# Conception et réalisation d'antennes reconfigurables à base de MEMS en intégration hétérogène 3D pour systèmes de communication millimétriques

Tristan Sarrazin

▶ **To cite this version:**

Tristan Sarrazin. Conception et réalisation d'antennes reconfigurables à base de MEMS en intégration hétérogène 3D pour systèmes de communication millimétriques. Autre. Université de Rennes, 2013. Français. NNT : 2013REN1S028 . tel-00870046

**HAL Id: tel-00870046**

**https://theses.hal.science/tel-00870046**

Submitted on 4 Oct 2013

**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.

ANNÉE 2013

**THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1**
*sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne*
pour le grade de
**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

*Mention : Traitement du Signal et Télécommunications*
**Ecole Doctorale Matisse**
présentée par


# Tristan SARRAZIN

préparée à l'unité de recherche (n°6164 IETR)
Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes
ISTIC - UFR Informatique Électronique


---

# Conception et réalisation d'antennes reconfigurables à base de MEMS en intégration hétérogène 3D pour systèmes de communication millimétriques.

**Soutenue à Rennes**
**le 5 Avril 2013**
devant le jury composé de :

**Cyril LUXEY**
Professeur, Université de Nice Sophia-Antipolis
/rapporteur

**Laurent DUSSOPT**
Chercheur, CEA Grenoble - Minatec
/rapporteur

**Arnaud POTHIER**
Chargé de recherche, CNRS
/examinateur

**Barbara BONNET**
Ingénieur, Thalès Alenia Space
/examinateur

**Olivier LAFOND**
Maître de Conférences HDR, Université de Rennes1
/Directeur de thèse

**Nathalie ROLLAND**
Professeur, Université de Lille1
/Co-directrice de thèse

**Mohamed HIMDI**
Professeur, Université de Rennes1
/Co-encadrant de thèse

# Remerciements

Ces travaux de thèse ont été réalisés à l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (UMR CNRS 6164) dans le groupe antennes et dispositifs hyperfréquences. Je tiens en premier lieu à exprimer ma gratitude envers Monsieur le Professeur **Eric Pottier**, directeur de l'IETR, pour m'avoir accueilli au sein de ses locaux ainsi que pour les bonnes conditions matérielles dans lesquelles se sont déroulées ces trois années d'études.

Cette thèse a été dirigée par Monsieur **Olivier Lafond**, Maître de Conférence à l'université. Je tiens à lui adresser mes sincères remerciements pour sa générosité et ses qualités humaines. Le partages de ses connaissances et ses précieux conseils ont été un soutien au cours de ses trois années de recherche. Madame **Nathalie Rolland**, Professeur d'Université, a assuré la co-direction sur toute leur durée. Ses compétences scientifiques et ses discussions enrichissantes m'ont beaucoup apporté. Je tiens également à la remercier de m'avoir acceuilli à l'IEMN au sein de l'équipe CSAM et par suite de m'avoir permis de découvrir et d'apprendre le monde de la microtechnologie dans la centrale de l'IEMN. Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur le Professeur **Mohamed Himdi** pour avoir assuré l'encadrement de mes travaux de recherches. Je le remercie pour sa disponibilité, sa richesse scientifique et ses conseils qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

J'adresse un grand merci à l'ensemble des membres du jury pour avoir accépté d'évaluer ces travaux.

Ainsi j'exprime toute ma gratitude à Monsieur le Professeur **Cyril Luxey** et Monsieur **Laurent Dussopt**, chercheur au CEA, qui m'ont fait l'honneur de rapporter mes travaux de thèse.

Je tiens à remercier Monsieur **Arnaud Pothier**, Chercheur au CNRS, pour sa participation à ce jury de thèse et de s'être investi dans la fabrication de l'antenne reconfigurable sur quartz.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à Madame **Barbara Bonnet**, Ingénieur chez Thales Aliena Space, pour sa participation à ce jury de thèse.

Si ce travail a pu être mené à terme, c'est aussi grâce à l'amitié et la bonne humeur que

m'ont témoigné tous les membres du groupe CSAM. Je tiens à remercier tous les membres de l'équipe que j'ai pu côtoyer : **Romain**, **Barbiche**, **Le Gros Alex**, **Michou**, **Zébulon**, **les Christophes**[2], **Kim**, **Farid**, **Benoît**, **Aymeric**, **Carlito**, **Yoann**, **Laurent**, **Rédha**, **le petit Alex**, **Seonho**, et tous ceux que j'oublie involontairement.

Mes remerciements vont à tous le **personnel de l'IEMN** qui ont permis ces recherches avec qui j'ai pris plaisir à discuter et à apprendre.

Je tiens également à remercier **Pascal Tilmant**, **Dmitri Yarekha**, **Christiane Legrand**, **Didier Vandermoere**, pour leur aide sur la centrale de technologie.

Mes remerciements vont à tous le **personnel de l'IETR** qui ont permis ces recherches, que se soit au sein du service administratif, de l'atelier mécanique (**Laurent Cronier**, **Christophe Guitton**) ou de la mesure de prototype (**Laurent LeCoq**). Un grand merci également à Messieurs **Franck Colombel** et **Stéphane Avrillon**.

Je n'oublierai surtout pas mes amis **Yassine**, **Nacer**, **Olivier**, **Julien**, **Narcisse**, **Mathieu**, **Sébastien**, et tous ceux que j'oublie involontairement. Qu'ils retrouvent ici l'amitié, la joie de vivre et le bonheur qu'ils ont su me transmettre.

J'adresse tout particulièrement ma reconnaissance à **mes parents** et à **ma soeur** qui m'ont toujours encouragé et m'ont laissé choisir mon chemin durant mes années d'études. Qu'ils trouvent dans l'aboutissement de cette thèse mes plus chaleureux remerciements.

Je remercie chaleureusement **Marine** pour sa présence et ses encouragements de chaque instant pendant les moments difficiles et qui a su faire preuve de patience et de compréhension pendant les mois qui ont précédé la soutenance.

# Table des matières

**Introduction générale** **1**
Introduction . . . 1
Objectifs du projet SIPCOM . . . 1
Organisation de la thèse . . . 3
Bibliographie . . . 5

**1 Etat de l'art sur les dispositifs TX/RX et antennes intégrables en bande millimétrique** **7**
Introduction . . . 7
1.1 Intérêts et caractéristiques de la bande des 60GHz . . . 8
1.2 Normalisation et applications potentielles à 60 GHz . . . 10
1.2.1 Normalisation de la bande des 60 GHz . . . 10
1.2.2 Applications potentielles à 60 GHz . . . 10
1.3 Exemples de dispositifs RF pour les applications à 60 GHz . . . 13
1.3.1 Dispositifs RF en Technologies AsGa . . . 14
1.3.2 Dispositifs RF en technologies CMOS / BiCMOS . . . 18
1.4 Antennes intégrées avec les dispositifs RF à 60 GHz . . . 25
1.4.1 Gain et efficacité d'une antenne . . . 25
1.4.2 Pertes métalliques et diélectriques . . . 26
1.4.3 Pertes par ondes de surface . . . 27
1.4.4 Performances des antennes intégrées sur Silicium . . . 28
1.5 Solutions permettant d'augmenter le rendement d'une antenne . . . 31
1.5.1 Antenne simple couche réalisée sur membrane . . . 31
1.5.2 Antennes avec technologies multicouches . . . 34
1.6 Antennes imprimées à balayage électronique . . . 38
1.7 Conclusion . . . 49
Bibliographie . . . 50

**2 Antennes patch sur membrane Pyralux : Excitation par ligne microruban et par guide d'onde (SIW)** **57**
2.1 Introdution . . . 57
2.2 Description de la technologie . . . 58
2.3 Validation de la technologie par la réalisation de l'antenne patch sur membrane alimentée par ligne microruban . . . 59

2.3.1 Simulations et mesures de l'antenne élémentaire . . . 59
2.3.2 Simulations et mesures d'un réseau de 4 antennes élémentaires . . . 62
2.4 Validation de l'antenne patch sur membrane alimentée par guide d'onde intégré 65
2.4.1 Simulations et mesures de l'antenne élémentaire . . . 66
2.4.2 Simulations et mesures d'un réseau de 4 antennes élémentaires . . . 69
2.5 Conclusion . . . 72
Bibliographie . . . 74

**3 Antennes patch sur membrane BCB et Silicium excitées par guide d'onde intégré (SIW) : Démonstrateur du projet SIPCOM 75**
3.1 Introduction . . . 75
3.2 Cahier des charges . . . 76
3.3 Technologie SiP avec intégration de l'antenne . . . 76
3.4 Validation technologique et caractérisation du BCB . . . 78
3.4.1 Desciption du procédé de fabrication . . . 79
3.4.1.1 Nettoyage des substrats de silicium . . . 80
3.4.1.2 Premier niveau de masque . . . 80
3.4.1.3 Deuxième niveau de masque . . . 81
3.4.1.4 Troisième et quatrième niveaux de masque . . . 84
3.4.1.5 Cinquième et sixième niveaux de masque . . . 88
3.4.2 Caractérisation hyperfréquence des structures de propagation . . . 91
3.4.2.1 Description du banc de mesure . . . 91
3.4.2.2 Caractérisation du BCB . . . 93
3.4.2.3 Mesures des répartiteurs de puissance . . . 95
3.5 Antenne patch sur membrane BCB alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage . . . 97
3.5.1 Description de l'antenne . . . 97
3.5.2 Simulations de l'antenne élémentaire . . . 99
3.5.3 Simulations d'un réseau de quatre antennes élémentaires . . . 100
3.6 Antenne patch sur membrane silicium alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage . . . 105
3.6.1 Description de l'antenne . . . 105
3.6.2 Simulations de l'antenne élémentaire . . . 106
3.6.3 Simulations d'un réseau de quatre antennes élémentaires . . . 108
3.7 Réalisation du démonstrateur final SIPCOM . . . 110
3.7.1 Descripition du procédé de fabrication du module SIP . . . 111
3.7.2 Photographies des différentes parties du module SIP . . . 119
3.8 Conclusion . . . 120
Bibliographie . . . 121

**4 Antenne reconfigurable sur quartz en bande millimétrique avec des déphaseurs MEMS-RF 123**
4.1 Introdution . . . 123
4.2 Déphaseur MEMS-RF réalisé par le laboratoire XLIM . . . 123
4.3 Choix de l'antenne . . . 125
4.4 Validation de l'antenne élémentaire à 55GHz . . . 126
4.4.1 Description de la technologie . . . 126

4.4.2 Simulations de l'antenne . . . 127
4.4.3 Réalisation de l'antenne . . . 128
4.4.3.1 Procédé technologique de la ligne et de la fente coplanaire . . . 129
4.4.3.2 Procédé technologique de l'élément rayonnant . . . 130
4.4.4 Mesures de l'antenne . . . 131
4.5 Validation du réseau d'antennes reconfigurable avec déphaseurs MEMS . . . 132
4.5.1 Simulation du réseau de quatre antennes élémentaires . . . 132
4.5.2 Validation expérimentale . . . 136
4.5.2.1 Mesures sans polariser les MEMS-RF . . . 139
4.5.2.2 Mesures en polarisant les MEMS-RF . . . 140
4.6 Conclusion . . . 142
Bibliographie . . . 143

**Conclusion générale et perspectives** **145**
Bilan des travaux effectués . . . 145
Perspectives . . . 149

**A Technique de fabrication** **151**
A.1 Litographie optique . . . 151

**B Données constructeur Pyralux** **153**

**Contributions scientifiques** **161**

# Introduction générale

## Introduction

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans le cadre d'un projet ANR (Agence Nationale de Recherche) nommé "SIPCOM [1]" (Intégration hétérogène 3D (**S**ystem-**I**n-**P**ackage) pour objets **CO**mmunicants en gamme **M**illimétrique), qui concerne l'intégration hétérogène d'un microsystème intelligent communicant à 60 GHz. Ce projet est piloté par l'IEMN avec les partenaires suivants : CEA-LETI, DelFMEMS, IETR, Thales Alenia Space, OMMIC, ST Microelectronics, XLIM.

## Objectifs du projet SIPCOM

L'objectif du projet SIPCOM est la démonstration d'un module d'émission impulsionnel fonctionnant en bande V et intégré sous forme d'un module SiP (System-In-Package) 3D. L'approche "intégration hétérogène" a été adoptée afin d'assurer des performances électromagnétiques très élevées. Le module est constitué des fonctions suivantes : circuit d'émission (génération des pulses), réseau d'antennes, déphaseurs MEMS permettant le dépointage de faisceau du réseau d'antennes, commutateur MEMS de veille/réveil du module.

Les points durs identifiés dans le cadre du projet SIPCOM sont les suivants :

1. Site web du projet : http ://sipcom.iemn.univ-lille1.fr/

– Réalisation d'un démonstrateur d'un émetteur radio complet en intégration hétérogène. Pour cela, le projet utilise un émetteur fourni par l'IEMN (utilisant la technique ULB impulsionnelle transposée à 55 GHz), un circuit de pompe de charge fourni par Thales Alenia Space France, utilisé pour l'alimentation des MEMS intégrés pour les fonctions de déphasage (réalisés par XLIM) et de mise en veille/réveil du système (réalisée par Delf-MEMS), et un circuit FPGA commercial pour une intégration hétérogène 3D d'un système de communication associant des MEMS RF pour obtenir un système ultra-compact, de faible coût, tout en garantissant des performances techniques de haut niveau.

– Intégration du réseau d'antennes à agilité de faisceau à base de MEMS RF au module 3D. Les antennes s'avèrent déterminantes pour l'encombrement du module et pour les performances du bilan de liaison pour des systèmes de communication. Pour obtenir une couverture radio globale dans un environnement domestique, les premières études ont montré qu'une agilité de faisceau était nécessaire. C'est pourquoi, dans le projet SIPCOM, nous étudierons l'intégration hétérogène de la reconfigurabilité de l'antenne à base de MEMS RF. L'utilisation de MEMS RF permet d'obtenir une agilité de faisceau avec une consommation associée quasiment nulle. La faible consommation est une notion très importante pour tous les systèmes de communication entre objets autonomes fixes ou mobiles. La conception des antennes au sein du projet SIPCOM est réalisée par le CEA-LETI et l'IETR.

Le projet SIPCOM est l'un des tout premiers projets à développer un SiP millimétrique. Nous présentons figure 1 une vue schématique 3D du démonstrateur.

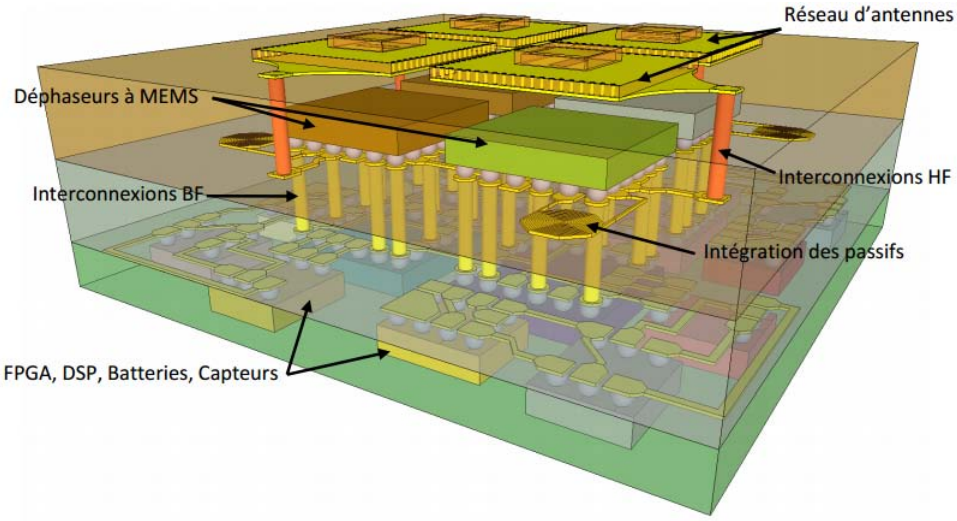



FIGURE 1 – Schéma 3D de principe du module SIPCOM

L'ambition du projet est d'intégrer l'ensemble de ces fonctions dans un module 3D (plusieurs niveaux incluant des connexion verticales [1]) sur une plateforme Silicium / BenzoCycloButen (BCB) de dimensions de l'ordre de $10 \times 10 \times 2mm^3$. Le silicium servira de support pour les différentes puces (Emetteur, Déphaseurs...). Le BCB servira de diélectrique pour les structures de propagation (ligne microruban, ligne coplanaire...) et servira également à coller les différents niveaux de silicium entre eux.

***Les travaux de recherche réalisés à travers cette thèse s'inscrivent dans ce contexte. L'objectif étant, la conception de réseaux d'antennes reconfigurables en bande millimétrique, de faible encombrement et ayant une bonne efficacité de rayonnement.***

## Organisation de la thèse

Le plan du mémoire de thèse est divisé en 4 chapitres.

Le premier chapitre présente un état de l'art des dispositifs TX/RX et des antennes intégrées en bande millimétrique. Dans un premier temps, nous présentons les caractéristiques et les applications dans la bande des 60GHz. Ceci nous a amené à faire un état de l'art des principaux travaux sur les dispositifs RF réalisés en technologie AsGa et CMOS/BiCMOS. Cette étude a montré que les performances des technologies Silicium permettent dorénavant une intégration complète du front-end dans cette technologie. Ensuite, un état de l'art sur les antennes intégrées sur Silicium et des solutions permettant d'augmenter leur rendement a été fait. À travers cet état de l'art, les antennes multicouches avec membrane sont rapidement apparues intéressantes afin d'augmenter le rendement et l'efficacité des antennes intégrées sur Silicium. La dernière partie de ce chapitre est consacrée aux antennes à balayage électronique. Il ressort de cette dernière étude que la technologie MEMS pour la réalisation des déphaseurs permet de réduire les pertes et donc d'augmenter l'efficacité de l'antenne, comparativement à l'utilisation de déphaseurs à semi-conducteurs (diodes par exemple).

Le deuxième chapitre est consacré d'une part à la validation d'une nouvelle technologie bas coût basée sur un empilement de FR4 et de Pyralux et d'autre part à la mise en oeuvre d'un nouveau concept d'antenne patch sur membrane alimentée par guide d'onde intégré via une fente de couplage. Dans cette partie, la nouvelle technologie a dans un premier temps été validée par la réalisation et la mesure d'une antenne puis d'un réseau de 4 antennes connues de type patch alimenté par fente. Ce chapitre 2 présente ensuite la validation du nouveau concept d'antenne par la réalisation et la mesure d'une antenne puis d'un réseau de 4 antennes excitées par guide d'onde intégré (SIW). Ce nouveau concept d'antenne permet d'obtenir un rayonnement arrière très faible ce qui dans un contexte d'intégration 3D permet de rendre l'antenne d'un point de vue électromagnétique indépendante du reste du module.

Suite au chapitre 2, l'antenne patch sur membrane alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage a été choisi comme élément de base du réseau d'antennes qui est implémenté dans le démonstrateur final SIPCOM. Ce chapitre 3 présente l'étude et l'intégration de cette antenne sur une plateforme Silicium / BCB. Dans un premier temps, la technologie SiP avec l'intégration de l'antenne est présentée. Le BCB a par la suite été caractérisé à 60GHz. Une fois le BCB caractérisé, nous présentons deux antennes patch sur membrane (une en BCB et l'autre en Silicium) alimentées par guide d'onde intégré. Cette dernière solution a été retenue pour être implémentée dans le démonstrateur final. Ce chapitre se termine par la réalisation du module actif final du projet SIPCOM.

Le quatrième chapitre présente l'étude d'une antenne reconfigurable en bande millimétrique avec l'intégration des déphaseurs MEMS-RF réalisés en collaboration avec le laboratoire XLIM. L'objectif de ce travail a consisté à intégrer l'excitateur (fente coplanaire) de l'antenne sur membrane directement avec le déphaseur MEMS, permettant ainsi d'éviter l'interconnexion entre le déphaseur et l'antenne via un bonding. Ce chapitre se termine par la réalisation d'un réseau de 4 antennes chacune excitée par un déphaseur MEMS 2 bits permettant le dépointage du faisceau dans quatre directions différerentes.

Ce mémoire se termine par une conclusion résumant l'ensemble des travaux menés, de mettre l'accent sur les difficultés technologiques mises en évidence durant cette thèse et ainsi de recenser les perspectives.

# Bibliographie

[1] R. CRUNELLE, "Etude, conception et réalisation de transitions verticales coaxiales pour une intégration hétérogène 3d de microsystèmes en gamme millimétrique," *Thèse de doctorat de l'université de Lille*, 2011. (Cité en pages 3 et 76.)

# CHAPITRE 1

# Etat de l'art sur les dispositifs TX/RX et antennes intégrables en bande millimétrique

## Introduction

La demande de moyens permettant d'assurer l'acheminement de très gros contenus en un temps toujours plus faible entre différents équipements est de plus en plus forte. Les systèmes multimédias actuels s'appuient, pour une large part, sur une connectique câblée de type HDMI (Hight Definition MultiMedia Interface) utilisée principalement pour transférer des données audio / vidéo non compressées. L'émergence et la prolifération de systèmes de communication sans fil suscitent donc un intérêt grandissant pour ces technologies très performantes permettant de se substituer aux câbles.

Plusieurs systèmes et / ou standards sont déjà proposés : Bluetooth, IEEE 802.11(a, b, g, n), ULB (Ultra Large Bande) 802.15.3a avec des débits allant du Mbit/s à plusieurs centaines de Mbit/s pour des fréquences comprises entre 2 et 10 GHz [1]. Cependant, la disponibilité de cette bande est loin d'être acquise dans tous les continents, de plus le niveau de puissance autorisé est très faible avec par exemple un maximum de -2.5dBm sur les 7.5 GHz de bande réservées à l'ULB [2]. L'ULB est actuellement la norme qui propose la plus grande vitesse de transfert avec un débit d'environ 500 Mbit/s pour des distances d'environ 3 à 4 mètres [3].

Un tel débit ne permet pas de transmettre de la vidéo en haute définition. Pour transmettre une vidéo HD de format 1920*1080p avec un taux de rafraichissement de 60 Hz, un débit de 3 Gbp/s est nécessaire juste pour la vidéo et nécessite un débit de 4.5 Gbp/s avec un codage TDMS (Transition Minimized Differential Signaling) [4].

Les standards sans fil actuels ne sont pas adaptés aux nouveaux besoins concernant la vidéo HD non compressée. En prenant comme exemple le téléchargement d'un DVD de 120 minutes, les standards 802.11.n et ULB sont les plus appropriés, car le temps de téléchargement

n'excède pas les 30 secondes. Cependant, le temps de téléchargement d'un DVD Blue Ray d'un film HD (14.7 Gb) serait trop important. C'est pourquoi l'intérêt pour de nouveaux standards, permettant d'accroitre très sensiblement le débit, au-delà du Gb/s est grandissant et notamment en ce qui concerne les télécommunications sans fil à 60 GHz.

Nous présentons donc, dans ce chapitre, l'intérêt et les caractéristiques de la bande à 60 GHz, la normalisation dans cette bande ainsi que les applications potentielles. Un état de l'art des dispositifs radio-fréquences à 60GHz sera développé et des technologies d'antennes planaires à balayage électronique seront notamment presentées.

## 1.1 Intérêts et caractéristiques de la bande des 60GHz

Il y a, à l'heure actuelle, pour les applications de communications sans fil, un intérêt croissant pour la bande des 60 GHz [5], [6], [7]. L'une des raisons de cet intérêt réside dans le fait qu'une largeur de spectre de près de 9 GHz sans licence est disponible dans cette bande de fréquences et permet donc d'espérer la réalisation de communications très haut débit [5].

En effet, les travaux de Shannon (équation 1.1) montrent que la capacité Q d'un canal de communication varie linéairement en fonction de sa largeur de bande B, et suit une loi logarithmique en fonction du rapport signal à bruit (SNR). Ainsi, avec la condition imposée par l'équation 1.1, on constate qu'il est intéressant d'exploiter un spectre aussi large que celui de la bande autour des 60 GHz pour la réalisation d'un réseau à très haut débit.

$$Q = Blog_2[1 + SNR] \tag{1.1}$$

Un autre paramètre à considérer est celui des pertes en espace libre. Cette atténuation se calcule par l'équation :

$$A_t(dB) = 20log_{10}(\frac{4\pi \mathrm{d}}{\lambda}) \tag{1.2}$$

avec

- d : la distance séparant l'émetteur du récepteur
- λ : la longueur d'onde en espace libre

On constate à partir de l'équation 1.2, que l'atténuation augmente quand la fréquence augmente. Par exemple, l'atténuation en espace libre pour une distance de 1 mètre est de 46 dB à 5 GHz et de 68 dB à 60GHz. Cela implique que la bande de fréquences centrée sur 60 GHz convient d'avantage à des communications de courte portée ($<$ 1 km).

Ce dernier paramètre n'est pas le seul à prendre en considération. En effet, un autre aspect important est l'absorption des ondes de la bande des 60 GHz par l'oxygène de l'atmosphère. La figure 1.1 donne les courbes de l'atténuation exprimée en dB/km, due à l'absorption par les

molécules d'oxygène et d'eau pour des altitudes différentes. D'après cette figure, on constate que la bande des 60 GHz est quasiment centrée sur le pic d'absorption de l'oxygène ce qui induit une atténuation d'environ 15 dB/km, en plus des pertes en espace libre. En considérant les phénomènes liés à l'atténuation atmosphérique, à savoir les pertes en espace libre ainsi que l'absorption par l'oxygène, on voit que cette bande de fréquences se prête à la réalisation de liaisons courtes portées et à des applications indoor et large bande. Ces phénomènes permettent aussi de créer des cellules de type "microcells", propices à une meilleure sécurisation / confidentialité des communications. Cela permet également de faciliter la gestion des réseaux (interférences limitées, réutilisation des fréquences).

En revanche, pour maintenir un bilan de liaison satisfaisant, il est nécessaire d'utiliser des antennes présentant un gain élevé, donc directives. Pour optimiser en permanence la liaison avec un objet mobile et tenir compte d'un éventuel masquage, les antennes doivent non seulement être directives, mais également être capables de réaliser une reconfigurabilité du faisceau. La liaison peut alors soit fonctionner en vue directe (LOS : Line Of Sight) soit en vue indirecte (NLOS : Non Line Of Sight) en utilisant les réflexions et les trajets multiples.

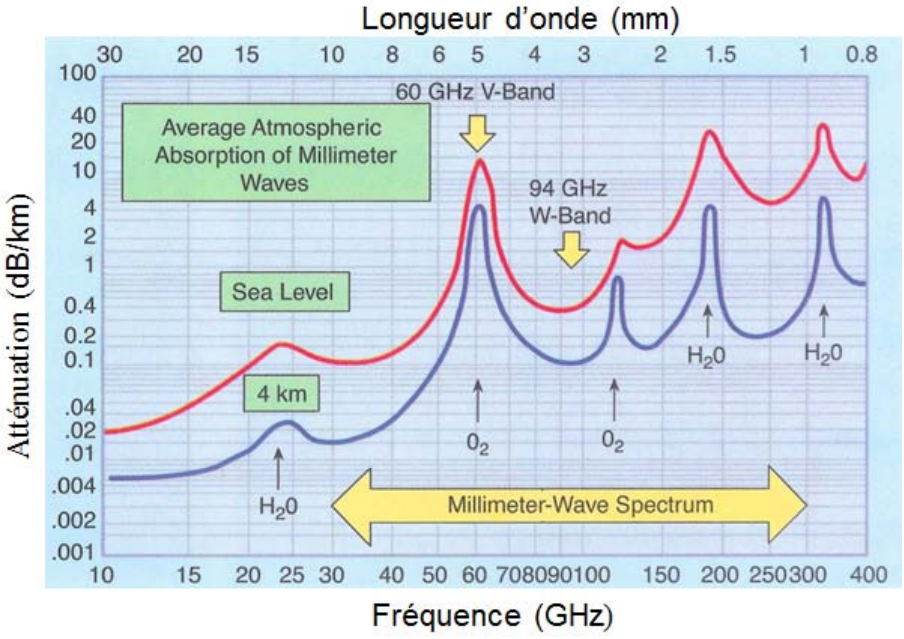



FIGURE 1.1 – Courbes d'absorption dans la gamme des ondes millimétriques

## 1.2 Normalisation et applications potentielles à 60 GHz

### 1.2.1 Normalisation de la bande des 60 GHz

La bande de fréquences des 60 GHz est en cours de normalisation par l'Union Internationale des Télécommunications. Cette bande de fréquences est employée différemment selon la zone géographique (voir figure 1.2).

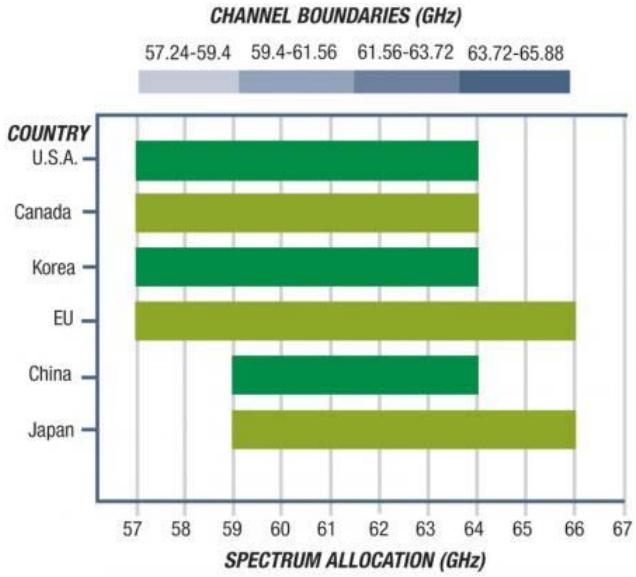



FIGURE 1.2 – Spectre disponible sans licence dans la bande des 60 GHz selon les zones géographiques [8]

La puissance autorisée dans le canal à 60 GHz est également importante, puisque la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) aux Etat-Unis est de 43 dBm et 57 dBm en Europe avec un gain maximum de 35 dBi pour les antennes [9]. Notons que la PIRE est calculée par l'équation 1.3 :

$$PIRE[dBm] = P_{TX}[dBm] + G_{ant}[dBi] \tag{1.3}$$

avec
- $P_{TX}$ : la puissance électrique appliquée à l'antenne
- $G_{ant}$ : le gain de l'antenne

### 1.2.2 Applications potentielles à 60 GHz

Actuellement, d'importants efforts institutionnels et industriels sont accomplis autour du développement de standards pour les communications à 60 GHz afin de répondre entre autres à une demande d'application WPAN (Wireless Personal Area Network). Pour les institutions, on peut citer ECMA TC48, IEEE 802.15.3c (TG3c) et le IEEE 802.11 VHT60 Task Group.

