôle : transition coplanaire micro-ruban, réseau de via d'accroche, via pour résonateur parasite d'une antenne. Après dissolution de cette résine photosensible, une première couche de BCB est déposée à la tournette puis recuit, s'en suit d'une deuxième couche de BCB avec un deuxième recuit. L'ensemble du polymère est ensuite planarisé par gravure ionique réactive RIE jusqu'à l'obtention d'une épaisseur totale de BCB de 30  $\mu\text{m}$  découvrant les vias métalliques. Un second dépôt d'or (1000 nm) sur la surface du wafer 2 pouces est réalisé par évaporation. Un masque physique permet de protéger du dépôt des parties hors zone utile afin de ne pas recouvrir des marques d'alignement des masques. Sur ce plan métallique, il est déposé un masque de résine correspondant aux trois types d'antennes étudiées protégeant la couche d'or d'une gravure physique par bombardement ionique (IBE). Les épaisseurs d'or sont de 1000 nm, suffisantes pour les fréquences à laquelle la technologie est dédiée, compte tenu de l'effet de peau contribuant aux pertes par conduction. La figure 3-12, illustre les étapes technologiques pour la fabrication des antennes sur polymère BCB.

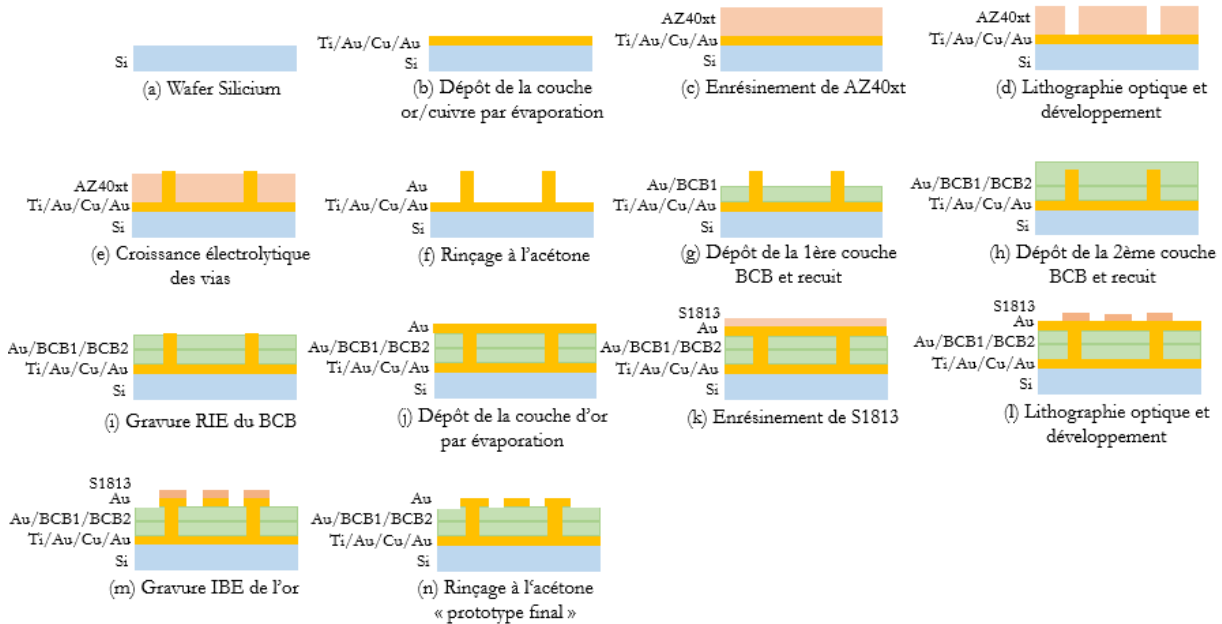


Figure 3- 12 : Etapes technologiques pour la réalisation des antennes sur BCB incluant les vias.

Les différentes étapes technologiques pour la réalisation des antennes sur BCB sont énumérées :

### (a) Support en silicium

Le support reste un wafer silicium de diamètre de deux pouces.

### (b) Dépôt par évaporation de la couche conductrice.

Le dépôt de la couche conductrice épaisse est réalisé par évaporation par faisceau électronique (PLASSYS MEB400). D'abord, une couche d'accroche de 10 nm de titane (Ti) est déposée, suivie d'une couche d'or de 1000 nm. Pour des raisons de fabrication et d'économie en consommation de l'or, une partie est réalisée en cuivre comme couche intermédiaire. C'est-à-dire qu'il est déposé en premier lieu 100 nm d'or (Au), en second lieu 800 nm de cuivre (Cu) et pour terminer 100 nm d'or.

### (c)-(f) Formation des vias en or par croissance électrolytique

Une couche d'environ 35  $\mu\text{m}$  de résine AZ40XT est déposée à l'aide d'une tournette. Le recuit de la résine est sur une plaque chauffante à une température de 126°C pendant 7 minutes. L'échantillon est ensuite lithographié en contact avec un masque de chrome dont la dose nécessaire pour une épaisseur de 35  $\mu\text{m}$  est de 300  $\text{mJ}/\text{cm}^2$ . La résine AZ40XT nécessite un recuit post exposition, sur une plaque chauffante à une température de 105°C pendant 1 minute et 40 secondes. Ensuite, le développement est assuré par exemple dans une solution d'AZ400K afin de libérer les trous qui serviront de moule, entre-autres pour les via de l'antenne qui inclue ces derniers. Un petit délaquage par plasma O<sub>2</sub> est nécessaire avant le premier dépôt électrolytique pour enlever les résidus de résine qui peuvent rester au fond des trous développés.

Le déroulement du dépôt électrolytique de l'or se compose par des immersions par phase successive dans un bain de sulfite d'or dosé à 15 g d'or par litre, vendu par Metakem.

L'échantillon est préparé pour éviter des dépôts sur ses surfaces qui ne sont pas celles révélées par la lithographie. Les moyens de dépôt sont tels que l'échantillon est maintenu verticalement et immergé dans un bécher contenant la solution et l'anode de platine, le tout relié à un potentiostat. Toutes les 30 minutes, l'échantillon est pivoté d'un angle de 90 degré (un quart de tour) ou 180 degrés afin d'assurer une homogénéité de croissance, sachant que le bain n'est pas stagnant avec un barreau aimanté (2 cm) et d'un agitateur magnétique (100 tours/min).

Observé avec un microscope, vue de dessus, la figure ci-dessous (figure 3-13) illustre l'un des via résultant du dépôt électrolytique, toujours dans son moule de résine AZ40XT qui est relativement transparente avec le plan de masse en or en dessous. Le diamètre extérieur du via est de 228  $\mu\text{m}$  conforme à la conception de l'antenne, et la surface du disque est ajourée pour des raisons de croissance homogène. La croissance présente une surface finale non plane avec des excroissances par grains.

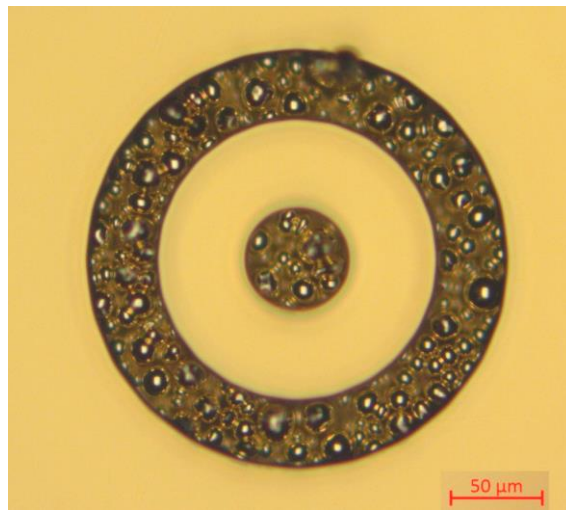


Figure 3- 13 : Vue de dessus d'un via résultant du dépôt électrolytique.

La hauteur du dépôt électrolytique est légèrement supérieure à 30  $\mu\text{m}$ . Un léger polissage mécanique de la surface est réalisé avec la résine AZ40XT pour corriger les excroissances trop importantes de dépôt électrolytique. La résine qui a servi de moule est ensuite enlevée dans un solvant comme l'acétone.

### **(g)-(h) Dépôt de BCB**

D'abord, un promoteur d'adhérence AP3000 est déposé pour favoriser l'adhérence entre l'or et le BCB. Ensuite, un dépôt de la première couche BCB d'environ 30  $\mu\text{m}$  d'épaisseur est réalisé à la tournette, suivi d'une mise sous vide pendant 20 à 30 minutes. Le recuit/réticulation du BCB est doux avec une température de 210°C dans un four rempli de flux d'azote (N<sub>2</sub>) pendant 30 minutes (plateau), avec une rampe de montée en température et une descente, ce qui représente un peu plus de 4 heures en tout. Une deuxième couche de BCB est ensuite déposée (inclue AP3000) d'environ 20  $\mu\text{m}$  suivi d'un recuit légèrement plus long, 60 minutes pour le plateau à 210°C (même temps pour la montée et la descente progressive en température). L'épaisseur totale de la couche BCB fait environ 50  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur est contrôlée par interférométrie optique en lumière blanche visible.

### **(i) Gravure du BCB**

La gravure du surplus de BCB ( $\approx 20 \mu\text{m}$ ) qui va permettre de découvrir les têtes des via, est assuré par une gravure ionique réactive (RIE, Reactive-Ion Etching) jusqu'à l'obtention d'une épaisseur finale de  $30 \mu\text{m}$  de BCB. La gravure faiblement anisotrope utilise un mélange de  $\text{O}_2$ ,  $\text{CHF}_3$  et  $\text{SF}_6$ , avec majoritairement de l'oxygène, assurant une vitesse de gravure d'environ  $250 \text{ nm/min}$ .

La figure ci-dessous (figure 3-14) montre la surface de l'échantillon après la gravure RIE au microscope optique. Les rayures sont celles induites sur la tête d'un gros via par un polissage mécanique entre l'étape (e) et l'étape (f). La surface du BCB difficilement visible au microscope est voisine de cette surface polie.

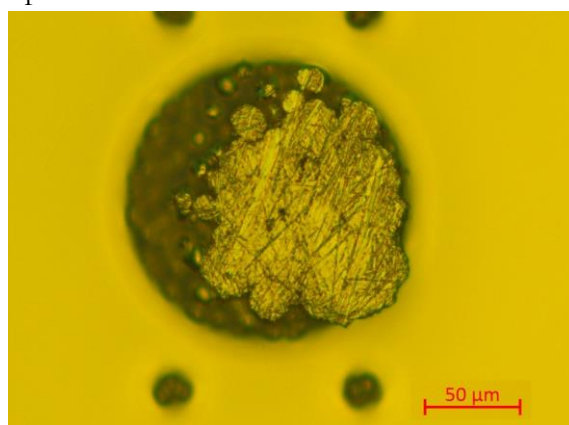


Figure 3- 14 : Etat de surface du BCB et vias après polissage mécanique de l'or et gravure de BCB.

### **(j) Evaporation de la couche conductrice sur BCB pour la formation des motifs patches**

Comme dans (b), un dépôt d'une couche  $10 \text{ nm}$  de titane est déposée par évaporation suivi d'une couche d'or de  $1000 \text{ nm}$  sur la couche BCB (durci), pour réaliser les antennes planaires à partir du masque conçu. Il était envisagé le même assemblage  $\text{Au/Cu/Au}$  que pour le plan de masse, mais suite à l'observation de petits défauts supposés liés au dépôt du cuivre, il a été préférable de revenir à un dépôt simple d'or.

### **(k)-(n) Enrésinement et gravure de l'or**

La couche d'or est recouverte de résine S1818 avec une épaisseur d'environ  $2,6 \mu\text{m}$ , lithographié en très proche UV, et développée (MF319). L'or non protégé par la résine est gravé par bombardement ionique argon (IBE) afin de former les motifs métalliques d'antennes. La gravure est entrecoupée par des pauses pour éviter la surchauffe de la surface de l'échantillon. Un nettoyage par gravure RIE (plasma  $\text{O}_2$ ) est nécessaire pour enlever la résine de protection qui s'est endurcie à la suite du bombardement ionique. La figure ci-dessous (figure 3-15) montre le prototype final.



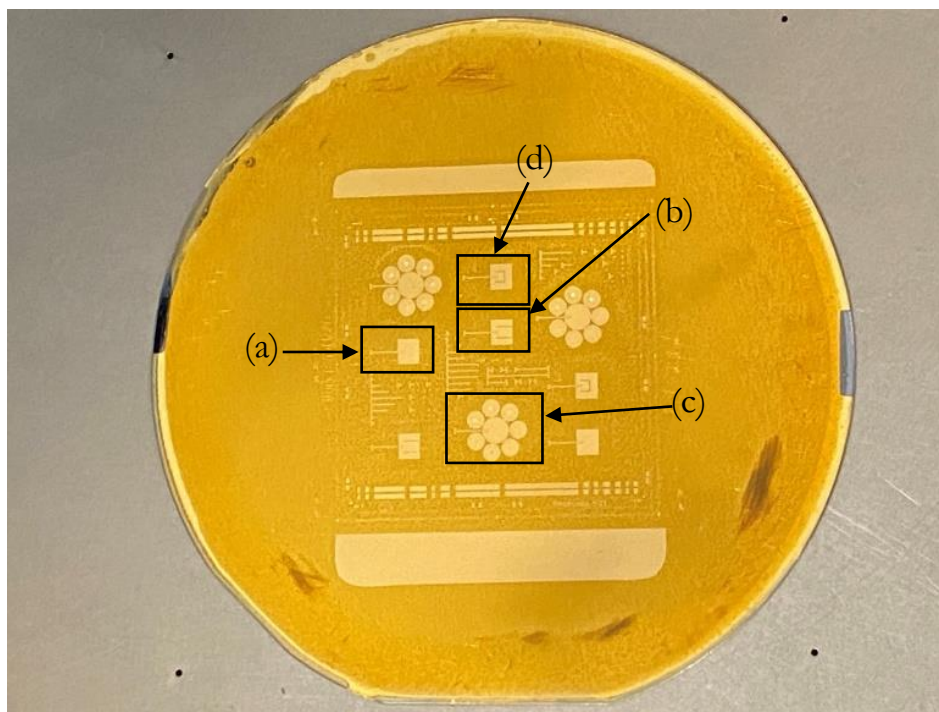


Figure 3- 15 : Antennes : (a) Simple patch, (b) Patch avec fentes en forme de U et (c) Patch avec structures en forme de champignons (avec vias) et (d) patch avec fente et avec double couche de BCB « Prototype final ».

### 3.4.3 Problèmes rencontrés lors de la fabrication

Parmi les principaux problèmes rencontrés lors de la réalisation technologique, deux problèmes majeurs ont été relevés. Le premier, consiste dans la formation de défauts de formes circulaires « aréoles » dans la couche conductrice qui constitue le plan de masse, voir figure ci-dessous (figure 3-16). L'origine de ces défauts, non visibles jusqu'au recuit du BCB, est suspectée autour de pics de croissance anormale du cuivre lors du dépôt du plan de masse, pics qui dépassent les 100 nm d'or qui terminait cette couche. Le choix de minimiser la consommation en or avec un empilement Au/Cu/Au n'a pas été heureuse, mais néanmoins est jugée acceptable pour cet unique échantillon. La couche de surface est avec 1  $\mu\text{m}$  d'or. Par la suite, les couches seront avec uniquement 1  $\mu\text{m}$  d'or.

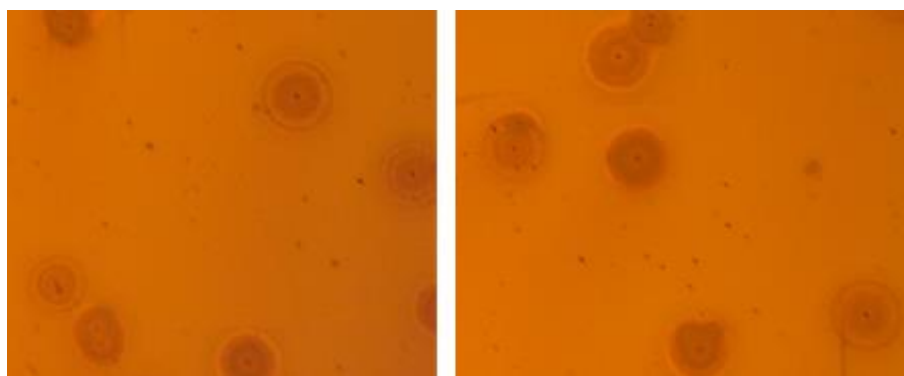


Figure 3- 16 : Formation de taches de forme circulaire à l'interface entre la couche conductrice constituant le plan de masse et le BCB, et induisant un effet de bosse.

Le deuxième problème, consiste dans la formation de failles (non ouvertes) dans la couche de BCB après durcissement et vieillissement (figure 3-17). C'est un défaut récurrent, le BCB est relativement rigide, en contrainte mécanique sur son support, et les vias peuvent être le point de démarrage de ces failles.

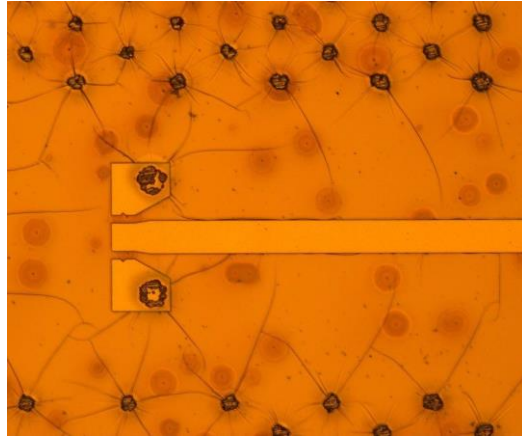
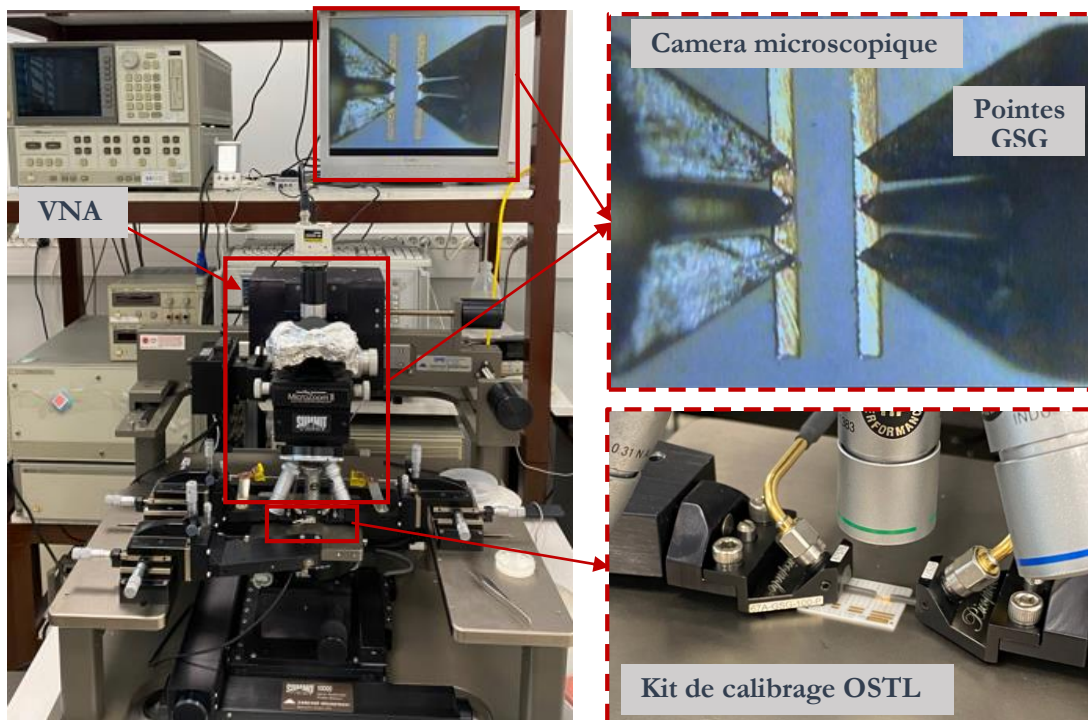


Figure 3-17 : Observation de la transition coplanaire micro-ruban et observation de failles dans la couche de BCB.

### 3.5 Mesures d'antennes

Pour mesurer l'impédance et le coefficient de réflexion de l'antenne, un analyseur de réseau vectoriel (VNA) a été utilisé avec des mesures de paramètres S entre 10 MHz et 67 GHz, avec une démarche comparable à celle du chapitre 2, dans la configuration expérimentale présentée dans les images de la figure 3-18. Une étape de calibrage OSTL sur substrat standard d'impédance en alumine est possible pour apporter les plans de référence de mesure au niveau des pointes coplanaires. La contribution de la petite transition coplanaire micro-ruban peut ensuite être retranchée à l'aide des mesures de motifs d'épluchage accompagnant les antennes sur l'échantillon.



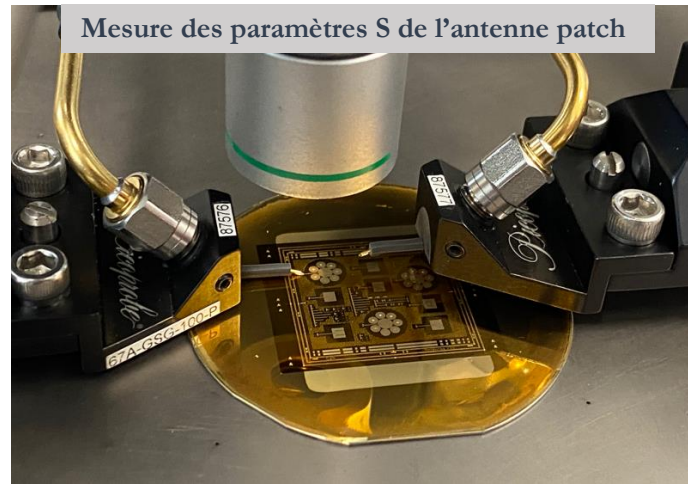


Figure 3- 18 : Banc de mesure en 2 ports avec pointes coplanaires, vue au microscope avec les pointes sur court-circuit (en haut à droite), vue des pointes sur le standard de calibration OSTL (au milieu à droite) pour la mesure des paramètres S de l'antenne patch avec la pointe de gauche sur l'une des antennes (en bas).

Pour le diagramme de rayonnement, l'un des deux ports du VNA est connecté à une antenne de mesure. Pour notre cas, nous avons utilisé une antenne cornet pouvant couvrir une bande allant de 50 à 75 GHz avec un gain de 20dBi. Ces cornets sont en technologie guide d'onde rectangulaire, suivi d'une transition WR-15 vers des connecteurs coaxiaux 1.85 mm (fonctionnant jusqu'à 67 GHz). La figure 3-19 montre le banc de mesure, avec la pointe coplanaire à gauche (port 1,  $S_{11}$ ) dont un calibrage (OSL) au port 1 est réalisé. Le port 2 est connecté à l'antenne cornet portée par un bras articulé pour explorer toutes les orientations ciblant l'antenne planaire. Si le  $S_{11}$  est corrigé par le calibrage port 1, les autres paramètres S mesurés ( $S_{21}$ ,  $S_{12}$  et  $S_{22}$ ) ne sont pas corrigés. Le diagramme de rayonnement s'appuie sur les valeurs relatives des coefficients de transmission  $S_{12}$  et  $S_{21}$ .

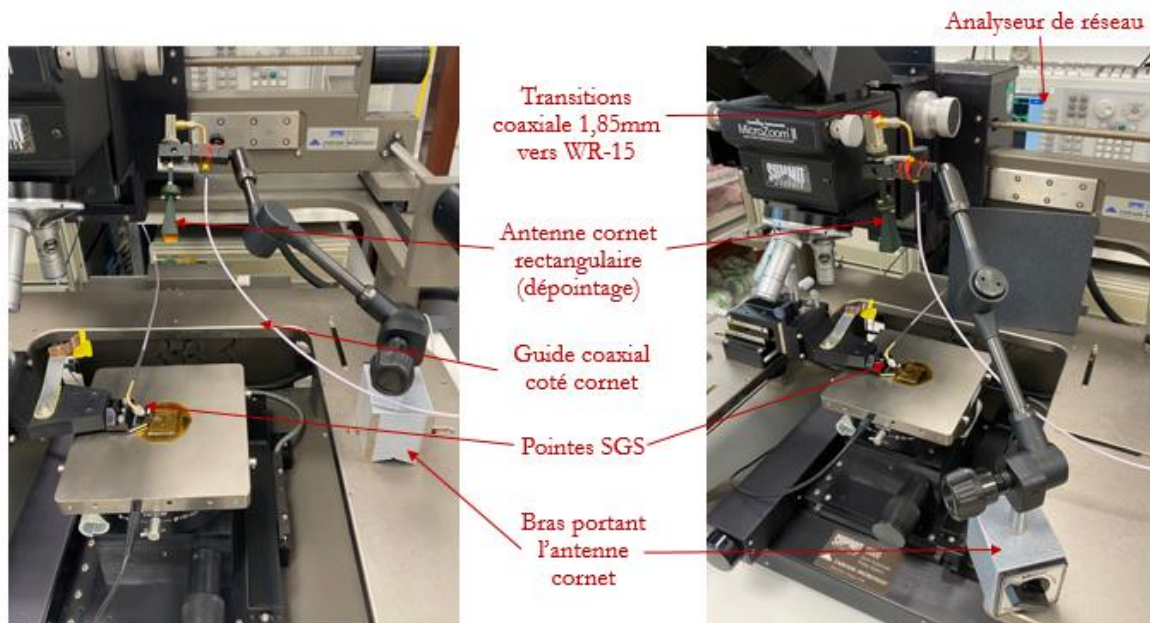


Figure 3- 19 : Banc de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne patch.

### 3.6 Validation expérimentale à 60 GHz

Pour résumer, l'antenne est caractérisée et mesurée avec le port 1 relié à l'antenne patch sous test (qui est alimentée avec une pointe GSG) et le second port est relié à antenne cornet de réception, et réciproquement pour vérifier la réciprocité de transmission. Dans un premier temps, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne est mesuré et l'impédance est déduite. Le diagramme de rayonnement est ensuite obtenu par la mesure de la transmission entre l'antenne sous test et l'antenne cornet placée sur le bras articulé. Ce bras articulé permet de faire pivoter l'antenne cornet autour de l'antenne sous test, afin de mesurer le rayonnement de celle-ci. Notre banc de mesure permet de couvrir des angles de dépointage allant de  $-85^\circ$  à  $85^\circ$  dans le plan H, et allant de  $-10^\circ$  à  $85^\circ$  dans le plan E. Sur le plan E, nous pouvons mesurer que la moitié du rayonnement (contrairement au plan H) car le système ne nous permet pas de déplacer le cornet au-delà de certains angles. La distance entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice est fixée à 16,5 cm dans chaque mesure. Il y a aussi des contraintes et imperfections dans la mesure avec un porte échantillon métallique très large, des effets de réflexion de l'onde émise par l'antenne planaire par le support de la pointe coplanaire de mesure.

#### 3.6.1 Antenne simple patch

Pour l'antenne simple patch, les résultats de mesures des paramètres  $S_{11}$  (dB) sont comparés aux résultats de simulations HFSS et sont présentés dans la figure 3-20 (a). Ces courbes de  $S_{11}$  montrent qu'une adaptation de l'antenne simulée est obtenue à 60 GHz avec une bande d'adaptation (pour un  $S_{11} < -10$  dB) allant de 59,5 GHz à 60,5 GHz. Alors que la fréquence de résonance du prototype réalisé est à 58 GHz et la bande passante ( $S_{11} < -10$  dB) est située entre 57,6 et 58,4 GHz, un décalage de 3,3% est observé entre la mesure et la simulation. Ce décalage est dû très probablement, soit à la valeur de la permittivité du BCB qui doit être différente de la valeur utilisée en simulation  $\epsilon_r = 2,6$ , soit aux contraintes de fabrication, sur l'épaisseur du BCB, sur les dimensions géométriques du patch, etc. L'influence de ces paramètres sera évaluée plus loin dans ce chapitre.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne mesuré est comparé aux modélisations HFSS et présenté sur les figures 3-20 (b) et (c), respectivement pour le plan H et le plan E. Ces résultats montrent que les diagrammes obtenus en mesure autour de 58 GHz concordent avec ceux des simulations (à 60 GHz) et correspondent au rayonnement d'une antenne patch classique. A noter que dans le plan E, le diagramme de rayonnement a été mesuré qu'à moitié et correspond à la courbe rouge dans le demi-plan (de  $-90^\circ$  à  $0^\circ$ ). Ces résultats de caractérisations permettent ainsi de valider le concept proposé.

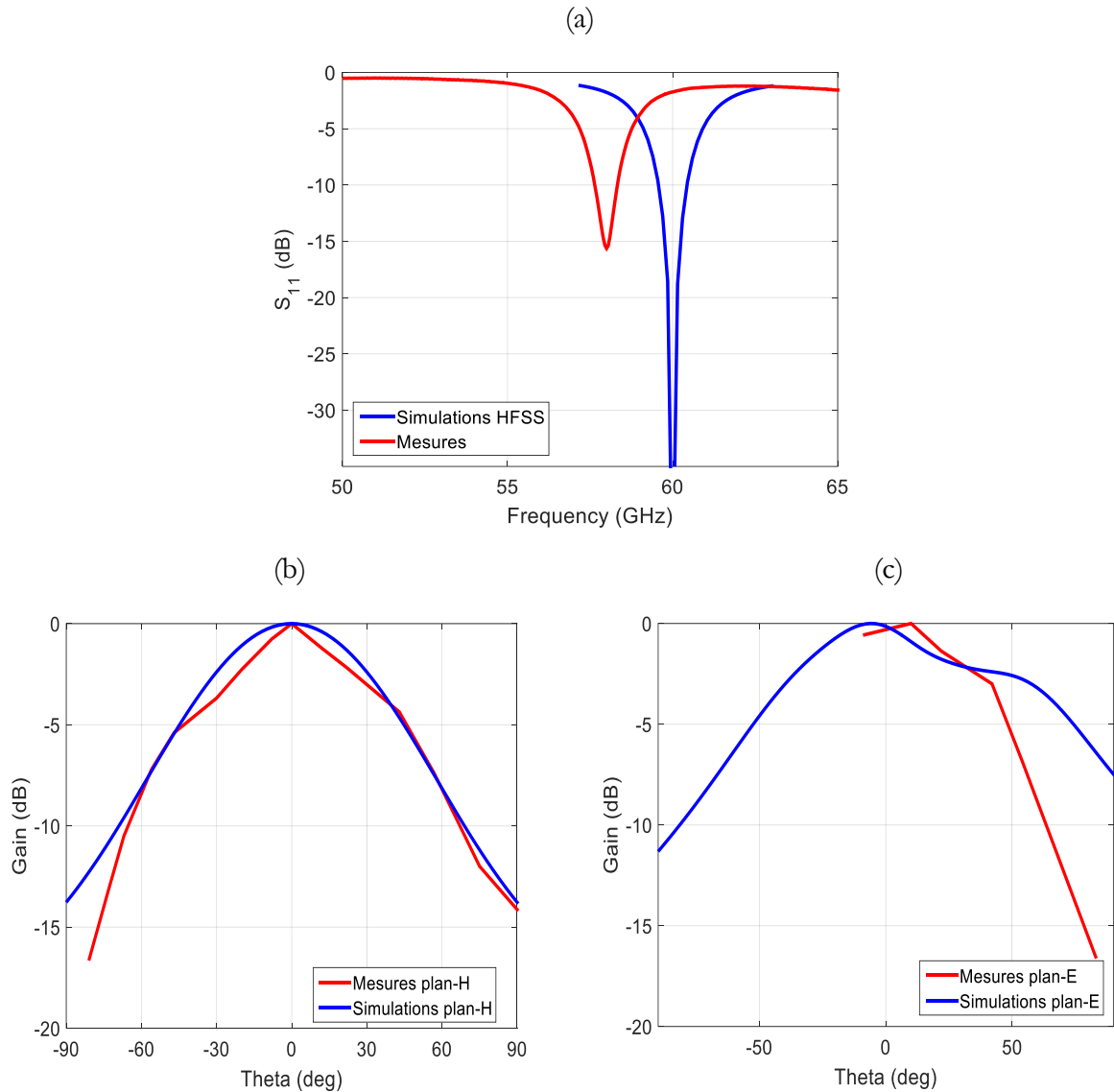


Figure 3- 20 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne simple patch rectangulaire. Diagrammes de rayonnement simulés à 60 GHz et mesurés à 58 GHz sur (b) le plan H et (c) le plan E.

### 3.6.2 Antenne avec fente en forme de U

Nous procédons par la suite à la caractérisation de la seconde antenne réalisée qui est l'antenne avec fente en forme de U. Les résultats de mesures des paramètres  $S_{11}$  (dB) de l'antenne sont comparés aux résultats de simulations HFSS et sont présentés dans la Figure 3-21 (a). Ces courbes de  $S_{11}$  montrent qu'une adaptation de l'antenne simulée est obtenue à 60 GHz avec une bande d'adaptation (pour un  $S_{11} < -10$  dB) allant de 59,29 GHz à 60,69 GHz. Alors que la fréquence de résonance du prototype réalisé est à 57,95 GHz et la bande passante ( $S_{11} < -10$  dB) est située entre 57,65 GHz à 58,4 GHz. Un décalage d'environ 3,5% est observé entre la mesure et la simulation.

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont comparés aux modélisations HFSS et sont présentés sur les figures 3-21 (b) et (c). Ces résultats montrent que les diagrammes obtenus en mesure correspondent bien aux simulations dans les plans H et E.

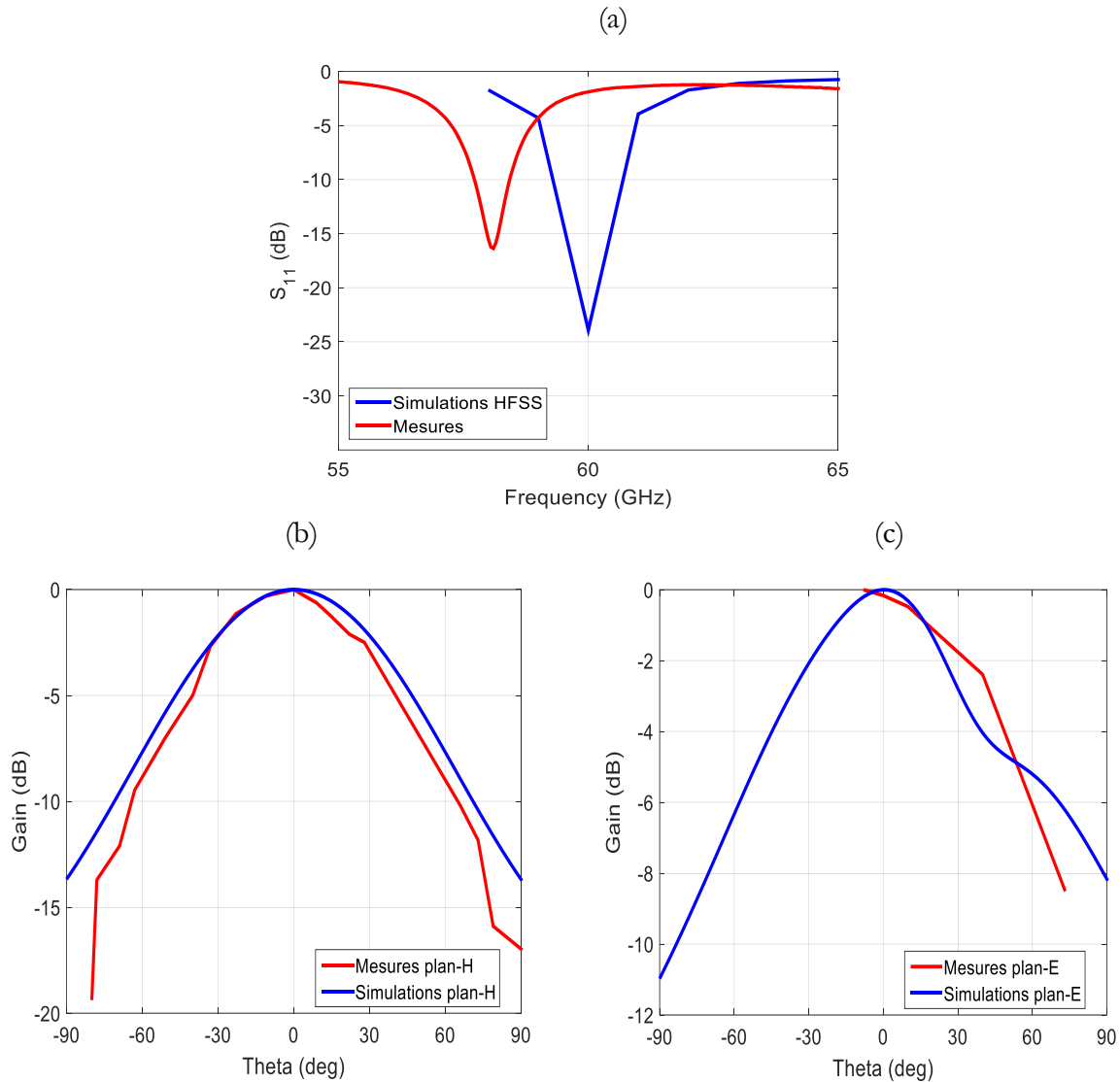


Figure 3- 21 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne patch avec fentes en forme de U. Diagrammes de rayonnement simulés à 60 GHz et mesurés à 57,95 GHz sur (b) le plan H et (c) le plan E.

### 3.6.3 Antenne patch rectangulaire parasité par un patch par-dessus

La troisième mesure concerne l'antenne patch parasité par un autre patch, déposé par-dessus sur une deuxième couche de BCB de 10  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Les résultats de mesures des paramètres  $S_{11}$  (dB) sont comparés aux résultats de simulations HFSS et sont présentés dans la Figure 3-22 (a). Ces courbes de  $S_{11}$  montrent qu'une adaptation de l'antenne simulée est obtenue à deux fréquences  $f_1=57,5$  GHz et  $f_2=59,5$  GHz, avec une large bande d'adaptation (pour un  $S_{11} < -10$  dB) de 3,9 GHz, allant de 56,75 GHz à 60,65 GHz. Alors que la fréquence de résonance du prototype réalisé est à 56,6 GHz et la bande passante ( $S_{11}<-10$  dB) de seulement 1 GHz, située entre 56,05 GHz à 57,05 GHz. Une autre résonance est située plus haut en fréquence vers 64 GHz, le couplage entre ces deux dernières n'a pas eu lieu car elles ne sont pas suffisamment proches ce qui ne permet pas l'élargissement de la bande passante. Un décalage est toujours présent entre la mesure et la simulation.

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont comparés aux modélisations HFSS et sont présentés sur les figures 3-22 (b) et (c). Ces résultats montrent que les diagrammes obtenus en mesures correspondent bien aux simulations dans le plan H et E.

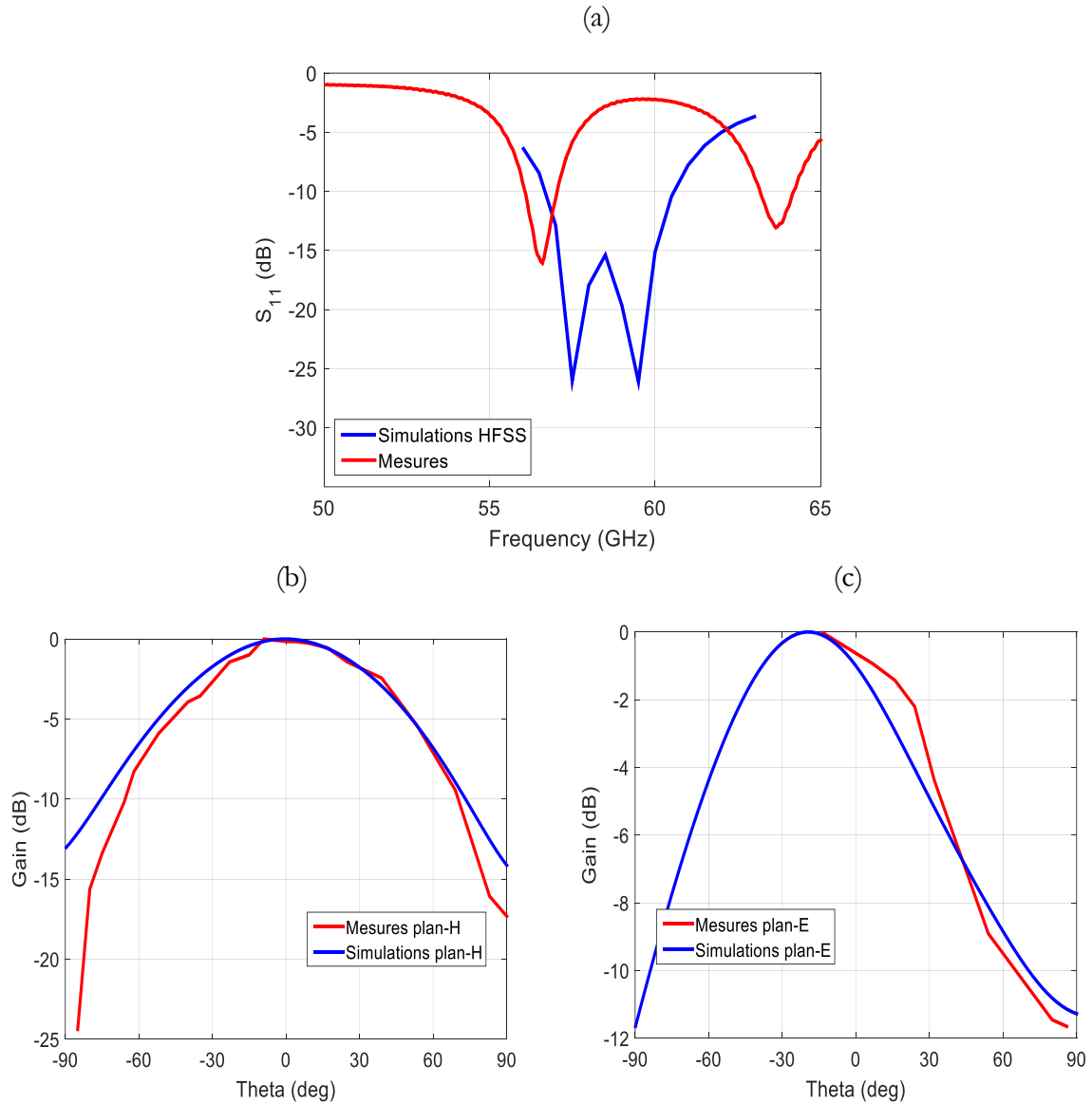


Figure 3- 22 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne patch rectangulaire parasité par un autre patch par-dessus. Diagrammes de rayonnement simulés à 57,5 GHz et mesuré à 56,6 GHz (b) le plan H et (c) le plan E.

### 3.6.4 Antenne patch circulaire entourée de structures en forme de champignons

Les résultats de mesures des paramètres  $S_{11}$  (dB) de l'antenne patch entourée de patch en forme de champignons sont comparés aux résultats de simulations HFSS et sont présentés dans la figure 3-23 (a). Ces courbes de  $S_{11}$  de l'antenne simulée montrent deux fréquences de résonance autour de 60 GHz avec  $f_1=56,8$  GHz et  $f_2=58,45$  GHz, soit une bande d'adaptation (pour un  $S_{11} < -10$  dB) allant de 56,14 GHz à 58,96 GHz. Alors que le prototype réalisé montre une seule

fréquence de résonance à 54,6 GHz et la bande passante ( $S_{11} < -10$  dB) est située entre 53,9 GHz à 55,35 GHz. Un décalage est à nouveau observé entre la mesure et la simulation.

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont comparés aux modélisations HFSS et sont présentés sur les figures 3-23 (b) et (c). Cependant, ces résultats montrent que les diagrammes obtenus en mesures correspondent bien simulations dans les plans H et E.

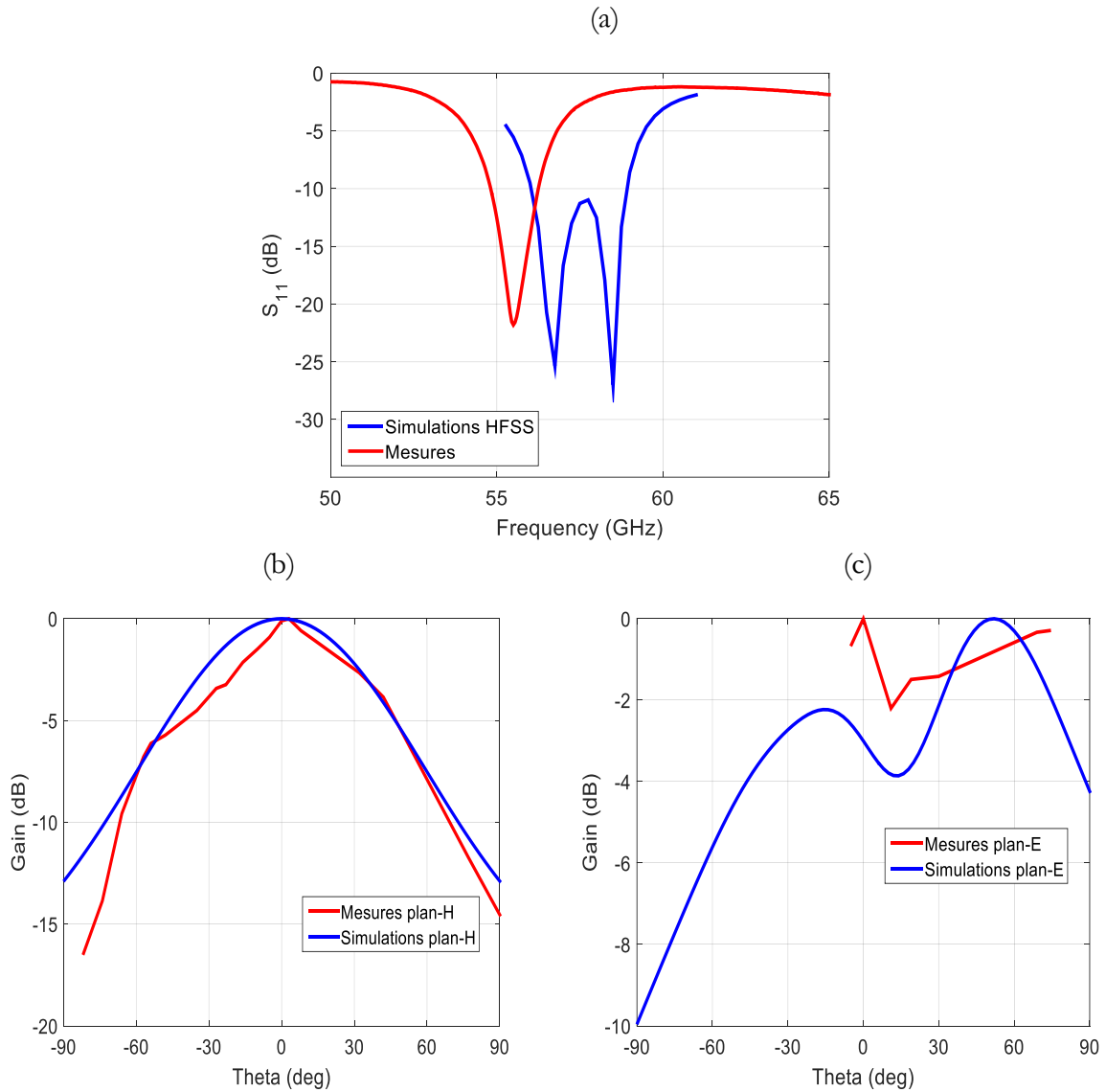


Figure 3- 23 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne patch entourée de patch en forme de champignons. Diagrammes de rayonnement simulés à 58,45 GHz et mesurés à 54,6 GHz sur (b) le plan H et (c) le plan E.

Le décalage constaté entre les résultats de simulation et de mesure pour les quatre types d'antennes provient possiblement, des erreurs de gravure, des caractéristiques diélectriques du substrat ou de son épaisseur. Il est donc nécessaire de trouver l'origine et l'explication à ce décalage fréquentiel.



### 3.7 Etude de tolérances de fabrication

Le processus de fabrication technologique peut parfois entraîner des incertitudes dans les dimensions de l'antenne, les fentes ou le substrat. Des écarts sont alors constatés, qui peuvent non seulement modifier l'impédance de l'antenne, mais également entraîner une modification du gain et de son diagramme de rayonnement. Par exemple, dans [Klein2015], un décalage de fréquence de 4 GHz (de 10 GHz dans les simulations à 14 GHz dans les mesures) est observé dans le coefficient de réflexion de l'antenne, il est attribué aux variations de la hauteur du substrat et de la valeur de permittivité relative après fabrication.

La tolérance de fabrication reste un facteur à prendre en compte, dans notre cas, et cela peut dépendre de plusieurs paramètres tels que la permittivité diélectrique, l'épaisseur du diélectrique, la conductivité métallique, l'épaisseur de métallisation ou encore des dimensions géométriques du patch (largeur/longueur). Afin de voir l'impact de ces variations liées à la fabrication sur les performances de l'antenne et de déterminer les points critiques sur lesquels il faut être vigilant lors de la conception, une analyse des tolérances est présentée dans ce qui suit. Nous avons choisi pour cela le cas d'une simple antenne patch rectangulaire sur une seule couche de BCB. Cette forme a été choisie dans le but de faciliter l'étude de modélisation et l'analyse.

#### 3.7.1 Permittivité relative du diélectrique BCB

Comme mentionné dans le chapitre 2 (section 2.4.4.2), la valeur de la permittivité relative du diélectrique dans le modèle HFSS, est fixée (par défaut) à 2,6, mais elle peut être choisie linéairement en fonction de la fréquence et d'après la formule (2-12) cette dernière vaut 2,669 à 60 GHz. En effet, si cette dépendance (permittivité relative, fréquence) doit être prise en compte, il est possible de comparer aussi aux données techniques du fournisseur du BCB avec 2,5-2,65 à 1-20 GHz [datasheetBCB].

Dans la figure 3-24, les valeurs du coefficient de réflexion de l'antenne ( $S_{11}$  en dB) patch sur BCB sont présentées en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité relative (noté dans le graphe  $Er$ ) à s'avoir, 2,7, 2,65, 2,6, 2,55, 2,5, 2,45 et 2,4. Les dimensions géométriques de l'antenne ( $W/L$ ) sont fixées à 1.815/1.56 mm, l'épaisseur du diélectrique ( $h$ ) est de 30  $\mu\text{m}$ , l'épaisseur des couches métalliques ( $t$ ) est de 1000 nm avec une conductivité ( $C$ ) de  $4,1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$ .

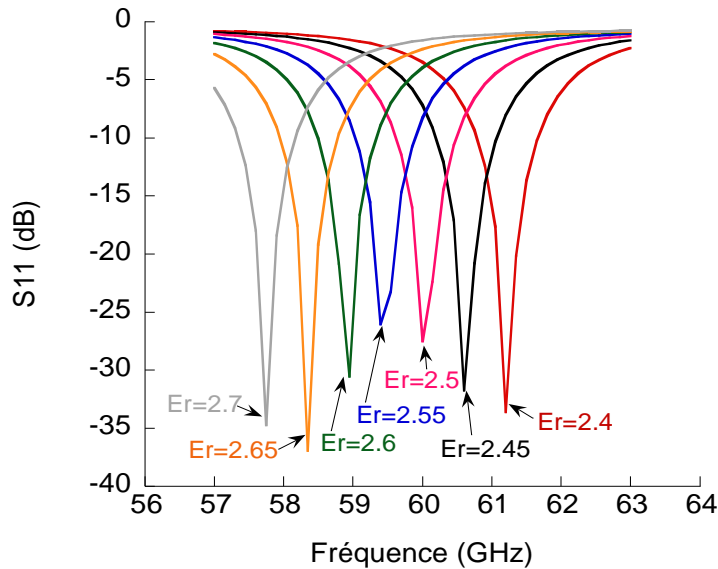


Figure 3- 24 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire sur BCB en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité relative.

Une augmentation de la constante diélectrique se traduit par une diminution de la fréquence de résonance. Dans cette gamme de fréquences étudiées de 56 à 64 GHz, il est clairement montré que le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne patch, dépend fortement de la permittivité du diélectrique. Un décalage de la résonance jusqu'à 3 GHz a été constaté, de 57,8 GHz à 60,8 GHz, pour une permittivité qui varie de 2,7 à 2,4, respectivement. Ainsi la fréquence de résonance de 58 GHz constaté en 3.6.1 peut s'expliquer avec  $\epsilon_r = 2,675$ , ce qui est possible, alors que la valeur de 2,5 avait été retenue lors de la conception.

### 3.7.2 Epaisseur du diélectrique BCB

Dans la figure 3-25, les valeurs du coefficient de réflexion de l'antenne patch  $S_{11}$  (en dB) sont présentées en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs de BCB ( $h$ ) à s'avoir, 26, 28, 30, 32, 34 et 40  $\mu\text{m}$ . En effet, ces valeurs ont été choisies en fonction d'un dépôt moyen de 30  $\mu\text{m}$  par les procédés de fabrication salle blanche et en tenant compte de toutes les contraintes technologiques (dépôt inhomogène, formation de bourrelet sur la périphérie du wafer). Les dimensions géométriques de l'antenne ( $W/L$ ) sont fixées à 1,815/1,56 mm, la permittivité du diélectrique vaut 2,5, l'épaisseur des couches métalliques ( $t$ ) est de 1000 nm avec une conductivité ( $C$ ) est de  $4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$ .

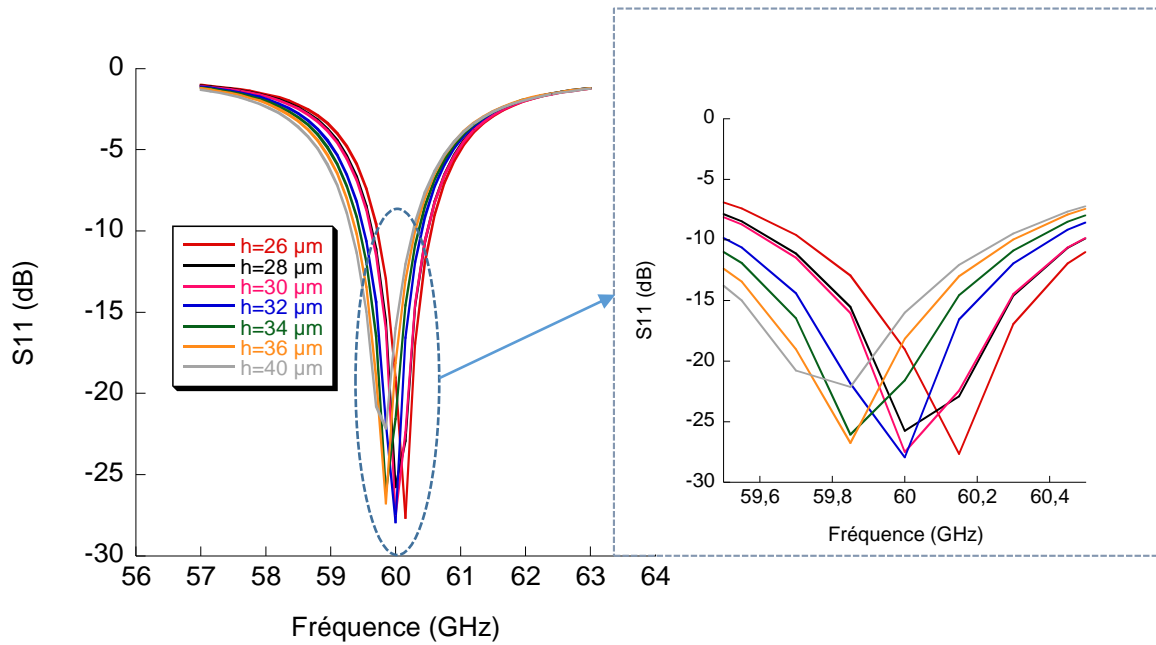


Figure 3- 25 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire en fonction de la fréquence sur différentes épaisseurs du substrat diélectrique BCB.

Une augmentation de l'épaisseur diélectrique se traduit par un décalage de la fréquence de résonance vers des fréquences basses. Un décalage de moins de 1 GHz a été observé lorsque l'épaisseur du diélectrique varie d'environ 14  $\mu\text{m}$  (de 26 à 40  $\mu\text{m}$ ). En effet, pour toutes les valeurs de ( $h$ ), l'antenne reste adaptée à 60 GHz ( $S_{11} < -10$  dB). Pour une épaisseur simulée de 30  $\mu\text{m}$  à 60 GHz, une tolérance de fabrication jusqu'à + ou - 14  $\mu\text{m}$  reste acceptable. On peut remarquer la faible dépendance de la fréquence de résonance à l'épaisseur du diélectrique.

### 3.7.3 Conductivité de la métallisation

Dans la figure 3-26, les valeurs du coefficient de réflexion de l'antenne ( $S_{11}$  en dB) patch sont présentées en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de conductivité métalliques ( $C$ ) à savoir,  $3 \cdot 10^6$ ,  $8 \cdot 10^6$ ,  $1 \cdot 10^7$ ,  $4,1 \cdot 10^7$  S/m. Les dimensions géométriques de l'antenne ( $W/L$ ) sont fixées à 1.815/1.56 mm, la permittivité du diélectrique vaut 2,5 pour une épaisseur diélectrique ( $h$ ) de 30  $\mu\text{m}$ , l'épaisseur des couches métalliques ( $t$ ) est de 1000 nm.

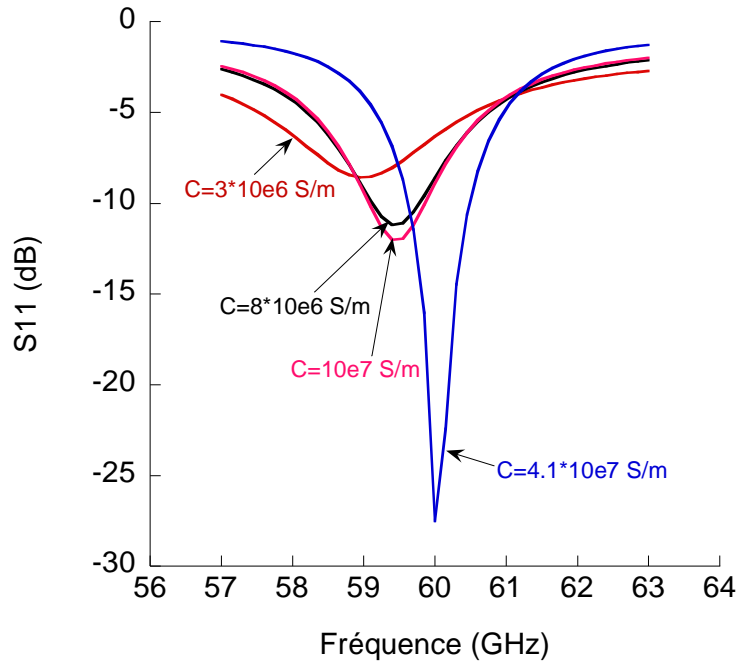


Figure 3- 26 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire sur BCB en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de conductivité électrique métallique.