Au niveau industriel, deux consortiums réunissant les principaux industriels du secteur sont en concurrence (au moins partiellement) : le WirelessHD (Intel, LG Electronics, Panasonic, Nec, Samsung, Sibeam, Sony, Toshiba...) et la Wireless Gigabit Alliance (AMD, Dell, Intel, Microsoft, NEC, Nokia, Nvidia, Panasonic, Qualcomm, Samsung, Toshiba...).

Parmi les applications dans la bande des 60 GHz, on peut citer :

**Les réseaux personnel WPAN**. La norme IEEE 802.15.3c a développé une couche PHY (PHYsique) alternative au standard existant 802.15.3 WPAN qui utilise les fréquences autour de 2,4 GHz. C'est le premier standard IEEE qui s'adresse aux transmissions sans fil multi-gigabits et aux systèmes de communications millimétriques.

Comme l'illustrent la figure 1.3 et le tableau 1.1 pour le système RF à 60 GHz, ce standard a prévu de diviser la bande allant de 57 GHz à 66 GHz en quatre canaux principaux de 2,16 GHz. Cette bande de fréquences est exploitée différemment d'une région à une autre, selon les applications visées.

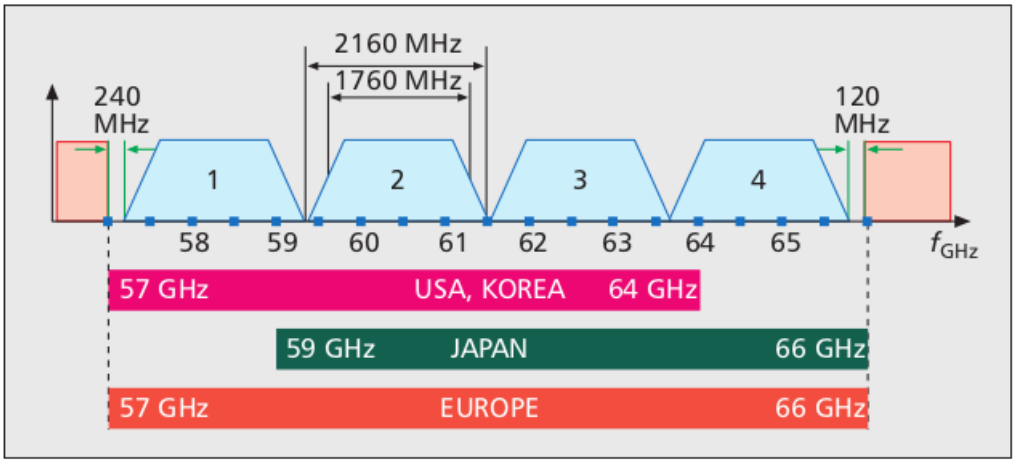



FIGURE 1.3 – Canaux définis par la norme IEEE 802.15.3c pour les applications WPAN [5]

| CHNL ID | Center Frequency [GHz] | Low Frequency [GHz] | High Frequency [GHz] |
|---|---|---|---|
| 1 | 58,32 | 57,24 | 59,40 |
| 2 | 60,48 | 59,40 | 61,56 |
| 3 | 62,64 | 61,56 | 63,72 |
| 4 | 64,80 | 63,72 | 65,88 |

TABLE 1.1 – Division de la bande 57-66 GHz en canaux

Le standard 803.15.3c à prévu d'utiliser la bande 57-66 GHz selon cinq modes d'usage (UM).

Nous présentons ici les trois modes principaux. La figure 1.4 illustre ces modes qui sont détaillés ci-dessous :

- UM1 : L'affichage sans fil haut débit sur tout type d'écran par exemple de vidéos haute définition sur un écran de télévision (WHDMI : Wireless Hight Definition Multimedia Interface) pour des distances comprises entre 5 et 10 mètres.
- UM3 : Le "wireless docking / cordless computing" qui permet de connecter sans fil un ordinateur portable et tous types de périphériques sans fil à une station de base, en supprimant le besoin de câbles entre ordinateur et périphériques.
- UM5 : Les applications de type "sync and go" ou kiosque, où les données sont transférées rapidement d'un dispositif sans fil à un autre, d'un particulier à un autre pour des distances d'environ 1 mètre.

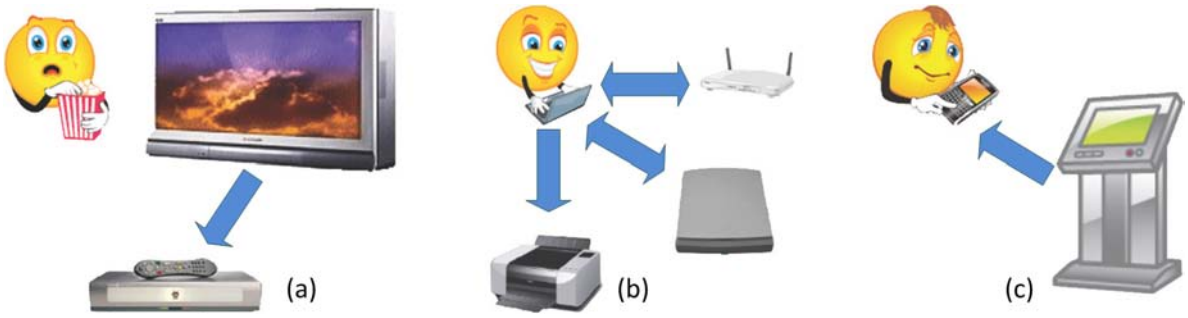



FIGURE 1.4 – Exemples d'applications WPAN à 60 GHz [5] : (a) UM1 - Transmission de vidéos non compressés, (b) UM2 - Wireless docking / cordless computing, (c) UM5 - Applciations sync ang go ou kiosque

**Les réseaux de capteurs** : Un réseau de capteurs est un ensemble de petits dispositifs autonomes sans fil, capables d'effectuer des mesures dans leur environnement (température, mouvement) et de communiquer. Ils peuvent être utilisés pour des applications très variées (localisation, trafic, suivi de marchandises...). Le passage à la bande des 60 GHz permet notamment de réduire la taille de l'antenne et donc du capteur individuel (noeud). L'utilisation d'antennes directives permet également de réduire les puissances d'émission, ce qui est un paramètre critique. Les liaisons radio adaptatives à mettre en oeuvre au sein des réseaux de capteurs passent donc par le développement d'antennes à balayage angulaire, car les antennes doivent pouvoir s'adapter de façon dynamique à l'évolution de l'environnement du réseau.

**Les communications véhiculaires** : Les communications véhiculaires à 60 GHz peuvent se diviser selon trois catégories [10] : les communications intravéhiculaires, les communications intervéhiculaires et les radars véhiculaires. Les communications intravéhiculaires peuvent, dans le cas d'une voiture, se rapprocher d'un réseau WPAN avec des communications entre péri-

phériques comme un lecteur DVD placé à l'arrière, un lecteur MP3, un ordinateur portable... . Dans le cas d'un avion par exemple, cela peut permettre de réduire des longueurs de câblages (plusieurs centaines de kilomètres). Les communications intervéhiculaires sont également envisagées, mais difficiles à mettre en oeuvre à cause de l'effet Doppler élevé. Enfin les radars véhiculaires, par exemple les radars anticollisions, qui ont déjà fait l'objet de réalisations en millimétrique, mais plutôt dans la bande des 24 et 77 GHz.

## 1.3 Exemples de dispositifs RF pour les applications à 60 GHz

Plusieurs travaux ont été menés par des laboratoires de recherche publics et des industriels. Les premiers front-end millimétriques ont été réalisés dans la technologie III-V et, plus spécifiquement, en Arséniure de Gallium (AsGa). La feuille de route figure 1.5 émise par l'ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductor) en 2006 [11] présente les fréquences de coupure ($f_t$) des transistors dans les technologies de semi-conducteur III-V et celles des transistors en technologie Silicium CMOS et SiGe HBT. La montée en fréquence des transistors ($f_t$) en technologie CMOS et BiCMOS permet aujourd'hui la conception de front-ends millimétriques à bas coût, avec des performances similaires. Grâce à ces avancées technologiques, l'intégration de systèmes millimétriques dans des technologies bas coût est devenue envisageable.

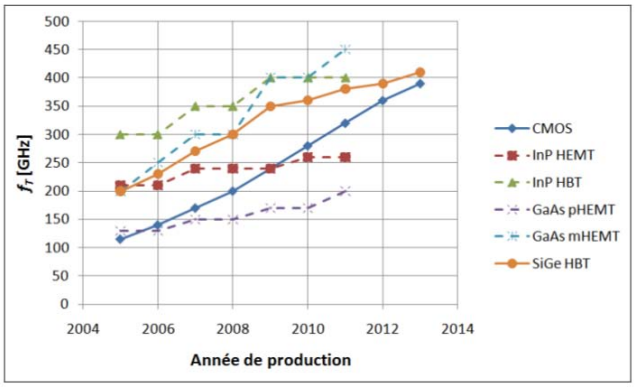



FIGURE 1.5 – Comparaison des fréquences de coupure par année de production des transistors en technologie Silicium et III-V

Nous présentons ici un état de l'art des principaux front-ends RF pour des applications à 60 GHz en les classant suivant la technologie adoptée.

### 1.3.1 Dispositifs RF en Technologies AsGa

NEC a développé un module 60 GHz permettant une transmission sans fil d'un signal vidéo haute définition non-compressé. La modulation choisie est de type ASK. Les émetteurs et récepteurs sont composés de puces MMICs en technologie 0,15$\mu m$ AlGaAs/InGaAs HJFET (filière pHEMT 0,15$\mu m$ AsGa) et de filtres planaires [12].

La figure 1.6 montre l'architecture de l'émetteur et du récepteur. L'émetteur est composé d'un oscillateur, d'un doubleur de fréquence, d'un modulateur d'amplitude, d'un filtre passe-bande et d'un amplificateur de puissance (PA). Le récepteur est lui composé d'un amplificateur faible bruit (LNA), d'un filtre passe-bande, d'un démodulateur et d'un amplificateur.

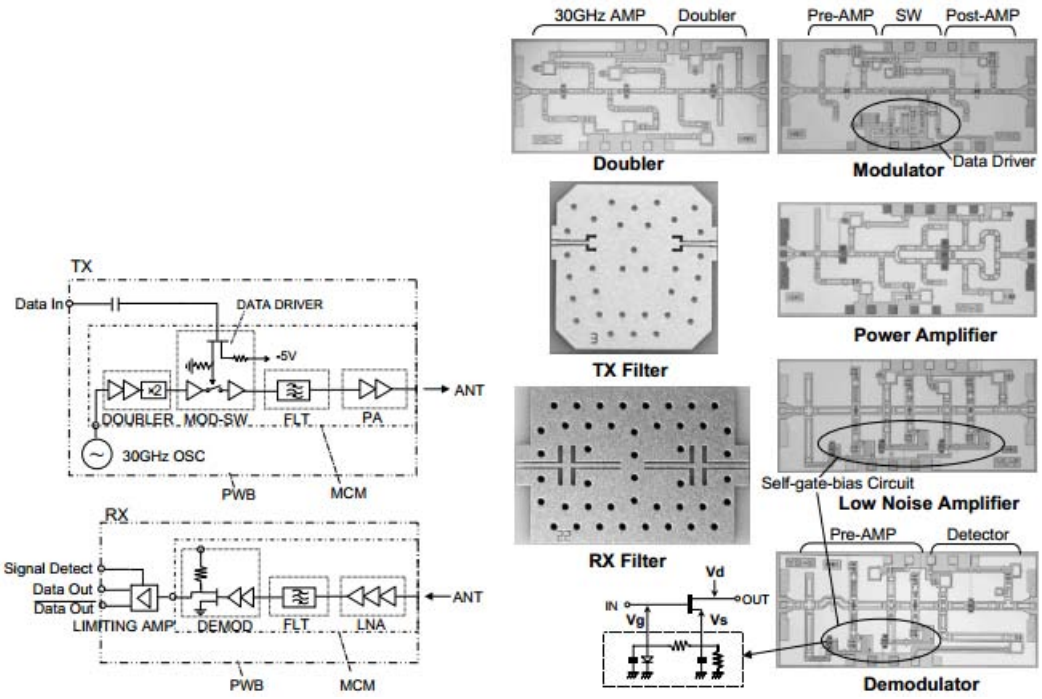



FIGURE 1.6 – (à gauche) : Architecture de l'émetteur (TX) et du récepteur (RX). (à droite) Composants MMICs AsGa utilisés pour réaliser le TX et le RX

Pour minimiser les pertes d'interconnexion, les puces MMICs et les filtres planaires sont montés par report de type flip-chip (figure 1.7) dans des modules multi-puces (MCM) en technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic). Ces modules sont couplés à un réseau d'antennes (gain de 17 dBi) à l'aide d'une transition coplanaire-guide. Les angles d'ouverture à 3 dB sont de 30° en azimuth et 15° en élévation. L'émetteur LTCC a pour dimensions 27,2 x 9,5 $mm^2$ et le récepteur affiche une dimensions de 22,0 x 9,5 $mm^2$.

Ce module permet de transmettre une vidéo non-compréssée aux formats 480i, 480p, HDTV 1080i (1080 lignes horizontales dans un balayage entrelacé) et 720p (720 lignes horizontales dans un balayage progressif) avec un débit de 1,047 Gb/s pour une distance d'environ 7 mètres. La

puissance de sortie de l'émetteur est de 10dBm à 60,8 GHz. Ce module est assez gourmand en énergie avec une consommation de 750mW pour l'émetteur et une consommation de 800mW pour le récepteur.

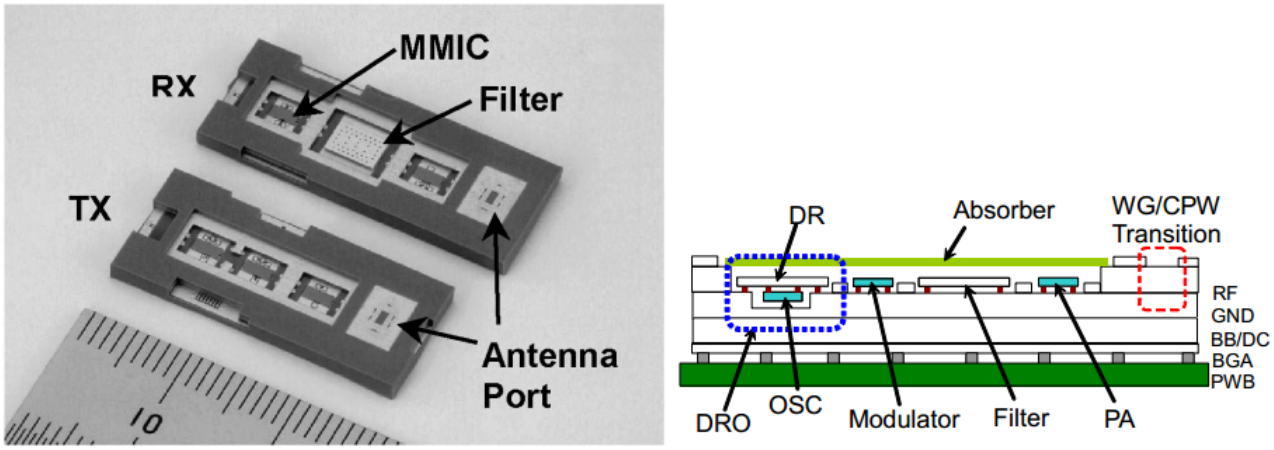



FIGURE 1.7 – Photos des puces TX et RX

L'antenne associée à ce dispositif RF n'est pas reconfigurable ce qui rend le système vulnérable aux coupures de faisceau par la présence d'un perturbateur. De plus, la modulation ASK n'est pas adaptée aux multitrajets. NEC a donc opté pour une technique de diversité spatiale en réception. En effet, l'émetteur (figure 1.8) est placé à une hauteur de 2,2 m et deux récepteurs à une hauteur de 1,2 m séparés de 1,1 m. Le dispositif en réception (figure 1.8) comporte deux récepteurs situés au-dessus du téléviseur afin de disposer de deux chemins de transmission.

L'hybridation de ce module, le choix des technologies (LTCC et AsGa), ainsi que celui de la diversité en réception, n'en font pas une solution bas coût. D'un point de vue intégration, ce module fait preuve d'un niveau d'intégration relativement élevé même s'il est vrai que l'antenne n'est pas intégrée au module et est non reconfigurable.

FIGURE 1.8 – Photo du transmetteur (à gauche) et des deux récepteurs placés en haut de la télévision (à droite).

Motorola a également développé un émetteur et un récepteur (figure 1.9) avec une association de puces MMICs 60 GHz en technologie AsGa (composants pHMET) du commerce [13]. Ce module de 1re génération utilise une modulation de type ASK/OOK (On-Off Keying).

Avec ce dispositif RF, un débit de 3 Gbit/s peut être assuré sur une distance de 10 mètres avec un taux d'erreur binaire (BER) de $10^{-12}$. Un débit de 3,5 Gbit/s sur 3 mètres avec un BER de $10^{-8}$ a même été atteint.

Les antennes d'émission et de réception sont des antennes cornets de 23,5 dBi de gain. Ces antennes ne sont ni intégrées ni reconfigurables.

Les performances de ces modules sont intéressantes, mais à relativiser du fait de l'utilisation d'antennes cornets très fort gain, et donc volumineuses, pour établir la liaison. Cette solution hybride, issue d'une combinaison de MMICs, présente les mêmes inconvénients en terme d'intégration que la précédente, mais avec un niveau d'intégration beaucoup moins élevé.

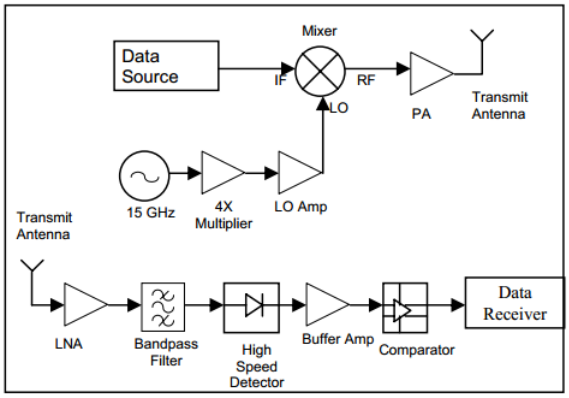



FIGURE 1.9 – Synoptique de l'architecture proposée par Mortorola

Y.LEE et al [14] ont utilisé le LTCC multicouches pour la réalisation d'un émetteur à 60 GHz incluant quatre MMICs en technologie GaAs PHEMT 0.15$\mu m$ avec une approche de type SiP (System In Package) (cf. figure 1.10).

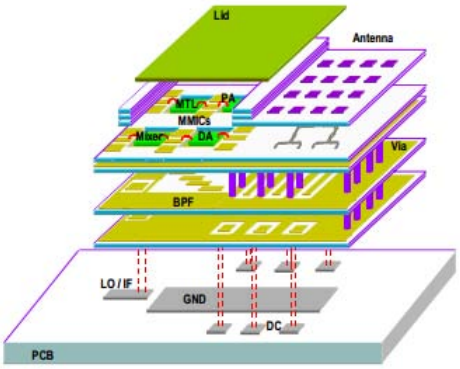



FIGURE 1.10 – Schéma 3D (approche SiP) de l'émetteur réalisé en technologie AsGa

La figure 1.11 montre l'architecture de l'émetteur à 60 GHz. Il est composé d'un filtre passe-bande en technologie stripline, d'un réseau de quatre antennes patchs en technologie microstrip et de cinq MMICs en technologie AsGa 0.15$\mu m$ : un mélangeur, deux multiplieurs de fréquence, un pré-amplificateur et un amplificateur de puissance. Le signal LO est délivré par une source externe qui n'est pas intégrée au module.

La figure 1.12 montre la fabrication du SiP utilisant le LTCC multicouches. Les cinq MMICs, le filtre et l'antenne sont intégrés sur un total de 9 couches LTCC. Chaque couche a une hauteur de 100$\mu m$ et une constante diélectrique de 7 à 60 GHz. La liaison d'une couche à l'autre se fait par vias. Les MMICs sont regroupés sur la même couche et connectés par bondings. Le filtre passe-bande est monolithique, c'est-à-dire qu'il est réalisé avec les différents niveaux du module LTCC. Le réseau d'antennes est aussi de type monolithique et directement intégré aux modules. La taille totale du module est 36 $\times$ 12 $\times$ 0.9 $mm^3$.

Ce module LTCC présente une puissance de sortie de 9 dBm et un gain de conversion de 11.2 dB à 60.4 GHz. Le niveau d'intégration ainsi que les performances sont très encourageants. Toutefois dans ce SiP, l'oscillateur local n'est pas intégré, et il n'existe pas de possibilité de reconfigurer l'antenne en diagramme.

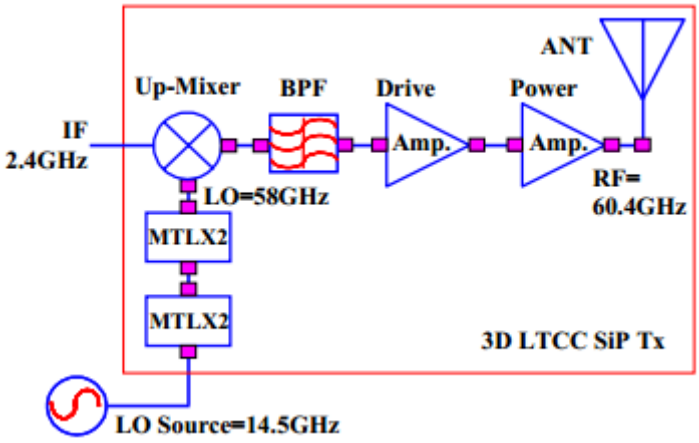



FIGURE 1.11 – Synoptique de l'émeteur à 60 GHz proposé par Y.LEE et al.

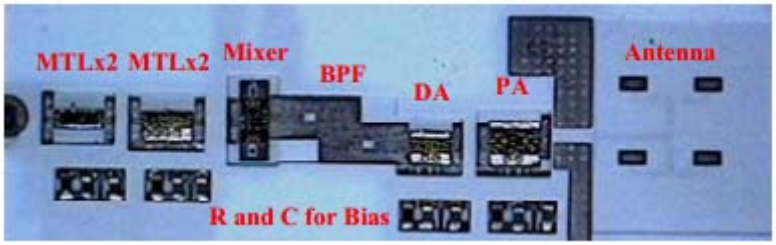



FIGURE 1.12 – Photo de l'émetteur LTCC-SiP à 60 GHz

### 1.3.2 Dispositifs RF en technologies CMOS / BiCMOS

Un des premiers émetteurs réalisé en technologie SiGe BiCMOS 0,18$\mu m$ avec une antenne intégrée vient de l'université de Taïwan [15]. Cet émetteur présente une puissance de sortie de 15,8 dBm avec une consommation de 281 mW. La puce a une taille de 1,3 x 0,8 $mm^2$ (cf. figure 1.13).

L'émetteur est un SOC (System On Chip). En effet, comme l'illustre la figure 1.13, tous les composants tels que l'oscillateur, le mélangeur, l'amplificateur de puissance ainsi que l'antenne sont réalisés sur le même chip. L'avantage de réaliser l'émetteur complet sur le même chip est d'éviter les pertes dues aux interconnexions entre les différents composants. Cependant, la réalisation d'antennes sur des substrats semi-conducteurs reste toutefois très limitée du fait de leurs caractéristiques physiques (permittivité, conductivité, tangente de pertes et épaisseur). Nous en apprécierons les performances dans la prochaine partie.

L'université de Taïwan a donc opté pour une antenne de type conique. Cette topologie d'antenne permet de réduire le rayonnement vers le substrat. Le champ électromagnétique de cette antenne est concentré entre les deux brins et permet donc d'orienter la propagation sur la surface et non vers le substrat. Afin d'augmenter le gain et la directivité de l'antenne, un directeur est ajouté en dehors de la puce. Cependant, aucune information n'est donnée sur les performances de l'antenne.

Cet émetteur présente un niveau d'intégration très élevé, car l'antenne est directement intégrée à la sortie de l'amplificateur de puissance. Cependant, ce module n'intègre aucune fonction permettant de réaliser du beamforming. La technologie BiCMOS permet également de réaliser des frond-ends avec une consommation d'énergie beaucoup plus faible que ceux utilisant une technologie III-V. Ceci est dû aux tensions de polarisation beaucoup plus faibles.

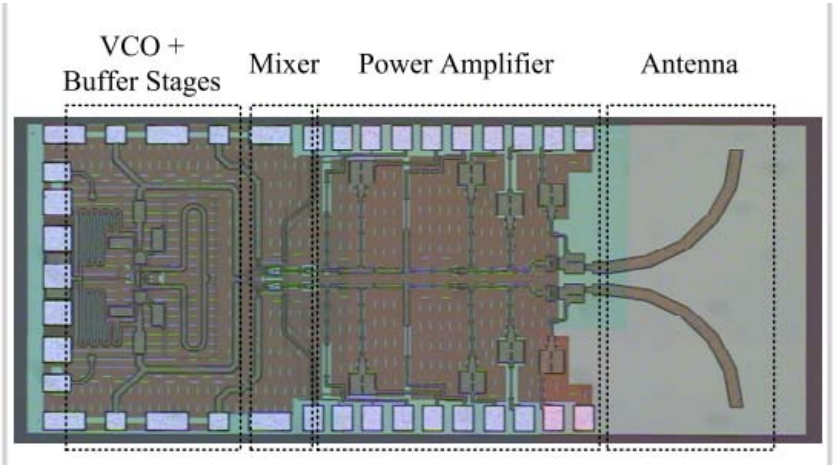



FIGURE 1.13 – Photo de l'émetteur en technologie SiGe à 60 GHz

L'année dernière, IHP a réalisé un dispositif RF complet à 60 GHz avec des puces TX/RX en technologie SiGe 0.25$\mu m$ [16].

L'architecture de l'émetteur est montrée figure 1.14. Il est constitué d'un mélangeur IQ à 12 GHz, d'une PLL (Phase-Locked Loop), d'un buffer, d'un filtre passe-bande et d'un amplificateur de puissance. L'architecture du récepteur n'est pas présentée dans ce papier. La taille de la puce TX est de 2,1$mm^2$ x 1,5$mm^2$.

Cet émétteur affiche une puissance au point de compression à 1 dB de 12,6 dBm, une puissance de saturation de 16,2 dBm et une consommation de 1300 mW.

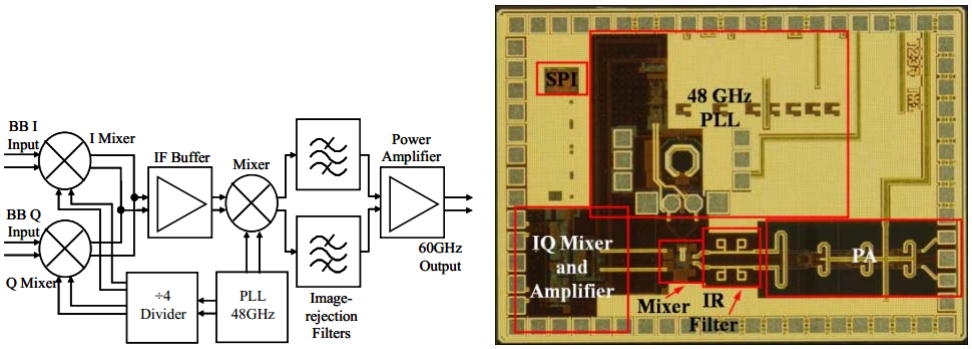



FIGURE 1.14 – Synoptique de l'émetteur à 60 GHz proposé par IHP - Technologie SiGe

Les composants en technologie Silicium ont été reportés sur un substrat R03003 de 125$\mu m$ d'épaisseur (1.15). Les interconnexions entre les lignes et les puces Silicium sont réalisées avec des bondings. Afin de supporter la fine couche de R03003, ce substrat a été reporté sur du FR4 présentant une épaisseur de 1,13$mm$. Des antennes de type Vivaldi ont été intégrées sur le support d'accueil des puces [17]. Elles présentent un gain de 11,5 dBi.

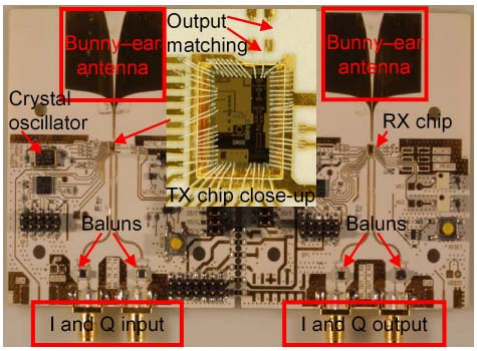



FIGURE 1.15 – Photo de l'émetteur et du récepteur avec un zoom sur la puce TX à 60 GHz

IHP affiche un débit de 3,6 Gb/s pour une distance maximum d'environ 15 mètres avec une modulation de type OFDM 16QAM.

Dans ce dispositif RF, nous ne pouvons pas parler d'intégration, car la taille de l'antenne est

importante et reportée sur le substrat d'accueil. De plus, aucune solution pour le beamforming n'est évoquée.

Siligaris *et al* [18] ont réalisé un module d'émission/réception complet en technologie CMOS 65nm pour des applications de streaming vidéo en haute définition. La puce CMOS couvre les 4 canaux établis dans le standard 803.15.3c et supporte une modulation de type 16-QAM OFDM. La figure 1.16 montre l'architecture de la puce TX/RX. Cette puce est divisée en deux parties distinctes (TX et RX).

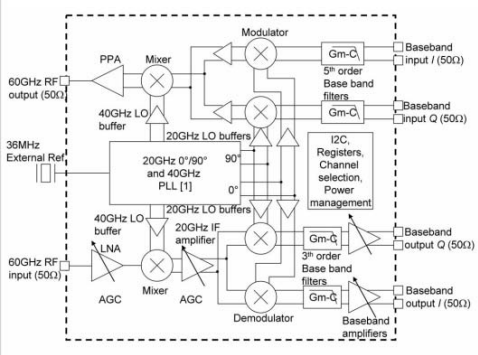



FIGURE 1.16 – Architecture de l'émetteur et du récepteur

La PLL est commune aux deux parties. Le TX est composé de filtres passe-bande, d'un modulateur quadratique, d'un mélangeur et d'un pré-amplificateur. Le RX est lui composé d'un amplificateur faible bruit, d'un mélangeur, d'un démodulateur quadratique, de filtres passe-bande et d'amplificateurs passe-bande. Au niveau de la chaine d'émission, nous constatons qu'il manque l'amplificateur de puissance. L'amplificateur a été réalisé sur une autre puce dans la même technologie (1.17).

La figure 1.17 montre une photo ainsi qu'une vue de coupe du module. La puce TX/RX et l'amplificateur de puissance sont reportés par flip-chip sur un substrat multicouches de type HTCC (Hight Temeprature Cofired Ceramic). Les antennes d'émission et de réception sont identiques et connectées au module par report flip-chip. L'antenne a été réalisée sur du quartz.

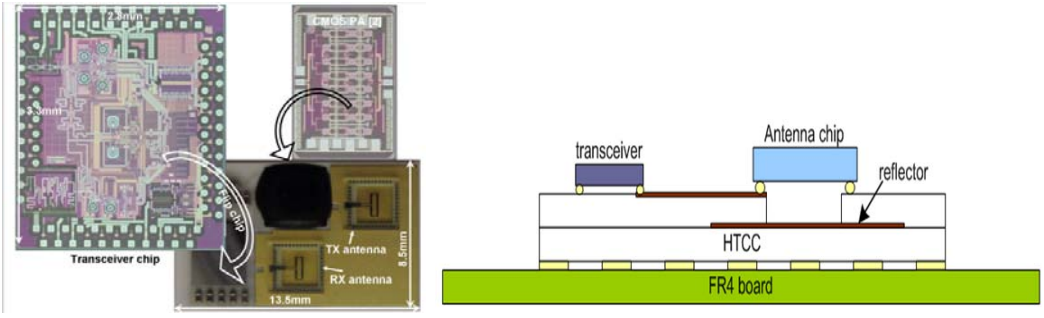



FIGURE 1.17 – Photo du module émission / réception

La puissance d'émission de ce module est d'environ 16 dBm pour une consommation de $454mW$ pour le RX et de $357mW$ pour le TX. Une première liaison millimétrique câblée (sans les antennes) a été réalisée sur une distance d'un mètre. Le débit obtenu est de 3.8 Gb/s.

Le niveau d'intégration de ce module est très élevé, car la partie modulation et démodulation ainsi que la PLL sont intégrées sur la puce. Seul l'amplificateur de puissance de la chaine de transmission n'y est pas, mais reporté sur le support HTCC par flip-chip. L'antenne est aussi reportée par flip-chip et réalisée dans une autre technologie. Ce module est une solution d'intégration hybride permettant de réaliser des systèmes de communication à 60 GHz très performants.

Depuis 2006, IBM a réalisé un certain nombre de démonstrateurs à 60 GHz en technologie CMOS / BiCMOS, pour la transmission de données TVHD à très haut débit [19], [20], [21], [22], [23]. Ces démonstrateurs supportent plusieurs schémas de modulation (OFDM-QPSK, MSK, OFDM-16QAM, etc). Les deux premiers démonstrateurs exploitent les dispositif de 1ère et 2ème génération d'IBM. La photo du dispositif utilisé est donnée sur la figure 1.18.

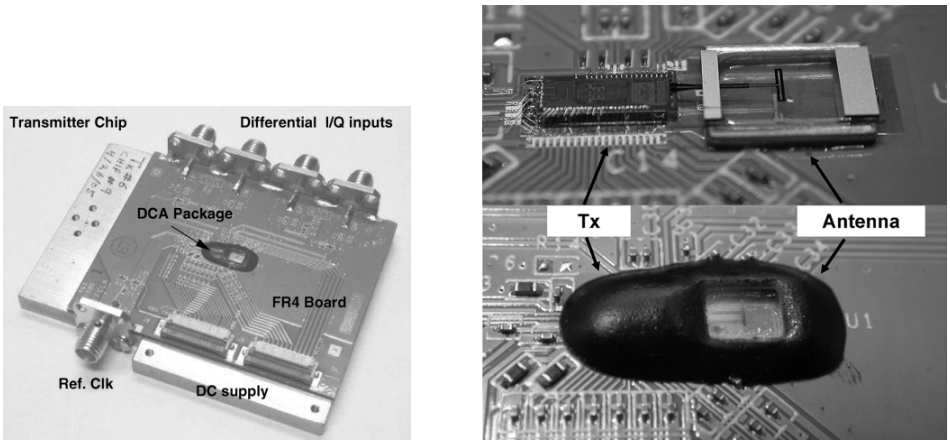



FIGURE 1.18 – Dispositif RF des 1ère et 2ème générations d'IBM. (à droite) Photo du dispositif de réception - (à gauche) Photo du front-end radio complet.

La différence entre le dispositif de première et deuxième génération se situe au niveau de l'architecture du TX et du RX. La figure 1.19 montre la différence entre ces deux dispositifs. Les parties blanches représentent l'architecture du premier dispositif. Les parties grises représentent les fonctions supplémentaires ajoutées sur le second dispositif. Nous décrivons ici les principales briques de l'architecture du dispositif de deuxième génération. L'émetteur comporte, un mélangeur quadratique, une boucle à verrouillage de phase, un multiplicateur de fréquence par 3, un mélangeur et un amplificateur de puissance. Le récepteur est composé d'un amplificateur faible bruit, d'un mélangeur, d'un mélangeur quadratique, d'une boucle à verrouillage de phase et d'un multiplicateur de fréquence par 3.

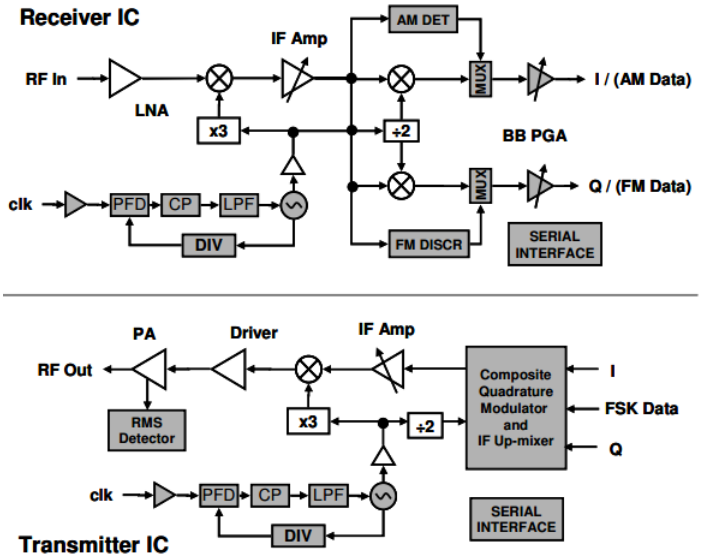



FIGURE 1.19 – Synoptique de l'architecture des front-end TX et RX - IBM - BiCMOS

Les dimensions des puces émettrices et réceptrices sont respectivement de 4 × 1.6 et 2.85 × 1.7 $mm^2$, et leur consommation de 706 et 573 $mW$. L'émetteur présente un gain de conversion de 30-33 dB, un point de compression à 1 dB de 7,5-10 dBm et une puissance de saturation de 15-16 dBm. Le récepteur présente un facteur de bruit de 4,9 - 6,7 dB.

IBM a associé à chacune de ces puces une antenne dipôle repliée avec une cavité métallique arrière faisant office de réflecteur. L'antenne présente un gain d'environ 7 dBi, un angle d'ouverture à -3 dB de +/- 30°, et un rendement > 90%.

Le premier démonstrateur exploite la technique de multiplexage OFDM avec une modulation QPSK (Quadrature Phase-shift Keying) [19], [20]. Le débit est de 630 Mb/s pour une distance de 10 mètres entre l'émetteur et le récepteur. Le deuxième démonstrateur est une liaison RF à 2 Gb/s en LOS avec une distance entre l'émetteur et le récepteur de 5 mètres. La modulation utilisée est de type DQPSK (Differential Quadrature Phase-shift Keying) [21].

Le système émission / réception de la 3ème génération d'IBM est présenté figure 1.20. Sur ce dispositif un réseau d'antennes patchs (gain de 14 dBi) a été intégré à la place du dipôle replié. Une modulation de type MSK (Minimun Shift Keying) a été adoptée. Les tests de ce 3ème démonstrateur ont été réalisés pour des distances supérieures à 3,5 m. Un débit d'environ 2 Gb/s est alors obtenu [22].

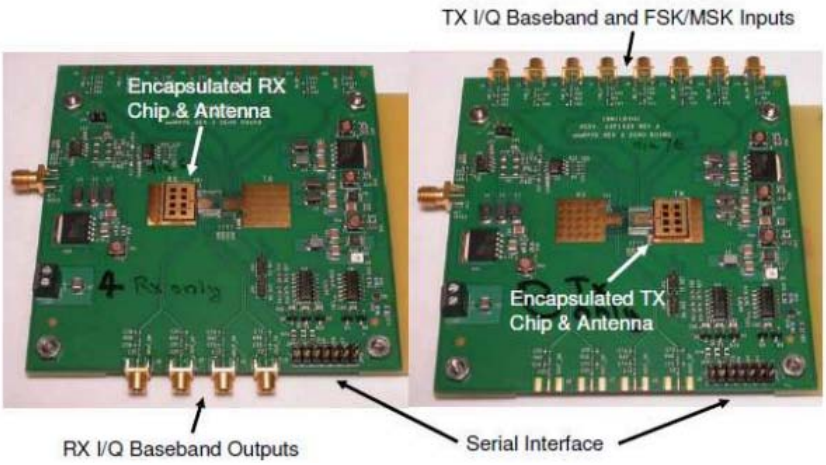



FIGURE 1.20 – Dispositif RF de 3ème génération d'IBM

Le 4ème démonstrateur proposé par IBM est le plus abouti au niveau de l'intégration, car cette fois-ci la puce TX intègre un réseau phasé de 16 éléments [23] afin d'établir des communications en NLOS. Cette puce a pour dimensions 6,5 × 6,75 $mm$. De plus, cette puce a été packagée par report flip-chip. Un réseau d'antennes circulaires de 16 éléments a été réalisé au sein du package (cf. figure 1.21) [24]. L'émetteur complet (puce TX + réseau d'antennes circulaire de 16 éléments) a pour dimensions 28 × 28 $mm$.

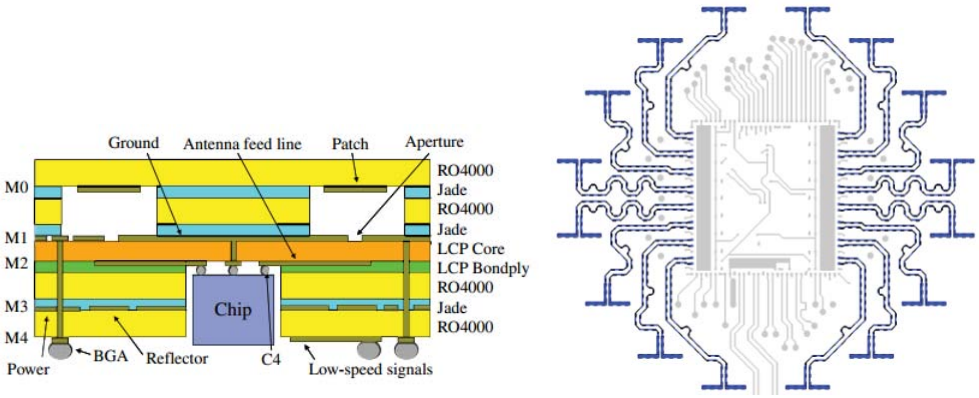



FIGURE 1.21 – Vue de coupe du dipositif de 4ème génération proposée par IBM

L'université de Berkeley propose un émetteur/récepteur en technologie CMOS 90nm [25]. La figure 1.22 montre l'architecture de la puce TX/RX. Elle comporte un amplificateur faible bruit à 2 étages, un coupleur et un mélangeur pour la partie réception et un amplificateur de puissance 3 étages et un mélangeur (modulateur) pour la partie émission. Les parties émission et réception sont pilotées à partie d'un VCO contrôlé avec une PLL fonctionnant à 117 MHz.

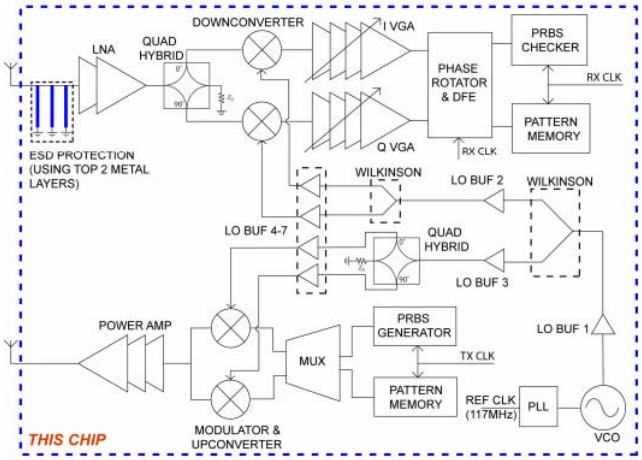



FIGURE 1.22 – Synoptique de l'architecture de l'émetteur/récepteur - Berkeley - CMOS

La puce présentée sur la figure 1.23 a une taille de 2,5 × 2,75 $mm^2$ et une consommation de 170 $mW$ en mode TX et de 138 $mW$ en mode RX.

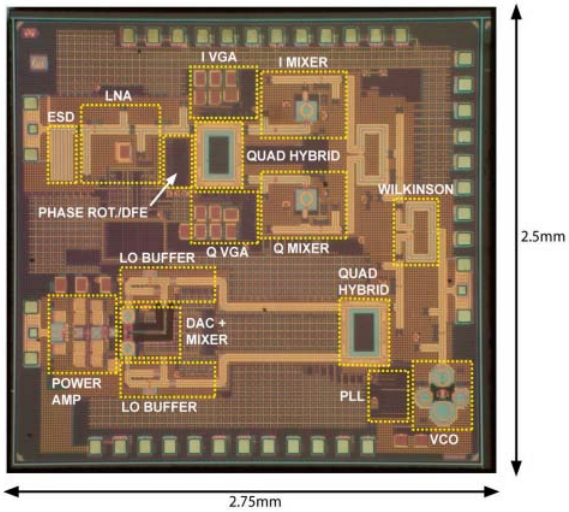



FIGURE 1.23 – Photo de la puce - Berkeley - CMOS

Une première mesure de débit a été réalisée. Durant cette première mesure, le TX et le RX étaient reliés par câble de longueur 3 m. Ce premier test a permis d'obtenir un débit de 6 Gb/s. Un second test a été réalisé avec cette fois des antennes cornets présentant un gain de 25 dBi. Un débit de 3 Gb/s a été obtenu pour une distance d'un mètre.

Bercley propose un émetteur/récepteur avec un niveau d'intégration très élevé avec, l'intégration complète du frond-end RF mise à part l'antenne, et de la partie "bande de base" en technologie CMOS 90nm. La consommation de cette puce par rapport au niveau d'intégration proposé est très réduite comparé aux émetteurs/récepteurs en technologie AsGa. Une intégration hybride reste indispensable pour l'intégration de l'antenne.

## 1.4 Antennes intégrées avec les dispositifs RF à 60 GHz

Pour les communications haut débit en gamme millimétrique, les antennes constituent un élément critique du système, car elles jouent un rôle important dans le bilan de liaison du système qui détermine la portée de communication. À ce titre, elles ont également une influence significative sur le choix d'architecture du front-end RF et des spécifications de ses blocs (facteur de bruit, gain, puissance d'émission) avec des conséquences sur les performances globales du système (consommation, débit, portée de communication). Compte tenu des technologies actuelles sur Silicium, plusieurs études s'accordent sur la nécessité d'obtenir des gains d'antennes de l'ordre de 10-15 dBi afin d'atteindre des portées de 5-10 m, ceci avec une reconfigurabilité de faisceau permettant une certaine mobilité des objets communicants en évitant un alignement physique précis des terminaux [10], [26].

L'état de l'art des dispositifs RF, met en évidence que les performances des technologies Silicium permettent dorénavant d'envisager une intégration complète du front-end dans ces technologies. En termes de coût et de performances, l'intégration complète du front-end sur Silicium reste une évidence. Parmi les dispositifs RF présentés précédemment, l'antenne n'est pas toujours intégrée avec le module RF et quand l'antenne est directement connectée avec le module RF, le diagramme de rayonnement de l'antenne n'est pas reconfigurable. Seul IBM présente une solution avec la possibilité de reconfigurer l'émetteur.

Nous proposons dans cette partie, un rappel sur le gain et l'efficacité d'une antenne, un état de l'art d'antennes intégrées sur Silicium et des performances associées ainsi que les solutions existantes pour augmenter leur rendement.

### 1.4.1 Gain et efficacité d'une antenne

Le gain (G) d'une antenne est défini de la manière suivante :

$$G = \eta.D \tag{1.4}$$

avec :

- G : le gain de l'antenne
- $\eta$ : l'efficacité de l'antenne
- D : la directivité de l'antenne

Le gain (G) et la directivité (D) ne sont égaux que dans le cas sans pertes, où la totalité de la puissance transmise à l'antenne est rayonné. Dans le cas où le gain n'est pas égal à la

directivité, la puissance transmise à l'antenne n'est pas totalement rayonnée par celle-ci. Cette perte de puissance est donnée par l'efficacité et s'écrit de la manière suivante :

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_m + P_d + P_{os}} \tag{1.5}$$

avec :

- $P_r$ : la puissance rayonnée de l'antenne
- $P_m$ : les pertes métalliques qui augmentent avec la racine carrée de la fréquence
- $P_d$ : les pertes diélectriques qui dépendent du choix du substrat et qui augmentent avec la fréquence
- $P_{os}$ : les pertes par ondes de surface qui peuvent apparaitre et qui augmentent avec la permittivité et l'épaisseur du substrat choisi

### 1.4.2 Pertes métalliques et diélectriques

Dans la référence [27], une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω a été simulée sur un substrat de type Rogers RT 5880 à 10 GHz et 60 GHz (figure 1.24).

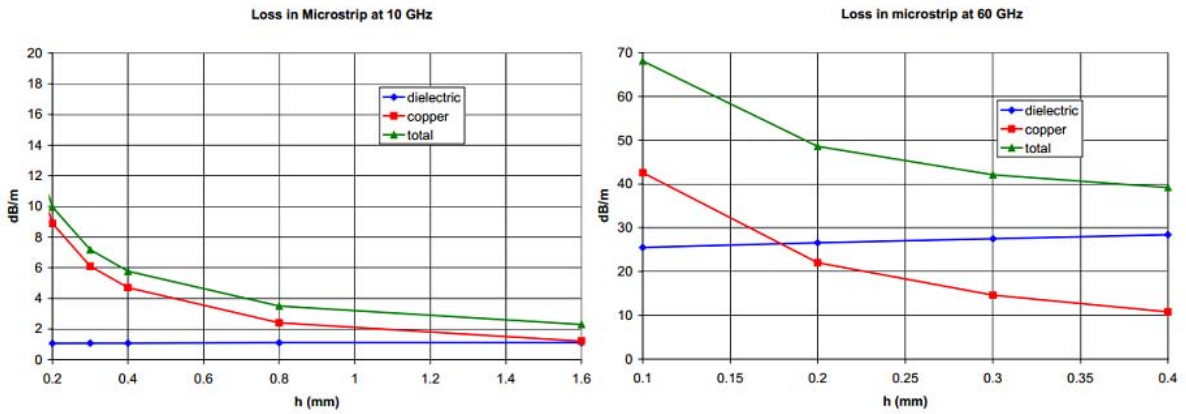



FIGURE 1.24 – Pertes métalliques et diélectriques d'une ligne microruban à 10 GHz et 60 GHz

Cette figure montre qu'à 10 GHz, les pertes métalliques sont la principale contribution aux pertes de la ligne car les pertes diélectriques du substrat sont souvent faibles (tan$\delta$=1$^e$-3). Cette tendance s'inverse avec la montée en fréquence. En effet, comme l'illustre la figure 1.24, les pertes diélectriques deviennent plus fortes, car elles augmentent avec la fréquence. Il faut également comprendre que le tan$\delta$ augmente avec la fréquence.

Ces résultats montrent qu'il faudrait utiliser un substrat épais pour réduire les pertes métalliques et diélectriques en bande millimétrique. Mais dans ce cas, l'épaisseur du substrat peut

faire apparaitre des ondes de surface ce qui provoque une forte diminution de l'efficacité de l'antenne.

### 1.4.3 Pertes par ondes de surface

Comme il a été montré précédemment, une augmentation de l'épaisseur du substrat engendre une diminution des pertes métalliques et diélectriques, mais provoque l'apparition d'ondes de surface.

En effet, du fait de la discontinuité air-diélectrique dans les antennes imprimées, un certain nombre de modes discrets peuvent être excités, et ceci, proportionnellement à l'épaisseur du substrat.

La puissance véhiculée par ces ondes de surface constitue une perte pour l'antenne qui est d'autant plus grande qu'il y a de modes excités ; en particulier pour des fréquences élevées.

Le rendement de l'antenne dû aux ondes de surface a été calculé par la méthode des moments [28]. L'auteur de la référence [29] déduit des courbes de rendement une fonction d'interpolation en fonction de h, $\lambda_0$ et $\epsilon_r$. Il obtient finalement :

$$\eta_0 = 1 - \sqrt{(\epsilon_r - 1)}\frac{h}{\lambda_0}\left\{3,4 - \frac{370}{\epsilon_r}\left(\frac{h}{\lambda_0}\right)^2\right\} \tag{1.6}$$

La figure 1.25 montre le rendement d'une antenne à 60 GHz en fonction de l'épaisseur et de la permittivité du substrat.

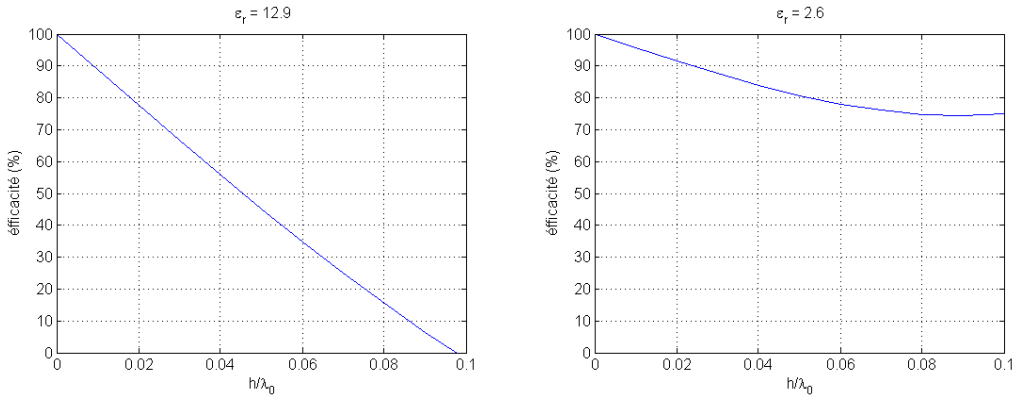



FIGURE 1.25 – Rendement d'une antenne imprimée. (à gauche) $\epsilon_r$=12,9. (à droite) $\epsilon_r$=2,6

A la vue de ces résultats concernant les pertes par ondes de surface, il apparaît évident qu'il est préférable de concevoir les antennes sur des substrats à faible permittivité et à faible épaisseur par rapport à la longueur d'onde.

### 1.4.4 Performances des antennes intégrées sur Silicium

Diverses antennes réalisées sur un substrat en Silicium et opérant dans la bande millimétrique ont été décrites dans la littérature. Le Silicium employé pour fabriquer ces antennes est soit de basse résistivité (BR), mettant en oeuvre des technologies CMOS et BiCMOS pour réduire le coût de fabrication, soit de haute résistivité (HR) pour améliorer le rendement des antennes.

Dans la référence [30], une antenne IFA (Inverted F Antenna) a été réalisée en technologie CMOS 0,18$\mu m$ sur du silicium basse résistivité. Cette antenne est présentée figure 1.26. La taille de l'antenne est de 0,815 $\times$ 0,706 $mm$. L'antenne présente un gain de -15,7 dBi et une efficacité de 10,2 %.

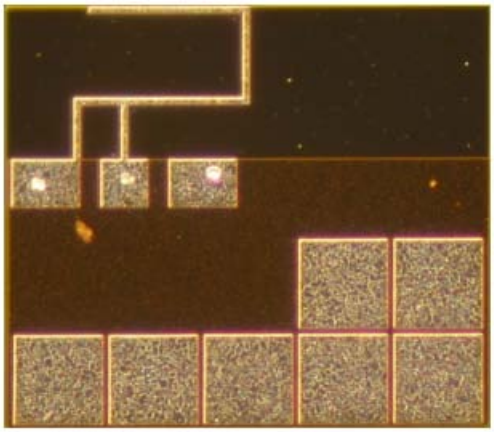


FIGURE 1.26 – Photo de l'antenne IFA

Dans la référence [31] est présenté un monopole triangulaire réalisé sur du silicium BR ($\rho$=10 $\Omega$.cm) en technologie CMOS 0,18$\mu m$. L'antenne est montrée figure 1.27. Elle présente un gain de -9,4 dB et une dimensions de 1 $\times$ 0,81 $mm^2$.

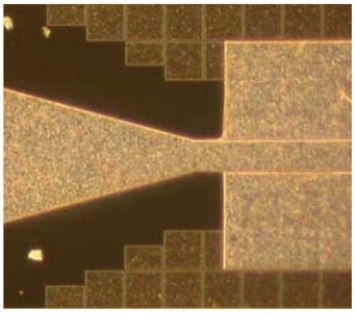


FIGURE 1.27 – Photo de l'antenne réalisée par Lin

Deux autres exemples d'antennes réalisées sur silicium BR ($\rho$=10 $\Omega$.cm) sont fournis dans la référence [32]. Ces deux antennes sont représentées figures 1.28 et 1.29. Afin de masquer en

grande partie le substrat silicium à perte, une couche de dioxyde de silicium ($Si0_2$) de faible épaisseur ($20\mu m$) a été reportée sur le silicium. L'antenne IFA présente un gain de -19 dBi à 61 GHz et l'antenne quasi-Ygai présente un gain de -12,5 dBi à 65 GHz.

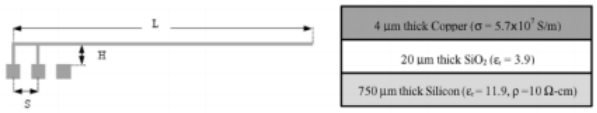



FIGURE 1.28 – Antenne IFA proposée par Zhang

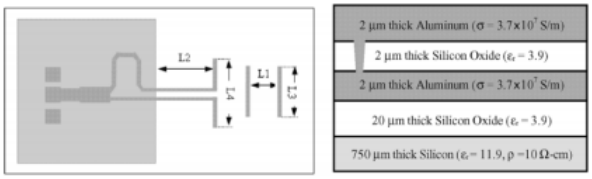



FIGURE 1.29 – Antenne quasi-Yagi proposée par Zhang

Les auteurs de la référence [33] présentent une antenne dipôle à 79 GHz. La figure 1.30 montre l'architecture de cette antenne. Elle a été implémentée sur un substrat en Silicium (avec $\epsilon_r = 11,7$, h=$500\mu m$). Comme pour l'antenne précédente, une couche d'oxyde de silicium a été déposée sur le silicium afin de réduire l'influence du silicium. Le Silicium utilisé est de type basse résistivité, avec une résistivité de $\rho$=12 Ω.cm ou de type haut résistivité, avec $\rho$=1 kΩ.cm.

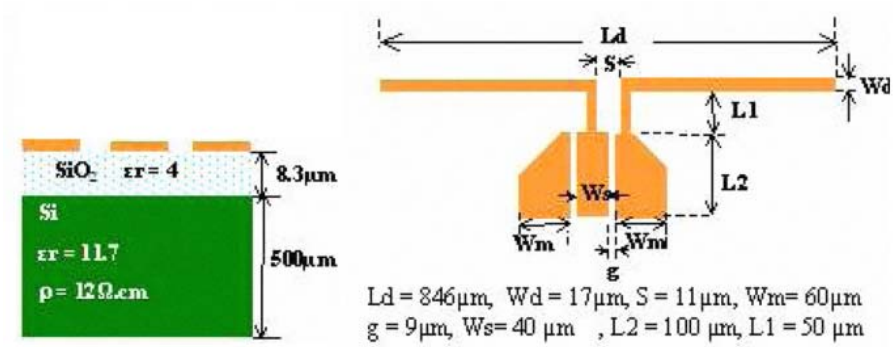



FIGURE 1.30 – Antenne dipôle sur silicium fonctionnant à 79 GHz

Les caractéristiques obtenues avec les deux sortes de Silicium ont été comparées. Dans les deux cas, la bande passante de l'antenne est de 12% relativement à 79 GHz, avec un TOS (Taux d'Onde Stationnaire) inférieur à 2. Avec du silicium BR, le gain du dipôle est de -6,8 dBi et son rendement vaut 8,9 %. Avec du Silicium HR, le gain est égal à -3,7 dBi et le rendement atteint 17 %. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne (figure 1.31) montrent que le rayonnement issu du dipôle sur Silicium BR est absorbé par le substrat. Une partie de l'énergie est donc stockée dans le substrat.

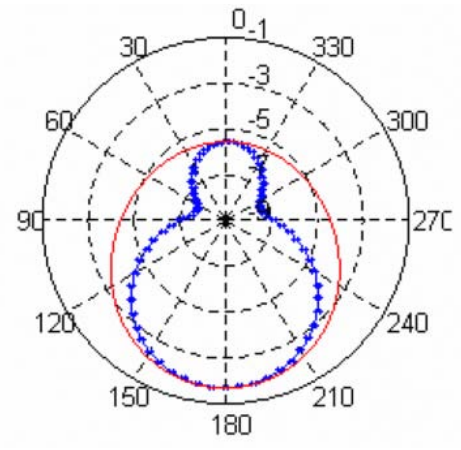



FIGURE 1.31 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne dipôle réalisée sur silicium

Dans la référence bibliographique [34], une antenne dipôle à fente est réalisée. Cette antenne est également réalisée sur du silicium haute résistivité ($\rho$>1 k$\Omega$.cm) (figure 1.32) et présente un gain de -0,4 dBi.

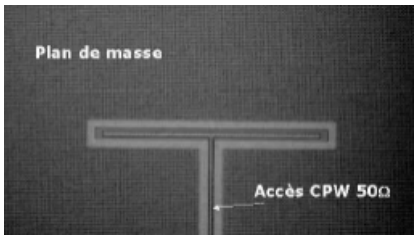



FIGURE 1.32 – Photo de l'antenne dipôle couplée à une fente

Ces différentes références bibliographiques nous ont permis de connaître les performances d'antennes intégrées sur Silicium basse résistivité. Les antennes présentent toutes un gain négatif de l'ordre de -10 dBi à 60 GHz avec des rendements inférieurs à 15%. La faible valeur de la résistivité du silicium (10 $\Omega$.cm) couplée à une forte permittivité induit une perte d'énergie importante dans le substrat. Nous pouvons constater qu'une augmentation de la résistivité du Silicium ($\rho$=1 k$\Omega$.cm), et donc une réduction des tangentes de pertes, permet d'obtenir des gains proches de 0 dBi. De plus, le report d'une couche d'oxyde de Silicium de faible épaisseur - une trentaine de microns - afin d'y reporter l'antenne, ne permet pas d'augmenter significativement le gain de ces antennes.