Une faible conductivité métallique entraîne plus de pertes, avec une réduction des performances de l'antenne patch et un niveau d'adaptation dégradé. Idéalement, le métal utilisé doit donc être le plus conducteur possible et avoir une épaisseur supérieure à l'épaisseur de peau afin d'avoir les pertes conductrices les plus faibles possibles. Il est donc nécessaire de choisir un métal avec une bonne conductivité lors de la fabrication. C'est pourquoi, le métal utilisé en salle blanche pour la définition des couches métalliques (plan de masse, patch) est l'or et il a une conductivité de  $4,1 \cdot 10^7$  S/m. Par ailleurs, le métal utilisé pour la formation des vias en or (à partir d'une solution électrolytique) à une conductivité suspectée beaucoup plus faible, d'environ  $3 \cdot 10^6$  S/m.

### 3.7.4 Epaisseur de la métallisation

Dans cette quatrième partie, une étude sur les tolérances de l'épaisseur de la couche de métallisation est effectuée. Sur la figure 3-27, les valeurs du coefficient de réflexion de l'antenne ( $S_{11}$  en dB) patch sont présentées en fonction de la fréquence pour différentes valeurs d'épaisseurs métalliques ( $t$ ) à s'avoir, 500, 700, 900 et 1100 nm. Les dimensions géométriques de l'antenne ( $W/L$ ) sont fixées à 1,815/1,56 mm, la permittivité du diélectrique vaut 2,5 pour une épaisseur diélectrique ( $h$ ) de 30  $\mu$ m, la conductivité métalliques ( $C$ ) est de  $4,1 \cdot 10^7$  S/m.

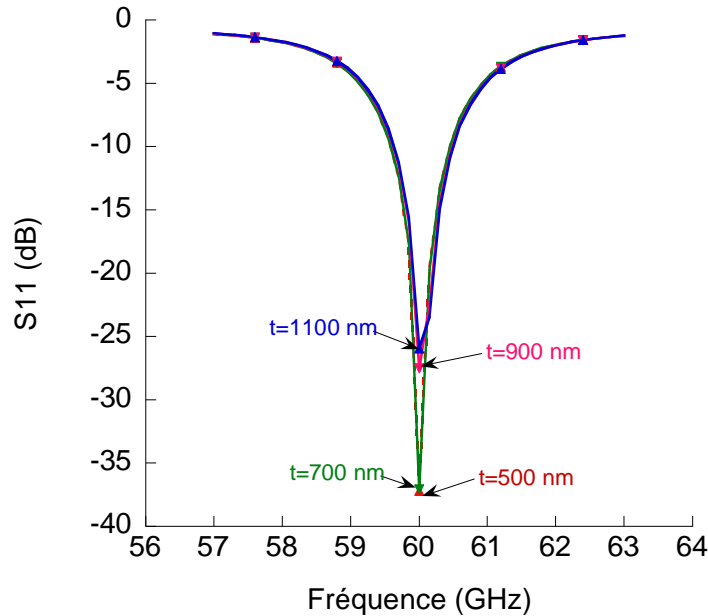


Figure 3- 27 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire sur BCB en fonction de la fréquence pour différente épaisseur de métallisation.

Pour toutes les valeurs de  $t$ , qui correspondent à l'épaisseur du métal, la fréquence de résonance reste la même à 60 GHz mais nous observons que la valeur du  $S_{11}$  diminue lorsque l'épaisseur de la couche de métallisation diminue. Il serait donc intuitif de diminuer l'épaisseur de la métallisation sauf que cette épaisseur a une valeur minimum qui est l'épaisseur de peau et qui dépend de la conductivité et de la fréquence. Compte tenu de la conductivité du métal fixée à  $4,1 \times 10^7$  S/m, l'épaisseur de peau ( $\delta$ ) vaut 321 nm à 60 GHz. La raison pour laquelle l'épaisseur de 1000 nm (proche de 900 nm) ( $\approx 3$  fois l'épaisseur de peau) a été fixée pour toutes les couches métalliques (antenne patch et plan de masse).

### 3.7.5 Dimension du patch W/L

Dans la figure 3-28, les valeurs du coefficient de réflexion de l'antenne ( $S_{11}$  en dB) patch sont présentées en fonction de la fréquence pour différentes valeurs géométriques du patch ( $W/L$ ) pour largeur/longueur, à savoir, 1,765/1,51, 1,795/1,54, 1,805/1,55, 1,815/1,56, 1,825/1,57, 1,835/1,58 et 1,865/1,61 mm, qui correspondent à l'erreur de réalisation technologique respectivement de -0,05, -0,02, -0,01, 0, +0,01, +0,02 et +0,05. Ces écarts peuvent être observés et produits par exemple, par la photolithographie (dose d'insolation et temps de développement) ou par la gravure IBE. L'erreur 0, représente les mêmes dimensions de ( $W/L$ ) dans la modélisation HFSS et dans la réalisation (mesure). La permittivité du diélectrique vaut 2,5 pour une épaisseur diélectrique ( $h$ ) de 30  $\mu\text{m}$ , la conductivité métallique ( $C$ ) est de  $4,1 \times 10^7$  S/m pour une épaisseur ( $t$ ) de 1000 nm.

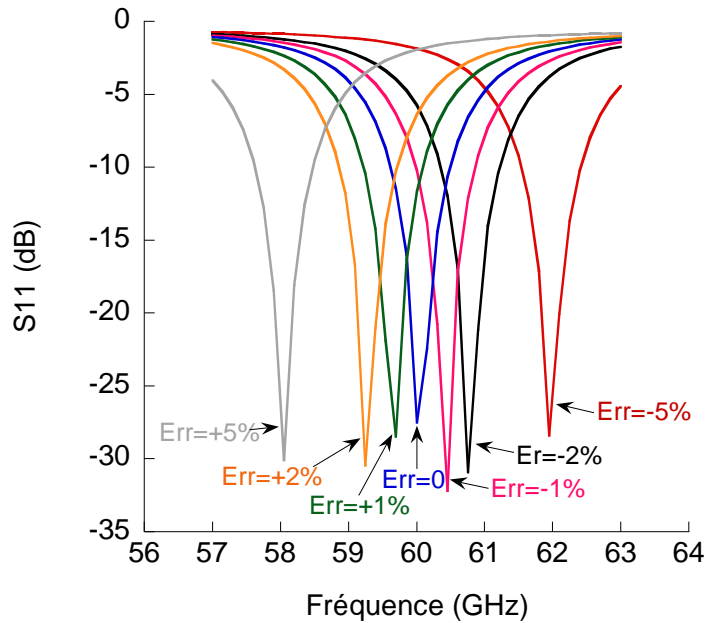


Figure 3- 28 : Coefficient de réflexion (dB) de l'antenne patch rectangulaire sur BCB en fonction de la fréquence pour différentes valeurs géométriques ( $W/L$ ).

Une diminution des dimensions du patch ( $W/L$ ) entraîne une augmentation de la fréquence de résonance et une augmentation des dimensions du patch entraîne une diminution de la fréquence de résonance. Ainsi, si une erreur de l'ordre de + ou - 0,01 de sur-gravure et /ou de développement survient lors de la réalisation du patch, ceci conduit à un décalage de la fréquence de résonance.

### 3.8 Antenne patch circulaire entourée de structures en forme de champignons et parasité par un autre patch par-dessus

Compte tenu de tous les paramètres qui influent fortement sur la bande d'adaptation de l'antenne étudiée dans la section précédente (section 3.7), il a été décidé de réaliser un deuxième prototype. Ce deuxième prototype repose principalement sur la structure d'antenne patch circulaire entourée de patches en forme de champignons, dans le but d'éliminer le décalage observé dans les résultats entre la simulation et la mesure ainsi que de confirmer l'origine du phénomène d'apparition d'une seule résonance (bande passante étroite) tel qu'il a été observé par les paramètres  $S_{11}$  mesurés au lieu de deux résonances (large bande passante) d'après les modélisations HFSS.

Afin d'améliorer les performances de la bande passante de l'antenne patch circulaire entourée de résonateurs en forme de champignons que nous avons vue précédemment, de nouveaux paramètres ont été pris en compte dans la réalisation de ce second prototype et sont présentées ci-dessous. Le deuxième prototype réalisé est présenté dans la figure 3-29 :

- $\epsilon_r$  du BCB égale à 2,66 (dans HFSS au lieu de 2,5)
- Espacement plus large entre le patch central et les résonateurs en forme de champignons qui passe de 1,2  $\mu\text{m}$  à 3  $\mu\text{m}$  afin de tenir compte de l'incertitude de fabrication technologique.

- Une deuxième couche de BCB de 10  $\mu\text{m}$  d'épaisseur avec un nouveau patch circulaire central par-dessus. Une technique qui permet de maintenir une large bande passante.
- Dépôt de l'or uniquement pour la formation des couches métalliques qui sont le plan de masse et le patch (élimination du cuivre).

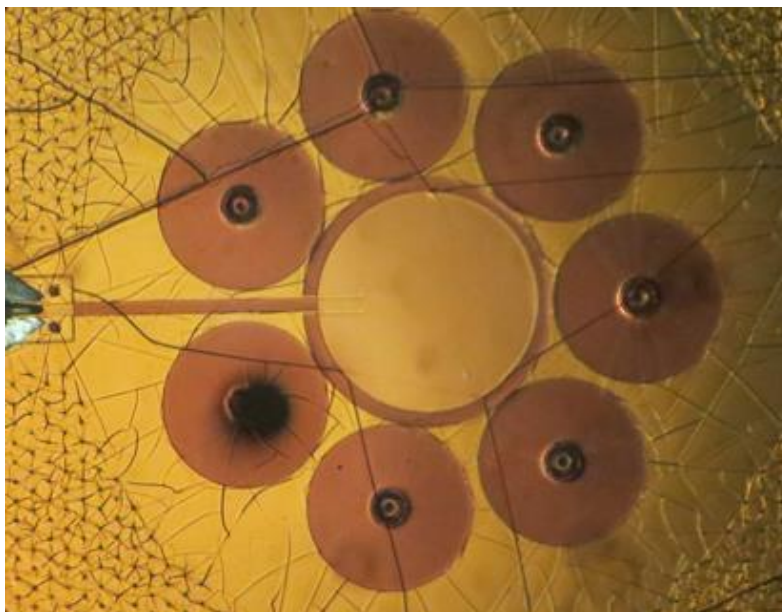


Figure 3- 29 : Antennes patch circulaire entourée de patches en forme de champignons et parasitée par un patch par-dessus qui est déposé sur une couche de BCB de 10  $\mu\text{m}$  « 2ème Prototype ».

Dans la figure 3-30 (a), les résultats de mesures des paramètres  $S_{11}$  (dB) pour cette nouvelle antenne sont comparés aux résultats de simulations HFSS. Les courbes de  $S_{11}$  de l'antenne simulée et mesurée concordent bien. L'antenne offre ainsi une largeur de bande d'environ 2,6 GHz (en simulation, allant de 53,8 à 56,5 GHz et en mesure, allant de 53,9 à 56,5 GHz). Aucun décalage n'est observé entre la mesure et la simulation. Les diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan H et E, correspondent bien aux simulations et sont présentés sur les figures 3-30 (b) et (c).

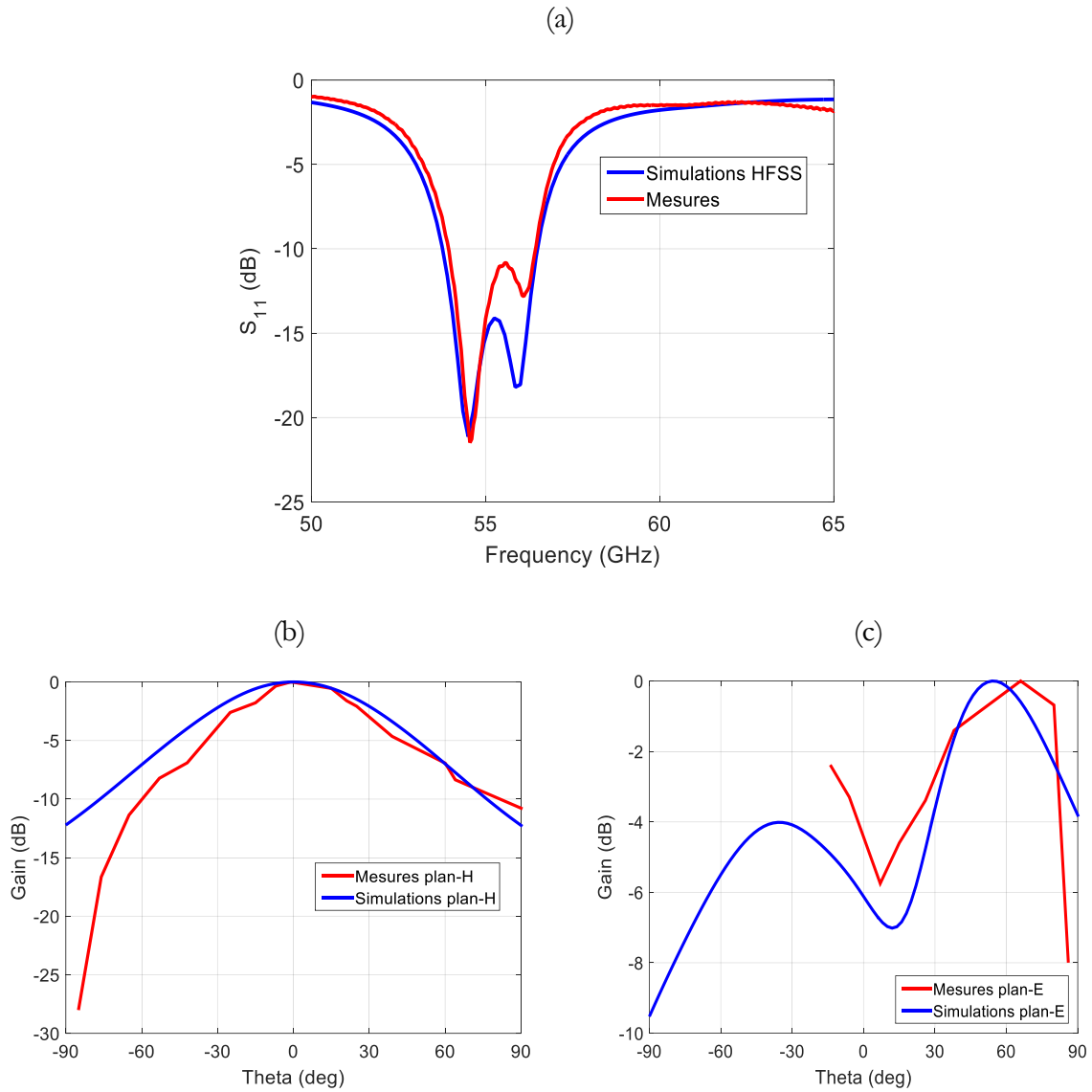
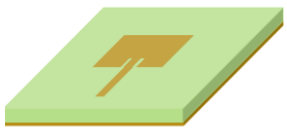


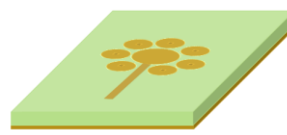
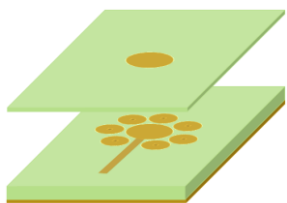


Figure 3- 30 : Résultats des simulations et des mesures (a) du paramètre  $S_{11}$  de l'antenne patch entourée de patch en forme de champignons. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 55 GHz sur (b) le plan H et (c) le plan E.

Le tableau ci-dessous (tableau 3-2), reprend les valeurs de  $S_{11}$  (en dB) et la largeur de la bande passante (BP) pour les différentes structures d'antennes patch simulées et mesurées dans ce travail de thèse.



Tableau 3- 2 : Récapitulatif des différents résultats de mesures et de simulations pour les différentes structures d'antennes réalisées et mesurés autour de 60 GHz.

Structure d'antenne	Forme du patch	Simulations et mesures	$ S_{11} $ (dB)	BP (GHz)	Gain (dB) Phi = 0°	Gain (dB) Phi = 90°
Patch simple rectangulaire		Sim	47 (à 60 GHz)	0,87	3,1	3,3
		Mes	13 (à 58 GHz)	0,8	–	–
Patch en U (fentes) rectangulaire		Sim	24 (à 60 GHz)	1,4	3,3	3,3
		Mes	16 (à 57,95 GHz)	0,74	–	–
Patch parasité par un autre patch		Sim	26 (à 57,5 et 59,5 GHz)	4	1,7	2,2
		Mes	15,9 (à 56,55 GHz)	1	–	–
Patch circulaire entouré de patch en forme de champignons		Sim	31,89-58,45 (à 56,8-58,45 GHz)	2,82	1	4
		Mes	23 (à 54,6 GHz)	1,45	–	–
Patch circulaire parasité et entouré de patch en forme de champignons		Sim	21,13 (à 54,5) et 18,04 (à 56 GHz)	2,7	0,6	2,05
		Mes	21,28 (à 54,6 GHz) et 12,8 (à 56,1 GHz) et	2,6	–	–

### 3.9 Conclusion

Les résultats de modélisations HFSS, des antennes patch sur BCB de faible permittivité, alimentées par ligne micro-ruban, montrent la limite dans leurs bandes passantes qui restent trop étroites pour les applications visées. Ainsi, plusieurs techniques ont été présentées et étudiées pour élargir la bande passante, avec des patches parasites, des fentes en forme de U, un patch principal entourée de résonateurs, etc.

Nous avons vu que l'antenne simple patch sur une seule couche de BCB de 30  $\mu\text{m}$  d'épaisseur couvre moins de 1 GHz de bande, alors que la même antenne mais avec fentes couvre jusqu'à 1,4 GHz. Cependant l'antenne patch avec fentes parasitée par un autre patch au-dessus et avec une double couche de BCB peut couvrir une bande passante de 4,1 GHz et elle offre un gain théorique d'environ 5 dBi à 60 GHz. Aussi, l'antenne patch circulaire entourée de patch en forme de champignons placés le long du bord, offre une large bande passante de plus de 3 GHz et un gain élevé de 5 dBi autour de 60 GHz.

Pour ces premiers travaux de réalisation technologique d'antennes en salle blanche, un design d'antenne patch classique a été ciblé dans un premier temps afin de valider les étapes et le concept de fabrication. Par la suite, les nouvelles géométries d'antennes patch ont été réalisées avec quelques réajustements, en vue d'augmenter leur bande passante autour de 60 GHz.

Ces échantillons ont été caractérisés, et les résultats de mesures présentent une bonne concordance finale avec les résultats de simulations. Les écarts entre simulations et mesures constatés pour les antennes étudiées du premier prototype, ont été corrigé pour le second prototype, suite à l'identification des problèmes, à un redimensionnement et une optimisation des paramètres. L'antenne circulaire parasitée étudiée est celle obtenue sur le second prototype.

La raison de l'écart initial réside principalement, dans la permittivité diélectrique du BCB utilisé qui est légèrement plus élevée que la valeur de 2,5 utilisée initialement dans les simulations HFSS, et elle se situe entre 2,6 et 2,7. Les autres sources d'erreur sont trop petites ou trop peu sensibles pour entraîner un décalage fréquentiel important. Les erreurs de dimension des motifs sont inférieures au micron. L'épaisseur de BCB qui peut effectivement varier sur quelques pourcent, impacte faiblement le décalage en fréquence. De même, pour l'épaisseur métallique et la conductivité électrique, celles-ci n'ont aucun impact sur le décalage fréquentiel par contre, elles peuvent entraîner une désadaptation et jouent un rôle important dans les pertes et donc dans les performances de l'antenne. Néanmoins, une conductivité voisine de  $3 \times 10^7$  S/m pour l'or déposé semble probable.

Les prototypes réalisés, nous ont permis de valider le concept de fabrication technologique, en vue de les intégrer sur puce dans le cadre d'une rectenna que nous verrons dans le prochain chapitre.

## Chapitre 4 : Conception et modélisation de Rectennas incluant une diode Schottky à 60 GHz et à 1 THz

### 4.1 Introduction

L'objectif général de mon travail de thèse concerne sommairement l'usage de polymère pour des circuits HF et THz sur tranche. Dans ce contexte plusieurs « fronts » ont été ouverts en début de thèse. La conception et la réalisation de rectenna figurait en bonne place dans les deux gammes de fréquence : 1/ autour de 60 GHz et 2/ à 1 THz. J'ai donc travaillé au sein de l'équipe Ephyscas, sous la direction de Frédéric ANIEL, sur les diodes Schottky qui était le dispositif non linéaire retenu pour les rectennas envisagées.

Dans ce chapitre j'opère une synthèse du travail mené sur des diodes GaAs intégrées visant le THz et j'aborde des diodes commerciales pour la bande autour de 60 GHz en vue de réaliser des rectenna. La rectenna est un dispositif qui appartient à la famille des « récupérateur d'énergie ». L'usage qui peut être fait de la rectenna à 60 GHz s'inscrit parfaitement dans cet esprit. En revanche, comme cela a été souligné au chapitre 1, il y a peu de système de récupération d'énergie au THz. Il n'est pas évident qu'il y en ait jamais beaucoup.... Cependant la rectification est également au cœur du principe de détection aux fréquences THz par les diodes Schottky. Pour harmoniser les notations nous nommerons le circuit étudié : rectenna pour les deux bandes de fréquences.

Pour le THz, je reviens sur la modélisation électrique de diode GaAs développée par E. BERNUCHON dans sa thèse et j'aborde une partie du travail de stage de Qiwang WANG à l'encadrement duquel j'ai participé au printemps 2020. Ce stage visait les éléments parasites résistifs et capacitifs de la diode afin de les intégrer dans le modèle électrique THz.

Le travail de modélisation numérique a été mené, en revanche nous avons renoncé à l'intégration sur substrat GaAs d'une rectenna THz car le contrat ANR Terapacipode (cadre dans lequel, entre-autres réalisations, les guides GCPW ont été développé) a montré l'extrême complexité de l'intégration de circuits passifs BCB, nécessitant une grande épaisseur de BCB, au-dessus de composants ou de circuits à base de semi-conducteurs. Des contacts avaient été pris, notamment à l'PIEMN pour la réalisation des diodes Schottky mais le contexte pandémique nous a amené à renoncer totalement au projet de réalisation technologique intégrée sur tranche.

Concernant la diode retenue pour les circuits à 60 GHz, j'ai complété la conception du circuit utilisant les antennes présentées antérieurement au chapitre 3 par une simulation du circuit d'adaptation (par stub). Après une présentation de la diode commerciale retenue, je détaillerai un peu les options de réalisation technologique proposées par Nicolas ZEROUNIAN. Mais par manque de temps, ce circuit (cellules d'adaptation, diode Schottky et cellule RC parallèle) au-dessus de la couche de BCB n'a pu être mis en place dans son intégralité.

### 4.2 Principe de la rectification

Après avoir montré la faisabilité de conception et de réalisation de circuits passifs sur le polymère *Benzocyclobutene* (BCB) [Grimault2019] [Cao2014] [Perret2008] [Heiliger1997], l'étude présentée dans ce chapitre, porte sur la conception et l'optimisation de circuits Rectennas (abréviation de

Rectifier Antennas) à haut rendement de conversion RF-DC. Un circuit relativement simple réalisant la rectification (la conversion d'un signal GHz en signal continu) en utilisant un composant non linéaire - la diode Schottky - et un système antennaire large bande - antenne patch -, autour de la fréquence 60 GHz pour les applications WiGig [WiGig].

L'objectif est de maximiser le rendement de conversion RF-DC, en tenant compte de la difficulté de modélisation liée aux dimensions des différents composants car, les éléments constituant une rectenna sont de dimensions très variées, en plus de la difficulté de faire des optimisations séparées des différents composants. En effet, la simulation et l'optimisation doivent se faire sur la totalité du circuit et dans le même environnement de simulation, par les méthodes d'analyse globale électromagnétique/circuit.

Dans ce chapitre, quelques généralités sur le processus non-linéaire dans un système de rectification seront décrites. Pour le WiGig, quatre diodes Schottky de caractéristiques différentes ont été simulées séparément dans le circuit de rectification par des simulations type HB (Harmonic Balance) d'ADS, où chacune a été rigoureusement modélisée en tenant compte de ses caractéristiques fournies par le constructeur. Les rectennas ont été introduites au chapitre 1. Nous avons retenu une architecture simple de rectenna pour nos conceptions (au THz et à 60 GHz). Celle-ci est montrée en figure 4-1.

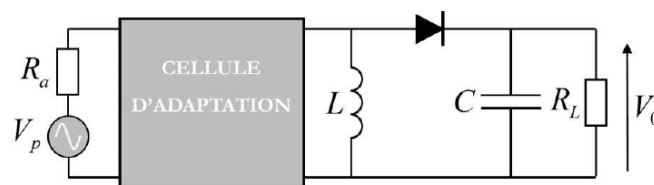


Figure 4- 1 : Circuit de rectification HF et THz simplifié [Bernuchon2018].

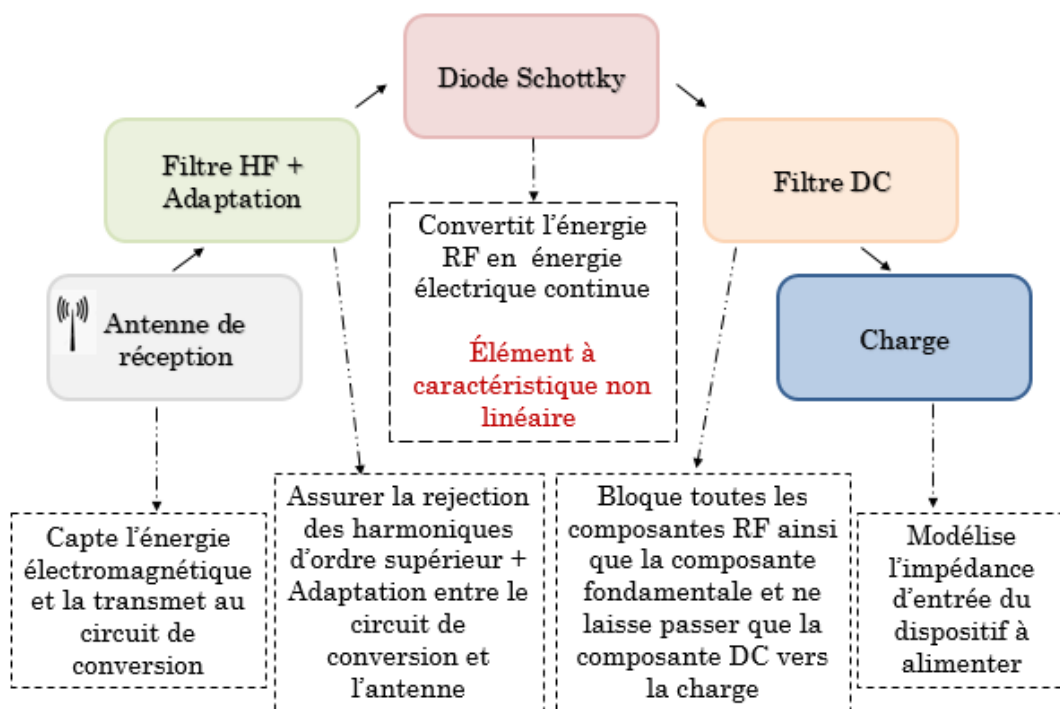


Figure 4- 2 : Blocs fonctionnels d'une rectenna classique.

Les cinq blocs fonctionnels (de la figure 4-2) contiennent :

- Une antenne de réception qui capte l'énergie micro-onde (ou THz) et la transmet au circuit de conversion.
- Un filtre HF d'entrée (un filtre passe-bas) qui filtre les harmoniques générées par les diodes et assure une adaptation entre l'antenne et le composant non linéaire pour un transfert optimale de puissance entre les deux.
- Une (ou de plusieurs) diode (s), qui convertit l'énergie EM en énergie électrique continue et la transmet à son tour à la charge résistive.
- Un filtre de sortie DC (passe-bas), qui bloque toutes les composantes RF, y compris la composante fondamentale, et ne laisse passer que la composante DC vers la charge.
- La charge résistive, qui modélise généralement l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter.

#### **4.2.1 Antenne d'émission et de réception d'une rectenna**

Les antennes de réception, qui sont traditionnellement utilisées dans les circuits de rectification ou dans le domaine du transfert d'énergie sans fil, sont des antennes patch, des dipôles filaires ou imprimés à polarisation linéaire [Zbi2006, Douyere2008] ou à polarisation circulaire [Strassner2002, Heikkinen2004] selon l'application visée.

Une antenne à polarisation linéaire est plus sensible aux faibles signaux, mais s'il y a rotation des antennes, ceci influence grandement le rendement de conversion RF-DC des Rectennas. La polarisation circulaire, offre la possibilité de garder une tension de sortie DC constante même s'il y a rotation de l'émetteur ou de la Rectenna. Et donc, elle offre l'avantage de pouvoir offrir un rendement de conversion presque invariable.

Une antenne à gain élevé est souhaitable, car cela permet de diriger une puissance RF plus élevée vers la charge, donc plus de puissance continue.

#### **4.2.2 Filtres HF et DC**

Le filtre HF situé entre l'antenne de réception et le circuit de conversion, élimine les rayonnements des harmoniques d'ordres supérieurs générés par la ou les diodes en plus de la puissance DC et qui sont réfléchis vers l'antenne. Ces harmoniques peuvent dégrader le fonctionnement du circuit, elles sont indésirables et doivent être bloquées.

Un circuit d'adaptation d'impédance est placé entre le filtre HF et la diode garantissant une bonne adaptation entre les deux pour un transfert maximal de puissance.

Quant au filtre de sortie DC, il permet le passage de la composante continue vers le dispositif électronique à alimenter et bloque toutes les composantes RF, dont la composante fondamentale.