## 1.5 Solutions permettant d'augmenter le rendement d'une antenne

Pour réduire les contraintes imposées par les propriétés physiques du Silicium et principalement, par sa forte permittivité diélectrique, il existe des solutions permettant d'améliorer les performances (bande passante, rayonnement, rendement) d'une antenne intégrée sur Silicium. Une des premières solutions consiste en l'intégration de l'élément rayonnant sur une membrane avec une cavité d'air sous celle-ci. L'air sous la membrane aura pour effet de réduire localement la constante diélectrique du substrat [35] et donc d'augmenter l'efficacité ainsi que la bande passante de l'antenne. La cavité d'air peut-être partielle ou totale. Dans le cas ou la cavité est totale, la membrane peut-être réalisée avec un matériau possédant des caractéristiques adéquates autres que le silicium. Une telle solution peut être appliquée aux antennes multicouches qui permettent de séparer l'élément rayonnant de la partie alimentation et donc d'être plus favorables à l'intégration. De plus, ce type d'antenne multicouches permet également de réduire le rayonnement parasite des lignes d'alimentation.

Nous exposons ci-après, un état des antennes imprimées sur silicium exploitant ces solutions afin, de voir celles qui se prêtent le mieux à l'intégration avec le dispositif RF.

### 1.5.1 Antenne simple couche réalisée sur membrane

Dans la référence [36], l'auteur montre une comparaison entre une antenne patch réalisée sur du silicium plein et une antenne patch réalisée sur une membrane silicium. Les antennes fonctionnent autour de 21 GHz. Le silicium sur lequel est réalisée l'antenne possède une épaisseur de 355$\mu m$ et une permittivité de 11,9. La figure 1.33 est une illustration de l'antenne patch avec une cavité d'air. La cavité d'air crée sous le patch, a pour hauteur 165$\mu m$, avec une membrane en silicium de 190$\mu m$, soit 46% d'air par rapport au volume global du substrat.

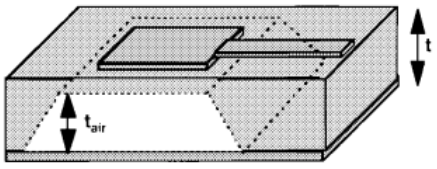



FIGURE 1.33 – Antenne patch avec membrane en silicium, fonctionnant à 13 et 21 GHz.

La bande passante de l'antenne patch pour un $|S11|$ < -10 dB sans membrane est de 2,9% par rapport à 20 GHz alors que celle de l'antenne sur membrane est de 5%. L'intégration d'une cavité d'air sous l'élément rayonnant permet donc d'augmenter la bande passante de l'antenne. Aucune indication sur l'efficacité et le gain de ces antennes n'est donnée.

Cependant, l'auteur présente également une comparaison entre deux autres antennes patch intégrées sur Duroid fonctionnant à 13 GHz. L'épaisseur du substrat est de $635\mu m$ et a une permittivité 10,8. Comme pour l'antenne précédente, sur une des antennes, une cavité d'air est intégrée. Cette cavité a pour hauteur $476\mu m$, soit 75% d'air par rapport au volume global du substrat.

La bande passante de l'antenne patch sans membrane est, en valeur relative, de 1,4% par rapport à 13 GHz et son rendement vaut 66%. La bande passante relative de l'antenne patch avec membrane est de 2,3 % et son rendement passe à 85%.

Les auteurs de la référence [37] présentent une antenne sur membrane BCB (Benzocyclobutène). A l'inverse des solutions évoquées précédemment, la cavité créée dans le silicium est débouchante. Le patch est suspendu sur une membrane BCB d'épaisseur $11\mu m$. Le BCB est un polymère organique de bonne qualité en hyperfréquence avec une faible permittivité de 2,6 et un tangente de pertes de 0,003. La couche de $SiO_2$ entre le silicium et le BCB n'a aucune influence sur les performances de l'antenne. Cette couche a été déposée de manière à avoir une couche d'arrêt pour la gravure du silicium.

L'antenne présente une bande passante de 5% à 60 GHz avec un gain de 4,5 dBi.

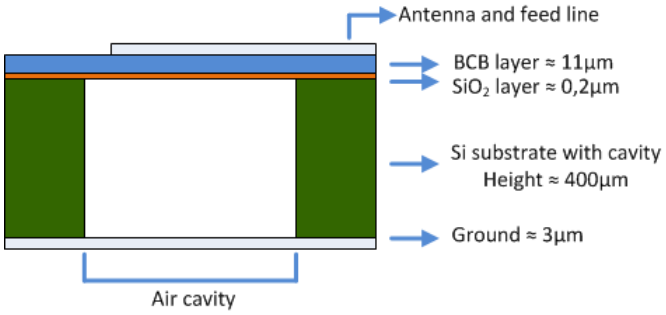



FIGURE 1.34 – Antenne patch suspendue sur une membrane BCB fonctionnant à 60 GHz

Ces différentes références bibliographiques nous ont permis de voir le gain apporté par l'intégration d'une cavité d'air sous l'élément rayonnant. On constate également, que si la cavité d'air est débouchante, il est possible d'utiliser un autre matériau comme le BCB pour réaliser la membrane. Cependant, les antennes simples couches souffrent d'un inconvénient concernant le rayonnement parasite des lignes d'alimentation. En effet, les antennes présentées ci-dessus ont leurs lignes d'alimentation sur la même face que la partie rayonnante. L'auteur de la référence bibliographique [38] démontre l'effet important des lignes d'alimentation sur les digrammes de rayonnement. Ce rayonnement parasite s'ajoute au rayonnement de l'antenne qui peut s'avérer très perturbateur et occasionner s'il est mal maîtrisé des remontées de lobes secondaires dans le cas d'un réseau ou de polarisation croisée. Un exemple de réseau (cf. figure 1.35) à 40 GHz possédant 256 éléments permet de visualiser l'effet des lignes sur le rayonnement de l'antenne (figure 1.36). Il est aisé de remarquer les remontées de polarisation croisée jusqu'a -9 dB.

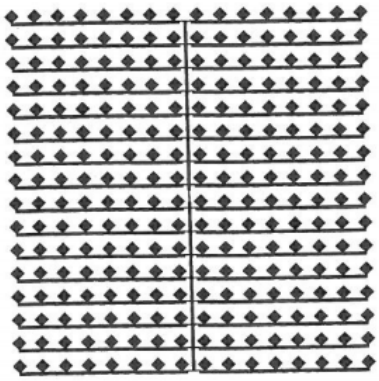


FIGURE 1.35 – Réseau de 256 éléments à 40 GHz

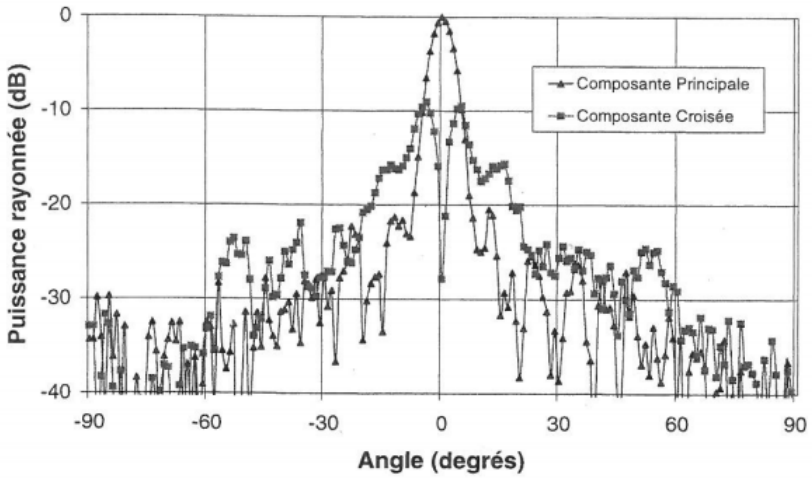



FIGURE 1.36 – Diagrammes de rayonnement à 40 GHz

La partie bibliographique suivante présente quelques exemples d'antenne multicouches intégrant une cavité d'air sous l'élément rayonnant. Ces technologies d'antenne permettent d'une part de séparer la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant et donc de diminuer l'effet du rayonnement parasite des lignes et d'autre part la possibilité d'intégrer l'élément rayonnant sur un substrat différent de celui utilisé par la ligne d'alimentation. De plus, ces antennes sont favorables à une intégration sur puce et permettent dans certains cas de limiter les problèmes d'interconnexion.

### 1.5.2 Antennes avec technologies multicouches

Parmi les antennes multicouches, on retrouve, l'antenne patch alimentée par fente présentée figure 1.37. Proposée par D. Pozar [39] [40], cette antenne a par la suite fait l'objet de différents travaux [41] [42] concernant des méthodes de calcul et des résultats expérimentaux.

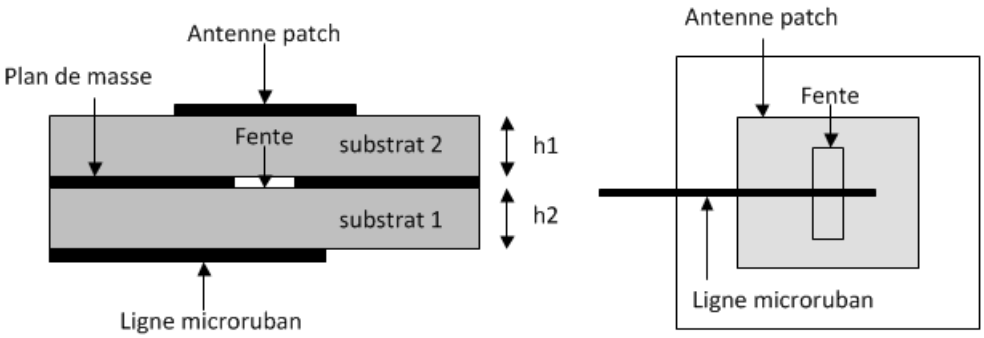



FIGURE 1.37 – Antenne multicouches formée d'une antenne patch couplée à une fente

Dans [43], l'auteur compare deux antennes multicouches sur Silicium alimentées par fente fonctionnant à 94 GHz avec ou sans membrane. L'antenne avec la membrane est présentée figure 1.38. La cavité d'air posséde une hauteur de $150\mu m$. L'antenne patch est donc suspendue au-dessus de cette cavité d'air, par une membrane de silicium avec une épaisseur de $50\mu m$. L'autre antenne correspond au design de la figure 1.37. Elle est composée de couches de silicium d'une épaisseur de $100\mu m$.

L'étude comparative entre ses deux antennes montre que l'antenne multicouches sans membrane a une bande passante de 3% et un rendement de 28% tandis que l'antenne avec membrane possède une bande passante de 10% et un rendement de 58%.

Dans la référence [44], l'antenne multicouches est réalisée avec du silicium haute résistivité. Elle est excitée par une ligne microruban portée par une couche de silicium de $100\mu m$ d'épaisseur tandis que le patch est imprimé sur une couche de silicium de $250\mu m$ d'épaisseur, dans laquelle une cavité d'air de $200\mu m$ a été réalisée. La bande passante de cette antenne est de 10% à 60 GHz et son rendement vaut, après simulation, 77%.

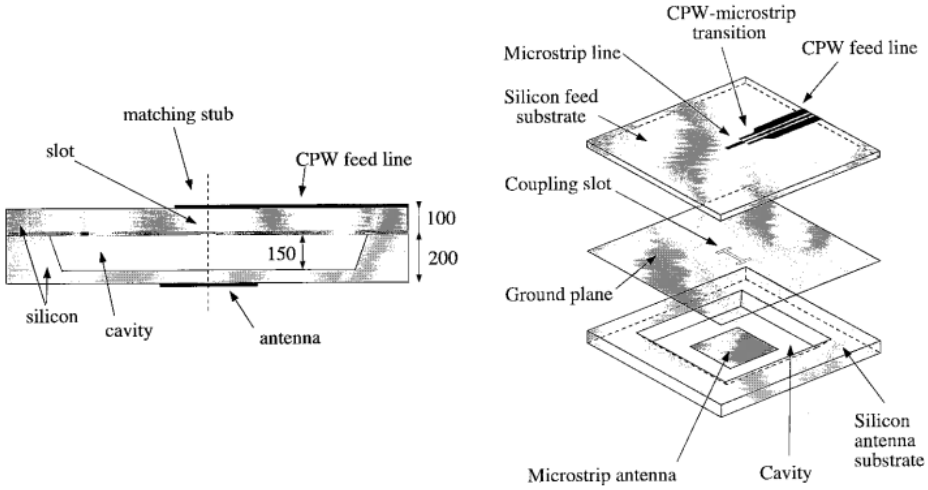



FIGURE 1.38 – Antenne alimentée par fente avec membrane en silicium. (à gauche) Vue de coupe de l'antenne. (à droite) Vue éclatée de l'antenne.

Les auteurs de la référence bibliographique [45], présentent une antenne multicouches avec hybridation des substrats diélectriques. L'antenne est présentée figure 1.39. Elle est composée d'un dipôle réalisé sur un substrat en verre (h=300$\mu m$, $\epsilon_r = 3,8$, $tan\delta = 0,001$) qui est reporté sur une cavité d'air creusée dans du silicium haute résistivité. La cavité a pour hauteur 500$\mu m$ et est métallisée afin de créer un réflecteur sous le dipôle pour supprimer le rayonnement arrière de celui-ci. Le report du substrat de verre sur le substrat en silicium se fait par flip-chip.

L'antenne présente un gain de 7 dBi, une efficacité de 80%, et une bande passante de 5 GHz à 60 GHz, soit de 59 à 64 GHz. L'auteur montre également que la bande passante de l'antenne peut être augmentée en modifiant la hauteur de la cavité d'air creusée dans le silicium. Cette antenne a été conçue pour être utilisée dans le dispositif RF de IBM décrit au paragraphe 1.3.2.

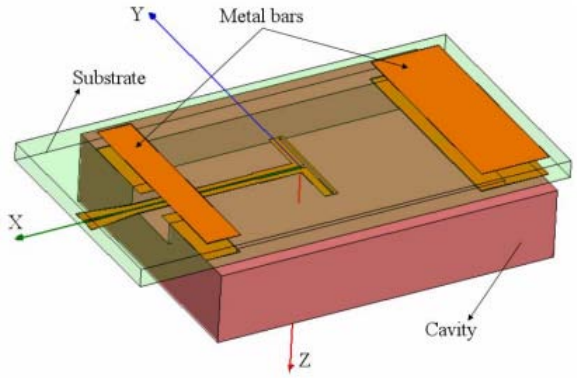



FIGURE 1.39 – Vue 3D de l'antenne

Dans le dispositif de 4ème génération d'IBM décrit dans le paragraphe 1.3.2, une antenne multicouches alimentée par fente est intégrée au packaging. Ce dispositif RF avec l'intégration de l'antenne est présenté figure 1.40. Ce module est un stack de 5 substrats diélectriques (un d'une épaisseur de $50\mu m$ et quatre avec une épaisseur de $254\mu m$). La structure permettant d'alimenter l'antenne patch se trouve sur le substrat le plus fin (sub3), qui est un substrat, présentant une faible constante diélectrique et de faibles pertes diélectriques (h=$50\mu m$, $\epsilon_r = 3,28$, $tan\delta = 0,0018$). Afin de réduire les pertes de la structure d'alimentation, la couche "sub3" est collée à la couche "sub4" avec un adhésif faibles pertes. Le plan de masse avec la fente se trouve sur la face supérieure de la couche "sub3". L'antenne patch est réalisée sur la face inférieure de la couche "sub1" et une cavité d'air débouchante a été réalisée dans la couche "sub2". Les couches "sub1" et "sub2" ont les mêmes caractéristiques (h=$254\mu m$, $\epsilon_r = 3,74$, $tan\delta = 0,0044$).

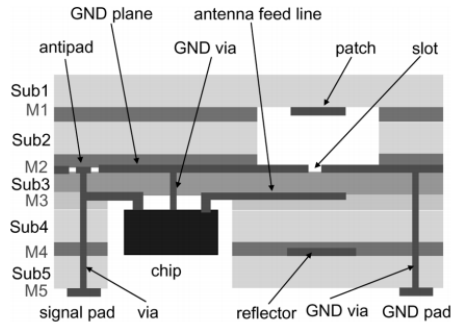



FIGURE 1.40 – Vue de coupe de l'antenne avec intégration de l'émétteur - IBM

En fonction du type de sortie (différentielle ou non différentielle) de la puce, deux structures d'antennes patch alimentée par fente ont été réalisées (figure 1.41). La différence entre ces deux structures se situe au niveau du couplage ligne fente. La première antenne montrée sur l'image de gauche de la figure 1.41, est une antenne patch alimentée par deux fentes elles mêmes excitées par un dipôle [46]. La deuxième antenne (image droite de la figure 1.41) est une antenne patch alimentée par une fente elle même excitée par 2 lignes microstrip [47].

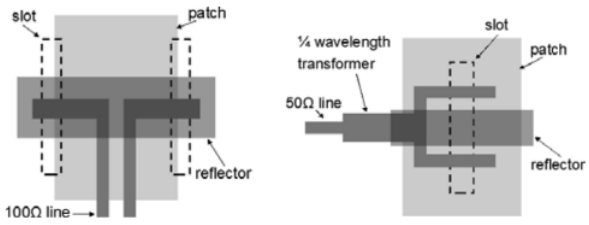



FIGURE 1.41 – Structures d'antennes. (à gauche) antenne patch alimentée par deux fentes elles mêmes excitées par un dipôle. (à droite) antenne patch alimentée par fente excitée par deux lignes microstrip

Les caractéristiques de ces deux antennes sont données figure 1.42. L'antenne alimentée par fente excitée par un dipôle est identifiée par BFACP (Balanced-Fed Aperture-Coupled Patch) et la deuxième antenne par TFACP (Tradional-Fed Aperture-Coupled Patch).

| Antenna Types | Single BFACP | Single TFACP | BFACP Array | TFACP Array |
|---|---|---|---|---|
| 10-dB Return Loss Bandwidth GHz (measured) | >10 | 5.1 | >4.4 | >12 |
| Worst Return Loss (dB) in 57-66 GHz (measured) | >13.6 | 8.3 | >8.3 | >13.7 |
| Beam Width (deg), E-Plane, at 58/60/64 GHz | 48.2/53.6/52.9 | 43.6/39.7/42.6 | 14.5/14.1/11.4 | 14.7/15.7/11.4 |
| Beam Width (deg), H-plane, at 58/60/64 GHz | 89.3/93.9/104.7 | 84.3/88.4/88.7 | 16.3/15.8/14.9 | 17.0/15.5/15.3 |
| Peak Gain (dBi) | 7.9 | 8.4 | 16.8 | 17.0 |
| Simulated Radiation Efficiency (57-66 GHz) | 80.0-81.2 | 80.6-84.2 | 56.7-63.2 | 60.6-66.2 |
| E-Plane Max Side-lobe level (dB) (measured), at 58/60/64 GHz | NA | NA | -8.0/-8.0/-8.0 | -10.1/-9.5/-9.7 |
| H-Plane Max Side-lobe level (dB) (measured), at 58/60/64 GHz | NA | NA | -8.1/-7.9/-9.4 | -9.5/-9.8/-9.0 |
| Front-to-Back Ratio (dB) at 58/60/64 GHz | 22.6/26.9/23.3 | 33.1/25.8/21.7 | 15.7/14.9/12.3 | 21.9/22.5/24.7 |

FIGURE 1.42 – Performances des deux structures d'antennes seules et en réseau.

Afin d'obtenir un gain de l'ordre de 15 dBi et d'établir des communications robustes en gamme millimétrique, IBM a réalisé un réseau de 16 antennes. L'intégration de ce réseau d'antenne au packaging est présentée figure 1.43. Les performances de ce réseau pour les deux configurations d'antennes sont données figure 1.42. On constate que l'efficacité des réseaux d'antennes est d'environ 60%. Cette chute d'efficacité par rapport à l'antenne seule est due aux pertes diélectriques et métalliques dans l'arborescence.

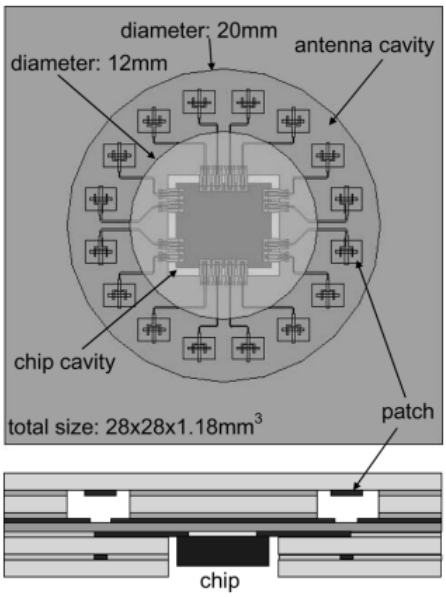



FIGURE 1.43 – Réseau de 16 antennes alimentées par fente excitées par deux lignes microstrip

## 1.6 Antennes imprimées à balayage électronique

Compte tenu des technologies actuelles sur Silicium, plusieurs études s'accordent sur la nécessité d'obtenir des gains d'antennes de l'ordre de 10-15 dBi afin d'atteindre des portées de 5-10 m, ceci avec une reconfigurabilité de faisceau permettant une certaine mobilité des objets communicants et évitant un alignement physique précis des terminaux [10], [26]. Les antennes réseaux permettent d'augmenter la portée totale des systèmes. En effet, la réduction de l'ouverture du lobe permet d'augmenter le gain de l'antenne. De plus, les antennes « intelligentes » concentrent la puissance utile dans les zones prioritaires en terme de demande de débit. Elles offrent ainsi une adaptabilité du système en fonction de la demande et réduisent la pollution électromagnétique de l'environnement.

Avant de dresser un bref état de l'art des antennes imprimées à balayage électronique et plus précisément sur les réseaux phasés, nous rappelons au préalable quelques généralités.

Une antenne réseau est un ensemble de N sources rayonnantes (dipôles, patch,...) interconnectées et réparties dans l'espace. Une pondération en amplitude et en phase peut-être appliquée entre les différentes sources. Modifier les phases permet de changer la direction du lobe principal (figure 1.44) alors que modifier les amplitudes permet de baisser le niveau des lobes secondaires.

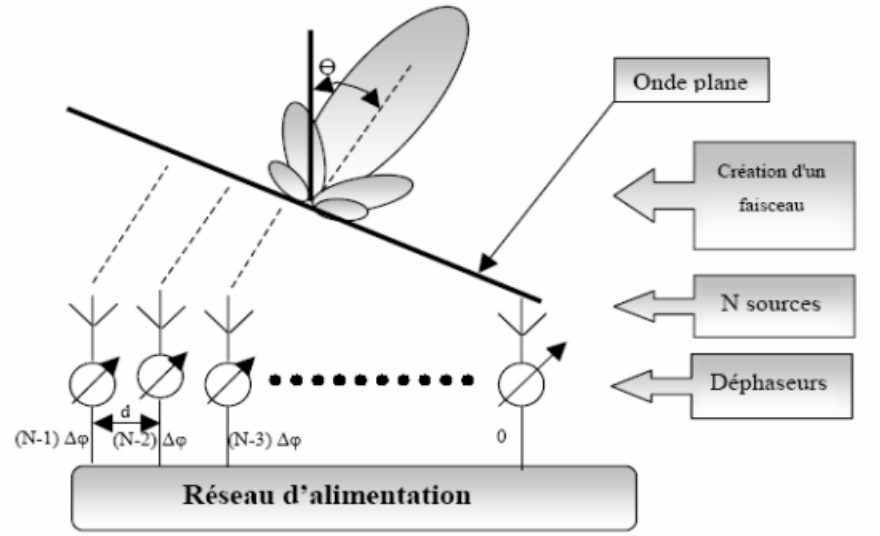



FIGURE 1.44 – Réseau phasé à balayage électronique

Pour une antenne réseau de N sources, le diagramme de rayonnement correspond à la multiplication du facteur de réseau par le rayonnement de la source élémentaire. Le module du facteur de réseau est égal à :

$$|F| = \frac{1}{N}\left|\frac{\sin(\frac{N\Psi}{2})}{\sin(\frac{\Psi}{2})}\right| \tag{1.7}$$

Avec $\Psi = kd\sin\theta + \Delta\varphi$, où d est la distance inter élément, $\theta$ l'angle de dépointage et $\Delta\varphi$ le déphasage électrique entre les sources.

La direction maximum de rayonnement est alors donnée par formule 1.8 :

$$\sin\theta_0 = -\frac{\lambda\Delta\varphi}{2\pi d} \tag{1.8}$$

La variation de $\Delta\varphi$ entraine donc celle de $\theta_0$ : c'est le principe de base des antennes à balayage électronique.

L'élément fondamental d'un réseau phasé est le déphaseur électronique commandable permettant d'obtenir la loi de phase entre les éléments rayonnants. Il existe des déphaseurs de type

continu en associant par exemple un coupleur hybride avec des diodes varactor ou des déphaseurs discrets (N bits) qui peuvent par exemple être réalisés à partir de switchs en technologie MEMS. Quelques exemples sont donnés ci-après.

Une des méthodes pour la conception d'un déphaseur continu et commandable en tension est de concevoir un coupleur 3 dB/90° chargé par des diodes varicap qui sont placées sur les ports 3 et 4 (figure 1.45). Si le signal est injecté dans le port d'entrée 1, le signal de sortie se retrouve transmis et déphasé sur le port 2. Ce déphasage dépend du coefficient de réflexion sur les ports 3 et 4 qui lui dépend des charges appliquées au coupleur. Ce dernier permet de transformer le signal réfléchi en un signal transmis. En modifiant la valeur de la capacité de la diode varactor en la commandant en tension, l'impédance de la charge change ce qui entraine un changement de phase du coefficient de réflexion.

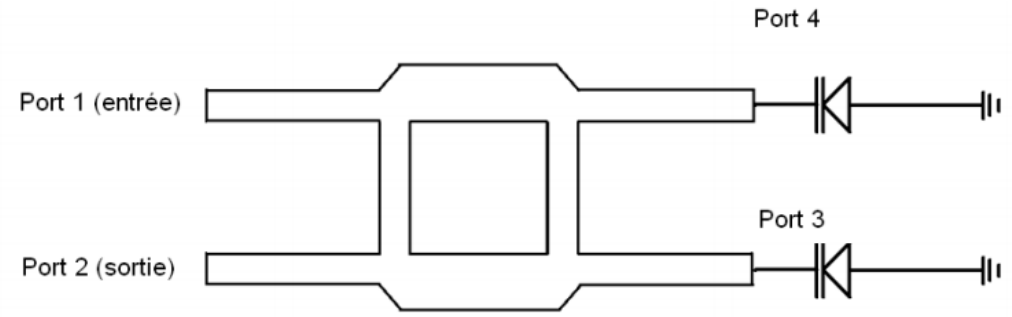



FIGURE 1.45 – Déphaseur à diode varicap

Dans la référence [48], un réseau d'antennes à balayage électronique de 1x8 éléments à polarisation circulaire en bande Ka a été réalisé. L'architecture de ce réseau d'antennes est présentée figure 1.46. Le réseau d'antennes est constitué d'antennes alimentées par fente. Un déphaseur basé sur un coupleur chargé avec des diodes varicap est intégré à l'entrée de chaque antenne. Le déphaseur permet en bande Ka d'obtenir une excursion de phase de 315° avec des pertes d'insertion d'environ 3,6 dB $\pm 1,8 dB$ [49].

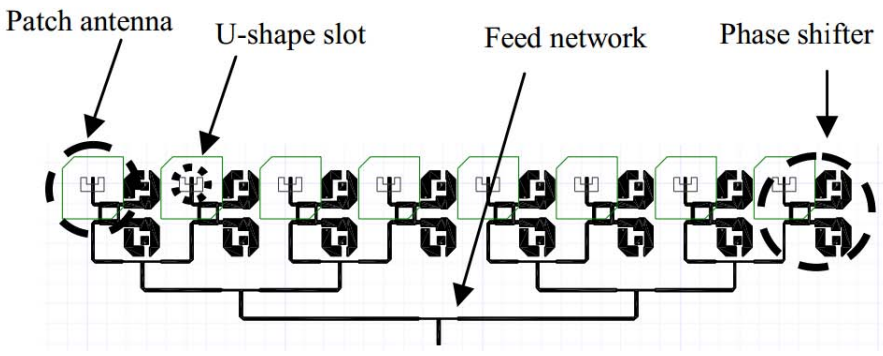



FIGURE 1.46 – Réseau d'antennes de 1x8 éléments à polarisation circulaire

La figure 1.47 montre le digramme de rayonnement de l'antenne dans le plan H pour un dépointage du lobe principal variant entre ±30° par pas de 10°. En fonction de l'angle de dépointage, le gain du réseau d'antennes varie entre 6,8 dB et 8,6 dB à 30 GHz.

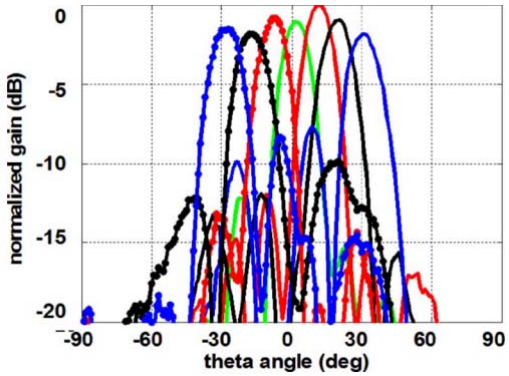



FIGURE 1.47 – Diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes dans le plan H

Par rapport au déphasage avec une matrice de Butler où les déphasages sont fixés par l'architecture, l'utilisation d'un coupleur chargé avec des diodes varicap permet en fonction de la tension appliquée aux diodes d'avoir une excursion de phase de 360°. Cette excursion de phase permet donc de contrôler l'angle du dépointage du lobe principal de l'antenne.

Il est également possible de réaliser un déphaseur avec des MEMS. Prenons comme exemple, les déphaseurs de type DMTL (Distributed MEMS Transmission Line) [50]. Ce type de déphaseur consiste à placer périodiquement des cellules élémentaires de déphasage le long d'une ligne de transmission. Chacune d'entre elles est équivalente à une capacité commutée modifiant l'impédance et la phase de la ligne.

La figure 1.48 montre la photo d'une cellule avec une capacité commutée ainsi qu'un déphaseur 90° 1 bit constitué de 6 cellules. Un déphaseur (1 bit) 180° a également été réalisé. Ce dernier est constitué de 12 cellules. La dimension du déphaseur 90° est de $4,43 \times 0,49mm^2$ et celle du déphaseur 180° de $8,39 \times 0,49mm^2$. Les déphaseurs MEMS-RF sont commandés en tension ce qui a l'avantage de ne pas induire de consommation en courant. Les pertes d'insertion du déphaseur 90° sont de 0,8 dB et celles du 180° de 1,8 dB pour une fréquence de travail de 20 GHz.

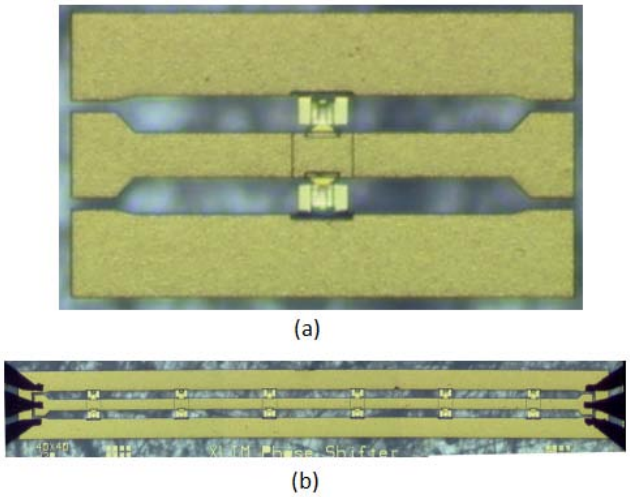



FIGURE 1.48 – Déphaseur MEMS-RF. (a) 1 cellule. (b) Déphaseur 90° réalisé avec 6 cellules.

Dans la référence [51], une intégration monolithique d'un réseau d'antennes patch à 15 GHz utilisant des déphaseurs 3 bits MEMS-RF a été réalisée. Un schéma de l'antenne à balayage électronique ainsi qu'une photo de la maquette réalisée sont montrés figure 1.49. L'antenne est constituée de, 4 patchs espacés de $\lambda_0/2$, de 4 déphaseurs MEMS-RF et d'un diviseur de puissance 1 vers 4. La connexion entre les déphaseurs et les éléments rayonnants se fait à l'aide d'une transition coplanaire-microstrip. Cette même transition est utilisée pour connecter le diviseur de puissance aux déphaseurs.

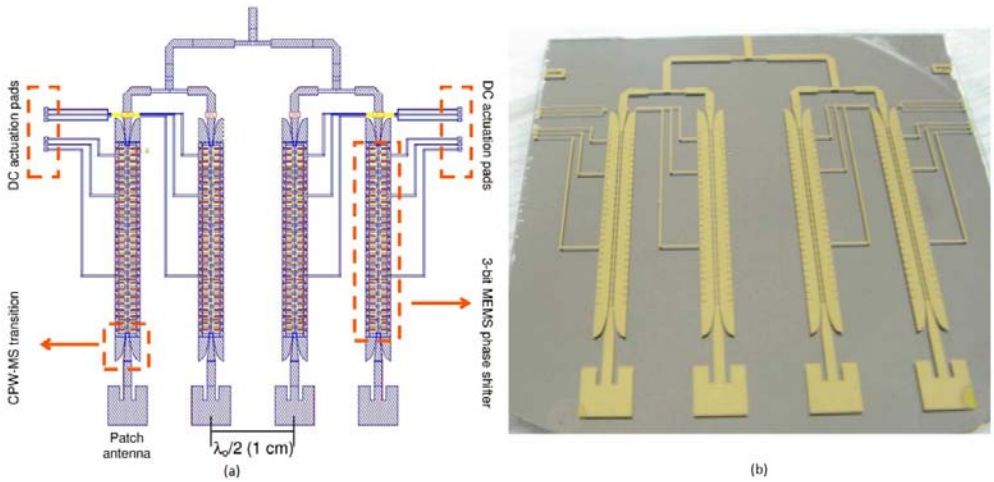



FIGURE 1.49 – Intégration monolithique du réseau d'antennes avec les déphaseurs. (a) Dessin de l'architecture. (b) Photo de la réalisation.

Le déphaseur est composé de 3 sections pour un total de 23 cellules. Chaque cellule possède un déphasage de 6°. La première section est constituée de 4 cellules et fournit un déphasage d'environ 24°. La seconde section est constituée de 8 cellules et fournit un déphasage d'environ 48°. Quand à la troisième section, elle est constituée de 16 cellules et fournit un déphasage

d'environ 96°. La figure 1.50 montre les déphasages possibles en fonction des différentes combinaisons. Quand les 3 bits ont pour valeur 0, le déphasage crée est de 0°. Le déphaseur étant constitué de 3 bits, il y a $2^3$ combinaisons soit 8 déphasages possibles. Les pertes d'insertion de ce déphaseur sont de 1,5 dB.

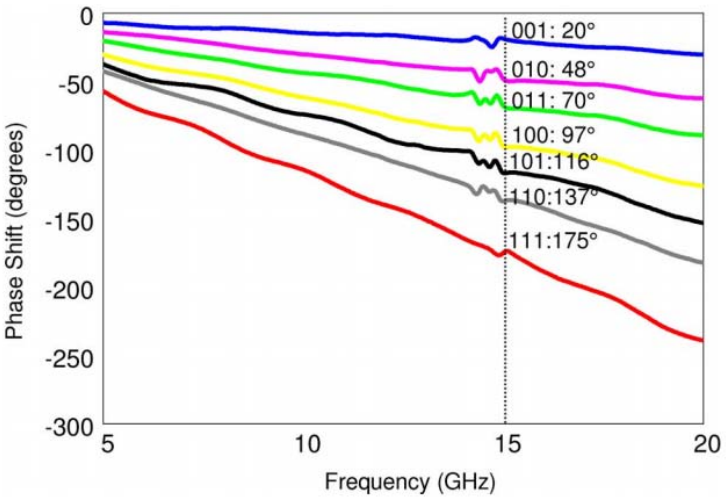



FIGURE 1.50 – Mesures des différentes phases en fonction des combinaisons possibles.

La figure 1.51 montre les diagrammes de rayonnement dans le plan H du réseau d'antennes pour différentes valeurs de déphasage.

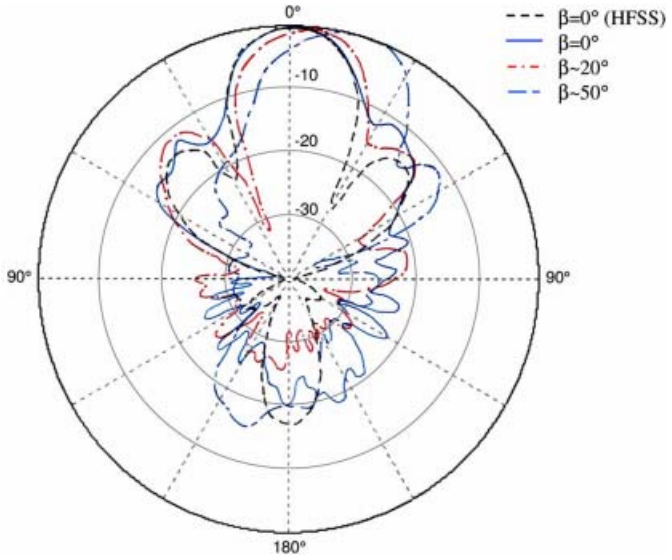



FIGURE 1.51 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour des déphasages différents

Une autre technique de déphasage consiste à utiliser le principe de la ligne à retard associée à des commutateurs MEMS-RF. D'une manière générale, l'arborescence permettant d'alimenter le réseau d'antennes, est constituée de lignes de longueurs différentes. Les commutateurs

sont placés à différents endroits sur cette arborescence permettant ainsi de choisir le chemin d'alimentation adéquate menant à la phase désirée.

Un exemple d'antenne à balayage électronique à 60 GHz utilisant cette technique est présenté dans [52]. La figure 1.52.a montre une vue 3D du réseau d'antennes. Ce réseau d'antennes est constitué de deux antennes patchs alimentées par une ligne microruban et espacées de $\lambda_0/2$.Ces antennes sont réalisées sur une membrane Silicium/BCB permettant ainsi d'augmenter son rendement.

Le déphaseur constitué de lignes à retard associées à des commutateurs MEMS-RF est montré figure 1.52.b. Quand le signal passe par le chemin d'alimentation de droite, le signal est alors déphasé de 90° par rapport au chemin d'alimentation de gauche. Ainsi avec l'association de deux déphaseurs, il est possible de générer trois combinaisons de déphasage qui sont 0° :0°, 0° :90°, 90° :0°. Comme il est montré sur la figure 1.53, trois combinaisons de phase permettent la formation de 3 faisceaux (-30°, 0°, 30°). Les pertes d'insertion de ce déphaseur sont de -1,7 dB pour un déphasage de 0° et de -2,2 dB pour un déphasage de 90°. Le gain du réseau d'antennes varie en fonction de l'angle de dépointage entre 6,2 et 7,8 dBi.

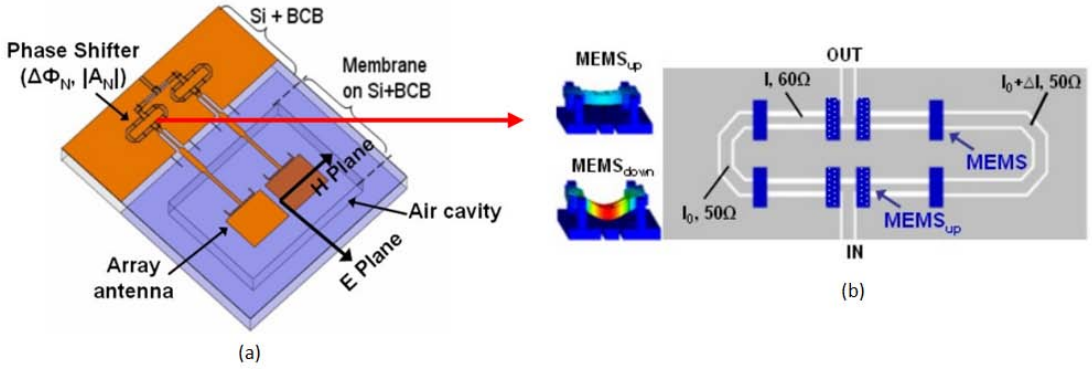



FIGURE 1.52 – Réseau à déphasage sur Silicium/BCB, avec co-intégration : antenne + déphaseurs

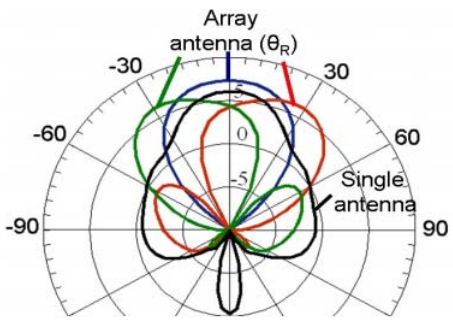



FIGURE 1.53 – Diagrammes de rayonnement du réseau de 2x1 antennes patch et d'une antenne patch seule dans le plan H à 60 GHz

Au lieu de dépointer un faisceau unique, on peut également concevoir des antennes dites "Multifaisceaux". Dans ce cas, la structure contient N entrées, chacune excitant un lobe dans une direction. En commutant entre ces entrées, on peut dépointer dans différentes directions. Parmi les solutions les plus connues, citons la Matrice de Butler et la lentille de Rotman. Quelques exemples seront donnés en millimétrique et qui sont réalisées en technologie imprimée afin d'être intégrables avec les front end RF.

Une matrice de Butler est composée de coupleurs 3 dB, de déphaseurs et dispose de N ports d'entrée et de M ports de sortie reliés à M éléments rayonnants d'un réseau. L'antenne multifaisceaux ainsi composée permet d'obtenir N faisceaux, chacun dans une direction. Un exemple d'architecture de matrice 4x4 est proposé figure 1.54.

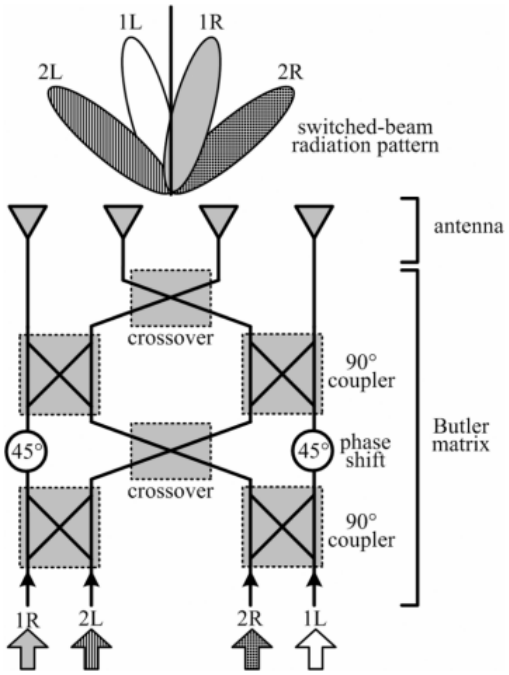



FIGURE 1.54 – Architecture d'une matrice de Bulter 4x4.

Dans la référence [53], un exemple de réseau d'antennes excitées par une matrice de butler à 4 entrées fonctionnant à 60 GHz est présenté. La figure 1.55 montre l'architecture ainsi qu'une photo de cette structure. L'antenne est un réseau de patchs espacés de $\lambda_0/2$ à 60,5 GHz. En fonction du port d'excitation, la matrice de Butler fourni 4 signaux de même amplitude avec des phases progressives de $\pm 45^\circ$ et $\pm 135^\circ$. Ainsi en excitant le port 1 on obtient un dépointage du lobe principal de l'antenne d'environ $14^\circ$ et quand le port 2 est à son tour excité, le dépointage est d'environ $-40^\circ$ (figure 1.56).

Cette solution présente des inconvénients en terme d'éfficacité. En effet, la taille de la matrice avec les coupleurs et les lignes entraine une chute de gain importante au niveau de l'antenne. Pour une solution intégrable, il s'agira en outre d'implémenter des commutateurs (switchs) afin

d'exciter un des ports d'entrée et donc d'obtenir le faisceau dans la direction souhaitée.

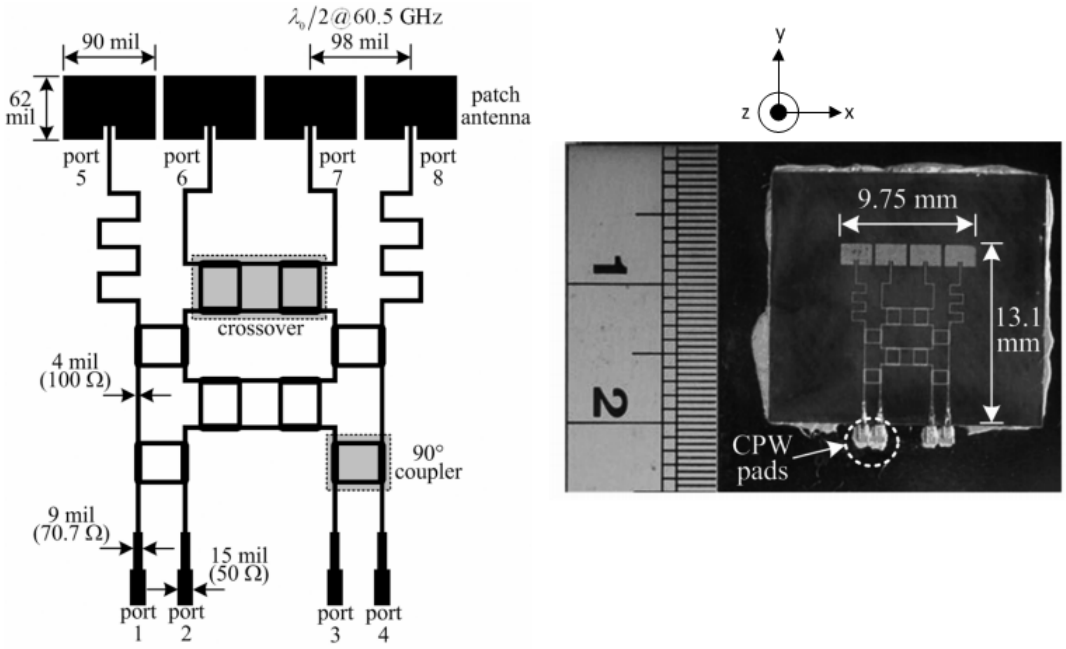



FIGURE 1.55 – Matrice de butler alimentant un réseau de 4 antennes. (à gauche) Architecture de la structure. (à droite) Photo de la structure.

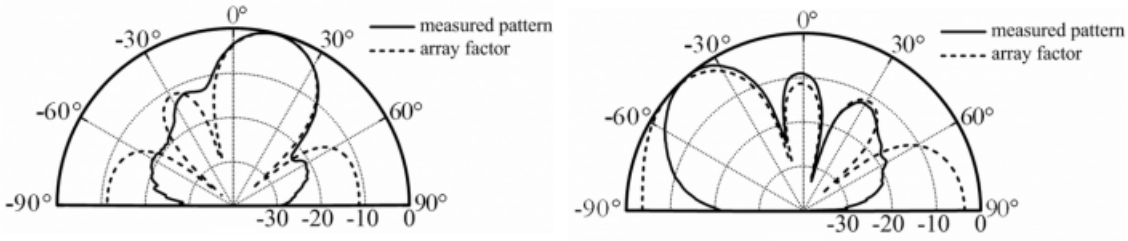



FIGURE 1.56 – Diagrammes de rayonnement dans le plan X-Z de l'antenne. (à gauche) Dépointage du lobe principal de l'antenne de 14°. (à droite) Dépointage du lobe principal de l'antenne -40°

Un autre système appelé Lentille de Rotman [54] permet d'obtenir un diagramme multi-faisceaux. Les lentilles de Rotman peuvent être réalisées en guide d'onde ou en technologie microruban. Dans cette partie on s'intéressera aux lentilles réalisées en technologie microruban. Le principe général de la lentille de Rotman est expliqué sur la figure 1.57. La lentille est donc formée par deux conducteurs métalliques excités par les lignes microruban disposées à la circonférence de la lentille. De l'autre côté est disposé le réseau d'antennes. Selon le port choisi pour alimenter la lentille, un faisceau dépointé est obtenu dans une direction.

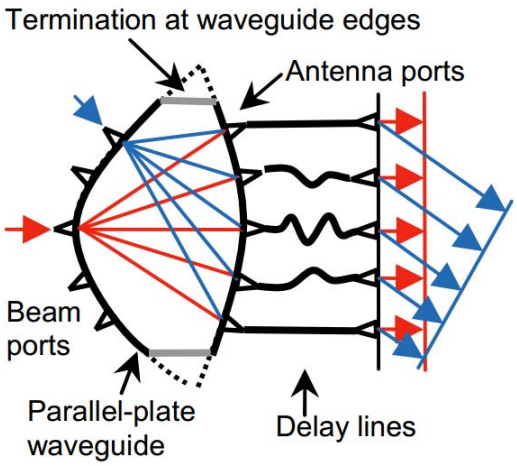



FIGURE 1.57 – Principe de fonctionnement de la lentille de Rotman

Les auteurs de la référence [55] ont conçu une antenne "Multifaisceaux" à 60 GHz en utilisant une lentille de Rotman. La figure 1.58 montre l'architecture de la lentille avec l'intégation d'un réseau de 7 antennes patchs espacées de $0{,}5\lambda_0$.

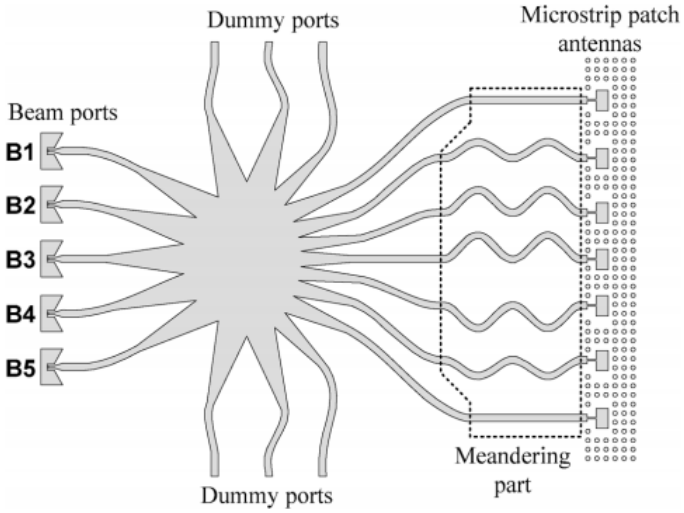



FIGURE 1.58 – Dessin de l'architecture de la lentille de Rotman avec intégration de l'antenne

Cette structure a été réalisée sur du Silicium haute résistivité présentant une épaisseur

de $635\mu m$. La figure 1.59 montre une photo de la maquette. La lentille avec l'intégration de l'antenne a pour dimensions $30\times20mm^2$. Les angles maxima de dépointage sont respectivement de $\pm26,5^\circ$ comme représenté figure 1.60.

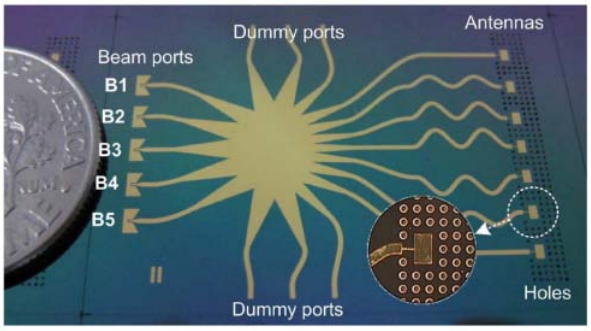



FIGURE 1.59 – Photo de la maquette

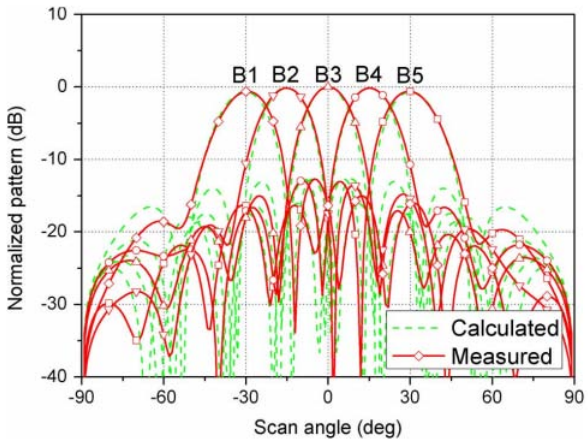



FIGURE 1.60 – Diagramme multifaisceaux

Un deuxième exemple de Lentille de Rotman alimentant un réseau d'antennes est fourni en référence [56]. Dans cet exemple le réseau d'antennes est de type multicouches et fonctionne à 24 GHz (figure 1.61). Cela permet de réduire la taille de la structure, car le réseau d'antennes se retrouve au-dessus de la lentille et non dans la continuité de la lentille comme il a été montré dans l'exemple présenté ci-dessus. Le système permet de différencier 5 faisceaux et les angles maxima de dépointage sont respectivement de $\pm30^\circ$ (figure 1.62).

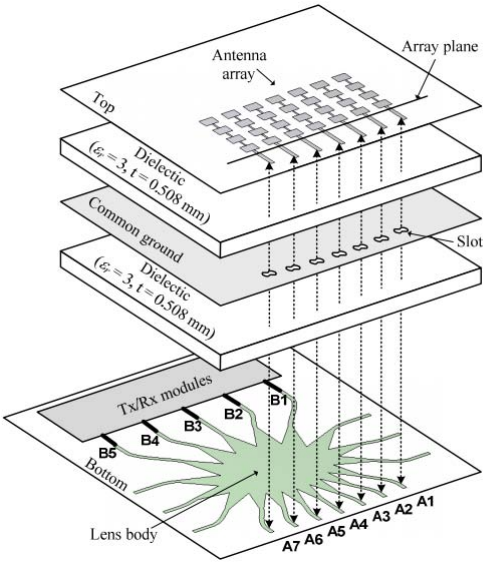



FIGURE 1.61 – Schéma de la structure

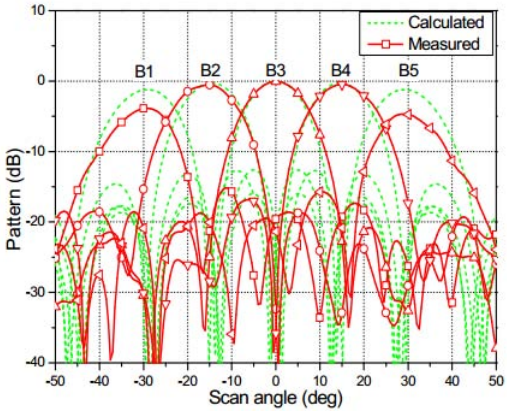



FIGURE 1.62 – Diagramme multifaisceaux

## 1.7 Conclusion

Au cours de ce premier chapitre, nous avons présenté dans un premier temps, les caractéristiques et les applications dans la bande des 60 GHz ainsi que les différents entreprises et consortiums participant à l'élaboration des normes dans cette bande. Cela nous a permis de voir que cette bande de fréquences permettait d'obtenir un débit de plusieurs Gb/s et qu'elle était destinée à la réalisation de communications sur des courtes portées. De plus, à travers cette présentation, nous avons pu voir que la puissance maximale en sortie du dispositif RF était de l'ordre de 10 dBm et que la PIRE maximum était de 57 dBm en Europe avec un gain maximum pour les antennes de 35 dBi.

Dans une second temps, un état de l'art a été fait sur les dispositifs RF existants. Cela nous a permis de comparer les dispositifs RF réalisés avec des composants en technologie AsGa à ceux réalisés en Technolgie CMOS/BiCMOS. Cet état de l'art met en évidence que les performances des technologies Silicium permettent dorénavant d'envisager une intégration complète du frond-end dans cette technologie. En termes de coût et de performances, l'intégration complète du frond-end sur Silicium semble une évidence.

Ceci nous a amené à réaliser un état de l'art sur les antennes intègrées sur Silicium et des solutions permettant d'augmenter leur rendement. En effet, les antennes directement intégrées sur Silicium ont des gains très souvent négatifs ou s'approchant de 0dBi en utilisant un silicium haute résistivité. Des solutions comme l'intégration d'une cavité d'air sous l'élément rayonnant et/ou l'utilisation d'antenne multicouches permettent d'augmenter le rendement et l'efficacité des antennes intégrées sur Silicium.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée aux antennes à balayage électronique et nous a permis de voir quelques solutions permettant la réalisation de réseaux phasés utilisant des déphaseurs électroniques commandables en tension notamment. Il en résulte que même si le gain des réseaux d'antennes sera impacté par les pertes des déphaseurs, cette technologie apparaît tout de même prometteuse concernant l'intégration du système antennaire dans le dispositif RF. En outre, la technologie MEMS pour la réalisation des déphaseurs devrait permettre de réduire les pertes et donc d'augmenter l'efficacité de l'antenne, comparativement à l'utilisation de déphaseurs à semi-conducteurs (diodes par exemple).

Dans le chapitre suivant est présentée une nouvelle technologie bas coût (FR4/Pyralux) permettant la conception d'antennes sur membrane afin d'obtenir une bonne efficacité pour les éléments rayonnants. Cette technologie a été mise en oeuvre à l'IETR en collaboration avec la société Lithos dans le but de réaliser des antennes sur membrane excitées classiquement par une ligne microruban via une fente de couplage ou bien par l'intermédiaire d'un guide d'onde intégré (SIW). Cette dernière solution innovante permet de s'affranchir du rayonnement arrière de la fente excitant l'antenne patch.

# Bibliographie

[1] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology : potential and challenges ahead," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 7, pp. 66–74, 2003. (Cité en page 7.)

[2] C.-C. Chong, F. Watanabe, and H. Inamura, "Potential of uwb technology for the next generation wireless communications," in *IEEE, Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, aug. 2006, pp. 422 –429. (Cité en page 7.)

[3] A. Seyedi and D. Birru, "On the design of a multi-gigabit short-range communication system in the 60GHz band," in *IEEE, 4th Consumer Communications and Networking Conference*, jan. 2007, pp. 1 –6. (Cité en page 7.)

[4] P. Xia, X. Qin, H. Niu, H. Singh, H. Shao, J. Oh, C. Y. Kweon, S. S. Kim, S. K. Yong, and C. Ngo, "Short range gigabit wireless communications systems : Potentials, challenges and techniques," in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, sept. 2007, pp. 123 –128. (Cité en page 7.)

[5] T. Baykas, C.-S. Sum, Z. Lan, J. Wang, M. Rahman, H. Harada, and S. Kato, "Ieee 802.15.3c : the first ieee wireless standard for data rates over 1 gb/s," *IEEE, Communications Magazine*, vol. 49, no. 7, pp. 114 –121, july 2011. (Cité en pages 8, 11 et 12.)

[6] P. Smulders, "Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access : prospects and future directions," *IEEE, Communications Magazine*, vol. 40, no. 1, pp. 140–147, 2002. (Cité en page 8.)

[7] P. Smulders *et al.*, "60 ghz radio : prospects and future directions," in *Proceedings Symposium IEEE Benelux Chapter on Communications and Vehicular Technology*, vol. 8. Citeseer, 2003. (Cité en page 8.)

[8] N. Guo, R. C. Qiu, S. S. Mo, and K. Takahashi, "60-GHz millimeter-wave radio : principle, technology, and new results," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2007, no. 1, pp. 48–48, Jan. 2007. [Online]. Available : http://dx.doi.org/10.1155/2007/68253 (Cité en page 10.)

[9] S. K. Yong and C.-C. Chong, "An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology : potentials and technical challenges," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2007, no. 1, pp. 50–50, Jan. 2007. [Online]. Available : http://dx.doi.org/10.1155/2007/78907 (Cité en page 10.)

[10] R. Daniels and R. Heath, "60 GHz wireless communications : emerging requirements and design recommendations," *IEEE, Vehicular Technology Magazine*, vol. 2, no. 3, pp. 41 –50, sept. 2007. (Cité en pages 12, 25 et 38.)

[11] "International technology roadmap for semiconductor," 2006. (Cité en page 13.)

[12] K. Maruhashi, S. Kishimoto, M. Ito, K. Ohata, Y. Hamada, T. Morimoto, and H. Shimawaki, "Wireless uncompressed-hdtv-signal transmission system utilizing compact 60-GHz-band transmitter and receiver," in *IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest*, june 2005, p. 4 pp. (Cité en page 14.)

[13] B. Bosco, S. Franson, R. Emrick, S. Rockwell, and J. Holmes, "A 60 GHz transceiver with multi-gigabit data rate capability," in *Radio and Wireless Conference, IEEE*, sept. 2004, pp. 135 – 138. (Cité en page 16.)

[14] Y. C. Lee, W. il Chang, and C. S. Park, "Monolithic ltcc sip transmitter for 60ghz wireless communication terminals," in *IEEE MTT-S International on Microwave Symposium Digest*, june 2005, pp. 1015 –1018. (Cité en page 16.)

[15] C.-H. Wang, Y.-H. Cho, C.-S. Lin, H. Wang, C.-H. Chen, D.-C. Niu, J. Yeh, C.-Y. Lee, and J. Chern, "A 60ghz transmitter with integrated antenna in 0.18/spl mu/m sige bicmos technology," in *Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. IEEE International*, feb. 2006, pp. 659 –668. (Cité en page 18.)