#### **4.2.3 Élément localisé non-linéaire : Schottky**

Divers composants peuvent être utilisés pour la rectification. Pour notre part, nous nous sommes tournés vers la diode Schottky. Son fonctionnement et sa modélisation physique et électrique sont détaillés plus loin (§ 4.3)

#### 4.2.4 Efficacité de conversion RF-DC

Les circuits Rectennas sont le plus souvent caractérisés par deux rendements en puissance, le rendement de conversion RF-DC et le rendement global.

Le rendement de conversion RF-DC est un paramètre clé des systèmes Rectennas car il représente le principal objectif lors d'un processus d'optimisation du circuit de conversion. Il est défini le plus souvent comme étant le rapport entre la puissance continue récupérée ou mesurée aux bornes de la charge et la puissance RF reçue par l'antenne, c'est-à-dire, la puissance électrique continue que fournit la diode à la charge à partir de l'énergie RF du système de réception ou toute autre source d'énergie. Le rendement est défini par la formule suivante :

$$\eta_p = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (4.1)$$

avec :

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (4.2)$$

$$P_{RF} = \frac{1}{2} \Re(\underline{U}_{RF} \underline{I}_{RF}^*) \quad (4.3)$$

$\underline{U}_{RF}$  : Valeur complexe de la tension sinusoïdale du signal d'entrée

$V_{DC}$  : Tension DC du signal de sortie

$\underline{I}_{RF}^*$  : Valeur complexe conjuguée de l'intensité sinusoïdale du signal d'entrée

$I_{DC}$  : Intensité du signal de sortie

$R_L$  : Valeur de la charge

Selon la puissance d'entrée que l'on considère, plusieurs définitions du rendement existent dans la littérature. La puissance RF peut être considérée comme la puissance maximale que la source ou l'antenne de réception pourra débiter sur une charge de  $50 \Omega$ , et dans ce cas les pertes par réflexion sont prises en compte [Ren2006, Epp2000]. Elle peut aussi être considérée comme la puissance RF réellement transmise à la diode, sans tenir compte des pertes par réflexion [Zbitou2006].

L'autre rendement, qui est plus global, décrit la capacité du circuit Rectenna complet à convertir l'énergie RF reçue en énergie DC (du système complet réel : antenne et circuit de conversion). Cette définition du rendement est la plus répandue dans la littérature, puisqu'il n'est pas évident d'accéder à la valeur de la puissance RF réellement transmise au convertisseur. Toutefois, le rendement peut être calculé non pas sur la base de la puissance que l'antenne reçoit mais en tenant compte de la puissance réellement reçue. En effet, une méthode de calcul de la puissance réelle reçue par une antenne, et appliquée au calcul du rendement d'une rectenna, a été développée dans [Costanzo2010].

Dans la suite de ce chapitre, nous présentons des gains de conversion entre la puissance DC dans la résistance en aval de la diode Schottky sur la puissance d'une source  $50 \Omega$  fournissant une puissance HF spécifique qui modélise de façon très simplifiée l'antenne.

### 4.3 La diode Schottky intégrée aux fréquences THz

La diode Schottky est un des plus anciens composants électroniques connus. Il date de la fin du 19ème siècle. Connue sous une forme différente aujourd'hui, sa structure de base repose sur deux contacts métal/semi-conducteur (SC), telle qu'elle est représentée en figure 4-3 [Schottky1939]. Le contact métal-semi-conducteur (d'anode) est de type Schottky. C'est ce contact qui permet d'obtenir une caractéristique courant-tension non-linéaire. L'autre contact métal-semi-conducteur fortement dopé de la structure (cathode) est de nature ohmique.

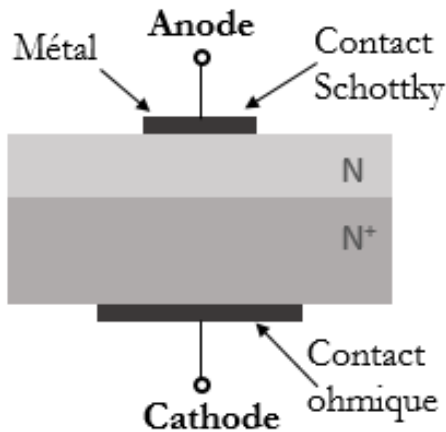


Figure 4-3 : Représentation Coupe schématique d'une diode Schottky [Bernuchon2018].

#### 4.3.1 Fonctionnement de la diode Schottky

Pour un semi-conducteur de type N, on parle de contact redresseur (ou Schottky) si le travail de sortie des électrons du métal est supérieur à celui des porteurs dans le semi-conducteur :  $\phi_m > \phi_{sc}$ .

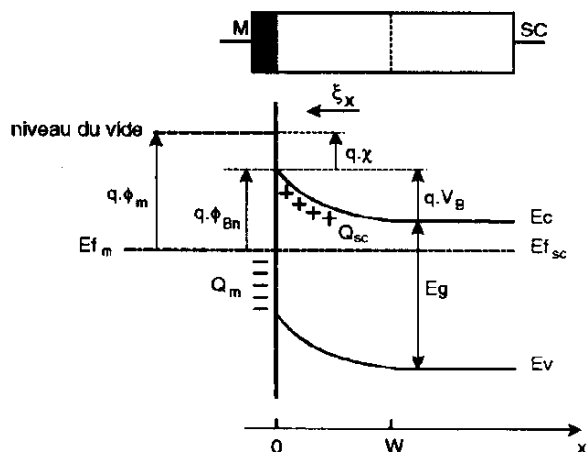


Figure 4-4 : Profils de bandes sous l'anode. Figure extraite de [Powil1994].

Lorsque le semi-conducteur et le métal sont en contact dans les conditions précédentes, les électrons du semi-conducteur peuvent transiter facilement vers le métal. Il apparaît une accumulation d'atomes chargés positivement à l'interface.

Comme pour la jonction P-N, il apparaît un champ électrique et une tension de diffusion  $V_D$  qui équilibrent le système en bloquant le passage des électrons du SC susceptibles de passer dans le métal.

Il se crée une zone de charge d'espace coté SC, vide d'électrons (mais pas de charges fixes dues aux donneurs ionisés).

Un courant direct, possiblement important, traverse cette jonction si le potentiel appliqué sur le métal est supérieur à celui du semi-conducteur. Ainsi on élève la bande de conduction du semi-conducteur. La barrière SC-métal diminue et les électrons diffusent du SC vers le métal.

En revanche, si on abaisse le niveau de la bande de conduction du SC, on augmente la barrière qui s'opposait à la diffusion des électrons. On dit que la structure est polarisée en inverse. Le courant est bloqué. En fait, un faible courant « inverse » circule alors du métal vers le SC.

On a coutume de considérer en toute première approximation que la hauteur de barrière de potentiel vue par les porteurs est donnée par l'équation :

$$\phi_{Bn} = \phi_m - \chi \quad (4-4)$$

Où  $\phi_m$  est le travail de sortie du métal et  $\chi$  l'affinité électronique du semi-conducteur.

Si on ne considère comme courant que l'émission thermoïonique, c'est-à-dire que le mécanisme qui requiert que les électrons du SC aient une énergie supérieure à la barrière de potentiel pour traverser l'hétérojonction on aboutit, pour la densité de courant à :

$$J = J_{sc} \left( e^{eV/k_B T} - 1 \right) \quad (4-5)$$

Avec :  $J_{sc} = eN_d \left( k_B T / 2\pi m_e \right)^{1/2} e^{-eV_B/kT}$

Le courant qui traverse la jonction Métal-SC peut, en fait, avoir plusieurs origines :

1/ Passage d'électrons « chauds » du SC dans le métal, au-dessus de la barrière de potentiel, contrôlé par le processus d'émission thermoïonique.

2/ Passage par effet tunnel des électrons à travers la barrière de potentiel

3/ Recombinaison par des états d'interface (électrons piégés sur un état d'interface vide puis passant dans le métal par effet tunnel).

4/ Génération et Recombinaison dans la ZCE d'électrons du SC.

5/ Rôle de porteurs minoritaires hors ZCE.

S.M. Sze [Sze2006] a proposé une relation phénoménologique qui permet d'intégrer plusieurs mécanismes dans une relation « ramassée » qui est universellement utilisée pour la densité de courant  $J$  de la diode Schottky :

$$J = J_s \left[ \exp\left(\frac{qV}{nk_B T}\right) - 1 \right] \quad (4-6)$$

$J_s$  est alors différent de la relation précédente et  $n$  (coefficient de non idéalité de la diode) peut varier de 1 à 2 suivant la nature du courant à l'hétérojonction (1 si courant thermoïonique-ou diffusif, supérieur à 1 si la contribution tunnel et celle de G-R sont importantes).

Les choses sont plus subtiles, en réalité, car même avec  $n = 1$  le courant d'électrons peut ne pas être thermoïonique, il peut être diffusif. Le courant de saturation est alors différent de celui de



l'équation 4.5. Nous ne détaillerons pas davantage ces aspects. Un lecteur intéressé peut parcourir le chapitre concernant la jonction Métal/SC de [Sze2006].

### 4.3.2 Schéma équivalent petit signal d'une Schottky HF montée en boîtier

La figure 4.5 représente le schéma équivalent petit signal d'une diode Schottky incluant des éléments parasites liés au packaging (possiblement) et aux interconnexions.

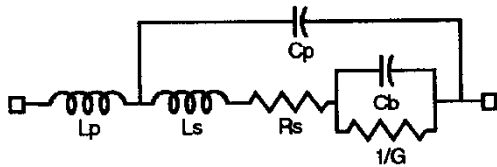


Figure 4- 5 : Schéma équivalent petit signal de la diode Schottky en mode direct Figure extraite de [Powil1994].

$L_p$  : inductance parasite du « boîtier ».

$C_p$  : capacité parasite.

$L_s$  : inductance parasite introduite par les fils de thermo compression et les régions passives du composant.

$R_s$  : résistance parasite des régions passives du SC et des contacts.

$C_b$  : capacité de déplétion de la jonction Schottky.

$G$  conductances dynamique de la diode.

$L_p$ ,  $L_s$  et  $C_p$  sont des éléments parasites liés à l'environnement et à la nature de la diode.  $R_s$ ,  $C_b$  et  $G$  sont des éléments intrinsèques.

Notons  $S$  la surface active de la jonction. Le courant qui traverse la jonction vaut :  $I = S \cdot J$

La conductance dynamique de la jonction est :

$$G = \frac{dI}{dV} \approx \frac{q}{nk_B T} I \quad (4-7)$$

### 4.4 Modélisation non linéaire de la diode Schottky GaAs au THz

Le schéma électrique non linéaire de la diode Schottky communément utilisé pour des fréquences allant jusqu'à plusieurs GHz [Pardo2014] est représenté sur la figure 4-6.

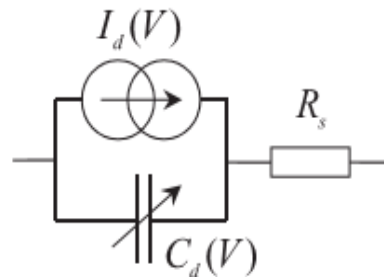


Figure 4- 6 : Modèle électrique non linéaire d'une diode Schottky.

En régime non linéaire, la diode Schottky peut être modélisée par une source de courant non linéaire  $I_d$ , une capacité non linéaire  $C_d$  et une résistance série  $R_s$ . Il convient d'introduire divers éléments parasites suivant la nature de la diode, son montage, etc... Ce modèle peut être utilisé aussi bien pour des niveaux de faibles puissances (après linéarisation) que pour des niveaux fortes

puissances. Une variante un peu plus performante intègre de possibles variations de  $R_S$  avec la polarisation [Bernuchon2017a].

Toutefois, ce modèle ne tient pas compte de la tension inverse de claquage (BV) de la diode.

Comme évoqué pour le modèle petit signal de la diode Schottky ; le boîtier de la diode peut être modélisé par une inductance  $L_p$  et une capacité  $C_p$  parasites. Il faut l'intégrer. Nous reviendrons sur ce type de modèle qui fonctionne jusqu'à une centaine de GHz en section 4.4.2.

#### 4.4.1 Modèle physique Monte-Carlo de la diode Schottky.

Au sein de l'équipe Ephyscas, dans le cadre de sa thèse [Bernuchon2018], Eric BERNUCHON a développé une modélisation électrique des diodes Schottky pour les très hautes fréquences en s'appuyant sur des modélisations physiques. Cette dernière s'appuyant sur : la résolution de l'équation de Boltzmann par une approche particulière Monte-Carlo (MC) couplée à l'équation de Poisson. Les courants de déplacement ont également été pris en compte.

Nous décrivons dans les sections qui suivent ce modèle MC unidimensionnel. Ce modèle prend en compte tous les effets physiques qui jouent un rôle clef au THz. Un tel modèle permet en conséquence de trouver la « topographie » du modèle électrique de la diode Schottky dans cette gamme de fréquence. Nous cherchons quels dipôles élémentaires (capacités, inductances ou résistances pour le modèle linéaire) peuvent représenter tel ou tel autre effet physique.

Les dispositifs simulés sont des diodes Schottky N-N<sup>+</sup> sur GaAs, In<sub>0.53</sub>Ga<sub>0.47</sub>As, GaSb et GaN. La structure électronique pour ces matériaux est basique. Elle comprend 3 vallées  $\Gamma$ , L et X toutes supposées isotropes et non paraboliques. Les interactions avec les phonons (acoustiques et optiques) et avec les impuretés ionisées sont considérées tout comme l'interaction d'alliage si nécessaire [Hauser1976].

Une difficulté majeure dans la modélisation de la diode porte sur le faible nombre de porteurs du côté du contact Métal /SC à faible polarisation (ou en inverse) qui induit du bruit sur les résultats (très forte variance). Un algorithme de fusion/division des particules [Martin1996] est utilisé afin de conserver un nombre de particules quasi constant dans chaque cellule le long de la structure. En outre, un traitement sophistiqué conforme à [Gonzalez1996] a été choisi pour modéliser le contact ohmique localisé à l'extrémité de la zone N<sup>+</sup>. Au niveau du contact Schottky, l'effet tunnel et l'effet de force image ont été intégrés.

L'effet tunnel est traité suivant différents degrés de raffinement pour le calcul du coefficient de transmission : à partir de l'approximation WKB ou de la solution analytique de l'équation de Schrödinger pour une barrière triangulaire faisant intervenir les fonctions de Airy.

L'effet de force image (IF) qui modifie la forme du potentiel au voisinage du contact Schottky a également été intégré. Avec l'IF, la modélisation de l'effet tunnel requiert des matrices de transfert pour déterminer le coefficient de transmission.

Si l'effet Tunnel n'est pas considéré, on retrouve le modèle classique de l'émission thermoionique (TH) ou le modèle diffusif. Mais c'est le mécanisme (TH) qui domine dans les diodes considérées dans cette thèse.

En polarisation inverse, l'injection des porteurs du métal vers le semi-conducteur est réalisée de la même façon que [Sun2003]. Une approche sophistiquée de l'écrantage des impuretés ionisées par le gaz de porteurs et le principe d'exclusion de Pauli dans la zone fortement dopée ont également été pris en compte. À ce stade, le code utilisé est à l'état de l'art de ce que l'on peut trouver pour la modélisation de diodes Schottky.

Cependant, il serait légitime de prendre en compte les porteurs minoritaires (trous) qui interviennent lorsqu'on est fortement polarisé en inverse et surtout l'ionisation par chocs à l'origine de la tension de claquage (en inverse) pour compléter le présent modèle.

La tension de claquage a été intégrée à la démarche, mais au niveau du modèle électrique non linéaire. Bien que l'équipe dispose d'une longue et riche expérience sur la modélisation de l'ionisation par chocs dans des approches full band (dans l'espace réciproque) cet effet n'a pas encore été introduit dans le modèle de la diode MC (espace réel) car il aurait de facto imposé la prise en compte des trous et surtout des mécanismes de recombinaisons. Ces derniers sont des processus très lents, c'est pourquoi, dans l'approche d'Eric BERNUCHON le bloc (Ionisation par choc, trous, recombinaison) n'a pas été introduit au niveau particulière.

Nous nous sommes focalisés sur les mécanismes intrinsèques pour la modélisation de la diode dans une structure à une dimension dans l'espace réel (1D). Il existe également plusieurs mécanismes extrinsèques parasites qui seront discutés dans les paragraphes suivant. Les effets de bords liés à la distribution du champ au voisinage de la diode et des effets de géométrie 2D/3D induisant des capacités parasites ont été évalués pour quelques cas particuliers. Dans la référence [Bernuchon2017a], on peut trouver une modélisation Monte-Carlo d'une structure de diode générant les caractéristiques non-linéaires I-V et C-V de la jonction qui ont été implémentées dans ADS. Une étude a été menée pour analyser les performances optimales possibles (rendement de puissance) d'un rectifier à 2.45 GHz selon les propriétés de la jonction Schottky (dopage, épaisseur de couche semi-conductrice, nature du courant tunnel). La résistance série reste le principal élément limitant le rendement de conversion.

A très haute fréquence, au-delà d'une centaine de GHz, E. BERNUCHON montre [Bernuchon2018] qu'il convient de recourir à modèle plus sophistiqué (comme illustré dans la figure 4-7) que celui des figures 4-5 et 4-6 pour reproduire le fonctionnement d'une diode Schottky. Ces raffinements, à très haute fréquence, sont en lien avec des effets de transport non stationnaire. Ce modèle s'inspire de la référence [Champlin1964].

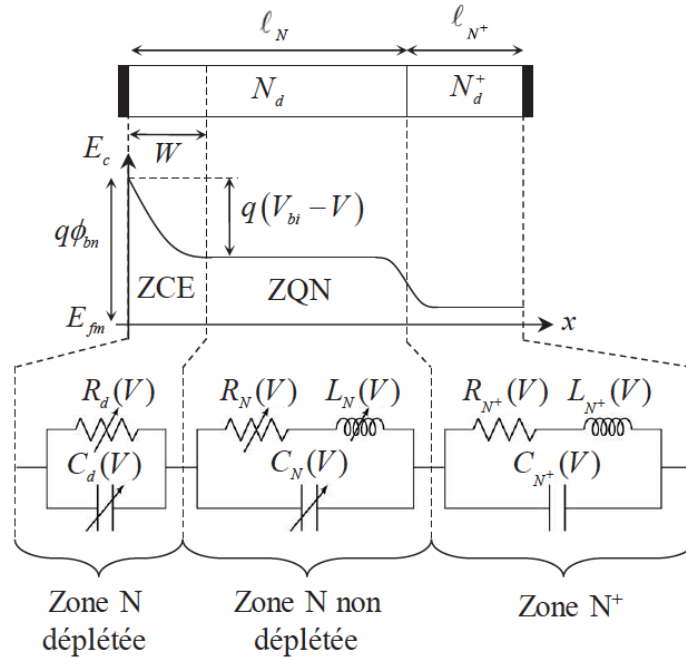


Figure 4- 7 : Schéma équivalent intrinsèque complet d'une diode Schottky 1D [Bernuchon 2018].

Les paramètres calculés avec le schéma électrique de la figure 4.7, se superposent aux paramètres [S] calculés à partir du code MC. Aussi longtemps que ce n'est pas le cas, il faut faire évoluer le schéma du modèle électrique.

Si on compare une modélisation MC et une modélisation « Dérive-diffusion » de la même diode et si on calcule l'impédance complexe du composant, une très forte différence apparaît, en lien avec des effets inertiels des porteurs. En conséquence, nous avons adopté un modèle « petit signal » de la diode Schottky pour le THz, capable de prendre en considération ces effets (inertiels, courant de déplacement, ...) dont le rôle devient très important à ces fréquences. Ce modèle est basé sur des simulations MC. La zone de déplétion est modélisée par une cellule R-C tandis que la partie non « déplétée » de la zone N, tout comme la zone N+, sont modélisées par des cellules R-L-C. Les inductances rendent compte des aspects inertiels du transport des charges.

Le recours à un modèle électrique non linéaire est motivé par le désir d'une intégration plus facile au cœur de circuits non linéaires et par le souci d'exploiter des environnements de conception aux multiples fonctionnalités comme le logiciel ADS. La démarche d'optimisation des cellules d'adaptation ou des filtres (Fig. 1 et 2) n'aurait pas été possible en utilisant directement le code MC à cause des temps de simulation très longs et parce que la modélisation de composants THz distribués dans le domaine temporel n'est guère adaptée.

Le modèle électrique (non linéaire et linéaire) permet des simulations bien plus rapides que ce qui pourrait être fait avec un code MC. Pour une unique configuration, une telle simulation aurait pu être envisagée, même si la modélisation dans le domaine temporelle de composants distribués (comme les lignes pour l'adaptation par exemple). Mais si on modifie la configuration de la diode (surface, dopage, épaisseur des couches) seules les valeurs du schéma électriques sont

modifiées (pas la nature des éléments du modèle) et les simulations électriques surclassent très vite (en vitesse) des simulations MC de multiples diodes.

Ce schéma électrique plus sophistiqué est capable de reproduire le comportement linéaire de la diode Schottky comme illustré dans la figure 4-8 mais aussi le comportement en bruit comme cela est montré en figure 4-9. Dans ces figures on compare des grandeurs tirées de la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation du courant dans la diode calculé par le code MC et les grandeurs de bruits obtenues à partir du schéma équivalent électrique.

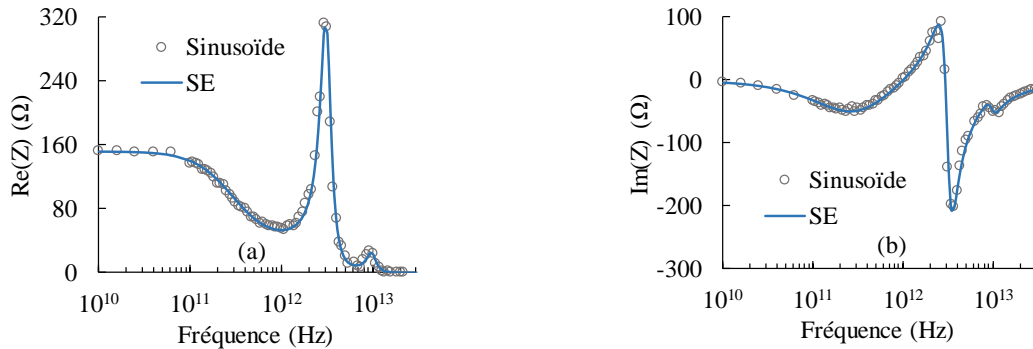


Figure 4- 8 : Parties réelle (a) et imaginaire (b) de l'impédance en fonction de la fréquence ( $V_{Appl} = 0,8 V$ ) obtenues par une série d'excitations sinusoïdales et par le schéma équivalent (figure 4-7) noté SE [Bernuchon2018].

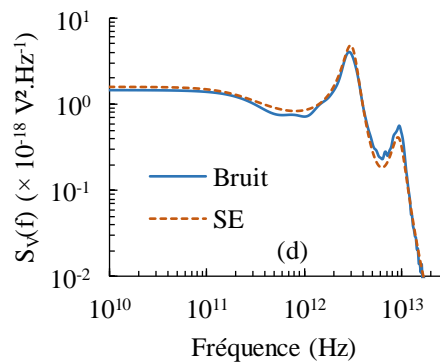


Figure 4- 9 : Densité spectrale de bruit tirée du schéma électrique (figure 4-7) et du code MC après le calcul de la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation [Bernuchon2018].

Pour accéder à un modèle non linéaire en vue de la conception d'un circuit de rectification, les paramètres du modèle sont extraits sur une large gamme de polarisations et des lois analytiques épousant les variations de ces paramètres avec la polarisation sont ensuite ajustées.

Nous avons également utilisé le code MC pour obtenir les dépendances des paramètres du modèle non linéaire avec la polarisation. Tout comme nous y avons eu recours pour obtenir la dépendance de ces paramètres du modèle non linéaire avec la surface, les épaisseurs et les dopages des différentes zones de la diode. Ces modélisations ont été menées car nous ne disposons pas de diodes physiques dûment réalisées technologiquement.

Même si le code MC est sophistiqué, certains effets n'ont pu être intégrés. Nous les discutons dans les sections suivantes. Enfin, l'approche MC est 1D, il convient donc d'analyser l'influence de la géométrie réelle de la diode sur le modèle électrique.

#### 4.4.2 Les effets ajoutés dans le modèle électrique

\* **Tension dite « de claquage » en inverse :  $V_{br}$**  [Bernuchon2018]

Pour la diode Schottky, le paramètre souvent évoqué dans les caractéristiques techniques pour décrire leur limitation en tension à cause de l'ionisation par choc pouvant conduire à sa destruction est la tension de claquage notée  $V_{br}$  (*breakdown voltage*). Pour déterminer cette tension, plusieurs auteurs ont recours à l'intégrale d'ionisation définie par l'équation) [Bulman1985] :

$$1 - \frac{1}{M_n} = \int_0^W \alpha_n(x) \exp\left[-\int_0^x (\alpha_n(x') - \alpha_p(x')) dx'\right] dx \quad (4-8)$$

où  $M_n$  représente le coefficient de multiplication des porteurs et  $W$  la zone de charge d'espace. Le modèle généralement utilisé pour les coefficients d'ionisation des électrons  $a_n$  et des trous  $a_p$  est le modèle de Selberherr dont la dépendance en fonction du champ électrique  $F$  s'écrit :

$$\alpha_n = a_n \exp\left[-\left(\frac{b_n}{F}\right)^{\beta_n}\right] \text{ et } \alpha_p = a_p \exp\left[-\left(\frac{b_p}{F}\right)^{\beta_p}\right] \quad (4-9)$$

avec  $a_n$ ,  $b_n$ ,  $\beta_n$ ,  $a_p$ ,  $b_p$ ,  $\beta_p$  des coefficients d'ajustement permettant de reproduire les données expérimentales pour le SC d'intérêt.

L'équation est souvent donnée pour les jonctions P-N mais a aussi été utilisée pour les diodes Schottky [Schlecht2001] afin de calculer la tension de claquage  $V_{br}$  en faisant tendre le coefficient  $M_n$  vers l'infini. La figure 4-10 représente l'évolution de la tension de claquage dans une diode Schottky sur GaAs en fonction de la longueur de la zone N pour plusieurs valeurs de dopages. Celle-ci a été calculée à partir du potentiel déduit de simulations MC et de l'intégrale d'ionisation.

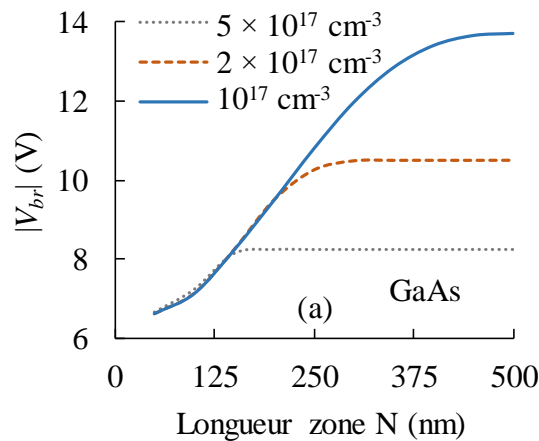


Figure 4- 10 : Tension de claquage  $V_{br}$  en fonction de la longueur de la zone N et du dopage pour une diode Schottky sur GaAs [Bernuchon2018].

Pour un point de polarisation donné, la diminution du dopage entraîne une diminution du champ électrique, ce qui se traduit effectivement par une augmentation de la tension de claquage (en valeur absolue). Il est intéressant de noter que la tension  $V_{br}$  dépend aussi de la longueur de la zone N. En effet, tant que la zone N n'est pas complètement déplétée, la longueur importe peu puisque la répartition spatiale du champ électrique n'est pas modifiée et que celui-ci est nul dans la zone de quasi-neutralité (ZQN). En revanche, lorsque la déplétion débute dans la zone  $N^+$ , la valeur du champ électrique est globalement plus élevée et entraîne une diminution de la tension de claquage.

#### \* Modulation Hauteur de barrière par le champ électrique

La densité d'états d'interface  $D_{SS}$  joue un rôle important sur le verrouillage du niveau de Fermi à l'interface Métal/Semi-conducteur. Suivant ce paramètre, la hauteur de barrière sera susceptible d'être modulée par la valeur du champ électrique à l'interface, indépendamment de l'effet de force image. Dans la référence [Rhoderick1988], Rhoderick et Williams proposent une formulation de la hauteur de barrière de la jonction M-SC sous la forme :  $\phi_{Bn} = \phi_{Bn0} - \alpha E_{max}$  où  $E_{max}$  est le champ électrique au sommet de la barrière de potentiel (coté SC). Quelques données trouvées dans la littérature ont permis de le calculer pour GaAs. Dans la phase de recherche de la structure optimale de la diode Schottky pour réaliser un doubleur de fréquence ou la rectification, nous avons choisi de réaliser des simulations avec deux valeurs extrêmes de ce paramètre ; explicitement 15 et 35 Angströms.

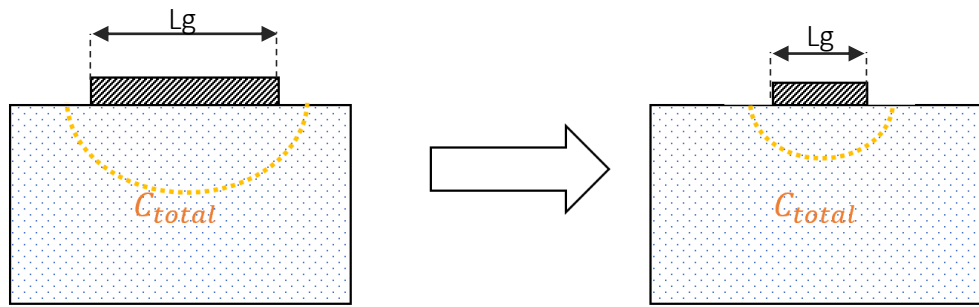
Le modèle électrique obtenu à ce stade inclut les effets électriques importants dans une approche 1D. De plus, la dépendance de tous les paramètres non linéaires électriques avec la configuration de la diode a été introduite dans un modèle complet. La configuration complète de la diode Schottky 1D comprendrait : La hauteur de barrière liée au choix de la métallisation de l'anode ainsi que les épaisseurs et dopages des zones N et  $N^+$ . Pour simplifier le travail nous avons fixé la hauteur de barrière, l'épaisseur et le dopage de la zone  $N^+$ . Quand nous évoquerons une configuration dans les sections suivantes, cela correspondra, en conséquence à l'épaisseur de la zone N ( $L_N$ ) et le dopage de la zone N ( $N_d$ ). Pour se rapprocher d'une diode réelle, il faut ajouter comme paramètre clef de la configuration : la surface de l'anode ( $S$ ). Une configuration correspondra à un triplet ( $L_N, N_d, S$ ).