[16] S. Glisic, K. Schmalz, F. Herzel, R. Wang, M. Elkhouly, Y. Sun, and J. Scheytt, "A fully integrated 60 GHz transmitter front-end in sige bicmos technology," in *IEEE 11th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, jan. 2011, pp. 149 –152. (Cité en page 19.)

[17] R. Wang, Y. Sun, and J.-C. Scheytt, "An on-board differential bunny - ear antenna design for 60 GHz applications," in *German Microwave Conference*, march 2010, pp. 9 –12. (Cité en page 19.)

[18] A. Siligaris, O. Richard, B. Martineau, C. Mounet, F. Chaix, R. Ferragut, C. Dehos, J. Lanteri, L. Dussopt, S. Yamamoto, R. Pilard, P. Busson, A. Cathelin, D. Belot, and P. Vincent, "A 65nm cmos fully integrated transceiver module for 60ghz wireless hd applications," in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), IEEE International*, feb. 2011, pp. 162 –164. (Cité en page 20.)

[19] U. Pfeiffer, J. Grzyb, D. Liu, B. Gaucher, T. Beukema, B. Floyd, and S. Reynolds, "A chip-scale packaging technology for 60-GHz wireless chipsets," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 8, pp. 3387 –3397, aug. 2006. (Cité en pages 21 et 22.)

[20] S. Reynolds, B. Floyd, U. Pfeiffer, T. Beukema, J. Grzyb, C. Haymes, B. Gaucher, and M. Soyuer, "A silicon 60-GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2820 –2831, dec. 2006. (Cité en pages 21 et 22.)

[21] S. Reynolds, A. Valdes-Garcia, B. Floyd, T. Beukema, B. Gaucher, D. Liu, N. Hoivik, and B. Orner, "Second generation 60-GHz transceiver chipset supporting multiple modulations

at gb/s data rates (invited)," in *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2007. BCTM '07. IEEE*, 30 2007-oct. 2 2007, pp. 192 –197. (Cité en pages 21 et 22.)

[22] Valdes-Garcia, "System design for 60 GHz radios : Standard specifications, silicon implementation, link experiments," in *Workshop on 60 GHz Communications IEEE Radio and Wireless Symposium*, nov. 2010. (Cité en pages 21 et 22.)

[23] A. Valdes-Garcia, S. Nicolson, J.-W. Lai, A. Natarajan, P.-Y. Chen, S. Reynolds, J.-H. C. Zhan, D. Kam, D. Liu, and B. Floyd, "A fully integrated 16-element phased-array transmitter in sige bicmos for 60-GHz communications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 12, pp. 2757 –2773, dec. 2010. (Cité en pages 21 et 23.)

[24] D. G. Kam, D. Liu, A. Natarajan, S. Reynolds, and B. Floyd, "Organic packages with embedded phased-array antennas for 60-GHz wireless chipsets," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 1, no. 11, pp. 1806 –1814, nov. 2011. (Cité en page 23.)

[25] C. Marcu, D. Chowdhury, C. Thakkar, L.-K. Kong, M. Tabesh, J.-D. Park, Y. Wang, B. Afshar, A. Gupta, A. Arbabian, S. Gambini, R. Zamani, A. Niknejad, and E. Alon, "A 90nm cmos low-power 60ghz transceiver with integrated baseband circuitry," in *Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, IEEE International*, feb. 2009, pp. 314 –315,315a. (Cité en page 23.)

[26] B. Razavi, "Gadgets gab at 60 GHz," *Spectrum, IEEE*, vol. 45, no. 2, pp. 46 –58, feb. 2008. (Cité en pages 25 et 38.)

[27] "Benchmarking manufacturing facilities - multilayer antenna technologies," *BAE Systems, ACE WP213*. (Cité en page 26.)

[28] D. Pozar, "Rigorous closed-form expressions for the surface wave loss of printed antennas," *Electronics Letters*, vol. 26, no. 13, pp. 954 –956, june 1990. (Cité en page 27.)

[29] A. VAN DE CAPELLE, "Microstrip antennas and arrays," *Internal Research Report of the K.U.LEUVEN*, october 1988. (Cité en page 27.)

[30] P.-J. Guo and H.-R. Chuang, "A 60-GHz millimeter-wave cmos rfic-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.)

[31] C.-C. Lin, S.-S. Hsu, C.-Y. Hsu, and H.-R. Chuang, "A 60-GHz millimeter-wave cmos rfic-on-chip triangular monopole antenna for wpan applications," in *IEEE, Antennas and Propagation Society International Symposium*, june 2007, pp. 2522 –2525. (Cité en page 28.)

[32] Y. Zhang, M. Sun, and L. Guo, "On-chip antennas for 60-GHz radios in silicon technology," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 7, pp. 1664 – 1668, july 2005. (Cité en page 28.)

[33] Y. Pinto, C. Person, D. Gloria, A. Cathelin, D. Belot, S. Pruvost, and R. Plana, "79ghz 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.)

[34] R. Pilard, S. Montusclat, D. Gloria, F. Le Pennec, and C. Person, "Dedicated measurement setup for millimetre-wave silicon integrated antennas : Bicmos and cmos high resistivity soi process characterization," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, march 2009, pp. 2447 –2451. (Cité en page 30.)

[35] G. Gauthier, A. Courtay, and G. Rebeiz, "Microstrip antennas on synthesized low dielectric-constant substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 8, pp. 1310 –1314, aug 1997. (Cité en page 31.)

[36] I. Papapolymerou, R. Franklin Drayton, and L. Katehi, "Micromachined patch antennas," *IEEE Transactions on, Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 2, pp. 275 –283, feb 1998. (Cité en page 31.)

[37] A. Lopez, J. Papapolymerou, A. Akiba, K. Ikeda, S. Mitarai, and G. Ponchak, "60 GHz micromachined patch antenna for wireless applications," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, july 2011, pp. 515 –518. (Cité en page 32.)

[38] M. el Haj Sleimen, "Etude de reseaux d'antennes imprimees en millimetrique, université de rennes1," Ph.D. dissertation, 1999. (Cité en page 33.)

[39] D. Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline," *Electronics Letters*, vol. 21, no. 2, pp. 49 –50, 17 1985. (Cité en page 34.)

[40] ——, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 12, pp. 1439 – 1446, dec 1986. (Cité en page 34.)

[41] M. HIMDI, "Analyse et synthèse d'antennes imprimées par fentes, application aux réseaux," *Thèse de doctorat de l'unversité de Rennes 1*, 1990. (Cité en page 34.)

[42] P. Sullivan and D. Schaubert, "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 8, pp. 977 – 984, aug 1986. (Cité en page 34.)

[43] G. Gauthier, J.-P. Raskin, L. Katehi, and G. Rebeiz, "A 94-GHz aperture-coupled micromachined microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 12, pp. 1761 –1766, dec 1999. (Cité en page 34.)

[44] E. Öjefors, "Micromachined antennas for integration with silicon based active devices," *Lic. theses, Uppsala Univ., Uppsala, Sweden*, 2003. (Cité en page 34.)

[45] J. Grzyb, D. Liu, U. Pfeiffer, and B. Gaucher, "Wideband cavity-backed folded dipole superstrate antenna for 60 GHz applications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, july 2006, pp. 3939 –3942. (Cité en page 35.)

[46] J. Akkermans, M. van Beurden, and M. Herben, "Design of a millimeter-wave balanced-fed aperture-coupled patch antenna," in *The European Conference on Antennas and Propagation : EuCAP 2006*, vol. 626, 2006, p. 650. (Cité en page 36.)

[47] S. Targonski, R. Waterhouse, and D. Pozar, "Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 9, pp. 1245–1251, 1998. (Cité en page 36.)

[48] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland, S. Bolioli, and L. Le Coq, "Ka-band phased array antenna for high-data-rate satcom," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 256 –259, 2012. (Cité en page 40.)

[49] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland, and S. Bolioli, "A novel analog 360° ; phase shifter design in ku and ka bands," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, april 2010, pp. 1 –4. (Cité en page 40.)

[50] B. Lacroix, A. Pothier, A. Crunteanu, and P. Blondy, "Phase shifter design based on fast rf mems switched capacitors," in *38th European Microwave Conference, (EuMC)*, oct. 2008, pp. 1505 –1508. (Cité en page 41.)

[51] K. Topalli, O. Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "A monolithic phased array using 3-bit distributed rf mems phase shifters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, pp. 270 –277, feb. 2008. (Cité en page 42.)

[52] A. Adane, F. Gallee, C. Person, V. Puyal, C. Villeneuve, and D. Dragomirescu, "Implementation of broadband microstrip-u coupled patch array on si/bcb membrane for beamforming applications at 60 GHz," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, april 2011, pp. 1263 –1267. (Cité en page 44.)

[53] C.-H. Tseng, C.-J. Chen, and T.-H. Chu, "A low-cost 60-GHz switched-beam patch antenna array with butler matrix network," *IEEE, Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 432 –435, 2008. (Cité en page 45.)

[54] W. Rotman and R. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623 – 632, nov 1963. (Cité en page 47.)

[55] W. Lee, J. Kim, C. S. Cho, and Y. J. Yoon, "Beamforming lens antenna on a high resistivity silicon wafer for 60 GHz wpan," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 3, pp. 706 –713, march 2010. (Cité en page 47.)

[56] W. Lee, Y. S. Kim, J. Kim, and Y. J. Yoon, "Multi-layer beamforming lens antenna array with a new line design for millimeter-wave system-in-package applications," in *Proceedings*

*of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, april 2011, pp. 2954 –2958. (Cité en page 48.)

# CHAPITRE 2

# Antennes patch sur membrane Pyralux : Excitation par ligne microruban et par guide d'onde (SIW)

## 2.1 Introdution

Comme il a été précisé dans la conclusion du chapitre bibliographique, la conception d'antennes patch sur membrane semble une solution intéressante afin d'optimiser le rendement et la largeur de bande des antennes qui seront intégrées avec la technologie Silicium/BCB. La mise en oeuvre de la plateforme technologique 3D prenant du temps, il a été décidé de concevoir et de valider des antennes élémentaires et des réseaux sur membrane en utilisant une technologie simple développée en collaboration entre l'IETR et la société Lithos. Cette technologie basée sur un support FR4 et un substrat Pyralux pour la partie membrane et les antennes développées en l'utilisant font donc l'objet de ce chapitre. Comme nous le montrerons, la technologie sera tout d'abord présentée puis validée en concevant des Antennes Patch sur Membrane Alimentées par Fente (APMAF) à partir d'une ligne microruban. Ensuite, un nouveau concept d'Antenne Patch sur Membrane Alimentée par un Guide d'Onde intégré (APMAGO) via une fente de couplage sera présenté. Une mise en réseau de cette source sera également effectuée.

Ce chapitre sera donc divisé en deux parties. La première partie sera consacrée à la description et à la validation de la technologie par la réalisation de l'antenne patch sur membrane alimentée par ligne microruban. La deuxième partie sera consacrée à l'étude, la réalisation et la mesure de l'antenne patch sur membrane alimentée par guide d'onde intégré.

## 2.2 Description de la technologie

La figure 2.1.a montre la technologie multicouche bas coût mise en oeuvre pour réaliser l'antenne patch sur membrane alimentée par ligne microruban et l'antenne patch sur membrane alimentée par guide d'onde SIW. La figure 2.1.b montre une vue de coupe générale de la technologie. Les deux antennes sont composées de deux parties. La partie basse de l'antenne (système d'alimentation par couplage électromagnétique) et la partie haute de l'antenne (élément rayonnant (patch)). Dans le chapitre bibliographique, il a été précisé qu'une technologie d'antennes multicouches serait intéressante en millimétrique afin de séparer les parties rayonnantes (patch) des lignes d'alimentation afin d'éviter le rayonnement parasite de ces lignes qui peuvent, dans certain cas, nuire au niveau des lobes secondaires et accroître le niveau de composante croisée. De plus, une technologie multicouche s'adapte bien à une incorporation de composants actifs (MMIC) si cela est nécessaire.

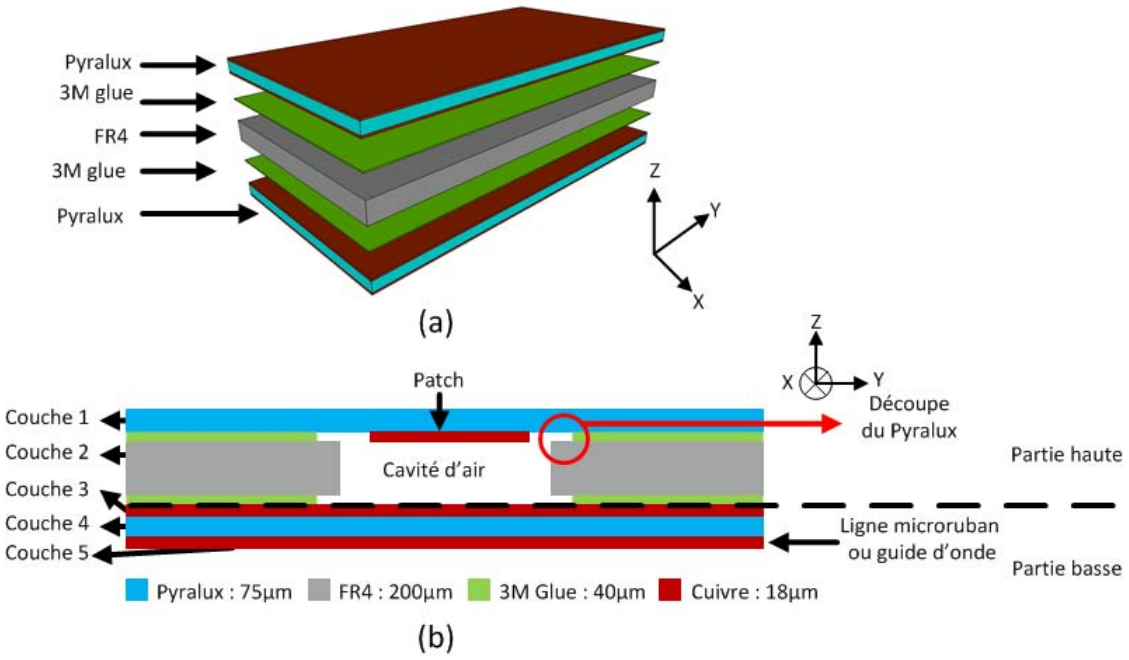



FIGURE 2.1 – Technologie FR4 / Pyralux. (a) Vue 3D des différentes couches. (b) Vue de coupe de la technologie.

Afin d'augmenter le rendement et la bande passante de l'antenne, l'élément rayonnant sera imprimé sur une membrane fine et flexible de Pyralux TK 187518R (cf. Annexe B) d'une épaisseur de $75\mu m$. Le Pyralux présente une permittivité de $\epsilon_r = 2.4$ et un angle de pertes de $tan\delta = 0.002$. Ce substrat est de base métallisé sur les deux faces avec du cuivre d'une épaisseur de $18\mu m$. Cette membrane en Pyralux sera disposée sur une cavité d'air débouchante réalisée dans le substrat en FR4 non métallisé d'épaisseur $200\mu m$. Afin de protéger l'élément rayonnant, ce dernier sera situé à l'intérieur de la cavité d'air. Nous utilisons le FR4 car d'une part il est

peu coûteux et d'autre part il est couramment utilisé pour la fabrication de circuits imprimés. Pour réaliser le collage de la membrane sur le FR4, un film de colle 3M d'une épaisseur d'environ $40\mu m$ est placé entre ces deux substrats. Une ouverture plus grande que la cavité réalisée dans le FR4 a également été réalisée dans le film de colle afin de ne pas venir recouvrir l'élément rayonnant pendant le collage, car ce matériau flue avec la température. Sous le FR4, on retrouve un film de colle 3M qui permet de coller une autre couche de Pyralux. Cette couche de Pyralux d'épaisseur $75\mu m$ est utilisée pour réaliser le niveau d'alimentation des antennes. En fonction de l'antenne réalisée, on trouvera sur la face inférieure du Pyralux une ligne microruban ou un guide d'onde SIW. Tous les collages ont été réalisés à basse température afin d'éviter que la membrane de Pyralux ne s'affaisse dans la cavité.

## 2.3 Validation de la technologie par la réalisation de l'antenne patch sur membrane alimentée par ligne microruban

### 2.3.1 Simulations et mesures de l'antenne élémentaire

Une vue de coupe de l'antenne patch sur membrane est montrée sur la figure 2.2.(a) et les dimensions du patch, de la fente, du stub et de la ligne microruban sont précisées sur la figure 2.2.(b). L'antenne a été simulée et optimisée avec le simulateur électromagnétique 3D CST Microwave Studio.

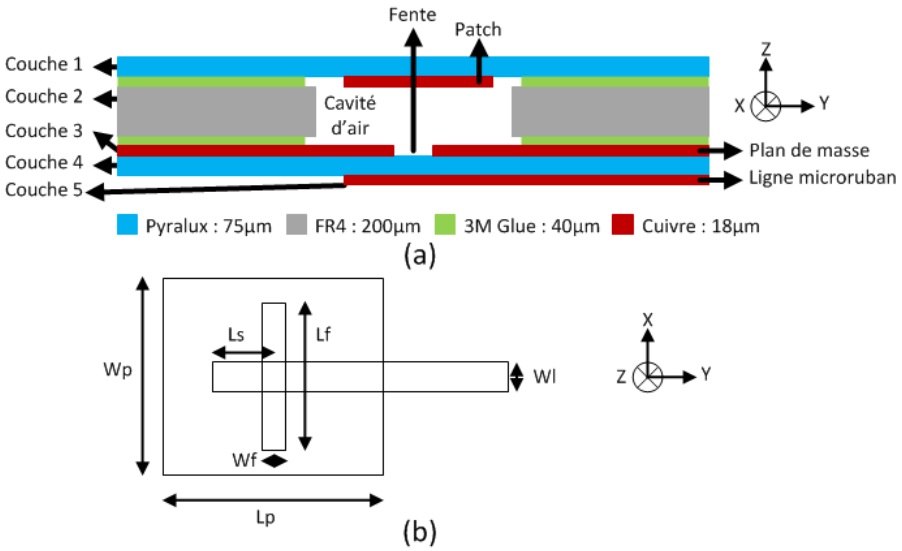



FIGURE 2.2 – (a) Vue de coupe de l'antenne élémentaire. (b) Dimensions du patch, de la fente, du stub et de la ligne. $Wp = 1.64mm$, $Lp = 1.4mm$, $Wf = 0.145mm$, $Lf = 1mm$, $Ls = 0.3mm$, $Wl = 0.22mm$.

Le patch microruban a pour dimensions $1.4 \times 1.64mm$. La cavité d'air dans le FR4 a pour dimensions $2.5 \times 2.5mm$ et l'ouverture dans le film de colle a pour dimensions $2.6 \times 2.6mm$. La hauteur totale de la cavité d'air est de $280\mu m$ ($200\mu m + 2 \times 40\mu m$). Le patch est excité à travers une fente rectangulaire optimisée qui a pour dimensions $1 \times 0.145mm$. La ligne microruban d'impédance $50\Omega$ est gravée sur la face inférieure du Pyralux et a pour largeur $0.22mm$. La longueur du stub est de $0.3mm$. La ligne microruban vient exciter la fente qui elle-même vient alimenter le patch par couplage électromagnétique. La taille totale du prototype réalisé est de $30 \times 30mm$. Cette dimension d'antenne permet de positionner le connecteur V et son support pour réaliser les mesures de l'antenne.

L'antenne a été fabriquée en collaboration avec la société LITHOS basée en France. La figure 2.3 montre une photo de l'antenne élémentaire. Afin de pouvoir accéder à la masse pour le support de connecteur, des retours de masse (trous métallisés) ont été réalisés de chaque côté de la ligne microruban. Ces retours de masse sont nécessaires, car le plan de masse de l'antenne n'est pas accessible, il se trouve en effet entre le FR4 et le Pyralux.

La figure 2.4 montre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne. Nous obtenons une assez bonne concordance entre la mesure et la simulation. Le coefficient de réflexion en mesure est inférieur à $-10dB$ sur la bande $58.7 - 64.5GHz$ (9.7%).

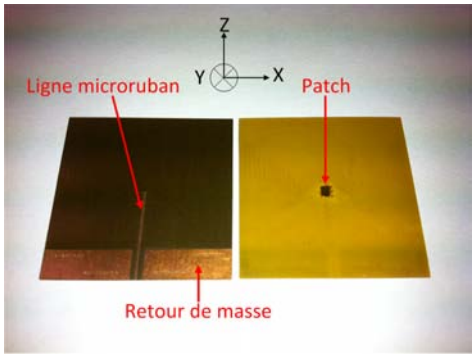



FIGURE 2.3 – Photo de l'antenne élémentaire. (à gauche) Vue de dessous. (à droite) Vue de dessus.

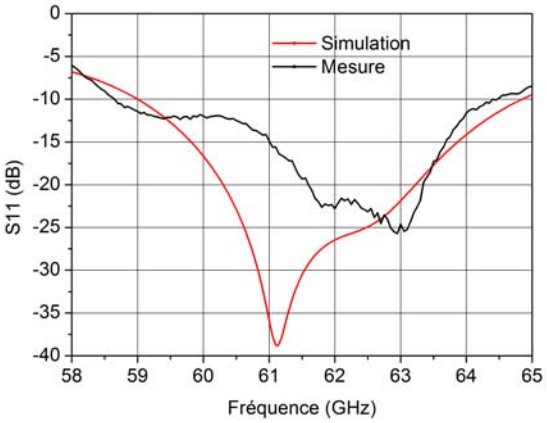



FIGURE 2.4 – Comparaison entre simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne élémentaire

Afin de déterminer si le procédé technologique est fiable en terme de pertes, nous avons mesuré en chambre anéchoïde le gain ainsi que les diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux (plans E et H) de cette antenne (cf. figure 2.5). Pour la mesure, un cornet avec un gain d'environ 20 dB est utilisé comme source émettrice.

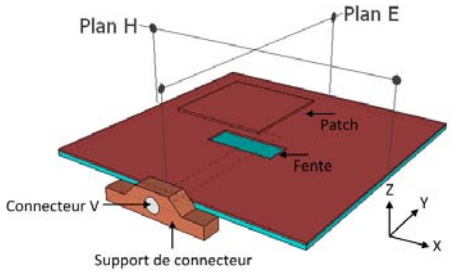



FIGURE 2.5 – Représentation des plans de mesures et du connecteur V

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan ZY) et dans le plan H (plan ZX) mesurés et simulés à 62 GHz en polarisation principale et croisée sont fournis figure 2.6.(a) et 2.6.(b). Nous obtenons une assez bonne concordance entre les mesures et les résultats de simulation. L'ouverture à mi-puissance est de l'ordre de 68°.

Nous observons dans le plan E des petites ondulations. La fente excite le patch de telle manière que la distribution de courant sur celui-ci est orientée dans le même plan que la ligne d'alimentation. Par conséquent, le support de connecteur se trouve dans le plan E de l'antenne. Les petites ondulations observées autour de l'axe dans le plan E, sont donc dues à la diffraction sur les arrêtes du plan de masse fini ($6\lambda_0$). Les perturbations plus importantes pour des angles inférieurs à -45° sont dues à la diffraction sur le support du connecteur. Enfin, la chute de niveau, observée pour les angles supérieurs à +45°, est due au masquage de l'antenne par le support de connecteur. Le niveau de composante croisée dans ce plan est nul en théorie (fente centrée) et inférieur à -21 dB expérimentalement.

Dans le plan H, la composante principale mesurée est en accord avec la simulation. Le niveau de la composante croisée est inférieur à -22 dB.

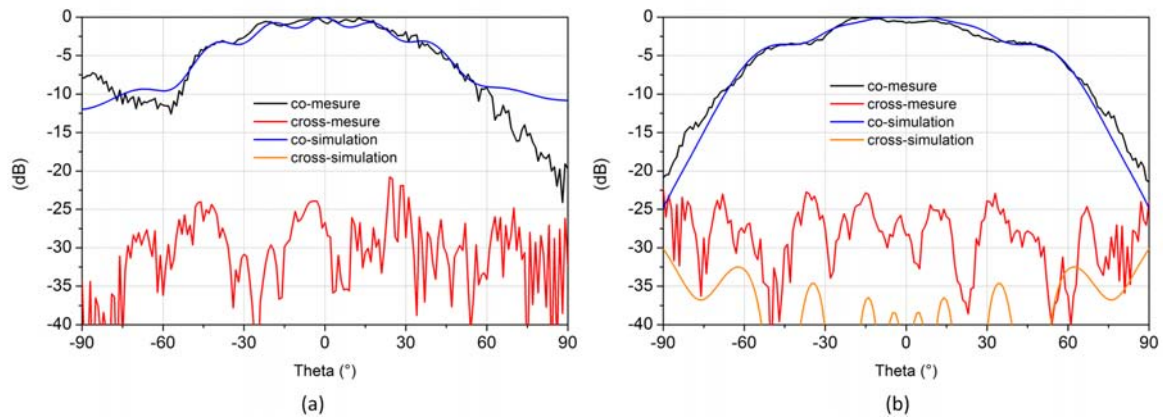



FIGURE 2.6 – Diagrammes de rayonnement à 62 GHz. (a) Plan E (plan ZY). (b) Plan H (plan ZX).

La figure 2.7 présente le gain mesuré ainsi que la directivité simulée. Le gain maximum est de $7.6dB$ à 61 GHz. La directivité maximum est de $8.5dBi$. L'efficacité moyenne de l'antenne sur la bande de fréquence 59-64 GHz est de 76%. Sur la bande $59.7-64.5GHz$, le gain présente un taux d'ondulation inférieur à $1dB$.

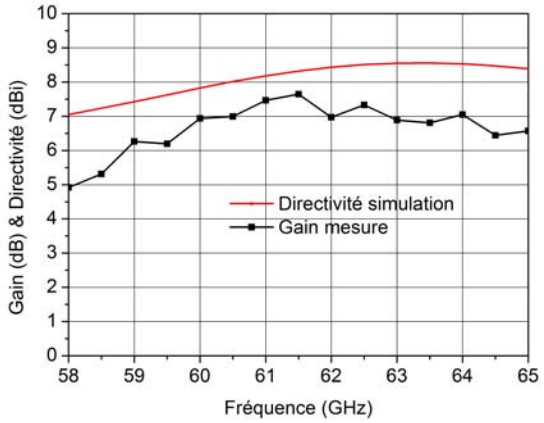



FIGURE 2.7 – Directivité simulée et gain mesuré de l'antenne élémentaire

### 2.3.2 Simulations et mesures d'un réseau de 4 antennes élémentaires

Après la validation de la technologie FR4/Pyralux faite avec une antenne élémentaire, un réseau de 4 sources identiques est maintenant présenté. La figure 2.8.(a) montre une vue de coupe du réseau de quatre antennes élémentaires. Les patchs sont alignés dans le plan H (cf. figure 2.8.(b)).

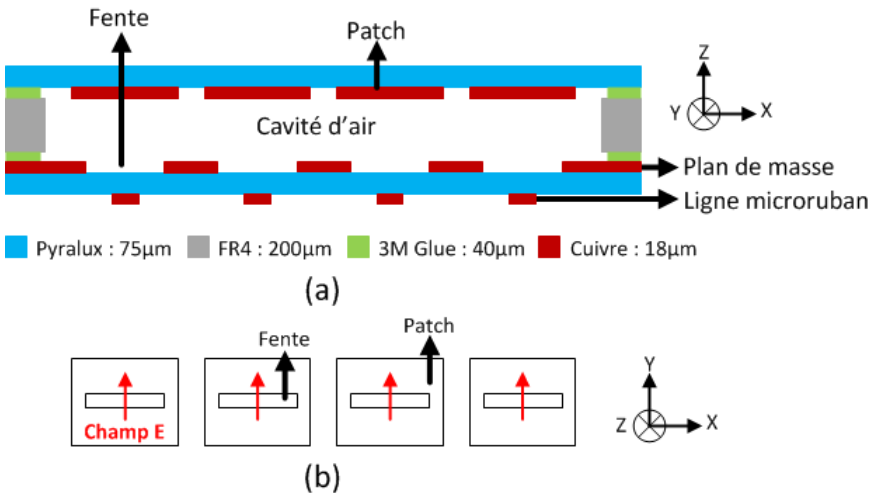



FIGURE 2.8 – (a) Vue de coupe d'un réseau de 4 antennes élémentaires. (b) Plan E (Plan ZY), Plan H (Plan (ZX))

Les substrats et les paramètres utilisés pour réaliser cette antenne sont les mêmes que ceux de l'antenne élémentaire. La distance entre les éléments rayonnant (patch) est de $2.9mm$ soit $0.58\lambda_0$ à 60 GHz. La cavité d'air se trouvant sous les patchs a pour dimension $2.5 \times 11.2mm$. La taille totale de l'antenne est de $30 \times 30mm^2$.

La figure 2.9.(a) montre une photo de l'antenne. Afin d'alimenter ce réseau de quatre antennes élémentaires, un répartiteur de puissance $1 \rightarrow 4$ a été optimisé (cf. figure 2.9.(b)). Ce diviseur de puissance 1 vers 4 est constitué de trois diviseurs de puissance 3dB identiques. Chaque diviseur de puissance 3dB consiste en une jonction en T entre trois lignes 50Ω. Deux lignes quart-d'onde permettent de ramener une impédance de 50Ω en entrée de la jonction en T. En effet, chaque ligne quart-d'onde d'impédandce 70.7Ω permet de passer d'une impédance de 50Ω à une impédance de 100Ω. La mise en parallèle des impédances ramenées par ces deux lignes est de 50Ω.

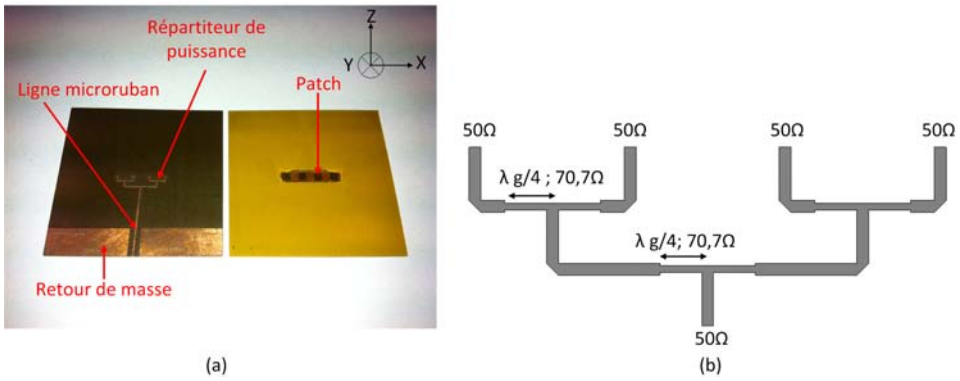



FIGURE 2.9 – (a). Photo d'un réseau de 4 antennes élémentaires. (à gauche) Vue de dessous. (à droite) Vue de dessus. (b) Diviseur de puissance $1 \rightarrow 4$.