Nous allons maintenant intégrer des effets bi ou tri dimensionnelles sur la modélisation électrique de la diode Schottky, dans les sections suivantes.

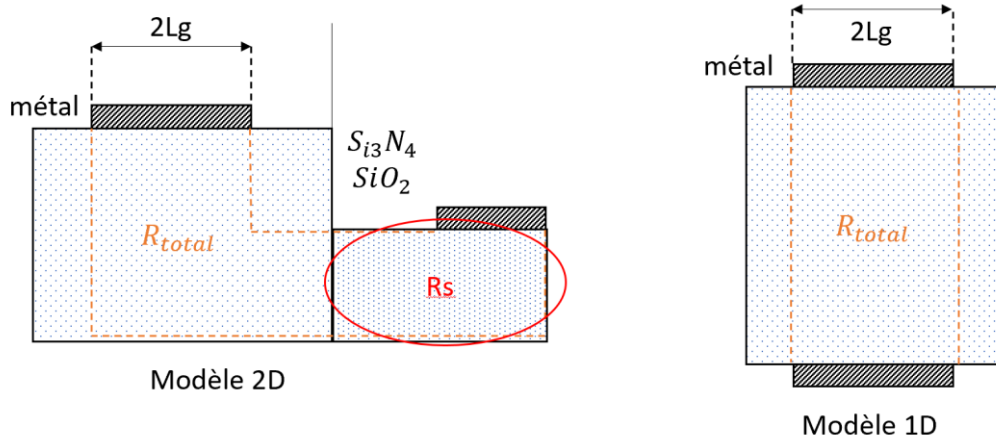
### 4.4.3 Les effets 2D/3D dont les parasites capacitifs et résistifs

Dans la thèse d'Eric BERNUCHON, les effets parasites 2D ont été abordés tardivement et uniquement (présentée ici) pour quelques configurations [Bernuchon2018]. La modélisation des effets parasites bidimensionnels a été menée sous Silvaco dans le cadre du stage de Qiwang WANG pour les diodes GaAs puis poursuivie par Mohamed KOUROUMA pour les diodes InGaAs. Dans cette section est expliquée la stratégie utilisée pour obtenir les résistances et les capacités parasites de la diode Schottky GaAs. Nous commençons par questionner l'origine des contributions parasites évoquées.

Lg



(a) : Modèle de la capacité de la diode Schottky de différentes  $L_g$  (anode).



(b) : Schéma simple de modèle 2D et 1D sous Silvaco

Figure 4- 11 : Modèle de la capacité de la diode Schottky de différente  $L_g$  ainsi que les schémas simples de modèle 2D et 1D sous Silvaco.

Dans la figure 4-11 (a), nous pouvons voir la capacité induite latéralement à la surface ( $S$ ) du contact d'anode. La capacité à la verticale de la métallisation diminue avec la diminution de la surface de l'anode mais pas cet effet parasite. Si  $S=0$ , on peut obtenir la capacité parasite de la diode Schottky. Mais on ne peut pas simuler le cas avec  $S=0$ , on a besoin de trouver la relation entre  $C_a$  et la surface pour extrapoler la valeur de  $C_s$  ( $C_s$  lorsque  $S=0$ ) à partir de  $C_{total}$ .

La figure 4-11 (b), montre la structure qui a été retenue pour obtenir les contributions des effets parasites. Concernant la capacité de la zone sous l'oxyde ( $Si_3N_4$ ) contribue également à la valeur de la capacité parasite. Cette structure donne aussi accès à la résistance parasite liée à la nature 2D:3D de la diode Schottky. Nous avons également simulé la structure quasi 1D de droite de 4-11 (a) pour la confronter aux simulations Monte-Carlo.



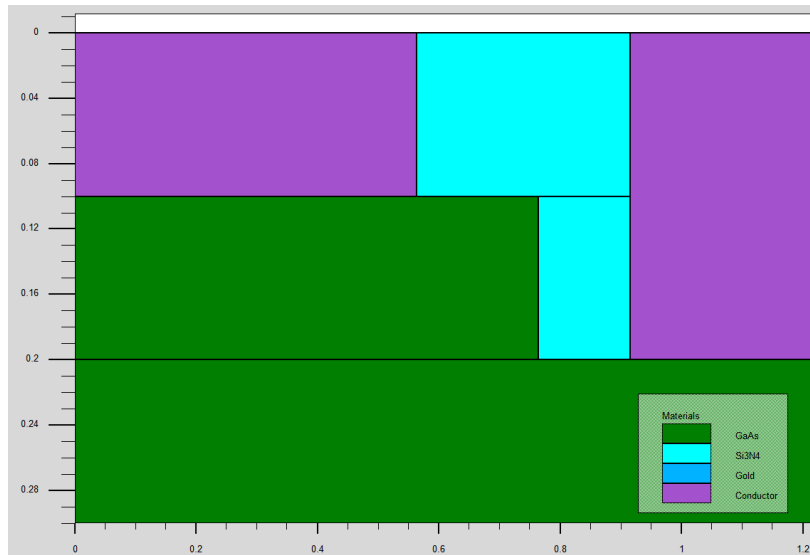


Figure 4- 12 : Structure sous Silvaco avec  $L_g=0,565$ ,  $L_d=0,1$  et  $N_d=10^{17}$ .

La figure 4-12 montre la structure de la diode dessinée sur Silvaco. Cette diode est en fait 3D car elle présente une symétrie de révolution autour de l'axe de gauche ( $x=0$ ) (simulation 2D axisymétrique). Un soin particulier a été porté à la prise en compte des états d'interface avec le diélectrique ( $\text{Si}_3\text{N}_4$  dans la figure) qui modifie le potentiel de surface.

Un nombre très important de diodes de surface variable (6 surfaces) ont été modélisées pour chaque configuration ( $N_d, L_N$ ) ( $5 \times 5 = 25$  configurations). Pour chacune d'entre elles, un balayage en polarisation a été effectué (15 points de polarisations) et des calculs pour 40 points de fréquence étaient entrepris. La base de données générée a été très conséquente.

Pour résumer : 150 diodes ont été simulées, et 9000 simulations ont été menées pour chacun des deux modèles de transport des électrons retenus sur Silvaco (pour les couches N et N<sup>+</sup>). Les modèles de transports de Silvaco avaient été préalablement ajustés sur le code Monte-Carlo pour tous les dopages considérés.

Le modèle non linéaire complet de la diode Schottky a, ensuite, été entré sous ADS à l'aide d'un SDD. Le SDD (*Symbolically Defined Device*) est un dispositif disponible sous ADS permettant d'exprimer une ou plusieurs équations différentielles afin de définir son comportement non-linéaire [ADS-SDD]. En effet, il n'était pas possible de faire évoluer le modèle de diode Schottky de base d'ADS en intégrant des éléments complémentaires afin que le modèle linéarisé soit celui de la figure 4-5. Le SSD peut se composer de plusieurs ports. La figure 4-13, intègre la notation à utiliser pour chacune d'entre elles et leur signification. Le détail du SDD utilisé peut être trouvé dans la référence [Bernuchon2018], à l'exception de ce qui concerne les éléments parasites capacitifs et résistifs qui ont été mise en place durant le stage de Qiwang WANG.

On peut écrire les équations des 6 ports et les 3 cellules du SDD sous ADS comme indiqué en figure 4-13. Les dépendances de chacun des éléments du modèle SDD en fonction de la configuration ( $S, N_d, L_d$ ) ont été entrées sous la forme de tableau au format *mdif*. Sous ce format ADS peut réaliser des interpolations dans l'espace (3D, dans le cas présent) des configurations, ce qui facilite énormément la modélisation non linéaire. Une alternative est de produire des lois

analytiques dans l'espace des configurations pour chaque paramètre du modèle non linéaire SSD. Mais cette approche mise en œuvre initialement pour le GaAs est terriblement lourde à mettre œuvre. Elle impose de surcroît énormément d'équations et beaucoup de tests. Il n'est pas certain, en outre, qu'une telle approche soit plus rapide que les interpolations d'ADS dans un fichier *mdif*.

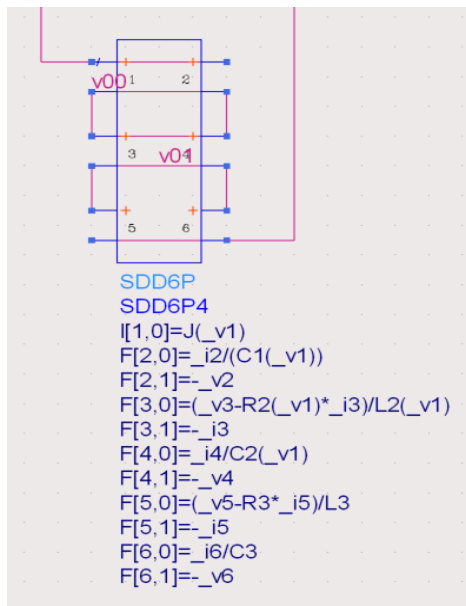


Figure 4- 13 : Modèle SDD de la diode Schottky sous ADS [ADS-SDD].

Les équations peuvent s'écrire sous la forme normale comme suit :

$$\begin{aligned}
 i_1(t) &= I(v_1) \dots \dots \dots \text{Port1} \\
 i_2(t) &= C_1(v_1) \cdot \frac{dv_2(t)}{dt} \dots \dots \dots \text{Port2} \\
 v_3(t) - R_2(v_1)i_3(t) &= L_2 \frac{di_3(t)}{dt} \dots \dots \dots \text{Port3} \\
 i_4(t) &= C_2(v_1) \frac{dv_4(t)}{dt} \dots \dots \dots \text{Port4} \\
 v_5(t) - R_3i_5(t) &= L_3 \frac{di_5(t)}{dt} \dots \dots \dots \text{Port5} \\
 i_6(t) &= C_3 \frac{dv_6(t)}{dt} \dots \dots \dots \text{Port6}
 \end{aligned}$$

Le  $V_{br}$  est également pris en compte via un fichier *mdif*, spécifique.

La figure 4-14, illustre la variation de la capacité parasite  $C_d$  avec la diminution de la surface de l'anode pour trois polarisations : 0V, -5V et -10V. On ne peut pas simuler le cas de  $S=0$ . On peut en revanche, avec un algorithme de régression linéaire (moindres carrés) obtenir l'ordonnée à l'origine de la courbe  $C_d$  en fonction de la surface ( $\pi \times Lg^2$ ). Cette valeur correspondra à  $C_d$ .

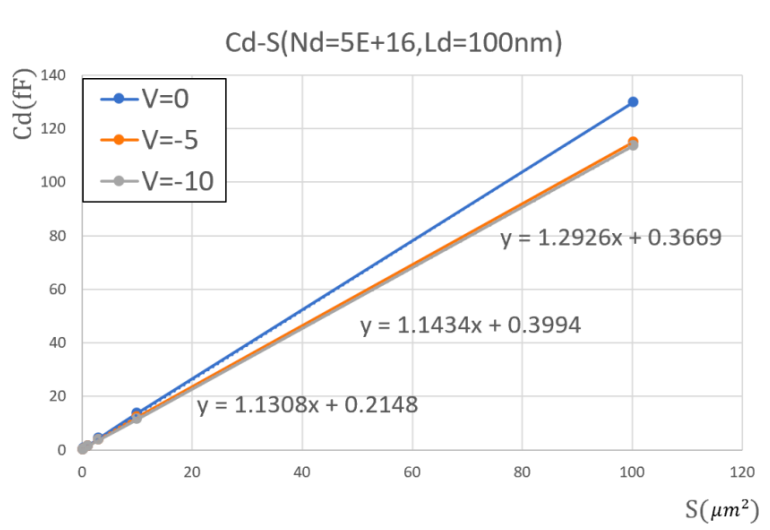


Figure 4- 14 : Capacité parasite ( $C_d$ ) en fonction de la surface ( $N_d = 5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$  et de  $L_d = 100 \text{ nm}$ ).

Le tableau 4-1, regroupe les valeurs des capacités parasites  $C_d$  obtenues pour 2 dopages de la zone N et pour deux longueurs de cette zone.

Tableau 4- 1 :  $C_S$  en fF (valeur de  $C_d$  lorsque  $S$  tend vers 0) pour les plusieurs configurations.

$C_S$ (en fF)	V	$N_d = 5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$		$N_d = 5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	
		$L_d = 100 \text{ nm}$	$L_d = 200 \text{ nm}$	$L_d = 100 \text{ nm}$	$L_d = 200 \text{ nm}$
	0	0,17	0,12	0,15	0,15
	-5	0,13	0,11	0,13	0,14
	-10	0,12	0,11	0,13	0,13

La résistance parasite doit être extrapolée quand la surface  $S$  tend vers l'infini (soit lorsque  $1/S$  tend vers zéro) car les résistances intrinsèques de la diode (zone  $N_d$  non « déplétée » et de la zone  $N_d^+$  qui n'est jamais déplétée) tendent alors vers zéro. Mais il est impossible de simuler la configuration  $1/S = 0$ . Nous avons donc simulé de très grandes surfaces d'électrodes pour extrapoler une valeur.

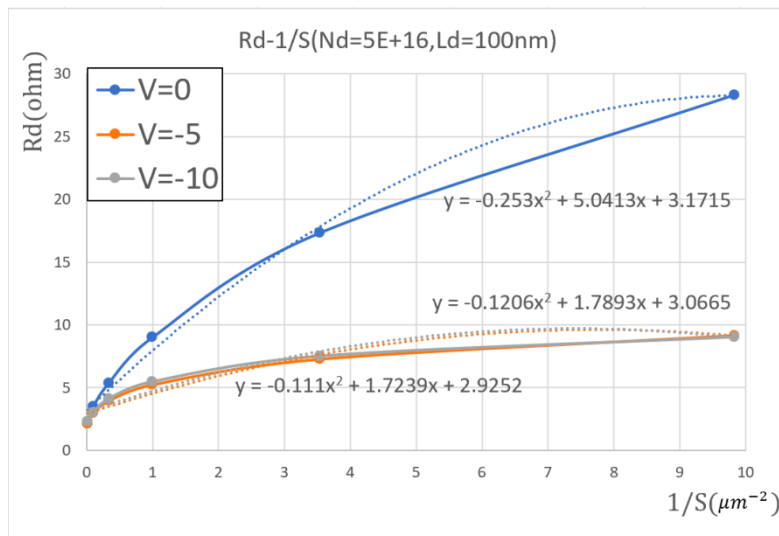


Figure 4- 15 : Résistance série en fonction de  $1/S$  à une polarisation de  $V = 0 \text{ V}$ ,  $-5 \text{ V}$  et  $-10 \text{ V}$  (les lignes en pointilles sont les asymptotes d'ordre 2 des courbes).

Tableau 4- 2 : Valeurs de la résistance série  $R_S$  pour une surface très grande ( $100 \mu\text{m}^2$ ) proche de celle obtenue pour  $1/S$  tendant vers zéro.

$S = 100 \mu\text{m}^2, N_d = 5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$		
V	$L_N$	$R_S (\Omega)$
0	0,1	1,98
-5	0,1	2,08
-10	0,1	2,19
0	0,2	1,83
-5	0,2	1,90
-10	0,2	1,92
0	0,3	1,71
-5	0,3	1,76
-10	0,3	1,77

#### 4.4.4 Influence des capacités et résistances parasites $C_S$ et $R_S$ sur le rendement du circuit de rectification

Nous illustrons ici l'influence des capacités et résistances parasites  $C_S$  et  $R_S$  sur les performances du circuit de rectification à 800 GHz. Pour cela, nous avons simulé un couple de référence puis avons multiplié la capacité parasite par 2 ( $2 \times C_S$ ) puis par 4 ( $4 \times C_S$ ), la valeur de  $R_S$  demeurant constante. Il s'agit d'apprécier l'effet de  $C_S$  sur la rectification en l'exagérant.

Dans un deuxième temps nous avons calculé les rendements du circuit de rectification avec une résistance multipliée par 2 ( $2 \times R_S$ ) puis par 4 ( $4 \times R_S$ ) On peut voir en figure 4-16, comment le rendement (en %) varie pour la configuration  $N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  et  $L_N = 50 \text{ nm}$ ,  $f = 800 \text{ GHz}$  et  $P_{in} = -10 \text{ dBm}$  en fonction de la surface de l'anode (en  $\mu\text{m}^2$ ).

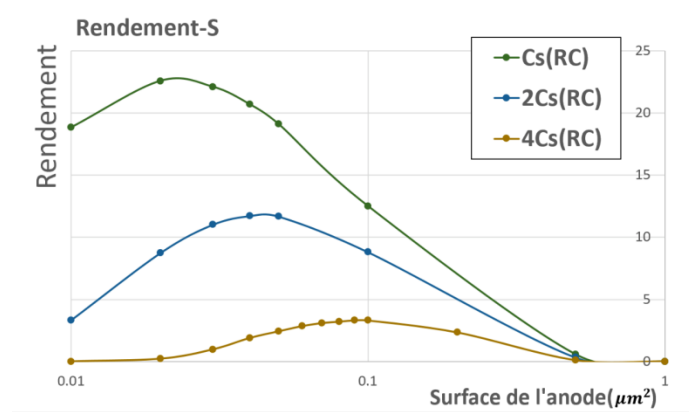


Figure 4- 16 : Le rendement (%) en fonction de la surface de l'anode pour les différentes valeurs de  $C_S$  à  $N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ ,  $L_d = 50 \text{ nm}$ ,  $f = 800 \text{ GHz}$  et  $P_{in} = -10 \text{ dBm}$ .

On constate que lorsque la capacité parasite augmente, le rendement diminue et que la surface qui fournit le rendement le plus élevé augmente.

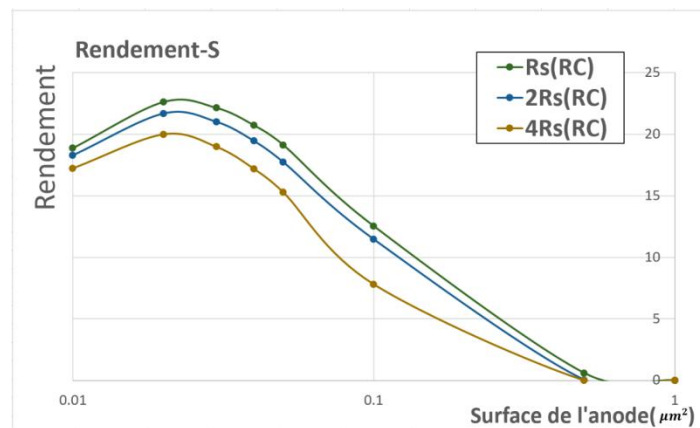


Figure 4- 17 : Le rendement (%) en fonction de la surface de l'anode pour les différentes valeurs de  $R_S$  à  $N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ ,  $L_d = 50 \text{ nm}$ ,  $f = 800 \text{ GHz}$  et  $P_{in} = -10 \text{ dBm}$ .

Nous pouvons voir que l'augmentation de la valeur de  $C_S$  a une grande influence sur le rendement du circuit, alors que l'augmentation de la valeur de  $R_S$  ne réduira que légèrement le

rendement. Plus  $R_S$  est grande, plus le rendement du circuit est faible. Mais l'augmentation de  $C_S$  joue un rôle plus considérable.

#### 4.5 Optimisation de diode en régime de fonctionnement pour une application donnée au THz

La démarche proposée et mise en place dans l'équipe Ephyscas du C2N pour l'optimisation de diode Schottky pour une fonction spécifique, au THz comprend plusieurs étapes :

1/ Développement d'un modèle électrique de la diode Schottky jusqu'au THz intégrant des phénomènes physiques qui jouent un rôle prépondérant à ces fréquences (inertie des porteurs, courant de déplacement, etc.), qui mettent en défaut le schéma équivalent classique. Ce modèle a été établi à partir de simulations MC. Les optimisations des paramètres clefs de la diode Schottky n'auraient pas été réalisables directement avec le code MC.

2/ Les évolutions en fonction des conditions de polarisations de tous les éléments du schéma électriques linéaires ont été ajustées avec des lois analytiques.

3/ Ces lois ont été dûment paramétrées en fonction de toutes les grandeurs clefs de la diode (épaisseurs des couches, dopages, surface de l'anode) ont été intégrées dans le simulateur dans des SDD s'appuyant sur des fichiers au format *mdif*.

4/ Optimisation en utilisant la méthode d'équilibrage harmonique de ADS des circuits pour trouver la configuration  $(S, L_N, N_d)$  qui fournit le meilleur rendement visé pour des détecteurs, des mélangeurs, des multiplieurs de fréquence, etc.

5/ Pour chaque configuration, l'algorithme d'équilibrage harmonique a permis d'identifier les dimensions des guides constituant les « Stub » et des filtres de part et d'autre de la diode.

Ces étapes 1 à 5 ont été réalisées dans l'équipe Ephyscas pour des diodes Schottky GaAs, InGaAs, GaSb et GaN.

Pour ma part, j'ai contribué à l'obtention des éléments parasites pour les diodes Schottky GaAs..

La figure 4-18, illustre des résultats de calculs de rendements de circuit de rectification obtenus sous ADS avec le modèle non-linéaire complet (SSD) de la diode Schottky GaAs pour  $L_N = 250$  nm et  $N_d = 10^{17} \text{cm}^{-3}$  et une surface d'anode de  $2 \mu\text{m}^2$ . Pour chaque puissance d'excitation et chaque fréquence du signal harmonique d'excitation les lignes (Stubs-en amont de la diode Schottky-) et la cellule R-C (en aval de la diode Schottky sur la figure 4-1) ont été optimisées. Ceci afin de comparer le seul élément réellement comparable : l'optimum.

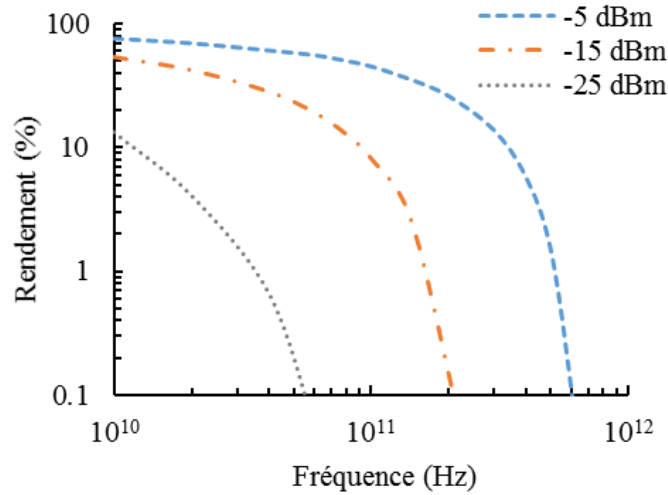
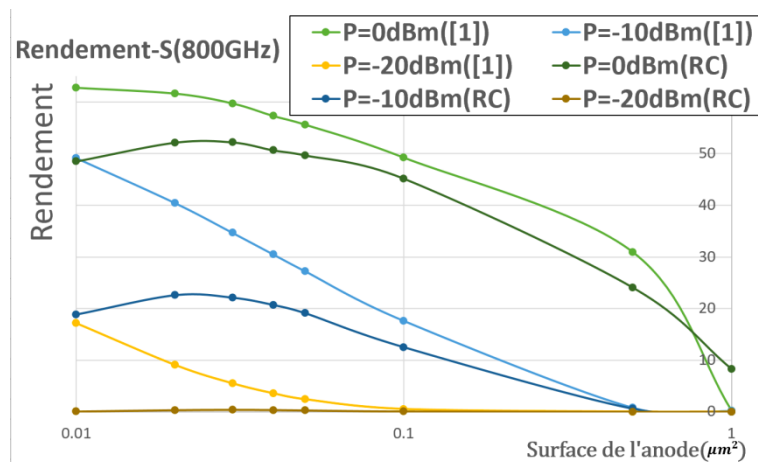
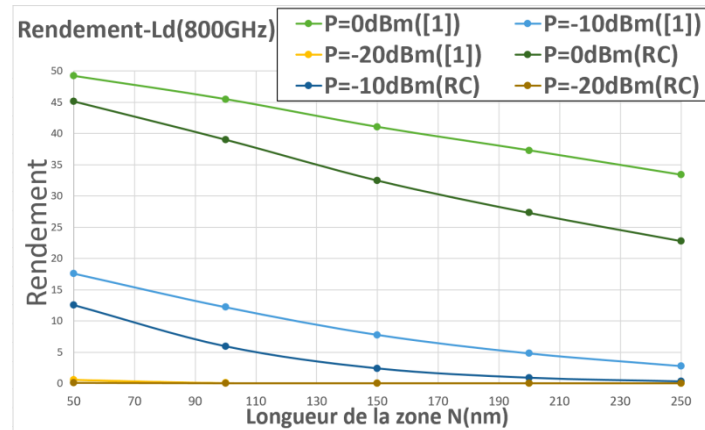


Figure 4- 18 : Rendement du circuit de rectification pour plusieurs puissances d'entrée en fonction de la fréquence avec la diode GaAs ( $10^{17} \text{ cm}^{-3} - 250 \text{ nm} / 10^{18} \text{ cm}^{-3} - 50 \text{ nm} / 2 \mu\text{m}^2$ ) [Bernuchon2017b].

La figure 4-19 (a) et (b) montrent, quant à elles, l'influence des effets parasites ( $R_S$  et  $C_S$ , discutées en 4.4.3) sur les rendements de conversion à 800 GHz pour différents niveaux de puissance de la source. On notera sur la figure 4-19 (a), qu'en absence d'éléments parasites les rendements s'améliorent continûment à mesure que la surface d'anode diminue. La prise de compte des éléments parasites (surtout de la capacité) montre qu'il existe une surface optimale en dessous de laquelle le rendement chute car la capacité intrinsèque n'est plus beaucoup plus grande que la capacité parasite. La figure 4-19 (b) montre que les rendements ne cessent de s'améliorer à mesure que la longueur de la zone N ( $L_N$ ) de la diode diminue. La figure suggère même, que  $L_N$  pourrait être encore réduite en dessous de 50 nm. Cela n'a pas été fait car il conviendrait alors de raffiner le modèle de  $V_{br}$ . On retiendra qu'une diode optimisée pour la rectification à très haute fréquence présente une longueur  $L_N$  très courte.



(a) : Le rendement (%) avec le modèle [1]\* et modèle (RC)\* en fonction de la surface de l'anode pour  $L_N = 50 \text{ nm}$ ,  $N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  à 800 GHz et une puissance d'entrée de 0 dBm, -10 dBm et -20 dBm.



(b) : Le rendement avec le modèle [1]\* et modèle (RC)\* en fonction de  $L_N$  pour  $N_d = 10^{18}(\text{cm}^{-3})$  et  $S = 0.1 \mu\text{m}^2$  à 800 GHz et une puissance d'entrée de 0 dBm, -10 dBm et -20 dBm.

Figure 4- 19 : Le rendement (%) avec le modèle [1] et modèle RC.

\*[1] : Modèle de diode 2D sans les éléments parasites  $R_S$  et  $C_S$ .

\*(RC) : Modèle de diode 2D avec les éléments parasites  $R_S$  et  $C_S$ .

## 4.6 Conclusion : Diodes Schottky GaAs optimisées au THz

En conclusion de sa thèse, E. BERNUCHON considère qu'une diode Schottky GaAs optimisée pour la rectification est une diode courte (quelques dizaines de nanomètres) avec un faible dopage et une très petite surface, pour maximiser l'excursion en tension aux bornes de la diode. Le travail mené avec Qiwang WANG (puis par Mohamed KOUROUMA sur InGaAs) montre que la surface minimale est limitée par le poids des résistances et capacités parasites.

Une diode Schottky GaAs avec une longueur N ( $L_N$ ) de 50 nm, un dopage ( $N_d$ ) de  $10^{17} \text{cm}^{-3}$  et une surface de  $0,05 \mu\text{m}^2$  semble optimale. (Indépendamment de toute difficulté d'ordre technologique, bien entendu...).

## 4.7 Rectenna à 60 GHz

Dans cette partie, nous abordons la conception et l'optimisation d'un circuit de rectification avec un haut rendement de conversion à 60 GHz, basé sur une diode Schottky commerciale et une antenne large bande sur substrat BCB.

Nous aurions pu aborder la conception de rectenna à 60 GHz avant l'étude de la rectification au THz mais comme l'étude au THz contenait davantage d'aspects physiques, le plan actuel s'est imposé.

### 4.7.1 Choix du circuit de rectification

L'objectif principal du processus d'optimisation est de maximiser le rendement de conversion et de localiser et minimiser les différentes sources de pertes (quand elles sont accessibles !).

Le circuit de rectification en topologie série, présenté dans la figure 4-1 a été conservé afin de simplifier l'étude sous ADS de Keysight Technologies avec des simulations de type Harmonic Balance (HB). Le schéma sous ADS est présenté en figure 4-20. Ce schéma aurait pu être

présenté pour l'étude de la diode THz car ils sont très voisins (au modèle de la diode Schottky près, ce qui n'est pas rien !). Mais si nous détaillons davantage dans la présente section, c'est parce que nous allons aborder plus en détail les caractéristiques des cellules d'adaptation.