La figure 2.10.(a) montre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne. Nous obtenons une assez bonne concordance entre la mesure et la simulation. Le coefficient de réflexion en mesure est inférieur à $-10dB$ sur la bande $58.7 - 65GHz$ (10%). La figure 2.10.(b) présente le gain mesuré ainsi que la directivité simulée. Le gain maximum est de $12.4dB$. La directivité maximum est de $13.7dBi$. L'efficacité moyenne de l'antenne sur la bande 59 - 64 GHz est de 71%.

Les patchs étant alignés dans le plan H, les diagrammes de rayonnement dans le plan E sont les mêmes que ceux de l'antenne élémentaire. Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 60 et 62 GHz dans le plan H (plan ZX) sont présentés figure 2.11.(a) et figure 2.11.(b). L'ouverture à mi-puissance est de 16°. Les composantes croisées sont inférieures à -15 dB à 60 GHz et inférieures à -17.5dB à 62 GHz. Comme pour l'antenne élémentaire, le procédé d'empilage des couches diélectriques peut induire un désalignement du patch par rapport à la fente qui affectera le niveau des composantes croisées. Le niveau des lobes secondaires est inférieur ou égal à -10 dB.

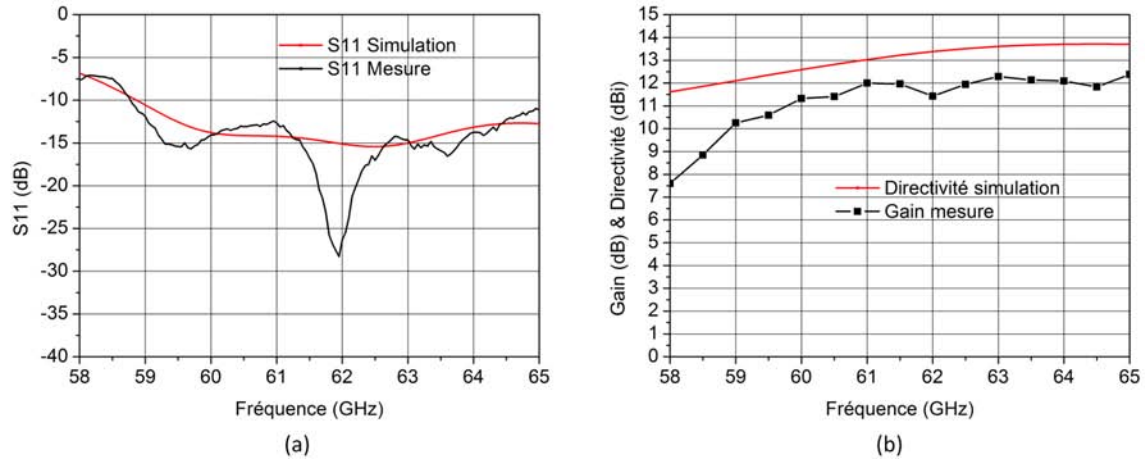



FIGURE 2.10 – (a) Comparaison entre simulation et mesure du coefficient de réflexion d'un réseau de 4 antennes élémentaires. (b) Directivité simulée et gain mesuré.

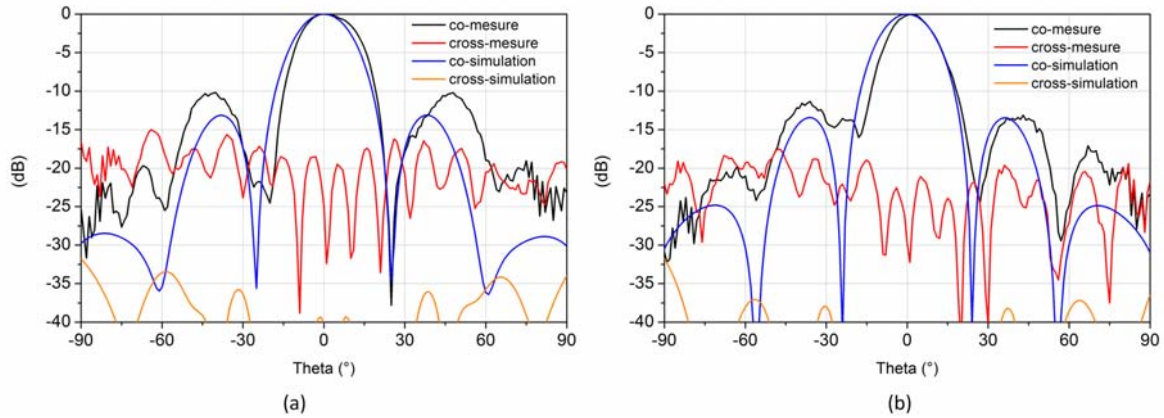



FIGURE 2.11 – Diagrammes de rayonnement dans le plan H (plan ZX). (a) 60 GHz. (b) 62 GHz

Il était très important d'estimer le rendement de l'antenne élémentaire et du réseau d'antennes élémentaires pour juger si la technologie utilisée était fiable dans la bande des 60 GHz. Le tableau 2.1 regroupe le coefficient de réflexion, le gain et l'efficacité des deux maquettes présentées précédemment. Pour ces deux maquettes, l'efficacité est supérieure à 70%. À la vue des résultats présentés dans ce tableau, la technologie FR4 / Pyralux permet d'obtenir de bons résultats. Cependant, ce type d'antenne alimentée par ligne microruban via une fente de couplage présente le désavantage d'avoir un niveau de rayonnement arrière non négligeable dû au rayonnement de la fente et du stub série. Nous présentons d'ailleurs le rayonnement arrière mesuré dans le plan H (cf. figure 2.12) pour l'antenne réseau. Ce niveau est normalisé par rapport au rayonnement avant. Ce rayonnement peut être gênant si des composants sont disposés derrière l'antenne, par exemple des déphaseurs dans le cas d'un réseau phasé. Pour annuler ce rayonnement arrière, une nouvelle antenne sur membrane est maintenant présentée en l'alimentant

par un guide d'onde intégré (SIW) réalisé dans le pyralux et une fente de couplage.

| Antenne | Coefficient de réflexion (simulation) | Coefficient de réflexion (mesure) | Directivité maximum du prototype (simulation) | Gain maximum (mesure) | Efficacité moyenne (estimation) |
|---|---|---|---|---|---|
| Antenne alimentée par fente | 59-64.82 GHz (9.7%) | 58.7-64.5 GHz (9.7%) | 8.5 dBi | 7.6 dB | 76% |
| Réseau de 1x4 antenne alimentée par fente | 58.9-66.9 GHz (13.3%) | 58.7-65.2 GHz (10.8%) | 13.7 dBi | 12.4 dB | 71% |

TABLE 2.1 – Comparaison du coefficient de réflexion, du gain et de l'efficacité des deux maquettes

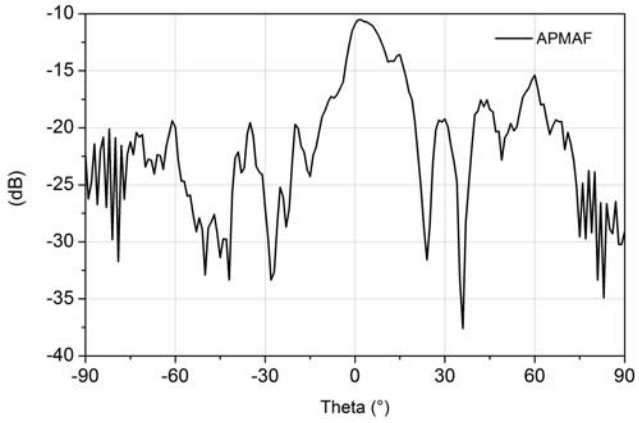



FIGURE 2.12 – Rayonnement arrière du réseau d'antennes alimentées par ligne microruban

## 2.4 Validation de l'antenne patch sur membrane alimentée par guide d'onde intégré

La partie précédente nous a permis de valider la technologie FR4 / Pyralux. Cette partie sera consacrée à valider le principe de l'antenne patch sur membrane alimentée par un guide d'onde intégré dans un substrat. La technologie utilisée pour cette antenne est la même que la technologie utilisée pour la réalisation des antennes patch sur membrane alimentée par fente. La différence avec l'antenne présentée précédemment réside dans le système d'alimentation du patch. Le patch sera alimenté par un guide intégré dans le Pyralux et non par une ligne microruban couplée à une fente comme dans le cas de l'antenne présentée précédemment.

### 2.4.1 Simulations et mesures de l'antenne élémentaire

Comme pour l'antenne patch sur membrane précédente, l'antenne patch sur membrane alimentée par guide d'onde intégré est constituée de 5 couches (cf. figure 2.13.(a)). Le patch est réalisé sur la face inférieure du Pyralux (couche 1) et a pour dimensions $1.7 \times 1.5mm$. La cavité d'air dans le FR4 a pour dimensions $2.5 \times 2.5mm$. Les substrats Pyralux (couches 1 et 4) sont collés sur le FR4 à l'aide d'un film de colle 3M. (cf. paragraphe 2.2). La hauteur totale de la cavité d'air est de $280\mu m$ ($200\mu m + 2 * 40\mu m$ (film de colle)).

Le guide d'onde intégré est réalisé dans le Pyralux (couche 4) d'épaisseur $75\mu m$ avec des trous métallisés traversants connectés électriquement entre la couche 3 et la couche 5. L'épaisseur de substrat choisi pour réaliser le guide d'onde n'est pas une épaisseur classique pour un guide d'onde. Dans les guides d'onde classiques, la hauteur du guide est généralement plus grande afin de minimiser les pertes. La constante d'atténuation dans un guide d'onde se calcule suivant l'équation 2.1 [1] (a étant la largeur du guide et b la hauteur du guide). Après développement de cette équation, on constate que le premier terme est divisé par $a^3$ alors que le second terme est divisé par b. Plus la hauteur b du guide sera petite plus la constante d'atténuation $\alpha_c$ augmentera.

$$\begin{aligned} \alpha_c[Np/m] &= \frac{R_s}{a^3 b\beta k\eta}\left(2b\pi^2 + a^3k^2\right) \ \ avec\ R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \\ &= \frac{R_s\pi^2}{a^3\beta k\eta} + \frac{R_s k}{b\beta\eta} \end{aligned} \tag{2.1}$$

La figure 2.13.(b) montre les dimensions du patch, de la fente, du guide et de la transition ligne microruban - guide d'onde. Dans notre cas, l'utilisation d'un guide d'onde intégré dans un substrat de faible épaisseur permet uniquement d'exciter le patch via la fente longitudinale. La portion de guide d'onde utilisée présente donc une longueur $L_{siw}$ de faible dimension. La longueur du guide d'onde étant faible, les pertes engendrées le sont également. L'utilisation d'un substrat de faible épaisseur permet d'intégrer plus aisément des composants actifs (MMIC, MEMS, ...) par la suite lorsque l'on souhaite réaliser des antennes actives (réseaux phasés par exemple).

Le guide d'onde est formé par des trous métallisés et est court-circuité d'un coté. Les deux rangés de trous métallisés sont séparées par une largeur $W_{siw}$ de $2.5mm$ (la fréquence de coupure pour le mode $TE_{10}$ est d'environ 38.7 GHz). Afin d'éviter les pertes d'énergie dans le guide d'onde intégré, le diamètre d'un trou métallisé ($D_{via}$) et l'espacement entre deux trous métallisés ($S_{via}$) ont été dimensionnés de manière à respecter l'équation 2.2 [2].

$$S_{via} \leq 2P_{via} \tag{2.2}$$

Le patch est excité par une fente longitudinale se trouvant dans le plan de masse du guide d'onde intégré (couche 3). Théoriquement, le centre de la fente est positionné à une distance $X_f$ proche de $\lambda_g/4$ du court-circuit en bout du guide d'onde. Cependant pour des raisons de réalisation technologique, le centre de la fente a été positionné à une distance proche de $3\lambda_g/4$. Le guide d'onde intégré est excité par une transition ligne mircoruban / guide d'onde (cf. figure 2.13.(b)). L'impédance de la ligne microruban est de 50Ω. La taille totale du prototype réalisé est de $30 \times 30mm^2$ afin de pouvoir disposer le support de connecteur V nécessaire pour les mesures.

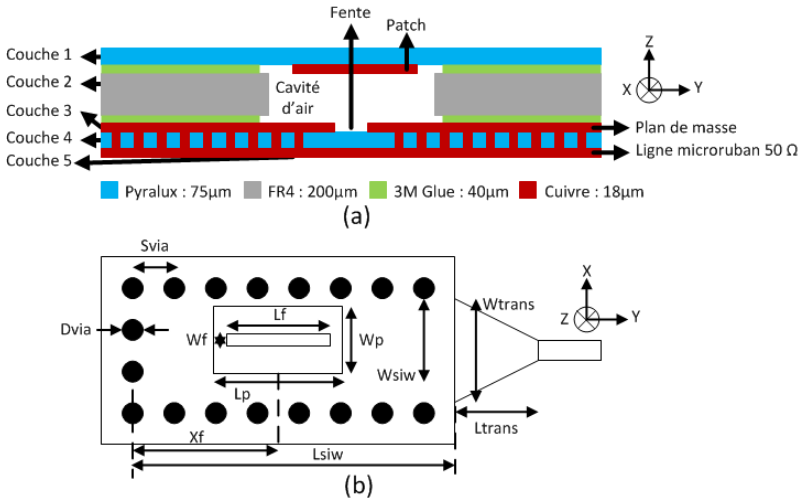



FIGURE 2.13 – (a) Vue de coupe de l'antenne élémentaire. (b) Dimensions du patch, de la fente, du guide et de la transition ligne microruban - guide d'onde. $W_{siw} = 2.5mm$, $L_{siw} = 5mm$, $D_{via} = 0.4mm$, $S_{via} = 0.6mm$, $L_p = 1.7mm$, $W_p = 1.5mm$, $L_f = 1.8mm$, $W_f = 0.35mm$, $Y_f = 2.9mm$, $W_{trans} = 2.48mm$, $L_{trans} = 2mm$

L'antenne a été simulée et optimisée avec le simulateur électromagnétique CST Microwave Studio et réalisée par la société LITHOS. La figure 2.14 montre une photo de l'antenne élémentaire. Afin de pouvoir accéder à la masse avec le connecteur coaxial, des retours de masse ont été réalisés de chaque côté de la ligne microruban.

La figure 2.15 montre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne. Un décalage en fréquence est noté. Celui-ci est dû à la discontinuité entre le connecteur coaxial utilisé pour mesurer l'antenne et la ligne d'excitation imprimée sur le Pyralux. En effet, cette discontinuité induit des effets de désadaptation et/ou de décalage en fréquence et n'a pas été prise en compte lors de la calibration de l'analyseur de réseau (calibration coaxiale simple). En outre, la réalisation de l'antenne suivant le procédé d'empilage des couches diélectriques peut également induire un désalignement qui affectera également le coefficient de réflexion. Expérimentalement, cette antenne reste tout de même bien adaptée avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB sur la bande 58.5 - 64.5 GHz (10%).

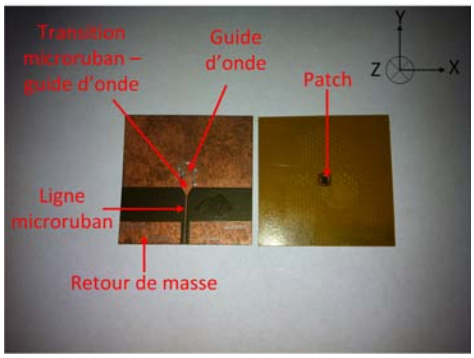



FIGURE 2.14 – Photo de l'antenne élémentaire. (à gauche) Vue de dessous. (à droite) Vue de dessus.

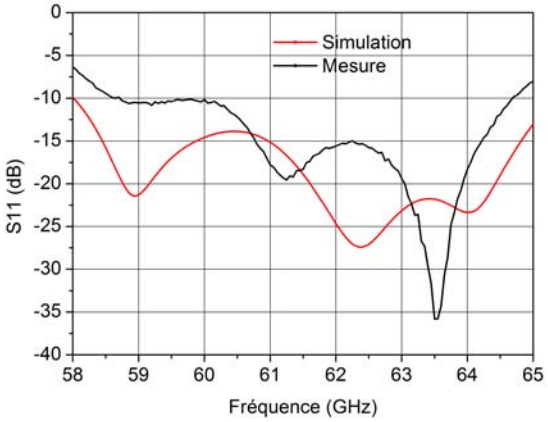



FIGURE 2.15 – Comparaison entre simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne élémentaire

Les deux plans principaux (plans E et H) de l'antenne sont montrés figure 2.16. Les plans E et H de cette antenne sont inversés par rapport aux plans E et H de l'antenne patch précédente alimentée par ligne microruban car la fente d'excitation du patch est tournée de 90°.

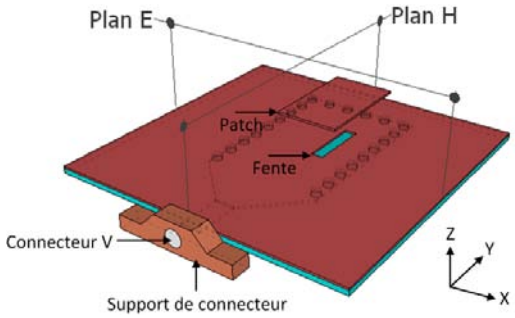



FIGURE 2.16 – Représentation des plans de mesures et du connecteur V

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan ZX) et dans le plan H (plan ZY) mesurés et simulés à 62 GHz en polarisation principale et croisée sont fournis figure 2.17.(a) et 2.17.(b). Nous obtenons une assez bonne concordance entre les mesures et les résultats de simulation. L'ouverture à mi-puissance est de l'ordre de 52°.

Dans le plan E, les petites ondulations observées autour de l'axe sont dues à la diffraction du champ E sur les arrêtes du plan de masse fini ($6\lambda_0$). Le niveau de la composante croisée est inférieur à $-17dB$. Dans le plan H, le niveau de la composante croisée est inférieure à $-20dB$. Le procédé d'empilage des couches diélectriques peut induire un désalignement du patch par rapport à la fente, ce qui peut expliquer l'augmentation des composantes croisées pour les mesures.

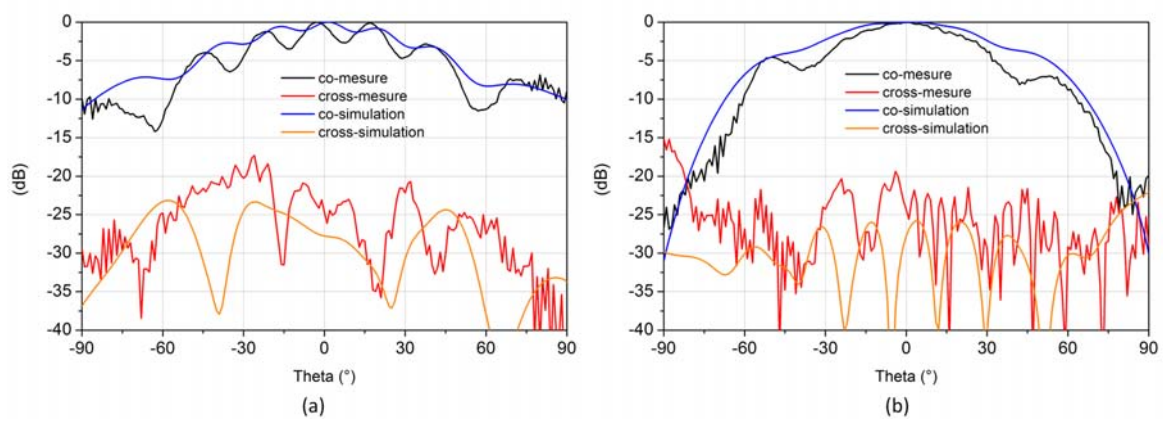



FIGURE 2.17 – Diagrammes de rayonnement à 62 GHz. (a) Plan E (plan ZX) . (b) Plan H (plan ZY).

La figure 2.18 présente le gain mesuré ainsi que la directivité simulée. Le gain maximum est de 7.9$dB$ et la directivité maximum est de 8.2$dBi$. L'efficacité moyenne de l'antenne sur la bande 59 - 64GHz est de 78%.

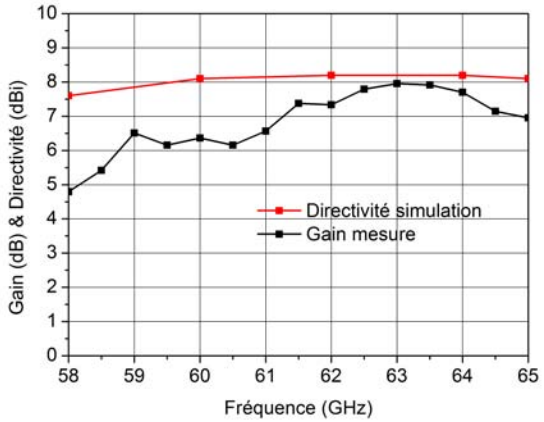



FIGURE 2.18 – Directivité simulée et gain mesuré de l'antenne élémentaire

### 2.4.2 Simulations et mesures d'un réseau de 4 antennes élémentaires

La figure 2.19 montre des photos d'un réseau d'antennes patch sur membrane alimentées par des guides d'onde intégrés. Le réseau d'antennes est constitué de 4 antennes élémentaires alignées dans le plan E (plan ZX) (cf. figure 2.20.(a)). La distance entre les antennes est de 2.9$mm$ (distance entre-deux rangées de trous métallisés 2.5mm + diamètre d'un via 0.4mm) soit 0.58$\lambda_0$ à 60$GHz$. Tous les paramètres de l'antenne comme la taille de la fente, la taille du patch, etc., sont les mêmes que ceux de l'antenne élémentaire. Le réseau d'antennes est alimenté uniformément par un diviseur de puissance 1 $\rightarrow$ 4 réalisé en technologie microruban

(cf figure 2.20.(b)). Le diviseur de puissance 1 par 4 est réalisé en technologie micoruban car une réalisation en guide intégré aurait induit des pertes importantes du fait de la finesse du Pyralux. Les guides intégrés sont utilisés ici uniquement pour exciter les antennes et éviter le rayonnement arrière des fentes. La taille totale de l'antenne est de $30 \times 30mm^2$.

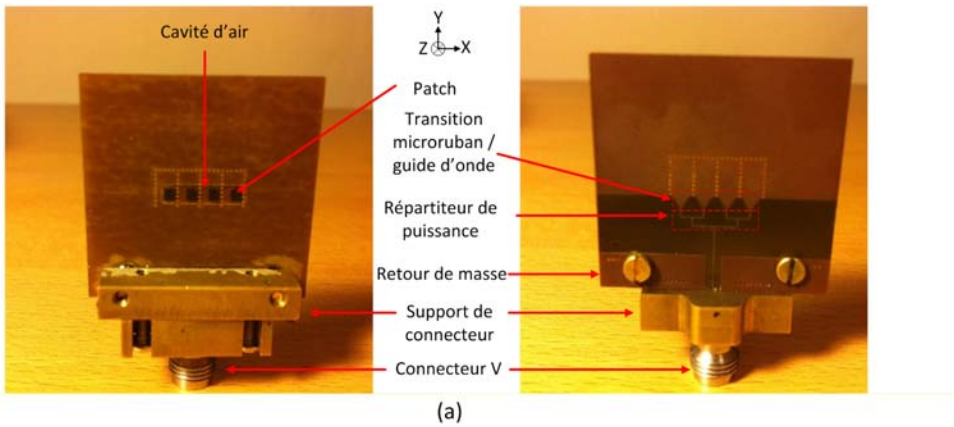



FIGURE 2.19 – Photo d'un réseau de 4 antennes élémentaires. (à gauche) Vue de dessus. (à droite) Vue de dessous.

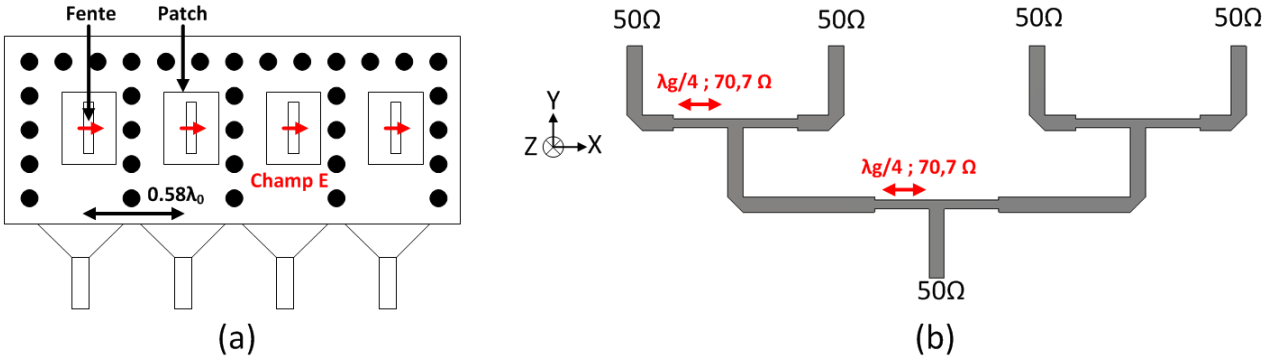



FIGURE 2.20 – (a) Orientation du champ E dans les fentes. (b) Diviseur de puissance 1 vers 4

La figure 2.21.(a) montre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne. Le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB sur la bande 60.5-65 GHz (7.5%). On observe un décalage en fréquence entre la mesure et la simulation. Ce décalage en fréquence est dû à la discontinuité entre le connecteur coaxial utilisé pour mesurer l'antenne et la ligne d'excitation imprimée sur le Pyralux. La figure 2.21.(b) présente le gain mesuré ainsi que la directivité simulée. Le gain maximum est de $12.6dB$ et la directivité maximum est de $13.3dBi$. L'efficacité moyenne du réseau d'antennes sur la bande 60.5 - 65GHz est de 62% avec une efficacité maximale de 85% à 61.5GHz.

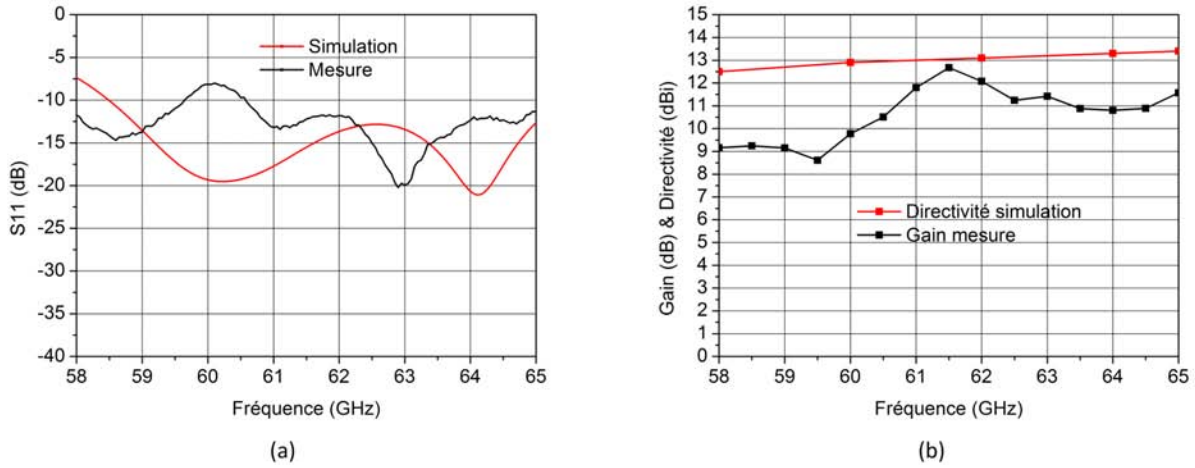



FIGURE 2.21 – (a) Comparaison entre simulation et mesure du coefficient de réflexion d'un réseau de 4 antennes élémentaires. (b) Directivité simulée et gain mesuré

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan ZX) sont présentés aux fréquences de 61 GHz (cf. figure 2.22.(a)) et de 62 GHz (cf. figure 2.22.(b)). Les mesures sont en adéquation avec les simulations avec une ouverture à -3 dB d'environ 24°. Le niveau de polarisation croisée reste inférieur à -15dB. La différence de niveau entre la simulation et la mesure des polarisations croisées peut s'expliquer par un probable désalignement des couches lors de la réalisation mais aussi par un léger affaissement de la membrane, dans la cavité.

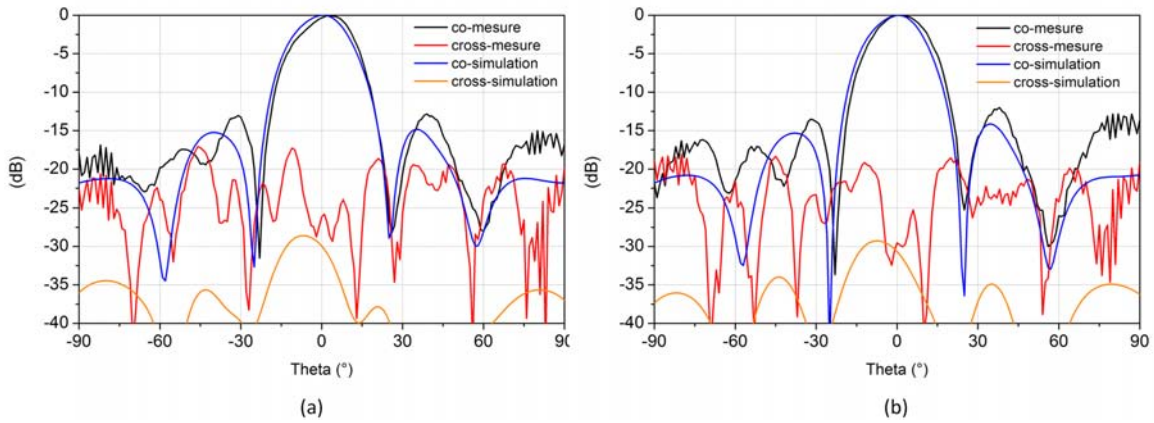



FIGURE 2.22 – Diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan ZX). (a) 61 GHz. (b) 62 GHz

Le rayonnement arrière de cette antenne a été mesuré et comparé au rayonnement arrière du réseau d'antennes patch sur membrane alimentées par fente. La figure 2.23 montre le rayonnement arrière de ses deux antennes à 62 GHz normalisé par rapport à la polarisation principale dans le plan H pour le réseau d'antennes patch sur membrane alimentées par ligne microruban et dans le plan E pour le réseau d'antennes patch sur membrane alimentées par guides d'onde

intégrés. Le rayonnement arrière du nouveau concept d'antenne est très faible par rapport à celui du réseau d'antennes patch alimentées par fente. La différence de rayonnement arrière dans l'axe est supérieure à 10dB. Dans le cas de l'antenne alimentée par guide d'onde intégré, il n'y a pas de rayonnement arrière. En effet, le guide d'onde étant entièrement blindé, le rayonnement arrière de la fente d'excitation reste confiné à l'intérieur du guide.