La cellule  $R_oC$  (en aval de la diode) parallèle joue le rôle de filtre passe-bas et permet de récupérer en sortie une tension continue aux bornes de la résistance. L'antenne est modélisée par un générateur d'onde (à 60 GHz) de puissance incidente  $P_{in}$  (en dBm) avec une impédance de sortie supposée réelle et égale à  $50 \Omega$ . On suppose ici que l'impédance de l'antenne patch a été ajustée en amont. L'inductance  $L$  de valeur importante, qui est masquée dans la figure, doit refermer la boucle de courant à basse fréquence, si l'adaptation est réalisée avec un stub en circuit ouvert. Dans la figure, le stub est en court-circuit, avec des lignes idéales, et  $L$  n'est donc plus nécessaire. Une cellule d'adaptation à base d'un stub et d'un tronçon de ligne est choisie pour maximiser le transfert de puissance de l'antenne au circuit de rectification.

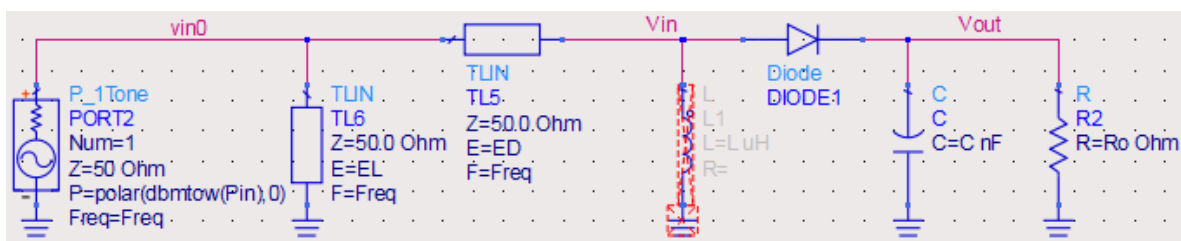


Figure 4- 20 : Circuit de conversion série sous Harmonic Balance (HB) d'ADS (Keysight Technologies).

#### 4.7.2 Les diodes Schottky « commerciales » envisagées

Nous présentons dans cette partie les résultats obtenus par simulation. Quatre diodes Schottky commerciales ont été sélectionnées et envisagées pour concevoir notre rectenna à 60 GHz. Trois diodes sont fabriquées sur GaAs, et doivent permettre un fonctionnement à la fréquence de 60 GHz. En revanche pour la quatrième diode, en principe fabriquée sur silicium, son fonctionnement n'est peut-être pas possible jusque 60 GHz, mais permet de faire quelques comparaisons de performance avec les autres diodes.

Le modèle des diodes (comme par exemple la diode Schottky MAE1317 extrait de [Shabnam2015]) est illustré dans la figure 4-21, où  $L_p$  et  $C_p$  représentent des parasites dus à l'encapsulation tandis que  $L_{pack}$  et  $C_{pack}$  modélisent l'effet des plots de la diode. Les deux types de parasites sont des paramètres indépendants de la tension appliquée à la diode.

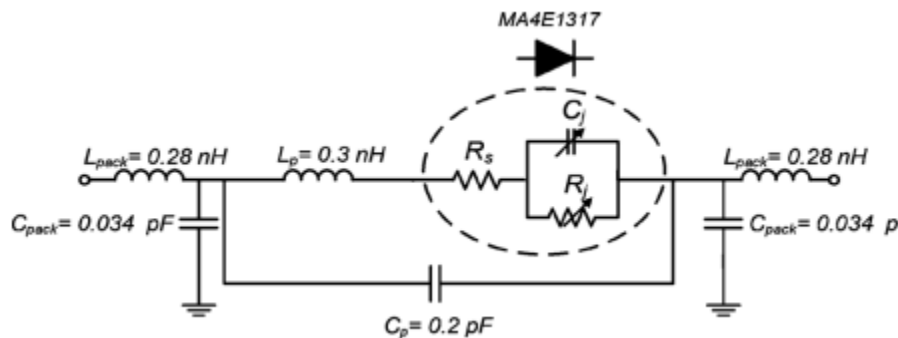


Figure 4- 21 : Modèle de circuit réel de la diode Schottky et ses paramètres parasites (incluant le packaging), figure extraite de [Shabnam2015].



Chaque diode Schottky dispose de ses propres paramètres de modèle ( $I_s$ ,  $R_s$ ,  $C_{j0}$ , etc.) compatibles avec le modèle ci-dessus et les valeurs disponibles dans les données constructeurs [MS8004, Ma4E1317, MS8150 et SMS9322] sont résumées dans le tableau 4-3 ci-dessous.

Tableau 4- 3 : Paramètres de quatre différentes diodes Schottky commerciales.

Paramètres	Description	Référence diode Schottky			
		MS8004	MA4E1317	MS8150	SMS3922
$I_s$	Courant de saturation (A)	$8 \times 10^{-13}$	$1,7 \times 10^{-14}$	$2 \times 10^{-13}$	$3 \times 10^{-8}$
$R_s$	Résistance série ( $\Omega$ )	6	4	3	9
$C_{j0}$ (F)	Capacité de jonction (pF)	0,06	0,020	0,045	0,7
$B_v$ (V)	Tension de claquage (V)	5	7	4	20
$I_{bv}$ (A)	Courant à $B_v$ (A)	$1 \times 10^{-5}$	$1 \times 10^{-5}$	$1 \times 10^{-5}$	$1 \times 10^{-5}$
$M$	Exposant C-V	0,50	0,38	0,50	0,26
$N$	Facteur d'idéalité	1,05	1,08	1,2	1,08
$E_g$ (eV)	Energie de bande interdite (eV)	1,42	1,424	1,42	0.69*
$V_j$ (V)	Potentiel intégré (V) modèle de la capacité	0,85	0,86	0,85	0,595

\* La documentation du constructeur donne un modèle SPICE avec cette valeur de bande interdite qui semble provenir d'une technologie pour du germanium. Pourtant le constructeur indique que ces diodes sont en technologie silicium. Il est probable que ce paramètre ait été ajusté et utilisé en dehors de son rôle initial.

Il convient de signaler que le logiciel ADS ne dispose pas d'un modèle de diode Schottky différencié de celui des diodes à jonction PN. Il convient, en conséquence, de mettre le temps de vie des porteurs minoritaires à zéro, pour simuler une diode Schottky, faute de quoi une capacité de diffusion viendra augmenter la capacité de déplétion en régime directe.

Pour chaque simulation effectuée et pour chaque diode choisie, la cellule d'adaptation ainsi que la résistance de charge  $R_o$  seront optimisés pour avoir le meilleur rendement de conversion en puissance (comme pour l'étude précédente au THz).

## 4.8 Optimisation du circuit de rectification en fonction de la diode Schottky

### 4.8.1 Optimisation de la résistance de charge

La figure 4-22, montre les rendements en fonction de la résistance de charge  $R_o$  des quatre diodes à la fréquence 60 GHz et pour trois puissances d'entrée : (a) 0 dBm, (b) -10 dBm et (c) -20 dBm. La charge varie de 10  $\Omega$  à 1000 k $\Omega$ .

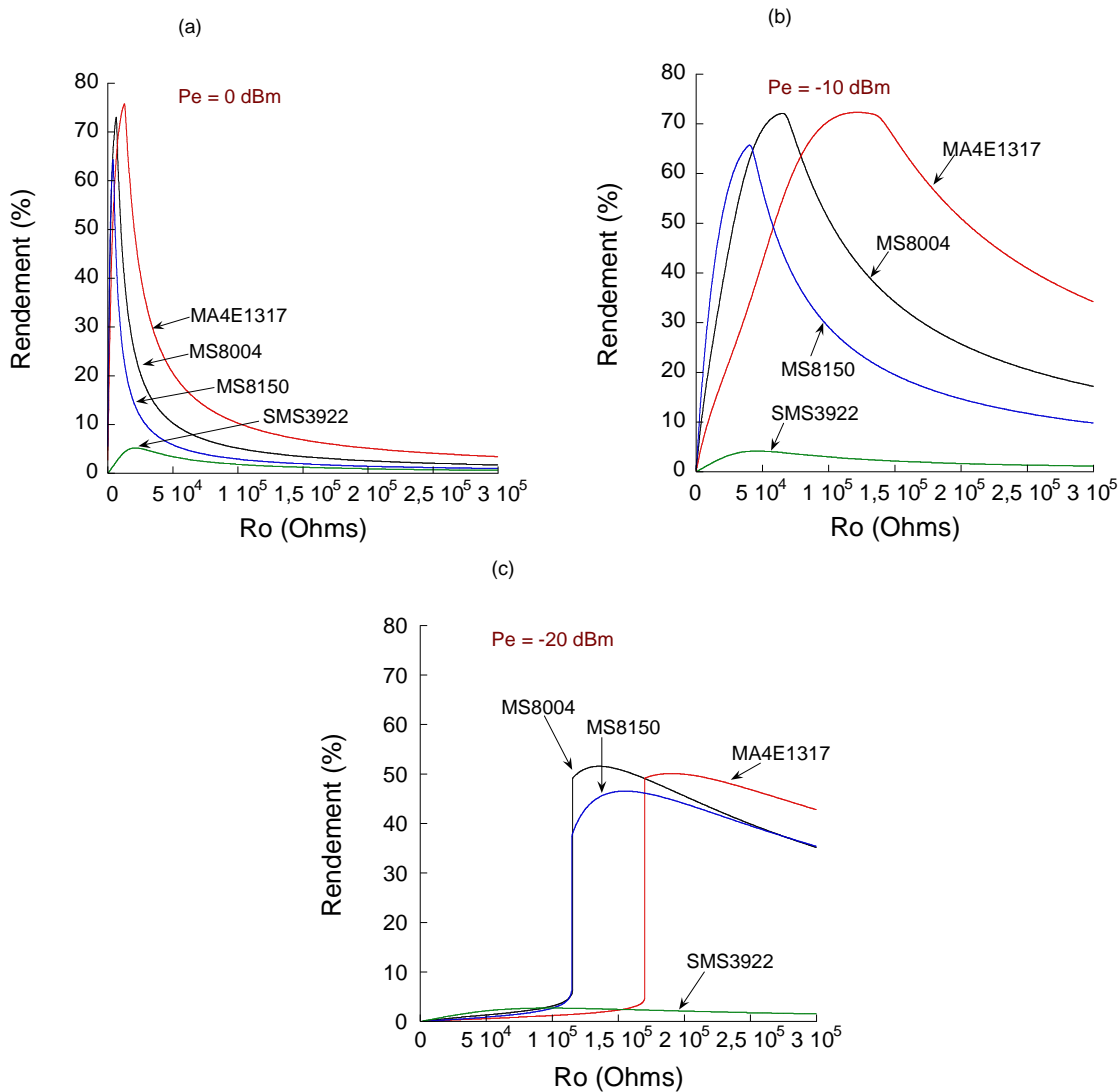


Figure 4- 22 : Rendement en fonction de la résistance de charge  $R_o$  des quatre diodes Schottky à la fréquence 60 GHz et pour trois puissances d'entrée : (a) -20 dBm, (b) -10 dBm et (c) 0 dBm.

Les résultats montrent qu'autour d'une valeur de charge optimale, le rendement est maximal quelle que soit la puissance d'entrée. La charge  $R_o$  modifie l'impédance de la diode et contribue à l'adaptation du circuit. Pour des valeurs de charge importantes, la puissance d'entrée atteint une valeur critique à partir de laquelle le rendement diminue. Cette résistance est d'autant plus grande que la puissance d'entrée est faible. Il faut noter que ces rendements sont importants car il n'y a pas de pertes dans le circuit d'adaptation considéré idéal ici (adaptation par stub avec lignes idéales), contrairement aux cas d'une adaptation avec des pertes, comme cela sera illustré plus loin.

Pour les diodes MS8004, Ma4E1317 et MS8150 et avec une valeur de charge  $R_o$  optimale, le rendement atteint une valeur maximale autour de 75% pour une puissance d'entrée de  $P_{in} = 0$  dBm, autour de 70% pour  $P_{in} = -10$  dBm, et voisine de 50% pour  $P_{in} = -20$  dBm. Quant à la diode SMS9322, quelle que soit la puissance d'entrée (0, -10 et 20 dBm) pour une valeur de charge  $R_o$  optimale, le rendement ne dépasse pas 5%.

## 4.8.2 Optimisation du circuit de rectification dans la bande de fréquence WiGig

La variation du rendement sur la bande de fréquence WiGig de 57 à 66 GHz est donnée avec la figure 4-23, en utilisant les trois diodes Schottky pour trois niveaux de puissance : 0 dBm, -5 dBm et -10 dBm. En plus de l'optimisation de la cellule d'adaptation par stub, la valeur de la résistance de charge est également optimisée pour obtenir un maximum de rendement. Celle-ci dépend de la fréquence et de la puissance d'entrée. Le tableau 4-4, donne le rendement maximal obtenu à 57, 60 et 66 GHz pour les trois valeurs de puissance pour les trois diodes Schottky (MS8004, Ma4E1317 et MS8150).

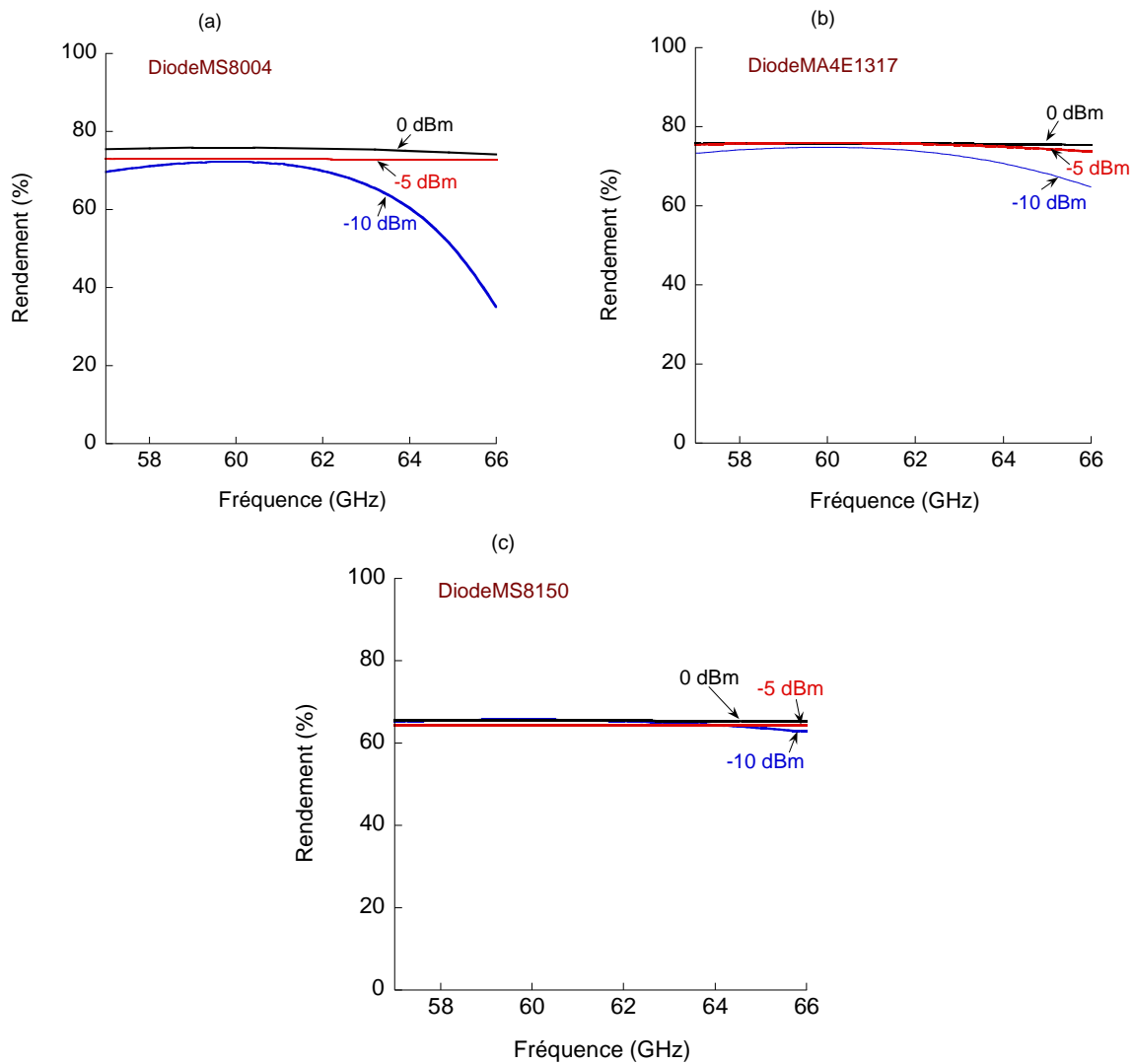


Figure 4- 23 : Rendement sur la bande de fréquence WiGig [57-66] GHz selon trois diodes Schottky différentes, en fonction de trois niveaux de puissance 0 dBm, -5 dBm et -10 dBm.

Tableau 4- 4 : Rendement maximal obtenu suivant les trois diodes Schottky à 57, 60 et 66 GHz pour une résistance de charge optimale à 0 dBm, -5 dBm et -10 dBm.

Fréquence (GHz)	Diodes Schottky	$P_{in}$ (dBm)	$\eta$ (%)	$P_{in}$ (dBm)	$\eta$ (%)	$P_{in}$ (dBm)	$\eta$ (%)
57	MS8004	-10	64	-5	74	0	76
	MA4E1317		75		76		77
	MS8150		64		63		63
60	MS8004		66		71		76
	MA4E1317		76		77		77
	MS8150		64		64		64
66	MS8004		37		69		75
	MA4E1317		65		77		76
	MS8150		63		63		64

Les résultats de la figure 4-23, montrent que le rendement varie de la même manière pour les trois diodes en fonction de la puissance d'entrée dans la gamme de fréquence de 57 à 66 GHz.

Pour la diode SM8004, lorsque la puissance varie de -10 dBm à 0 dBm, le rendement varie entre 37% à 76%, pour la diode MA4E1317 le rendement varie entre 65% et 77% et pour la diode MS8150 le rendement varie entre 63% et 64%, respectivement.

La diode MS8004, présente un rendement faible ( $\approx 37\%$  à 66 GHz) dès que la puissance est de l'ordre de -10 dBm comparée aux autres diodes Schottky. La diode MS8150, même si elle présente un rendement plus au moins stable ( $\approx 63\%$  de 0 à -15 dBm) dans toutes la bande de fréquence WiGig, demeure moins performante que la diode MA4E1317 qui présente un rendement jusqu'à 77% pour une puissance égale 0 dBm et -5 dBm, et jusqu'à 65% lorsque  $P_{in}$  est égale à -10 dBm.

Pour conclure, la diode MAa4E1317 présente le meilleur rendement de conversion quelle que soit la puissance appliquée en entrée entre (0 et -15 dBm)

#### 4.9 Diode retenue pour les circuits à 60 GHz

Une diode pour la rectification doit présenter une faible capacité de jonction, une faible résistance série et une tension de claquage élevée. Ce qui est très difficile à obtenir simultanément.

La diode doit également commuter de l'état bloqué à l'état passant rapidement. Pour cela une faible tension de coude est souvent recherchée. En outre, comme nous visons la bande WiGig de 57 à 66 GHz, la diode retenue doit être particulièrement performante dans cette gamme de fréquences. Compte tenu des caractéristiques mentionnées ci-dessus, la diode Schottky commerciale MA4E1317 avec  $R_s = 4 \Omega$ ,  $C_{j0} = 0.02$  pF et  $V_{br} = 7$  V apparait la plus performante. Elle sera retenue pour le reste des simulations de ce chapitre.

### 4.9.1 Optimisation du circuit de rectification avec la diode MA4E1317

Nous avons noté que les caractéristiques de la cellule d'adaptation sont fortement dépendantes de la puissance d'entrée, de la fréquence et de la résistance de charge  $R_o$ . C'est la raison pour laquelle les optimisations sont faites pour chaque configuration.

Dans le cas des lignes réelles (microruban) de largeur  $85\ \mu\text{m}$ , les propriétés sont celles utilisées avec HFSS, avec  $30\ \mu\text{m}$  de BCB de permittivité égale à 2,66 et une tangente de perte ( $\text{tg}(\delta)$ ) égale à 0,005, une conductivité de  $3 \times 10^7\ \text{S/m}$  pour des rubans de  $1\ \mu\text{m}$  d'épaisseur d'or (Au). Le circuit utilise le modèle de lignes MLIN avec ADS.

En utilisant la diode Schottky MA4E1317 à 60 GHz, le circuit est similaire à celui de la figure 4-20 (avec un objet MTEE pour l'intersection des lignes –voir figure 4-26 plus loin–). Les résultats à 60 GHz sont présentés dans les quatre cas de stub en circuit ouvert ou en court-circuit, avec lignes idéales (TLIN) ou lignes micro-rubans réalistes (MLIN) avec optimisation pour un maximum de rendement en puissance. Les courbes sont représentées dans la figure 4-24 et les valeurs saillantes sont résumées dans le tableau 4-5. Pour les lignes idéales, les longueurs supposent que le quart de longueur d'onde vaut  $850\ \mu\text{m}$  à 60 GHz, afin de faire une comparaison avec les lignes micro-rubans.

La capacité  $C$  est fixée à  $10\ \text{nF}$ , mais sa valeur n'a pas de grande conséquence sur le rendement vers la puissance continue aux bornes de  $R_o$ .

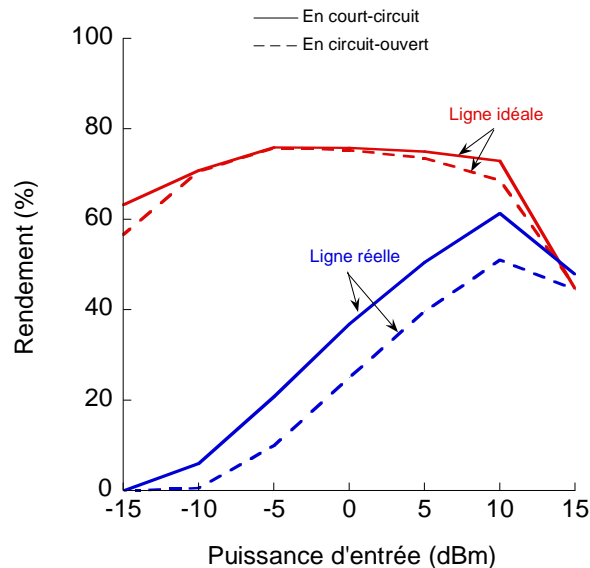


Figure 4- 24 : Comparaison du rendement de conversion en fonction des lignes utilisées (stub) dans le cas idéale et dans le cas réel (microruban), en fonction de la puissance d'entrée et en fonction du circuit (en CC ou en CO) à 60 GHz.

La figure 4-25 illustre l'influence des pertes dues au substrat ( $\text{tg}(\delta)$ ) sur le rendement de conversion dans le cas des lignes réelles (microruban) avec stub en court-circuit à 60 GHz. Le rendement en puissance est légèrement diminué sans pertes diélectriques. Globalement, le rendement souffre rapidement des pertes du circuit d'adaptation, non seulement pour le fondamental à 60 GHz, mais aussi sur les harmoniques. L'optimisation du rendement en puissance consiste en la recherche du meilleur compromis dans la configuration d'une cellule d'adaptation par stub. D'autre part, dans le cas des lignes réelles, si le rendement est meilleur avec

un stub en court-circuit, c'est parce que la longueur du stub est plus faible, et donc induit moins de pertes.

Tableau 4-5 : Rendement en fonction des lignes utilisées dans le cas idéal ou réel, en fonction de la puissance d'entrée et en fonction du circuit (CC) ou (CO) avec les valeurs optimales de la résistance de charge et des longueurs des stubs.

Ligne idéale en CO					
$P_{in}$ (dBm)	$\eta$ (%)	$R_O$ (k $\Omega$ )	$D_{stub}$ ( $\mu$ m)	$L_{stub}$ ( $\mu$ m)	$V_{out}$ (V)
15	44,9	551,5	772	945,56	2,797
10	68,62	1,159	950,16	738,59	2,82
5	73,55	3,854	776,16	922,13	2,994
0	75,3	12,6	806,1	891,4	3,08
-5	75,8	40,2	823,7	873,5	3,1
-10	70,63	99	82,25	867,8	2,65
-15	56,66	62,7	828,2	868	1,06
Ligne idéale en CC					
$P_{in}$ (dBm)	$\eta$ (%)	$R_O$ (k $\Omega$ )	$D_{stub}$ ( $\mu$ m)	$L_{stub}$ ( $\mu$ m)	$V_{out}$ (V)
15	44,6	0,1	847,5	858,41	1,187
10	72,9	1,23	715,1	142,6	2,991
5	75	4,05	776,1	72,7	3,098
0	75,8	12,76	806,1	41,42	3,11
-5	76	40,3	823,66	23,55	3,11
-10	70,82	70,44	829,25	17,67	2,23
-15	63,24	145,8	843,1	12,58	1,707
Ligne réelle en CO avec $tg(\delta) = 0.005$					
$P_{in}$ (dBm)	$\eta$ (%)	$R_O$ (k $\Omega$ )	$D_{stub}$ ( $\mu$ m)	$L_{stub}$ ( $\mu$ m)	$V_{out}$ (V)
15	44,42	0,533	693,34	987,34	2,736
10	51,1	1	669	999	2,295
5	39,68	1,12	672,46	993,7	1,183
0	25,06	1,57	692,64	970,2	0,626
-5	10,04	2,34	712,3	948,05	0,272
-10	0,62	5,5	882,77	770,34	0,058
-15	0	-	-	-	-
Ligne réelle en CC avec $tg(\delta) = 0.005$					
$P_{in}$ (dBm)	$\eta$ (%)	$R_O$ (k $\Omega$ )	$D_{stub}$ ( $\mu$ m)	$L_{stub}$ ( $\mu$ m)	$V_{out}$ (V)
15	42,4	0,2	506,87	505,3	1,698
10	61,37	1,2	672	149,58	1,136
5	50,54	1,85	698,8	119,1	1,718
0	36,9	2,4	711,26	103,96	0,94
-5	20,9	3,43	728,1	85,35	0,48
-10	6,1	5,3	743,26	69,1	0,18
-15	0	-	-	-	-

Ligne réelle en CC avec $\text{tg}(\delta) = 0$					
$P_{\text{in}}$ (dBm)	$\eta$ (%)	$R_0$ (k $\Omega$ )	$D_{\text{stub}}$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_{\text{stub}}$ ( $\mu\text{m}$ )	$V_{\text{out}}$ (V)
15	47,8	0,1	824,1	821,7	1,158
10	64,97	1,16	667,4	151	2,744
5	55,83	2,254	702,3	109,5	1,995
0	43,25	3,209	718,84	90,76	1,178
-5	27,85	4,574	733,5	74,8	0,635
-10	11,82	6,782	746,55	60,9	0,283
-15	1	-10,619	747,9	59,73	0,052

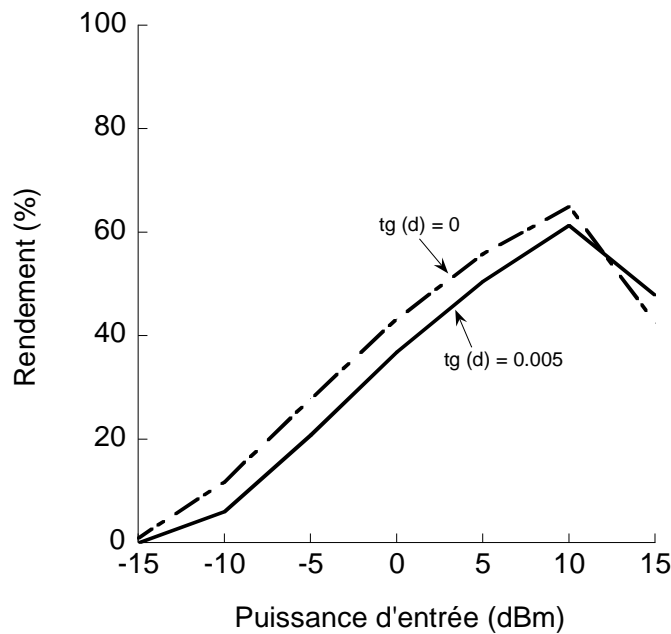


Figure 4- 25 : Comparaison du rendement de conversion dans le cas d'une ligne réelle (microruban) en fonction de la puissance d'entrée avec stub en CC à 60 GHz, en fonction de la valeur de  $\text{tg}(d)$  de la ligne.

#### 4.9.2 Optimisation du circuit de rectification dans une bande de fréquence : ligne réelle avec vias

Considérons désormais une antenne large bande sur BCB ( $\epsilon_r = 2,66$  et  $\text{tg}(\delta) = 0,005$ ), entourée de résonateurs comprenant des vias de 56  $\mu\text{m}$  de diamètre (connectées au plan de masse), et une largeur de ligne microruban (ligne qui alimente l'antenne patch) de 103  $\mu\text{m}$  (étudiée dans le chapitre 3). Le circuit est représenté dans la figure 4-26, le stub se termine en court-circuit, avec un modèle de via d'ADS et des sections de lignes supposées réelles. La diode Schottky est Ma4E1317.

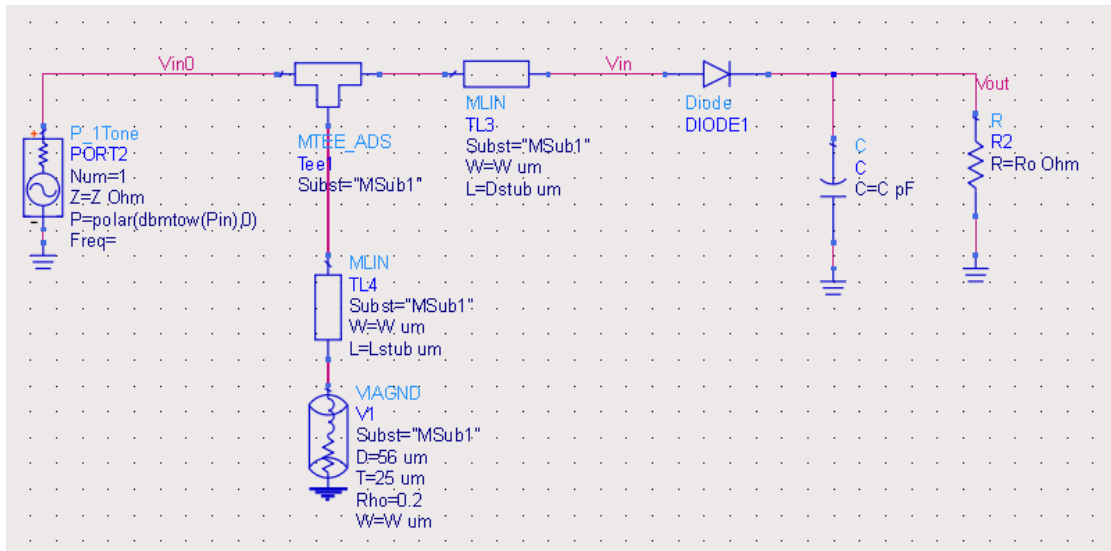
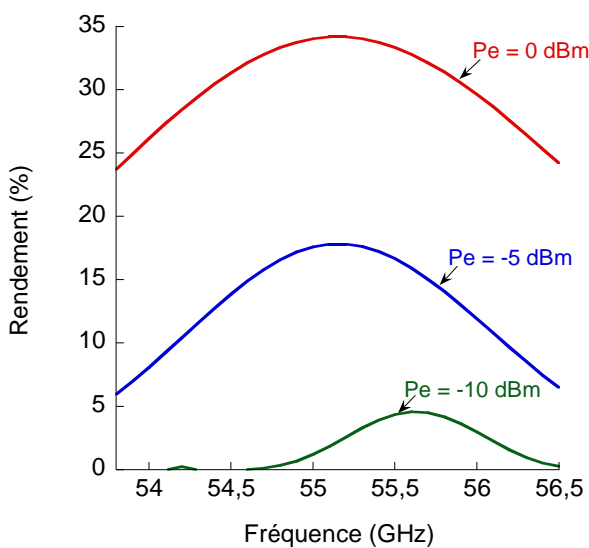


Figure 4- 26 : Circuit de rectification en topologie série avec lignes réelles et stub en court-circuit non idéal par un via.

Le rendement obtenu sur toute la bande de fréquence de 53,8 à 56,5 GHz est tracé en figure 4- 27, en fonction de trois niveaux de puissance 0 dBm, -5 dBm et -10 dBm. L'optimisation est différente car elle considère ici une cellule d'adaptation unique devant couvrir toute la bande de fréquence. C'est donc un compromis légèrement moins performant que ce qui a été obtenu pour une fréquence unique. La différence est néanmoins faible car la bande de fréquence est relativement étroite.



$P_{in}$ (dBm)	0	-5	-10
$\eta$ (%)	34 %	18%	5%
$R_o$ (k $\Omega$ )	1	2	4
C (pF)	38	26	22
$D_{stub}$ ( $\mu$ m)	126	760	780
$L_{stub}$ ( $\mu$ m)	126	105	75

Figure 4- 27 : Rendement de conversion en fonction de la fréquence pour trois niveaux de puissance d'entrée, 0 dBm, -5 dBm et -10 dBm. Les lignes sont supposées réelles (sur BCB) en incluant un modèle de via d'ADS. Tableau correspondant aux valeurs optimales.

Le rendement obtenu dans la figure 4-27, varie selon la puissance d'entrée dans toute la bande de fréquence. Lorsque la puissance d'entrée est de 0 dBm, le rendement maximal est de 34% entre 55 GHz et 55.4 GHz. Lorsque la puissance d'entrée est de -5 dBm, le rendement maximal est



18% entre 55 GHz et 55.4 GHz. Lorsque la puissance d'entrée est de -10 dBm, le rendement maximal est à 5% entre 55.6 GHz et 55.7 GHz.

#### 4.10 La réalisation technologique de la rectenna à 60 GHz

Les effets parasites et les pertes d'interconnexions peuvent être minimisés dans une technologie de circuit intégré, grâce à l'intégration de la couche « active », en ce qui nous concerne, des diodes Schottky planaires, et les lignes et autres composants électriques nécessaires au fonctionnement du circuit.

A haute fréquence, les guides, les dispositifs « passifs » et les antennes peuvent se réaliser avec une couche diélectrique et une métallisation (via inter-couches et motifs planaires). Cette couche passive existe bien dans les circuits MMIC et elle est intégrée au front-end des circuits BiCMOS pour les RF. Cependant, les contraintes technologiques et le coût de fabrication limite le type de diélectrique qui peut être utilisé, l'épaisseur du diélectrique et la surface disponible. Cela contraint les performances de l'ensemble.

Avec un support intermédiaire pouvant accepter des contraintes technologiques favorables aux meilleures performances passives, il est possible de l'hybrider avec le circuit intégré mais il reste encore des limitations par l'interconnexion.

Si nous mettons à part les techniques de wafer bonding, la puce est rapportée (wire bonding, flip-chip) sur un substrat hôte (céramique, PCB), souvent avec la médiation d'un interposeur pour remédier aux contraintes dimensionnelles du substrat porteur. L'objectif du contrat Terapacipode (ANR-16-CE24-0031-01) auquel j'ai contribué pour la réalisation des guides coplanaires GCPW avec vias, est de porter directement la couche passive sur la couche active sans les contraintes technologiques de la couche active. Ainsi, en réutilisant l'expérience acquise lors de ce contrat pour réaliser une rectenna, la diode Schottky constitue la couche active, avec le BCB comme diélectrique, pour des épaisseurs voisines de 30  $\mu\text{m}$ , et la métallisation est de l'or (croissance électrolytique, dépôt par évaporation e-beam d'une cible). Le contrat Terapacipode réunissait plusieurs partenaires académiques et industriels (C2N, IEMN, IMEP-LAHC, IETR et III-V Labs) pour développer une technologie submillimétrique de dispositifs passifs et d'antennes sur BCB avec l'intégration d'un circuit TBH InP.

Si la diode Schottky est fournie sous forme de puce, plusieurs options sont possibles pour associer la diode Schottky aux guides et antennes. Une option est le collage ou la brasure de la puce sur un support afin de reprendre les étapes technologiques. Par exemple un caisson à la dimension de la puce est creusé dans un wafer Si (gravure ICP) afin que la surface de la puce et la surface du wafer soit au même niveau. On peut ensuite utiliser les procédés de microélectronique pour réaliser la couche de guides et d'antennes. C'est une solution en cours de développement dans l'équipe Ephyca (non appliquée ici).

La seconde solution est de reporter par flip-chip la puce sur les dispositifs passifs déjà fabriqués. Elle n'a pas été envisagée directement, compte tenu des problèmes soulevés par la mise en contact des « plots » de la puce avec ceux de la couche Or/BCB, et par le fait que le substrat porteur de la puce se retrouve au-dessus de la puce, induisant une méthodologie de conception un peu plus complexe. Pour des premiers tests, il est préférable d'envisager un collage de la puce sur un emplacement de la couche Or/BCB déjà réalisée, et l'interconnexion entre les deux

circuits réalisés indépendamment se fait par wire bonding. Il est nécessaire de connaître les performances de chaque partie (la diode et sa puce, le wire bonding, les guides et antennes sur BCB) afin de parfaire la conception du circuit complet rectenna.

L'association de la puce Schottky et de la technologie Or/BCB sur wafer Si n'a pas pu être faite dans le temps de la thèse. Les premiers dispositifs Or/BCB intègrent : 1/ des antennes pouvant être excitées par une pointe de mesure coplanaire, 2/ des motifs 1-port et 2-ports de calibrage type TRL ou d'épluchage par matrice en cascade, 3/ des motifs pour mesure des wire bonding, avec et sans la puce portant une diode Schottky. Cette technologie se limite à la bande de fréquence accessible par la pointe de mesure. En accord avec les moyens de caractérisation disponibles dans l'équipe, la conception prévoit donc de couvrir les fréquences jusque 67 GHz, avec des diagrammes de rayonnement entre 50 et 67 GHz.

La technologie de la couche Or/BCB a déjà été expliquée dans le chapitre 3 consacré aux antennes. Une puce (composant commercial, ou prototype réalisé par un laboratoire) serait collée sur le diélectrique (colle époxy, ou BCB avec une faible réticulation) avec une machine de report de puce (pick and place), puis ensuite le câblage par wire bonding aurait été fait entre les plots de la puce et les plots prévus sur le substrat. Il faut respecter précisément les dimensions du câblage (longueur de fil, rayon de courbure, hauteur d'arc) compte tenu de leur contribution électrique dans le fonctionnement du circuit, contribution qui serait intégrée lors de la phase de conception de la rectenna.

## 4.11 Conclusion

Dans le but d'étudier l'association de circuits actifs et passifs sur BCB, il a été proposé de réaliser une rectenna. L'étude prévue initialement comprenait deux volets : la conception d'un prototype de rectenna fonctionnant autour de 60 GHz (visant des applications WiGig) et la conception d'une rectenna THz totalement intégrée au THz. Cette dernière s'appuyait sur une diode Schottky optimisée en technologie GaAs (qui aurait été réalisée par un partenaire technologique externe). Le travail d'optimisation de la diode GaAs a été entrepris mais dans le contexte de la pandémie, il s'est avéré impossible de fabriquer la rectenna à échéance de la fin de la thèse.

Le calcul fin des éléments parasites de la diode Schottky (résistifs et capacitifs) rend possible la recherche de la « meilleure » diode pour une application spécifique au THz (rectification, doubleur ou tripleurs de fréquences, mélangeurs, ...). Il n'existe pas, en effet, une diode unique optimisée pour le THz mais diverses diodes qui peuvent être optimales pour une application spécifique au THz. D'où l'intérêt d'un modèle électrique non-linéaire couvrant toutes les configurations (épaisseurs de couches, niveaux de dopage, surface d'anode, ...) réalisable par épitaxie et technologie.

Pour la rectenna à 60 GHz, diverses topologies d'antennes planaires ont été simulées, réalisées et caractérisées au C2N (chapitre 3). Le circuit de la rectenna, incluant l'antenne, une cellule d'adaptation par stub, une diode Schottky commerciale et une cellule RC parallèle a ensuite été optimisée sous ADS pour différentes diodes Schottky commerciales. Notre choix s'est portée sur la diode MA4E1317 qui offrait les meilleurs rendements de conversion. Une réflexion sur le poids des pertes des guides sur BCB a été entreprise. Nous avons montré que le recours à des

lignes micro rubans sur BCB pouvait faire chuter le rendement de conversion de la rectenna de 70% à 40% pour une puissance de 0 dBm

L'intégration des antennes planaires optimisées, des circuits d'adaptations, d'une diode GaAs commerciale et d'une cellule RC dans la bande WiGig, n'a pas abouti à ce jour. Mais toutes les étapes de conception ont été menées.

## Conclusion générale et perspectives

Dans le cadre de ce travail de thèse, des technologies à base de polymère benzocyclobutène (BCB) pour les dispositifs passifs ont été développés en bande millimétrique et submillimétrique [Grimault2019] et [Zerounian2021].

Dans le chapitre 1, nous avons mis en évidence les limites d'intégrations des dispositifs RF passifs en technologies silicium pour traiter les applications millimétriques, submillimétriques et THz. Les wafer usuels de silicium (Si) présentent des pertes élevées. Il conviendrait de n'utiliser que des substrats à haute résistivité (HR) pour minimiser les pertes diélectriques. Mais la forte valeur de la partie réelle de la permittivité du silicium est aussi responsable de fortes pertes par rayonnement des guides au-delà de 60 GHz.

C'est pourquoi, dans le but de concevoir des circuits RF/HF/THz intégrés sur puce tout en minimisant les pertes associées au substrat diélectrique, nous avons proposé d'utiliser le BCB comme diélectrique alternatif. Ce diélectrique polymère présente une permittivité (partie réelle) plus faible que celle des semi-conducteurs usuels déposé avec une épaisseur suffisante pour apparaître comme une excellente alternative, et conduire à la réalisation des guides d'ondes monomodes sur toute la gamme millimétrique et submillimétrique. Le BCB est déjà utilisé en technologie des MMIC, compatible avec les étapes de microélectroniques classiques, et en raison de sa faible permittivité (réduction des capacités) et de son angle de perte modéré même à 1 THz.

Ces raisons nous ont ainsi conduites à considérer et à étudier la réalisation des différents circuits RF/HF/THz sur ce polymère. En continuité du travail déjà mené par l'équipe Ephycas du C2N, sur des guides GCPW (guide coplanaire avec plan de masse inférieur), le chapitre 2 constitue une part importante de ce travail avec le développement de guide en technologie planaire sur BCB. La nouveauté apportée dans le présent travail est l'inclusion de vias permettant de court-circuiter les plans de masse entre eux afin de réaliser des guides monomodes avec des pertes modestes. Nous avons décrit les procédés de fabrication technologiques de ces guides. La caractérisation des guides a tout d'abord été menée de 10 MHz à 67 GHz. Après l'épluchage des accès, les paramètres S ont permis de calculer les propriétés de transmission et l'impédance caractéristique des lignes. Nous avons notamment pu vérifier qu'un unique mode fondamental se propage grâce à l'architecture du guide avec des pertes raisonnables (0,65 dB à 67 GHz pour la ligne proche de 50  $\Omega$ , et 0,45 dB pour une ligne de ruban central deux fois plus large d'impédance caractéristique d'environ 40  $\Omega$ ).

Les bonnes performances de ces guides coplanaires ont été démontrées avec des mesures réalisées jusqu'à 760 GHz et des comparaisons jugées favorables obtenues avec des modélisations HFSS. Les lignes de transmission dont la largeur du ruban central ( $W$ ) est de 36  $\mu\text{m}$ , avec un espace au plan de masse coplanaire ( $G$ ) de 3  $\mu\text{m}$  sur 30  $\mu\text{m}$  de BCB avec vias présentent une atténuation très satisfaisante aussi faible que 3 dB/mm à 600 GHz avec une permittivité effective d'environ 1,95 et une impédance caractéristique proche de 50  $\Omega$ . Parmi le panel d'études sur les guides d'ondes planaires en ondes submillimétriques, nos résultats sont dans la lignée de ceux à

l'état de l'art qui existent actuellement en technologie planaire. Rappelons que les pertes dans un guide CPW sont principalement d'origine diélectrique et métallique à basse fréquence, et liées au rayonnement à fréquence élevée. Ils dépendent du choix crucial du diélectrique et de ses dimensions, en particulier de la séparation ( $G$ ) entre la bande centrale ( $W$ ) et les rubans de masse latéraux. Un guide d'onde CPW de mêmes dimensions ( $W/G = 36/3 \mu\text{m}$ ) sur  $30 \mu\text{m}$  de BCB mais sans vias [Cao2014], présentait une atténuation un peu plus élevée avec  $3.5 \text{ dB/mm}$  à  $500 \text{ GHz}$ . Les pertes évoquées ici restent voisines de celles obtenues par simulation FDTD pour un guide GCPW sur  $25 \mu\text{m}$  de BCB ( $W/G = 13/3,5 \mu\text{m}$ ) qui a montré une atténuation de  $3,6 \text{ dB/mm}$  à  $750 \text{ GHz}$ .

En conséquences, les lignes GCPW sur BCB avec vias, d'impédances proches de  $50 \Omega$  proposées et étudiées dans cette thèse, demeurent monomode et à faible perte jusqu'aux fréquences THz et révèlent un très fort potentiel pour les applications submillimétriques. Les avantages de ces guides permettent beaucoup de degré de liberté dans ses dimensions avec un substrat polymère BCB et la possibilité de contrôler la densité de vias pour limiter l'apparition des modes d'ordres supérieurs.

Le BCB se présente comme l'un des meilleurs matériaux de support et de moyen d'encapsulation des dispositifs. En effet, ce dernier permet de réduire fortement les pertes à des fréquences THz. Les performances de cette technologie se situent dans l'état de l'art ouvrant la voie à des circuits THz entièrement intégrés sur n'importe quel MMIC.

Les difficultés technologiques à surmonter pour rendre fiable l'ajout de circuits passifs sur substrat BCB épais demeurent importantes comme l'ANR Terapacipode l'a montré. Mais si elles sont surmontables, les perspectives de circuits passifs incluant des antennes sur des substrats structurés sont très prometteuses.

Le chapitre 3 a porté sur l'étude, la modélisation et la réalisation d'antennes planaires en technologie intégrée sur BCB. A cet effet, nous avons choisi de concevoir des antennes fonctionnant sur la bande de fréquences dédiée aux applications WiGig ( $57$  à  $66 \text{ GHz}$ ). Pour cela, nous avons conçu diverses antennes sur BCB. Un design d'antenne patch classique a été réalisé dans un premier temps afin de valider les étapes et le concept de fabrication. Par la suite, de nouvelles géométries d'antennes patches ont été réalisées en vue d'augmenter leur bande passante comme le patch avec fentes en forme de U, le patch avec structures en forme de champignons et le patch parasité par un autre patch au-dessus. Ainsi, de multiples techniques d'élargissement de la bande passante ont été considérées, par le principe d'ajout d'une ou de plusieurs résonances supplémentaires assez proches pour pouvoir les coupler pour élargir la bande passante. La méthodologie mise en place pour la conception et l'élargissement de la bande de fréquence des structures antennaires sur polymère BCB a été décrite.

Nous avons par la suite validé expérimentalement les résultats de modélisations. Cette étape, nous a permis d'une part de valider et de consolider les processus de fabrication technologique des antennes planaires sur BCB en salle blanche du C2N, mais aussi de vérifier la validité des performances des antennes proposées avec la mesure des paramètres S et du diagramme de rayonnement. Les résultats obtenus ont montré une bonne concordance avec les résultats de simulations même si des écarts fréquentiels ont été constatés.

Une étude des tolérances de certains paramètres a été menée pour identifier l'origine de ces écarts. Ainsi, des corrections ont été apportées afin de réadapter la modélisation de l'antenne aux résultats de mesures. Nous avons pour cela réadapté la permittivité relative du BCB et redimensionné l'antenne en tenant compte des incertitudes de fabrications en particulier lorsque les espacements sont inférieurs à 1  $\mu\text{m}$ . Nous avons ainsi pu optimiser une nouvelle géométrie d'antenne patch à faible profil. Cette antenne, se compose d'un patch circulaire entouré de résonateurs, en forme de champignon sur lequel est empilé un autre patch circulaire « parasite ». Ce nouveau prototype d'antenne a été réalisé et caractérisé. Les résultats obtenus ont permis de valider le concept. Cette configuration a permis d'élargir la bande passante de l'antenne à plus de 2,8 GHz autour de 60 GHz, ce qui est suffisant pour couvrir un canal dans le cadre d'une application WiGig.

En perspective de ces travaux et afin de couvrir plusieurs canaux dans la bande WiGig, nous prévoyons de rendre cette antenne reconfigurable en fréquence. Cette fonctionnalité peut être obtenue en intégrant des éléments localisés comme des composants électroniques qui permettent de changer les propriétés de résonance de la structure. Ces composants peuvent être des diodes PIN ou Varactors qui peuvent être placées par exemple entre le patch central et les résonateurs en forme de champignons. En les polarisant en inverse, on pourrait contrôler la zone de charge d'espace de ces diodes et donc de la capacité qui se crée aux bornes de chaque diode. Cette capacité variable permettrait ainsi de contrôler la fréquence de résonance globale de l'antenne et donc de couvrir plusieurs bandes de fréquences. D'autres configurations peuvent également être développées dans des travaux futurs, comme la réalisation d'antenne à entrées et sorties multiples (MIMO) pour répondre aux exigences des nouvelles technologies de communication numériques. La formation de faisceau directif et le contrôle de sa direction fait également partie de ces nouvelles exigences. Cette fonctionnalité peut être obtenue soit par la mise en réseau d'antennes ou sinon par l'intégration de nouvelles technologies comme les métamatériaux et les métasurfaces qui révolutionnent ces dernières avec le contrôle des ondes EM [Miliyas2021] [Wang2020].

Par la suite et dans le but d'étudier l'association de circuits actifs et passifs sur BCB, il a été proposé, dans le chapitre 4, de réaliser une rectenna fonctionnant autour de 60 GHz (visant des applications WiGig). L'antenne optimisée et réalisée dans le chapitre 3 a été considérée pour la conception de ce circuit de rectification. Outre les perspectives nombreuses d'applications associant parties actives et passives sur BCB présenté juste avant, la rectenna constitue un circuit témoin des bonnes performances ou des moindres pertes des deux parties, ensemble, et elle constitue un choix d'excellence. Cela peut couvrir des études physiques amonts dans la modélisation fine du transport à la jonction Schottky, comme des études plus pratiques de l'efficacité d'échange électromagnétique depuis l'antenne jusqu'au composant avec la modélisation non-linéaire comme enjeu important.

Dans un premier temps, une étude d'évaluation (sous ADS) des performances de différentes diodes Schottky commerciales autour des fréquences de 60 GHz a été menée. Parmi les différentes diodes étudiées, une seule a été retenue en vue de l'intégrer dans le circuit de la rectenna. Ce circuit a ensuite été optimisé sous ADS en testant différentes configurations et les résultats de modélisation ont permis d'obtenir des rendements de conversion de l'ordre de 60%

avec des niveaux de puissance allant de 0 à -10 dBm. Le circuit n'a pu être mis en place dans son intégralité par manque de temps. Cependant, des options de réalisation technologique pour associer la diode Schottky aux guides et antennes sont possibles et envisageables dans le cadre de travaux futurs.

A plus hautes fréquences (fréquences millimétriques et THz) nous pouvons imaginer conserver le concept des rectennes basée sur une diode Schottky à 1 THz, non plus pour réaliser de la conversion d'énergie, mais simplement pour la détection.

Cette étude rentre dans une continuité du travail de l'équipe Ephycas et plus spécifiquement de la thèse d'Eric BERNUCHON. Il apparaît qu'une diode Schottky GaAs optimisée pour la rectification est une diode courte (quelques dizaines de nanomètres) avec un faible dopage et une très petite surface. Le travail de thèse a permis de montrer que la surface minimale est limitée par le poids des résistances et capacités parasites. Une diode Schottky GaAs avec une longueur N de 50 nm, un dopage de  $10^{17} \text{ cm}^{-3}$  et une surface de  $0,05 \mu\text{m}^2$  semble optimale.

La réalisation technologique d'un détecteur THz intégré sur substrat GaAs hybridée par l'intégration de circuits passifs sur BCB (nécessitant une grande épaisseur de BCB au-dessus des composants) et plus spécifiquement de la thèse d'Eric BERNUCHON, n'a pu être menée durant la thèse mais il le sera prochainement.

Le calcul fin des éléments parasites de la diode Schottky (résistifs et capacitifs) qui a nécessité des milliers de simulations sous Silvaco rend possible la recherche de la « meilleure » diode pour une application spécifique au THz (rectification, doubleur ou tripleurs de fréquences, mélangeurs, ...) et pas uniquement pour la rectification/détection au THz.

Il n'existe pas, en effet, une diode unique optimisée pour le THz, mais diverses diodes qui peuvent être optimales pour une application spécifique au THz. D'où l'intérêt d'un modèle électrique non-linéaire couvrant toutes les configurations (épaisseurs de couches, niveaux de dopage, surface d'anode, ...) réalisable par épitaxie et technologie.

Un tel modèle sera mis à profit pour la réalisation de sources entre 1 et 2 THz. Il est probable que de telles sources domineront toutes les options alternatives (QCL par exemple) dans un proche avenir. La réalisation de telles sources nécessitera des modèles dans un environnement unique tel qu'ADS. Le modèle complet de diode Schottky, incluant les éléments parasites, de l'équipe Ephycas pourrait être au cœur de la modélisation qui précèdera les conceptions.

Pour finir, au cours de cette thèse différentes topologies de circuits RF passifs sur BCB ont été étudiées. Ces études ont permis de tester et d'évaluer les performances de ce polymère aux fréquences millimétriques et THz. Différents outils de modélisation ont été utilisés pour la conception et l'optimisation des circuits étudiés à savoir, ANSYS HFSS pour les lignes de transmission et les antennes, ADS pour la partie Rectenna et enfin Silvaco pour l'optimisation des diodes Schottky. Malgré les différentes contraintes techniques rencontrées tout au long de la thèse et le contexte pandémique, nous avons pu réaliser plusieurs prototypes qui ont permis de consolider les différentes étapes de fabrication en salle blanche des circuits passifs RF sur le polymère BCB. Les résultats de caractérisation de ces différents prototypes nous ont permis de valider expérimentalement les concepts proposés. Ainsi, ces travaux permettront dans le cadre de travaux futurs d'envisager la réalisation de circuits intégrés implémentant à la fois des circuits

actifs et passifs. La validation expérimentale du circuit de la rectenna proposée dans le cadre de cette thèse pourrait constituer une première étape vers cette étude d'implémentation. Des systèmes plus complexes sur puces avec des fonctionnalités avancées pourraient, par la suite, être envisagés. Ces puces intégreront tous les composants nécessaires à savoir les antennes, les filtres, les amplificateurs RF, les mélangeurs, et les oscillateurs locaux. Comme par exemple la réalisation de puces « Transceiver » pour des applications WiGig et voire pour les futurs systèmes de communications comme la 6G.



## REFERENCES

[ADS-SDD] Données accessibles via le lien :

<https://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=5911565>

[Aldrigo2018] M. Aldrigo, M. Dragoman, S. Iordanescu, M. Modreanu, I. Povey, D. Vasilache, A. Dinescu, M. Shanawani, D. Masotti, "Bow-Tie Antenna Integrated with an HfO<sub>2</sub>-Based MIM Diode for Millimetre Wave Harvesting" In 2018 48th European Microwave Conference (EuMC) (pp. 769-772). 2018.

[Amadjikpe2012] Amadjikpè. A. L, "Integrated Antennas on Organic Packages and Cavity Filters for Millimeter-wave and Microwave Communication Systems", Georgia Institute of Technology, 2012 (page 46).

[Aroor2012] Aroor. S, Pierce. R, Henderson. R, Blanchard. A, "FR-4 Packaging for Millimeter-Wave Front-end Circuits," in IEEE Microwave Technology and Techniques Society Meeting, 2012.

[Atten2015] Neighbor discovery and tracking in mm-wave networks, TU-Berlin, 2015.

[Bauwens2014] M. F. Bauwens, L. Chen, C. Zhang, A. I. Arsenovic, N. Alijabbari, A. W. Lichtenberger, N. Scott Barker et R. M. Weikle, « Characterization of Micromachined On-Wafer Probes for the 600 – 900 GHz Waveguide Band », IEEE Trans. Terahertz Science and Technology, vol. 4, pp. 527-529, 2014.

[Berges2015] R. Berges, L. Fadel, L. Oyhenart, V. Vigneras, T. Thierry, « A dual band 915 MHz/2.44GHz RF energy harvester », Microwave Conference (EuMC), 2015 European IEEE, 2015, S.307-310.

[Bernuchon2017a] E. Bernuchon, F. Aniel, N. Zerounian, A.-S. Grimault-Jacquín, "Monte Carlo modelling of Schottky diode for rectenna simulation," Solid-State Electronics, vol. 135, pp. 71-77, 2017.

[Bernuchon2017b] E. Bernuchon, F. Aniel, N. Zerounian, A.-S. Grimault-Jacquín, "Analyse et optimisation de diodes Schottky pour la rectification THz," 20èmes Journées Nationales Micro-ondes (JNM), Saint Malo, 17-19 mai 2017.

[Bianco1976] B. Bianco, M. Parodi, S. Ridella, and F. Selvaggi, Launcher and microstrip characterization, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-25, no. 4, pp. 320–323 (1976).

[Bulman1985] G. E. Bulman, V. M. Robbins, et G. E. Stillman, « The determination of impact ionization coefficients in (100) gallium arsenide using avalanche noise and photocurrent multiplication measurements », IEEE Trans. Electron Devices, vol. 32, no11, p. 2454-2466, nov. 1985.

[C3] <https://wiki.nanotech.ucsb.edu/w/images/7/72/BCB-cyclotene-3000-revA.pdf>

[C4] [https://kayakuam.com/wp-content/uploads/2019/10/cyclotene\\_4000\\_immersion\\_dev.pdf](https://kayakuam.com/wp-content/uploads/2019/10/cyclotene_4000_immersion_dev.pdf)

- [Cai2017] Cai. Y, et al, « Design of low-profile metamaterials-loaded substrate integrated waveguide horn antenna and its array applications », IEEE Trans, Antennas Propag, 2017.
- [Calvez2011] Calvez. C, Person. C, Coupez. J, Gallee. F, Pilard. R, Giancesello. F, Gloria. D, Belot. D and Ezzeddine. H, "Miniaturized hybrid Antenna combining Si and IPD™ technologies for 60 GHz WLAN Applications," in IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Spokane (WA), 2011.
- [Cao2013] Lei Cao, "Optimization of THz detection by two dimensional plasmons in heterostructures and THz propagation in planar waveguides", thesis, Paris XI, 2013.
- [Cao2014] Lei Cao, Anne-Sophie Grimault-Jacquin, Nicolas Zerounian, Frédéric Aniel, " Design and VNA-measurement of coplanar waveguide (CPW) on benzocyclobutene (BCB) at THz frequencies ", Elsevier Infrared Physics & Technology, 2014.
- [Cao2019] Cao. Y, et al, « Broadband and High-Gain Microstrip Patch Antenna Loaded With Parasitic Mushroom-Type Structure », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.18, No.7, July 2019.
- [Champlin1964] K. S. Champlin et al. « Charge carrier inertia in semiconductors », Proc. IEEE, vol. 52, no 6, p. 677-685, 1964.
- [Chinoy1993] Chinoy. P and Tajadod. J, "Processing and microwave characterization of multilevel interconnects using benzocyclobutene dielectric," Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, IEEE Transactions on, vol. 16, pp. 714 –719, nov 1993.
- [Ciais2004] P. Ciais. Antennes multistandards pour communications mobiles, « PhD thesis, LEAT Université de Nice Sophia Antipolis », Décembre 2004. 38, 50, 81, 84.
- [Cohn1968] Seymour B.Cohn, "Slot line on a dielectric substrate", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. MTT-17, pp.768-778, 1969.
- [Corner2011] Conner. M, "Automobile sensors may usher in self-driving cars," 26 Mai 2011.
- [Costanzo2010] A. Costanzo, F. Donzelli, D. Masotti and V. Rizzoli, «Rigorous Design of RF Multi- resonator Power Harvesters», European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2010, Barcelona, Spain, April 12-16, 2010.
- [DatasheetBCB] [http://www.lookpolymers.com/pdf/Dow-CYCLOTENE-3022-46\\_Bisbenzo\\_cyclobutene-BCB-Electronic-Resin.pdf](http://www.lookpolymers.com/pdf/Dow-CYCLOTENE-3022-46_Bisbenzo_cyclobutene-BCB-Electronic-Resin.pdf).
- [DeGroot2002] D. C. DeGroot, J. A. Jargon, and R. B. Marks, Multiline TRL revealed, in ARFTG Microwave Measurement Conference, pp. 131–155 (2002)
- [Diaz2018] Diaz-Albarran. Et al. « Development and characterization of cyclic olefin copolymer thin films and their dielectric characteristics as CPW substrate by means of Terahertz Time Domain Spectroscopy » Microelectronic Engineering, February 2018.
- [Douyere2008] A. Douyere, J.D. Lan Sun Luk and F. Alicalapa, «High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design», Electronics Letters, vol. 44, no. 24, Nov. 20, 2008.

- [Dussopt2012] Dussopt. L, Lamy. Y, Joblot. S, Lantéri. J, Salti. H, Bar. P, Sibuet. H, Reig. B, Carpentier. J, Dehos. C and Vincent. P, "Silicon Interposer with Integrated Antenna Array for Millimeter-Wave Short-Range Communications," in International Microwave Symposium, Montreal, 2012.
- [Edwards1984] T. C. Edwards, « Conception des circuits micro ondes », Edition MASSON 1984.
- [Edward2002] Niehenke. E, Pucel. R, Bahl. J, "Microwave and Millimeter-Wave integrated Circuits", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, no. 3, pp. 846-857, March 2002.
- [Eisendtadt1992] W. R. Eisendtadt and Y. Eo, S-Parameter-Based IC Interconnect Transmission Line Characterization, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, pp. 483–490 (1992).
- [Engen1979] G. F. Engen and C. A. Hoer, Thru-Reflect-Line : An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 27, no. 12, pp. 987–993 (1979) [Marks1991].
- [Epp2000] L.W. Epp, A.R. Khan, H.K. Smith and R.P. Smith, «A Compact Dual-Polarized 8.51-GHz Rectenna for High-Voltage (50 V) Actuator Applications», IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 1, Jan. 2000, pp 111-120.
- [FCC2021] [www.fcc.gov/document/fcc-opens-spectrumhorizons-new-services-technologies](http://www.fcc.gov/document/fcc-opens-spectrumhorizons-new-services-technologies)
- [Fitzpatrick1978] J. Fitzpatrick, Error Models for Systems Measurement, Microwave Journal, pp.63–66, (1978).
- [Franc2012] Franc. A.-L, Pistono. E, Gloria. D and Ferrari. P « Hight-Performance Shielded Coplanar Waveguides for the design of CMOS 60-GHz Bandpass Filters », IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 59, No. 5, PP. 1219-1226, May 2012.
- [Frankel1991] Frankel. M.-Y, Gupta. S, Valdmanis. A.-J and Mourou. G.-A, "Terahertz Attenuation and Dispersion Characteristics of Coplanar Transmission Lines", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol.39, No.6, pp.910-916, 1991.
- [Gao2013] H. Gao et al., "A 71GHz RF energy harvesting tag with 8% efficiency for wireless temperature sensors in 65nm CMOS," in Proc. IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. (RFIC), 2013, pp. 403–406.
- [Garg2013] R. Garg, I. J. Bahl, and M. Bozzi, Microstrip lines and slotlines, 3rd edition, Boston, Artech House (2013).
- [Gianesello2007] Gianesello. F, Montusclat. S, Martineau. B, Gloria. D, Raynaud. C, Boret. C, Dambrine. G, Lepilliet. S and Pilard. R, "65 nm HR SOI CMOS Technology: Emergence of Millimeter-Wave SoC," in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, Honolulu (HI), 2007.
- [Gonzalez1996] T. González et al., « Physical models of ohmic contact for Monte Carlo device simulation », Solid-State Electronics, vol. 39, no. 4, pp. 555-562, 1996.

- [Grimault2019] A-S. Grimault-Jacquin, N. Zerounion, I. Kaid Omar, P. Crozat, F. Amar, C. Villebasse, D. Bouville, F. Hamouda and F. Aniel, «Characteristics of Coplanar Waveguide of Small Cross Section on BCB with Coplanar Ground to Conductor-Backed Plane Interconnection», Springer Science, Journal of Infrared, Millimeter, and THz Waves, DOI 10.1007/s10762-019-00624-x.
- [Grischkowsky1987] D. Grischkowsky, I.N. Duling, III, J.C. Chen, and C.C. Chi, "Electromagnetic shock waves from transmission lines", Physical Review Letters, Vol.59, No.15, pp.1663–1666, 1987.
- [Guo2008] Guo. P.-J and Chuang. H.-R, “A 60-GHz millimeter-wave cmos rfc-on-chip meander-line planar inverted-f antenna for wpan applications,” in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, July 2008, pp. 1 –4. (Cité en page 28).
- [Gupta1996] K.C.Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl and Prakash Bhartia, "Microstrip Lines and Slotlines", 2nd edition, Artech House, ISBN: 0-89006-766-X, 1996.
- [Gutierrez2009] Gutierrez. F, Parrish. K, Rappaport. T, "On-Chip Integrated Antenna Structures in CMOS for 60 GHz WPAN Systems," in IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM, Honolulu (HI), 2009.
- [Hagerty2001] J.A. Hagerty and Z. Popovic, «An experimental and theoretical characterization of a broad-band arbitrarily-polarized rectenna array », IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., vol. 3, May 2001, pp 1855-1858.
- [Hall1988] Hall. PS, Hall. CM, « Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design », IEE Proc Part H - Microwaves Antennas Propag, 1988.
- [Hallal2017] Aymen Hallah, “Génération d’ondes millimétriques et submillimétriques sur des systèmes fibrés à porteuses optiques stabilisées », thèse, Université Rennes 1, 2017.
- [HannaC2018] C. Hannachi, S., Boumaiza, S. O. Tatu, “A highly sensitive broadband rectenna for low power millimeter-wave energy harvesting applications”. 2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC).
- [Haus1991] Hermann A.Haus and WeiPing Huang, "Coupled-Mode Theory", Proceedings of the IEEE, Vol. 79, No.10, pp.1505-1518, 1991.
- [Hauser1976] J. R. Hauser et al., « Velocity-field relationship of InAs-InP alloys including the effects of alloy scattering », Appl. Phys. Lett. 28, 458, 1976.
- [Haydl2000] William H.Haydl, "Resonance Phenomena and Power Loss in Conductor-Backed Coplanar Structures", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.20, No.12, pp.514-516, 2000.
- [Heikkinen2004] J. Heikkinen and M. Kivikoski, «Low-Profile Circularly Polarized Rectifying Antenna for Wireless Power Transmission at 5.8 GHz», IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, no. 4, April 2004, pp 162-164.
- [Heiliger1997] Heiliger. H.-M, Nagel. M, Roskos. H.G, Kurz. H, Schnieder. F, Heinrich. W, Hey.R, and Ploog. K, "Low-dispersion thin-film microstrip lines with cyclotene

(benzocyclobutene) as dielectric medium", *Applied Physics Letters*, Vol. 70, No.17, pp.2233-2235, 1997.

[Heinrich2000] Wolfgang Heinrich, Frank Schnieder, and Thorsten Tischler, "Dispersion and radiation characteristics of conductor-backed CPW with finite ground width", *IEEE MTT-S Digest*, pp.1663-1666, 2000.

[Hemour2015] S. Hemour, C. H. P. Lorenz, and K. Wu, "Small-footprint wideband 94 GHz rectifier for swarm micro-robotics," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp*, 2015, pp. 1–3.

[Herth2019a] E. Herth, et al. "Fast ultra-deep silicon cavities: Toward isotropically etched spherical silicon molds using an ICP-DRIE," *Journal of Vacuum Science & Technology B*, vol. 37, no. 2, p. 021206, 2019. DOI:10.1116/1.5081503.

[Herth2019b] E. Herth, S. Edmond, D. Bouville, J. L. Cercus, F. Bayle, and E. Cambril, "Micro-/Nanopillars for Micro-and Nanotechnologies Using Inductively Coupled Plasmas," *physica status solidi (a)*, vol. 216, no. 23, p. 1900324, 2019. DOI:10.1002/pssa.201900324

[Islam2014] Islam. R and Henderson. R, « Millimeter-wave Coplanar Waveguide series stubs on BCB and low Resistivity Silicon » *Microwave and Optical Technology Letters*/Vol. 56, No. 2, February 2014.

[Jackson1986] Robert W. Jackson, "Considering in the Use of Coplanar Waveguide For Millimeter-Wave Integrated Circuits", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-34, No.12, pp.1450-1456, 1986.

[Jelley1958] J.V.Jelley, "Cerenkov Radiation and Its Applications", Pergamon Press, New York, ISBN: 0-08-013127-1, 1958.

[John2020] John. L, Tessmann. A, Leuther. A, et al. « Broadband 300-GHz power amplifier MMICs in InGaAs mHEMT technology ». *IEEE Trans Terahertz Sci Technol*. 2020.

[Judek2017] J. Judek, A.P. Gertych, M. Swiniarski, M. Zdrojek, J. Krupka, J. K. Piotrowski, Characterization of Finite-Width Ground Coplanar Waveguides on High Resistivity Silicon with Ultralow Metallization Thickness, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 12, pp. 4836–4842 (2017)

[Kadoya2008] Kadoya. Y, Onuma. M, Yanagi. S, Ohkubo. T, Sato.N, and Kitagawa. J, "THz wave propagation on strip lines: devices, properties, and applications", *Radioengineering*, Vol. 17, No.2, pp.48-55, 2008.

[Kasilingam1983] Dayalan P.Kasilingam and David B.Rutledge, "Surface-Wave Losses of Coplanar Transmission Lines", *IEEE MTT-S Digest*, pp.113-115, 1983.

[Ke2011] Ke. B. Y, Chiu. H. C, Fu. J. S and Xue. Q, « A V-bande low insertion loss GaAs bandpass chip filter using CMRC technology », *ASIA-Pacific Microwave Conference*, Melbourne, VIC, 2011.

[Keil1992] Ulrich D.Keil, Douglas R.Dykaar, A.F.J.Levi, Rose F.Kopf, L.N.Pfeiffer, Sheldon B.Darack and K.W.West, "High-Speed Coplanar Transmission Lines", *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol.28, No.10, pp.2333-2342, 1992.

- [Kenneth2012] Kenneth. H.K. Yau, Eric Dacquay, Ioannis Sarkas, Sorin P. Voinigescu, « Device and IC characterization above 100 GHz », IEEE Microwave Magazine, Jan-Fev 2012.
- [Kissinger2012] Kissinger. D, Millimeter-Wave Receiver Concepts for 77 GHz Automotive Radar in Silicon-Germanium Technology, Springer, 2012.
- [Klein2015] Klein. B, et al., "On-Chip Antenna Pattern Measurement Setup for 140 GHz to 220 GHz", IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), October 2015.
- [Kuhn2013] V. Kuhn, F. Seguin, C. Lahuec and C. Person, « Récupération d'énergie pour capteurs autonomes dans un contexte BSAN : Comparaison expérimentale entre sources d'énergie radiofréquences et lumineuse », JMN2013, 18<sup>ème</sup> Journées Nationales Microondes. Paris, France, 2013.
- [Kyro2011] Kyro. M, Kolmonen. V, Vainikainen. P, Titz. D, Luxey. C and Villeneuve. C, "60 GHz Membrane Antenna Array for Beam Steering Applications," in European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Rome, 2011.
- [Lee1999] Jongjoo Lee, Heeseok Lee, Woopoung Kim, Jaehoon Lee and Joungho Kim, "Suppression of Coupled-Slotline Mode on CPW Using Air-Bridges Measured by Picosecond Photoconductive Sampling", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.9, No.7, pp.265-267, 1999.
- [Li2010] Li. R, Lim. T.-G, Ho. S.-W, Xiong.Y.-Z and Pinjala. D, «Design of Wideband Bandpass Filters Using Si-BCB Technology for Millimeter-Wave Applications », IEEE Electronic Components and Technology Conference, 2010.
- [Lin2007] Lin. C, Hsu. S, Chuang. H, "A 60-GHz millimeter-wave CMOS RFIC-on-chip triangular monopole antenna for WPAN applications," in IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Honolulu (HI), 2007.
- [Liu2014] Liu. W, Chen. Z-N, Qing. X, « Metamaterial-based low-profile broadband mushroom antenna », IEEE Trans, Antennas Propag, 2014.
- [Lo1993] Wen-Teng Lo, Ching-Kuang C. Tzuang, S.-T. Peng, Ching-Cheng Tien, Chung-Chi Chang, and Jenq-Wen Huang, "Resonant Phenomena in Conductor-Backed Coplanar Waveguides (CPCPW's)", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.41, No.12, pp.2099-2108, 1993.
- [Lok2008] Lok. L. B, Hwang C.-J, Chong H. M.-H, Elgaid. K., and Thayne. I. G, « Measurement and Modeling of CPW Transmission Lines and Power Dividers on Electrically Thick GaAs Substrate to 220GHz », IEEE 33rd International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves, 2008.
- [Ma4E1317] [www.mouser.com/datasheet/2/249/MA4Exxxx\\_Series-838022.pdf](http://www.mouser.com/datasheet/2/249/MA4Exxxx_Series-838022.pdf).
- [Martin1996] M. J. Martín et al., « Monte Carlo analysis of a Schottky diode with an automatic space-variable charge algorithm », Semicond. Sci. Technol., vol. 11, pp. 380-387, 1996.

- [Miliás2021] C. Miliás, R. B. Andersen, P. I. Lazaridis, Z. D. Zaharis, B. Muhammad, J. T. Kristensen, A. Mihovska, D. D. Hermansen “Metamaterial-inspired Antennas: A Review of the State of the Art and Future Design Challenges,” vol. 9, IEEE Access, 2021.
- [Modafe2005] Modafe. A, Ghalichechian. N, Powers. M, Khbeis. M, and Ghodssi. R, “Embedded benzocyclobutene in silicon: An integrated fabrication process for electrical and thermal isolation in MEMS,” *Microelectronic Engineering*, vol. 82, no. 2, pp. 154 – 167, 2005.
- [MS8004] [www.microsemi.com/product-directory/diodes-schottky/1578-gaas-schottky-diodes](http://www.microsemi.com/product-directory/diodes-schottky/1578-gaas-schottky-diodes)
- [MS8150] [www.microsemi.com/existing-parts/parts/82478?catid=3279#ordering](http://www.microsemi.com/existing-parts/parts/82478?catid=3279#ordering).
- [Nagatsuma2016] T. Nagatsuma, G. Ducournau, C. C. Renaud, “Advances in terahertz communications accelerated by photonics”. *Nature Photonics*, 10(6):371-9, 2016.
- [Ojefors2006] Ojefors. E, Kratz. H, Grenier. K, Plana. R and Rydberg. A, "Micromachined Loop Antennas on Low Resistivity Silicon Substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 12, pp. 3593- 3601, 2006.
- [Pahlevaninezhad2011] Pahlevaninezhad, H., B. et al., “Efficient terahertz slot-line waveguides”, *Opt. Express*, Vol. 19, No. 26, B41, 2011.
- [Pardo2014] D. Pardo, J. Grajal, C. G. Pérez-Moreno, et S. Pérez, « An Assessment of Available Models for the Design of Schottky-Based Multipliers Up to THz Frequencies », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 4, no 2, p. 277-287, mars 2014.
- [Park2004] J.Y. Park, S.M. Han and T. Itoh, «A Rectenna Design With Harmonic-Rejecting Circular-Sector Antenna», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, 2004, pp 52-54.
- [Pasquet2005] Daniel Pasquet, « Dispositifs hyperfréquences actifs et passifs - Dispositifs passifs réciproques et à ondes de surface », 2005
- [Patel2012] Patel. V, Mait. J « Passive millimeter-wave imaging with extended depth of field and sparse data », *International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, IEEE, August 2012.
- [Perret2008] Perret E, Zerounian N, David S, et al. Caractérisation de la permittivité complexe du benzocyclobutène pour les applications térahertz *Microélectronique Ing.* 2008.
- [Peytavit2011] E. Peytavit, C. Donche, S. Lepilliet, G. Ducournau, and J.-F. Lampin, Thin-film transmission lines using cyclic olefin copolymer for millimetre-wave and terahertz integrated circuits, *Electronics Letters*, vol. 47, no. 7, p. 453 (2011).
- [pinto2009] Pinto. Y, Person. C, Gloria. D, Cathelin. A, Belot. D, Pruvost. S, and Plana. R, “79 GHz Integrated Antenna on Low Resistivity Si BICMOS Exploiting Above-IC Processing,” in *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, march 2009, pp. 3539 –3543. (Cité en page 29).

- [Ponchak1998] G. E. Ponchak and A. N. Downey, Characterization of Thin Film Microstrip Lines on Polyimide, IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology - Part B, vol.21, no.2, pp.171–176 (1998).
- [Pouvil1994] P. Pouvil, « Composants semiconducteurs micro-ondes », ed. Masson, ISBN 10: 2225845476 / ISBN 13: 9782225845475.
- [Prigent2002] G. Prigent « Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétrique et millimétrique » Thèse, Université de Bretagne Occidentale, n° d'ordre 908, Décembre 2002.
- [Prigent2004] Prigent. G, Rius. E, Le Pennec. F, Le Maguer. S, Quendo. C, Six. G and Happy. H, «Design of narrow-band DBR planar filters in SI-BCB technology for millimeter-wave applications» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, no. 3, PP. 1045-1051, March 2004.
- [Reck2010] T. J. Reck, L. Chen, C. Zhang, A. Arsenovic, A. Lichtenberger, R. M. Weikle II et N. Scott Barker, L. Brown, « Calibration Accuracy of a 625 GHz On-wafer Probe » 76th Microwave Meas. Symp (ARFTG), 2010.
- [Ren2006] Y.-J Ren and K. Chang, «5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission», IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 4, April 2006, pp 1495-1502.
- [Ren2007] Y.-J. Ren, M.F. Farooqui and K. Chang, «A Compact Dual-Frequency Rectifying Antenna With High-Orders Harmonic-Rejection», IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol. 55, no. 7, July 2007, pp 2110-2113.
- [Reynoso-H1999] J. A. Reynoso-Hernández, C. F. Estrada-Maldonado, T. Parra, K. Grenier, and J. Graffeuil, An improved method for the wave propagation constant  $\gamma$  estimation in broadband uniform millimeter-wave transmission line, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 22, no. 4, pp. 268–271 (1999)
- [Rhoerick1988] E. H. Rhoderick, R. H. Williams, Metal-semiconductor contacts. Clarendon Press, 1988.
- [Riaziat1990] Riaziat. M, Majidi-Ahy. R, Feng. I-J, « Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides », IEEE Trans Microw Theory Tech, 1990.
- [Rius2003] Rius. E, Prigent. G, Happy. H, Dambrine. G, Boret. S and Dambrine. G, « Wide and Narrow-Band Bandpass Coplanar Filters in the W-frequency Band » IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques, Vol 51, No. 3, PP. 784-791, March 2003.
- [Rong2004] B. Rong, J. N. Burghartz, L. K. Nanver, B. Rejaei and M. Van Der Zwan, « Surface-Passivated High-Resistivity Silicon Substrates for RFICs », IEEE Electron Device Letters, Vol.25, No. 4, PP. 176-178, April 2004.
- [Saddi2013] Z. Saddi, W. Haboubi, H. Takhadmit, S-E. Adami, O. Picon, J-D. Lan Sun luk, F. Costa, B. Allard and A. U, «Rectenna à faible niveau de puissance pour la récupération et la conversion d'énergie électromagnétique à 1.8 et 2.45 GHz », 18<sup>ème</sup> Journée Nationales Microondes JMN 2013. Paris, France, 2013, S.4.



- [Sakamoto2013] T. Sakamoto, Y. Ushijima, E. Nishiyama, M. Aikawa and I. Toyoda, « 5.8-GHz Series/Parallel Connected Rectenna Array Using Expandable Differential Rectenna Units », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.61, no.9, pp.4872-4875, Sept. 2013.
- [Schlecht2001] E. Schlecht, F. Maiwald, G. Chattopadhyay, S. Martin, et I. Mehdi, « Design considerations for heavily-doped cryogenic Schottky diode varactor multipliers », 12th International Symposium on Space Terahertz Technology, févr. 2001.
- [Schnieder2005] Schnieder. F, Heinrich. W, « Thin-film microstrip lines and coplanar waveguides on semiconductor substrates for sub-mm wave frequencies » *Frequenz*, 2005.
- [Schottky1939] W. Schottky, « Zur Halbleitertheorie der Sperrschicht- und Spitzengleichrichter », *Z. Für Phys.*, vol. 113, no 5, p. 367-414, mai 1939.
- [Sghier2013] Salima Seghier, "Caractérisation de nouvelles structures de filtres micro-ondes pour des applications en télécommunications", Thèse, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2013.
- [Shabnam2015] Shabnam Ladan and Ke Wu, « Nonlinear Modeling and Harmonic Recycling of Millimeter-Wave Rectifier Circuit », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2015. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2396043.
- [Shi2009] Shi. J, Kang. K, Xiong. Y.-Z, and Lin. F, "Investigation of CMOS on-chip transmission lines CPW, SCPW and CPWG up to 110 GHz", *Proceedings of IEEE international symposium on radio-frequency integration technology*, Singapore, 2009.
- [Shillue2013] Shillue. W and al, « A high-precision tunable millimeter-wave photonic LO reference for the ALMA telescope », in *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1-4.
- [Shinohara1998] N. Shinohara, and H. Matsumoto «Experimental study of large rectenna array for microwave energy transmission », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.46, no.3, pp.261-268, Mar 1998.
- [SMS9322] [www.mouser.com/datasheet/2/472/SMS392x\\_Series\\_200042AD-709006.pdf](http://www.mouser.com/datasheet/2/472/SMS392x_Series_200042AD-709006.pdf).
- [Stra2002] B. Strassner and K. Chang, «5.8-GHz Circularly Polarized Rectifying Antenna for Wireless Microwave Power Transmission», *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 8, Aug. 2002, pp 1870-1876.
- [Strandjord1997] Strandjord. A, Rogers. W, Ida. Y, De Veillis. R, Shiau. S, Moyer. E, Scheck. D, and Garron. P, "Photosensitive benzocyclobutene for stress-buffer and passivation applications (one mask manufacturing process)," in *Electronic Components and Technology Conference*, 1997. Proceedings, 47th, pp. 1260 –1268, may 1997.
- [Strass2003] B. Strassner and K. Chang, «5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Rhombic-Loop Traveling-Wave Rectifying Antenna for Low Power-Density Wireless Power Transmission Applications », *IEEE Trans. On Microw. Theory and Techniques*, vol. 51, no. 5, May 2003, pp 1548-1553.
- [Sun2003] L. Sun and al., «Monte Carlo simulation of Schottky contact with direct tunneling model», *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 18, pp. 576-581, 2003.

- [Sze2006] S.M. Sze and Kwok K. Ng. Physics of Semiconductor Devices. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2006. doi: 10.1002/0470068329.
- [Takhedmit2013] H. Takhedmit, L. Cirio, Z. Saddi, J-D. Lan Sun Luk and O. Picon, « A novel dualfrequency rectifier based on a 180° hybrid junction for RF energy harvesting », Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on, vol., no, pp.2472-2475, 8-12 April 2013.
- [Tang2013] A. Tang, K. Cooper, R. Dengler, N. Llombart and P. Siegel, "Automatic focusing for a 675 GHz imaging radar with target standoff distances from 14 to 34 meters," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS), Seattle, 2013.
- [Vicenzo2010] Vincenzo. A, Cavallotti. P.L, « Gold Electroplating-Ch11 », In book Gold Science and applications (pp.231-278), January 2010.
- [Wachter2007] Wächter. M, Nagel. M, and Kurz. H, "Metallic slit waveguide for dispersion-free low-loss terahertz signal transmission", Applied Physics Letters, Vol. 90, 061111, 2007.
- [Wagih2020] M. Wagih, A. S. Weddell, and S. Beeby, "Millimeter-wave power harvesting: A review". IEEE Open Journal of Antennas and Propagation, 2020.
- [Wang2020] J. Wang, Y. Li, Z. H. Jiang, T. Shi, M. C. Tang, Z. Zhou, Z. N. Chen, C. W. Qiu, "Metantenna: When metasurface meets antenna again," 30; 68(3):1332-47, IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020.
- [Weiss2014] N. Weissman, S. Jameson, and E. Socher, "W-band CMOS on-chip energy harvester and rectenna," in Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. (IMS), 2014, pp. 1–3
- [Welch1966] J.D.Welch, and H.J.Pratt, "Losses in microstrip transmission systems for integrated microwave circuits", NEREM Rec., Vol. 8, pp. 100-101, 1966.
- [Wen1969] C.P.Wen, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Non Reciprocal Gyromagnetic Device Application", IEEE Trans., Vol. MTT-17, pp.1087-1090, 1969. Collin1960.
- [WiGig] "Marketing requirements document," WiGig, Version 1.0 2011. [Online]. Available: <http://wigig.org/>
- [Williams2013] Williams. DF, Corson. P, Sharma. J, et al. « Calibration-kit design for millimeter-wave silicon integrated circuits », IEEE Trans Microw Theory Tech. 2013.
- [Wong2005] K-L. Wong, L.-C. Chou et C.-M. Su. « Dual-Band Flat-Plate Antenna With a Shorted Parasitic Element for Laptop Applications », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no. 1, pages 539–544, Janvier 2005. 50.
- [Wong2006] K.-L. Wong, C.-T. Lee, B. Chen, K.-T. Huang et S. Yang, « Wideband printed monopole antenna integrated in a system in package », Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 10, pages 2113–2117, Octobre 2006.
- [Woytasik2013] Marion Woytasik, « Etude des procédés de fabrication de microdispositifs électromagnétiques sur supports souples pour l'imagerie médicale (IRM) et le contrôle non destructif des matériaux », thèse, université Paris VI Pierre et Marie curie, 2013.

- [Wu2014] Wu. R, Deng. W, Sato. S, Hirano. T, Li. N, Inoue. T, Sakane. H, Okada. K and Matsuzawa. A, "A 60-GHz efficiency-enhanced on-chip dipole antenna using helium-3 ion implantation process," in 44th European Microwave Conference (EuMC), Rome, 2014.
- [Xianobing2015] Xiaobing. Mei, et al. « First Demonstration of Amplification at 1 THz Using 25-nm InP High Electron Mobility Transistor Process », *Electron Device Letters, IEEE* , vol.36, no.4, pp.327-329, April 2015.
- [Xu2012] J.-F. Xu, Z.N. Chen, Q. Xianming, W. Hong, « 140-GHz Planar Broadband LTCC SIW Slot Antenna Array », *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 3025 - 3028, 2012.
- [Yang2012] Yang. B, Skafidas. E and Evans. R.-J « Slow-Wave Slot Microstrip Transmission Line and Bandpass Filter for Compact Millimeter-Wave Integrated Circuits on Bulk Complementary Metal Oxide Semiconductor» *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 6, No. 14, PP. 1548-1555, November 2012.
- [Yu1993-2] Ming Yu, Ruediger Vahldieck and Jifu Huang, "Comparing Coax Launcher and Wafer Probe Excitation for 10mil Conductor Backed CPW with Via Holes and Airbridges", *IEEE MTT-S Digest*, pp.705-708, 1993.
- [Zhang2005] Zhang. Y, Sun. M, Guo. L, "On-chip Antennas for 60-GHz Radios in Silicon technology," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 7, pp. 1664 - 1668, 2005.
- [Zbitou2006] J. Zbitou, M. Latrach and S. Toutain, «Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier», *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, Jan. 2006, pp 147-152.
- [Zerounian2021] N. Zerounian, W. Aouimeur, A.-S. Grimault-Jacquin, G. Ducournau, C. Gaquière, F. Aniel, "Coplanar waveguides on BCB measured up to 760 GHz," *Journal of Electromagnetic Waves and Appl.*, 2021. DOI:10.1080/09205071.2021.1930588.
- [Zhang2005] Zhang. J, Alexandrou. S, Hsiang. TY, «Attenuation characteristics of coplanar waveguides at subterahertz frequencies », *IEEE Trans Microw Theory Tech*, 2005.
- [Zwick2006] Zwick. T, Liu. D and Gaucher. B, "Broadband Planar Superstrate Antenna for Integrated Millimeter wave Transceivers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 10, pp. 2790 - 2796, 2006.