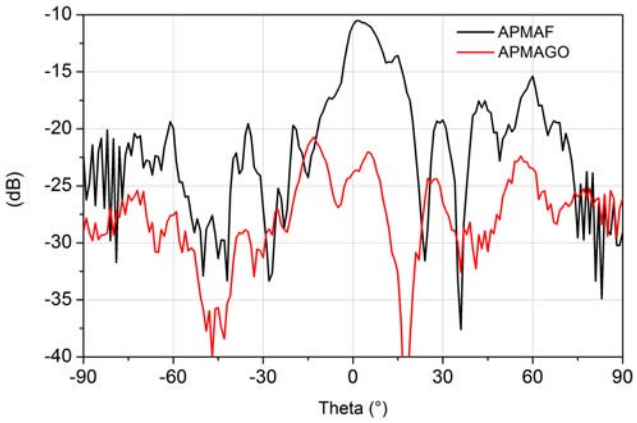



FIGURE 2.23 – Comparaison du rayonnement arrière à 62 GHz entre le réseau d'antennes patch sur membrane alimentées par ligne microruban et le réseau d'antennes patch sur membrane alimentées par guide d'onde intégré.

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord validé une nouvelle technologie multicouche bas coût basée sur un empilement de FR4 et de Pyralux par la réalisation et la mesure d'une antenne puis d'un réseau de 4 antennes connues de type patch alimenté par fente. Les performances de ces deux antennes sont résumées dans le tableau 2.2. Les résultats obtenus sont très encourageants avec notamment une efficacité moyenne sur la bande 59 - 64GHz supérieur à 70% ainsi que des niveaux de composantes croisées relativement faibles (-20dB). Le réseau d'antennes patch alimenté par fente a été mesuré en rayonnement arrière, le niveau dans l'axe est d'environ -12dB, ce qui peut être ennuyeux dans le cadre d'une intégration de l'antenne dans un module de communication 3D.

Dans un second temps, nous avons validé le principe et les performances en termes de diagrammes et de rendement d'une antenne et d'un réseau d'antennes patch sur membrane alimentées par guides d'onde intégrés dans un substrat de faible épaisseur. Les performances de ces deux antennes sont également regroupées dans le tableau 2.2. Malgré l'utilisation d'un guide d'onde de faible épaisseur, on constate que l'éfficacité moyenne de l'antenne seule est de 78% et de 62% pour le réseau.

Les rendements et les diagrammes obtenus avec ces 4 maquettes montrent que la technologie FR4/Pyralux permet d'obtenir de très bonnes performances dans la bande des 60 GHz. L'antenne patch sur membrane alimentée par guide d'onde permet d'obtenir un rayonnement arrière très faible ce qui dans un contexte d'intégration 3D permet de rendre l'antenne d'un point de vue électromagnétique indépendante du reste du module.

A noter que les travaux présentés dans ce chapitre ont été valorisés par une publication et par 2 conférences internationales [3], [4], [5].

Dans le chapitre suivant, le nouveau concept d'antenne excité par guide d'onde intégré est mis en oeuvre en utilisant la plateforme technologique 3D Silicium/BCB dédiée à la réalisation d'un démonstrateur pour le projet SIPCOM.

| Antenne | Coefficient de réflexion (simulation) | Coefficient de réflexion (mesure) | Directivité maximum du prototype (simulation) | Gain maximum (mesure) | Efficacité moyenne (estimation) |
|---|---|---|---|---|---|
| Antenne alimentée par fente | 59-64.82 GHz (9.7%) | 58.7-64.5 GHz (9.7%) | 8.5 dBi | 7.6 dB | 76% |
| Réseau de 1x4 antennes alimentée par fente | 58.9-66.9 GHz (13.3%) | 58.7-65.2 GHz (10.8%) | 13.7 dBi | 12.4 dB | 71% |
| Antenne alimentée par guide d'onde intégrée | 58-66 GHz (13,3%) | 58.5-64.5 GHz (10%) | 8.2 dBi | 7.9 dB | 78% |
| Réseau de 1x4 antennes alimentée par guide d'onde intégrée | 58.5-66 GHz (12.5%) | 60.5-65 GHz (7.5%) | 13.3 dBi | 12.6 dB | 62% |

TABLE 2.2 – Comparaison du coefficient de réflexion, du gain et de l'efficacité des quatres maquettes

# Bibliographie

[1] D. Pozar, *Microwave engineering.* John Wiley & Sons, 2009. (Cité en page 66.)

[2] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, 2006. (Cité en page 66.)

[3] T. Sarrazin, H. Vettikalladi, O. Lafond, M. Himdi, and N. Rolland, "Low cost 60 ghz new thin pyralux membrane antennas fed by substrate integrated waveguide," *Progress In Electromagnetics Research B (PIERS)*, vol. 42, pp. 207–224, 2012. (Cité en page 73.)

[4] H. Vettikalladi, T. Sarrazin, O. Lafond, M. Himdi, and N. Rolland, "60 ghz membrane supported aperture coupled patch antenna based on fr4 and new thin pyralux substrate," *European Microwave Week (EUMW),Amsterdam*, 2012. (Cité en page 73.)

[5] T. Sarrazin, H. Vettikalladi, O. Lafond, M. Himdi, and N. Rolland, "60 ghz membrane antennas fed by substrate integrated waveguide," *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp. 70–73, november 2012. (Cité en page 73.)

# CHAPITRE 3

# Antennes patch sur membrane BCB et Silicium excitées par guide d'onde intégré (SIW) : Démonstrateur du projet SIPCOM

## 3.1 Introduction

Le chapitre bibliographique nous a permis de voir que la conception d'antennes patch sur membrane semble une solution intéressante afin d'optimiser le rendement et la largeur de bande des antennes qui seront intégrées dans le module 3D sur une plateforme Silicium / BCB. Le chapitre précédent (chapitre 2) nous a permis de conforter cette idée à travers la réalisation d'une antenne patch sur membrane alimentée par fente et d'une antenne patch sur membrane alimentée par guide d'onde intégré via une fente de couplage. Cette dernière permet d'obtenir un rayonnement arrière très faible ce qui est intéressant dans un contexte d'intégration 3D. Ce type d'antenne élémentaire excitée par SIW a été choisie comme élément de base du réseau d'antennes qui est implémenté dans le démonstrateur final SIPCOM.

Dans ce chapitre, nous étudions l'intégration d'une antenne et d'un réseau d'antennes alimentés par guide d'onde sur une plateforme Silicium / BCB. La mise en oeuvre d'un démonstrateur d'un réseau de 4 sources excitées par déphaseurs MEMS est ensuite présentée.

## 3.2 Cahier des charges

Le cahier des charges du projet SIPCOM a servi de base à la définition des paramètres de conception de l'antenne reconfigurable en bande millimétrique qui sera intégrée au module 3D :

- La fréquence centrale de fonctionnement du circuit est de 55 GHz avec une bande passante de 5 GHz.
- L'impédance nominale des antennes sera de 50Ω, la bande passante est définie pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.
- La direction de gain maximal des antennes doit être normale au plan des antennes.
- Le gain de l'antenne doit être supérieur ou égal à 11 dBi, incluant les pertes en lignes, mais excluant les pertes d'interconnexion et les pertes des déphaseurs.
- La polarisation est linéaire avec un niveau de polarisation croisée inférieur ou égal à -15 dB.
- La largeur de faisceau du réseau souhaitée est d'environ 25°.
- Le faisceau du réseau sera dépointable dans une gamme supérieure ou égale à ±20°.

## 3.3 Technologie SiP avec intégration de l'antenne

La figure 3.1 montre la technologie SiP sur une plateforme Silicium / BCB avec intégration de l'antenne. Le but étant de réaliser un module 3D (technologie SiP) de dimensions de l'ordre de $10 \times 10 \times 2mm^3$, l'idée de départ (cf. figure 3.1) était de placer sous l'antenne les déphaseurs à base de MEMS-RF développés par XLIM ainsi que l'arborescence permettant de diviser le signal entre les sources. Chaque sortie de déphaseur devait être reliée à chaque source par la transition coaxiale développée par l'IEMN [1]. Le BCB sert de diélectrique pour les structures de propagation (ligne microruban, guide d'onde intégré (SIW), transition verticale...) et est également utilisé pour le collage des wafers en silicium. En outre, il peut être utilisé de capot-membrane pour les antennes imprimées.

L'architecture de l'antenne est de type multicouche, car ce type d'antenne permet une bonne intégration 3D et permet de séparer l'élément rayonnant de l'excitateur (cf. Paragaphe 1.5.2). Afin d'augmenter le rendement et la bande passante de l'antenne (cf. Paragraphe 1.5), l'objectif était d'imprimer l'élément rayonnant sur une membrane en BCB. Cette membrane peut alors être disposée sur une cavité d'air débouchante. L'antenne est composée de deux parties. La partie basse de l'antenne (système d'alimentation par couplage électromagnétique) (cf. figure 3.2.(a)) et la partie haute de l'antenne (élément rayonnant) (cf. figure 3.2.(b)). Le patch sur membrane est alimenté par un guide d'onde intégré via une fente de couplage. Comme nous le

verrons par la suite dans ce chapitre, la technologie finalement utilisée pour la réalisation du démonstrateur a été simplifiée, les déphaseurs étant finalement intégrés sur la même face que le guide d'onde intégré, évitant ainsi l'utilisation de la transition coaxiale dans le silicium.

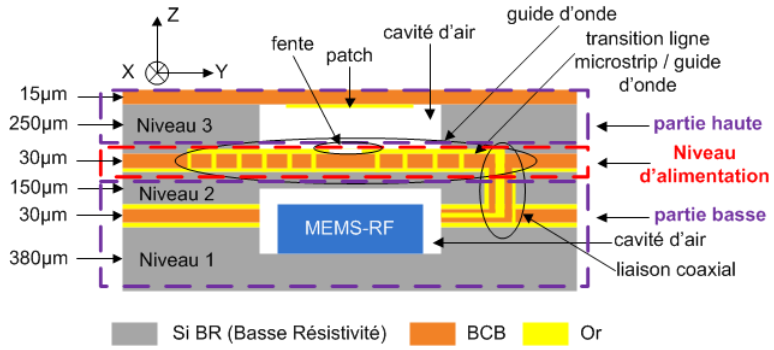



FIGURE 3.1 – Vue de coupe de la technologie SiP avec intégration de l'antenne patch sur membrane alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage

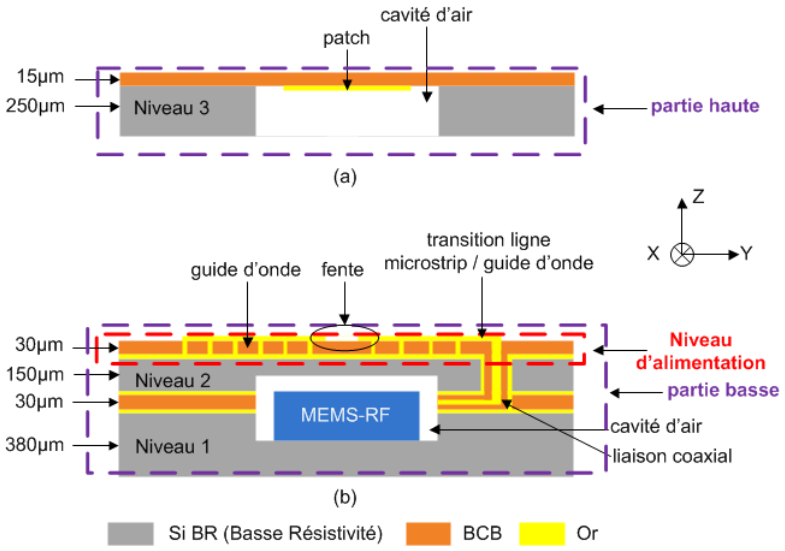



FIGURE 3.2 – (a) Partie haute de l'antenne. (b) Partie basse de l'antenne

Comme il a été dit précédemment, la structure de propagation permettant d'alimenter l'antenne est réalisée sur une structure multicouche (partie entourée en rouge sur la figure 3.2.(b)). La couche de BCB servant de diélectrique à cette structure de propagation a pour épaisseur $30\mu m$. L'étape technologique qui consiste à déposer cette couche de BCB est une étape critique du fait de son épaisseur. La prochaine partie sera donc consacrée à la validation de cette structure multicouche. Cela nous a permis par la même occasion de caractériser le BCB et de valider les différents circuits de distribution permettant l'alimentation de l'antenne (lignes de transmissions, répartiteurs de puissance, etc.).

## 3.4 Validation technologique et caractérisation du BCB

Les différentes structures de propagation sont réalisées sur une couche de BCB d'épaisseur $30\mu m$. À l'intérieur de cette couche de BCB seront réalisés des trous métallisés permettant de remonter la masse au niveau des lignes de transmission et qui permettront également de réaliser le guide d'onde intégré (SIW). L'étape qui consiste à déposer cette couche de BCB d'épaisseur $30\mu m$ est une étape critique qui a posé de nombreux problèmes.

Les problèmes liés à cette couche de BCB sont les suivants :

Afin de diminuer l'effet des contraintes intrinsèques au BCB, une solution serait d'un point de vue technologique de réduire l'épaisseur de cette couche. Cependant d'un point de vue électrique, cela engendrerait une augmentation des pertes dans les lignes et les SIW.

La figure 3.3 montre une vue de coupe de la technologie multicouche permettant de caractériser le BCB et de valider les différentes structures de propagation. La partie entourée en rouge sur cette figure montre aussi les solutions permettant de diminuer l'effet des contraintes intrinsèques du BCB et permettant aussi d'augmenter l'adhérence du BCB. Ainsi, le BCB est structuré afin de ne pas être présent sur la totalité du silicium. Les plans de masse seront également structurés de manière à laisser des zones de silicium apparentes afin d'augmenter l'adhérence du BCB.

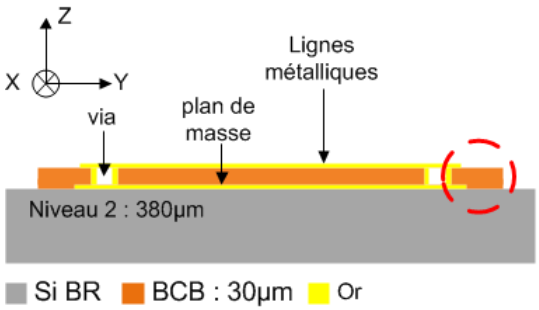



FIGURE 3.3 – Vue de coupe de la technologie mise en place pour caractériser le BCB

Le niveau 2 de l'antenne présentée sur la figure 3.2.(b) du paragraphe 3.3 posséde une épaisseur de $150\mu m$. Lors de la caractérisation du BCB, l'épaisseur du silicium utilisée est finalement de 380um.

### 3.4.1 Desciption du procédé de fabrication

Le procédé de fabrication mis en oeuvre est composé de 6 niveaux de masques et d'environ 25 étapes. La figure 3.4 montre la superposition de ces 6 niveaux de masques.

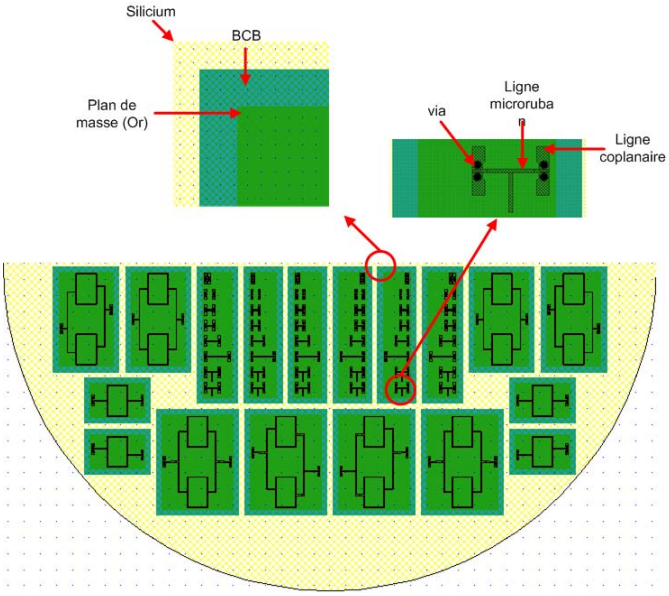



FIGURE 3.4 – Superposition des 6 niveaux de masques

Conventions :

- Sur un masque négatif ce qui est dessiné (figure 3.4) apparaît opaque (chromé)
- Sur un masque positif ce qui est dessiné (figure 3.4) apparaît transparent
- Pour une résine négative, les zones non exposées sont dissoutes
- Pour une résine positive, les zones exposées sont dissoutes

Avant de débuter la description du procédé de fabrication, il convient de préciser quelques techniques de fabrication.

Toutes les lithographies servant à réaliser les structures sont de type optique. Ce procédé de fabrication est expliqué annexe en A paragraphe A.1. Ces lithographies optiques sont réalisées avec un aligneur MA6/BA6 de chez Suss Microtec. Cette machine permet donc d'insoler un substrat recouvert de résine photosensible à travers un masque, et d'obtenir ainsi après révélation le motif du masque ou son inverse si l'on travaille avec une résine négative. Un microscope permet également d'aligner le dessin du masque avec des motifs préexistants situés sur la face avant ou arrière du substrat pour un travail sur plusieurs niveaux. Chaque litographie optique comprend un nettoyage (acétone+alcool+eau désionisée : EDI+séchage $N_2$). Après chaque lithographie optique, un plasma $O_2$ flash peut être réalisé afin d'enlever les résidus organiques après la révélation d'une résine.

Les gravures sèches sont réalisées par plasma RIE. Ce procédé est expliqué en annexe. Chaque gravure sèche est suivie d'un dérésinage classique avec du Remover RPG ou avec du SVC-14.

Les différentes métallisations de ce process sont réalisées par pulvérisation cathodique. Même si la pulvérisation cathodique permet de déposer 1,5$\mu m$ d'or, nous avons fait le choix de déposer que des couches minces (environ 200$nm$) car cela permet de préserver la cible d'or. En effet, lors de dépôts trop longs, le plasma chauffe l'enceinte de la chambre ce qui d'une part perturbe le dépôt, et d'autre part détériore la cible d'or. Afin d'obtenir une épaisseur d'or d'environ 1,5$\mu m$ (ce qui correspond à quelques épaisseurs de peau : 300nm dans l'or à 60 GHz), tous les épaississements d'or ont été réalisés par électrodéposition d'or.

Chaque étape du procédé de réalisation a été développée et adaptée à l'application. Toutes ses étapes sont présentées et détaillées dans les paragraphes suivants. Il faut noter qu'une étape clé qui est le dépôt et la "paternisation" de la couche de BCB d'épaisseur 30$\mu m$, a nécessité de nombreuses étapes d'optimisation.

#### 3.4.1.1 Nettoyage des substrats de silicium

En présence de l'oxygène de l'air, les substrats de silicium s'oxydent en surface sur une épaisseur de 2 à 3 $nm$, on parle alors d'oxyde natif ($SiO_2$). Afin de désoxyder le substrat, il est plongé dans un bain d'acide fluorhydrique (HF) concentré à 50%.

#### 3.4.1.2 Premier niveau de masque

Ce premier niveau de masque va servir à créer les marques d'alignement pour aligner tous les niveaux entre eux. Ces marques d'alignement sont gravées par Plasma RIE dans le silicium et se situent sur la face arrière du substrat. Afin d'obtenir un bon contraste avec le microscope de l'aligneur, les marques d'alignement ont une profondeur d'environ 5$\mu m$.

**Résinage**

Cette étape va permettre de définir les marques d'alignement en face arrière en servant de masque lors de la gravure du silicium. On utilise ici un masque positif et une résine positive. Les paramètres de dépôt, d'exposition et de révélation de la résine sont rassemblés dans le tableau 3.1. Afin de protéger la face avant du substrat pendant la gravure des marques d'alignement en face arrière la même résine est utilisée en face avant. Les paramètres de dépôt et de recuit sont rassemblés dans le tableau 3.1.

| Résine positive | SPR220 4.5 | |
|---|---|---|
| Face | arrière | avant |
| Vitesse | 2500 t/m/s | 2500 t/m/s |
| Accélération | 1000 t/m | 1000 t/m |
| Temps | 10 s | 10 s |
| Epaisseur | $\approx 6\mu m$ | $\approx 6\mu m$ |
| Recuit | 115°C, 2 min, sur plaque | 115°C, 10 min, sur plaque |
| Exposition | 6 sec, en contact | |
| Relaxation | 30 min | |
| Révélation | MIF726 pur, $\approx$ 1,20 min | |

TABLE 3.1 – Paramètres de dépôt, d'exposition et de révélation de la résine SPR220 4.5 (masque positif)

**Gravure sèche des marques d'alignement**

Les paramètres de la gravure sont rassemblés dans le tableau 3.2. La figure 3.5 représente le substrat silicium avec les marques d'alignement réalisées.

| |
|---|
| $CF_4 : 10sccm$ |
| $SF_6 : 20sccm$ |
| Pression : $P_r = 50mTorr$ |
| Puissance : $P_t = 100W$ |
| Durée de gravure : $t = 2,30min$ |

TABLE 3.2 – Paramètres de gravure RIE du silicium

FIGURE 3.5 – Vue en coupe du substrat de Silicium après gravure des marques d'alignement

### 3.4.1.3 Deuxième niveau de masque

Le deuxième niveau de masque va servir à définir les plans de masse pour les structures de propagation. C'est un masque positif et la résine utilisée est positive. Ce deuxième niveau de masque va servir de moule pour l'électrodéposition et va également servir de masque pour protéger l'électrodéposition pendant l'attaque Or de la couche d'accroche. Pour cela, une résine négative a été utilisée. Cela a permis de réutiliser le masque ayant servi à réaliser le moule pour l'électrodéposition d'Or.

**Pulvérisation Titane/Or**

Ce dépôt par pulvérisation cathodique va servir de couche d'accroche pour l'électrodéposition d'Or. Afin d'obtenir une bonne accroche de l'or sur le silicium, on dépose tout d'abord une fine couche de titane. L'épaisseur déposée est de $20nm$. Ensuite, une fine couche d'or d'épaisseur $200nm$ est déposée. Une pré-pulvérisation est faite avant chacun des dépôts pour nettoyer la cible. Les paramètres de dépôt sont rassemblés dans le tableau 3.3.

| Dépôt de titane comme couche d'accroche | |
|---|---|
| Pré-pulvérisation | 5 min |
| Pulvérisation | $P_u = 250W$, $D_{ar} = 30sccm$, t = 60 s |
| Dépôt de l'or | |
| Pré-pulvérisation | 5 min |
| Pulvérisation | $P_u = 175W$, $D_{ar} = 30sccm$, t = 100s |

TABLE 3.3 – Paramètres de pulvérisation titane et or

**Résinage**

Cette étape va permettre de définir le moule pour l'électrodéposition afin d'augmenter l'épaisseur de la couche d'Or. On utilise ici un masque positif et une résine positive. Les paramètres de dépôt, d'exposition et de révélation de la résine sont rassemblés dans le tableau 3.4. La figure 3.6 représente une vue de coupe du substrat silicium après métallisation de la couche d'accroche et réalisation du moule d'électrodéposition.

| Résine positive | AZ9260 |
|---|---|
| Face | avant |
| Vitesse | 2400 t/m/s |
| Accélération | 300 t/m |
| Temps | 30 s |
| Epaisseur | $\approx 8\mu m$ |
| Eecuit | 110°C, 5 min, sur plaque |
| Exposition | 500 mJ/cm$^2$, $\approx$ 50 s |
| Révélation | AZ400k 20% |
| Recuit | 110°C, 5 min, sur plaque |

TABLE 3.4 – Paramètres de dépôt, d'exposition et de révélation de la résine AZ9260 (masque positif)

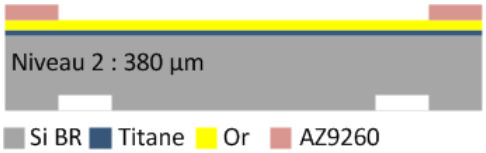



FIGURE 3.6 – Vue de coupe de la technologie après métallisation et réalisation du moule d'électrodéposition

**Electrodéposition d'or**

Les paramètres du dépôt électrolytique d'or sont indiqués ci-dessous et la figure 3.7 représente le substrat silicium après électrodéposition.

- Temps : 5 minutes
- Intensité du courant : 60 mA
- Epaisseur : $1,5\mu m$

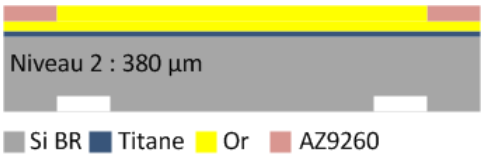



FIGURE 3.7 – Vue de coupe de la technologie après le dépôt électrolytique d'or

**Résinage**

Cette étape va permettre de protéger le dépôt électrolytique d'or pendant la gravure chimique de la couche d'accroche. Le masque utilisé est positif et la résine négative. Les paramètres de dépôt, d'exposition et de révélation de la résine sont rassemblés dans le tableau 3.5.

| Résine négative | AZNLOF2020 |
|---|---|
| Face | avant |
| Vitesse | 3000 t/m/s |
| Accélération | 1000 t/m |
| Temps | 20 s |
| Epaisseur | $\approx 1\mu m$ |
| Recuit | 110°C, 1 min, sur plaque |
| Exposition | 4 s |
| Recuit | 110°C, 1 min, sur plaque |
| Révélation | MIF322, $\approx$ 45 s |

TABLE 3.5 – Paramètres de dépôt, d'exposition et de révélation de la résine AZNLOF2020 (masque positif)

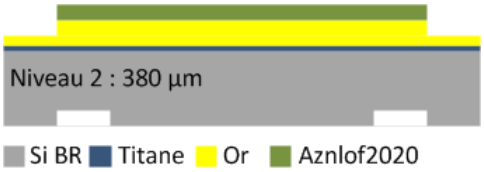



FIGURE 3.8 – Vue de coupe de la technologie après protection du dépôt électrolytique d'or

**Gravue chimique**

Cette étape va permettre de graver les métaux et pour cela deux solutions chimiques sont utilisées (cf. tableau 3.6).

| Attaque or | Attaque titane |
|---|---|
| $KI/I_2/H_2O$ | BEO7 :1 |
| t ≈ 1,30 min | t ≈ 45 s |

TABLE 3.6 – Attaque Or et Titane

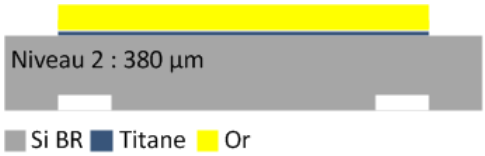



FIGURE 3.9 – Vue de coupe de la technologie après gravure des métaux

#### 3.4.1.4 Troisième et quatrième niveaux de masque

Ces deux masques vont servir à structurer les patchs de BCB et vont également servir à ouvrir les vias. Actuellement, il existe plusieurs types de BCB (série 3000 et 4000) commercialisés par la société DOW Chemical. Afin de définir les motifs (patch de BCB, vias) il nous faut graver le BCB.

La gravure humide du BCB est quasi impossible, aucun produit ne parvient à attaquer le BCB lorsque celui-ci est polymérisé entièrement. Les moyens de gravure restants sont la lithographie optique et la gravure sèche. Les premiers essais ont été réalisés avec du BCB de la série 3000 qui est une résine non photosensible. Il faut donc le graver par voie sèche. La gravure de BCB par voie sèche a fait l'étude de nombreux travaux. On retrouve dans la littérature des études sur les types de gaz à utiliser, la puissance de plasma optimale, le type de masque à utiliser [2], [3], [4], [5], [6].

Malgré ces études, le BCB reste un matériau très difficile à graver. Même dans les conditions optimales, la vitesse de gravure est inférieure à 1 $\mu m/min$. La résistance du BCB au plasma

est si élevée qu'il est difficile de trouver un matériau permettant de créer un masque d'une épaisseur suffisante pour la gravure profonde du BCB ($30\mu m$ dans notre cas).

Nous avons donc choisi une résine de BCB photosensible de la série 4000 et plus précisément le 4026-46. Cette résine permet, en un seul dépôt, de déposer une épaisseur d'environ $15\mu m$. Afin d'obtenir une épaisseur de BCB de $30\mu m$, deux dépôts seront nécessaires. Étant photosensible, il est possible de créer des motifs dans la couche de BCB par rayonnement aux UV.

**Dépot des deux couches de BCB**

- **1 - Préparation :** L'utilisation du BCB qui se conserve dans un congélateur nécessite un conditionnement avant dépôt sur la structure. Il faut le préparer la veille dans une seringue et la sortir du congélateur 1 à 3 heures à l'air ambiant avant de l'enduire sur le substrat.

- **2 - Dépôt, pré-recuit et insolation :** On dépose du BCB à l'aide de la seringue sur toute la surface du wafer (son épaisseur dépend de la vitesse de rotation et de sa viscosité), cette étape étant suivie d'un pré recuit sur plaque chauffante pour éliminer les solvants résiduels. Le BCB est ensuite insolé en utilisant le troisième masque (résine négative : les zones insolées resteront pendant la révélation). Les paramètres de ces trois étapes sont rassemblés dans le tableau 3.7. Ces paramètres permettent d'obtenir une couche de BCB ayant une épaisseur d'environ $16\mu m$.

| Résine négative | BCB 4026-46 |
|---|---|
| Face | avant |
| Vitesse (1) | 500 t/m/s |
| Accélération (1) | 100 m/s |
| Temps (1) | 10 s |
| Vitesse (2) | 1500 t/m/s |
| Accélération (2) | 1000 m/s |
| Temps (2) | 30 s |
| Epaisseur | $\approx 16\mu m$ |
| Pré-Recuit | 110°C, 3 min, sur plaque |
| Insolation | 95 s, 900 $mJ/cm^2$ |

TABLE 3.7 – Paramètres de dépôt et d'exposition du BCB 4026-46 (masque positif)

- **3 - Développement :** Après l'insolation, on développe le BCB par spin-coating en déposant le développeur DS2100 sur le BCB. On laisse agir le DS2100 pendant un temps X puis on lance le spin-coating pendant 30 secondes afin d'évacuer le DS2100. Le temps

et la quantité de DS2100 sont déterminés visuellement par l'apparition d'irisation en surface du BCB. Quand les irisations apparaissent, il faut stopper la révélation.

- **4 - Polymérisation :** Après développement, on polymérise le BCB. Cette polymérisation se fait à 250°C pendant 1 heure. Afin d'éviter les contraintes, la montée en température jusqu'à 250°C se fait par paliers. La descente en température s'effectue de manière progressive, toujours dans le but de réduire l'effet des contraintes. Cette courbe de température en fonction du temps est montrée figure 3.10.

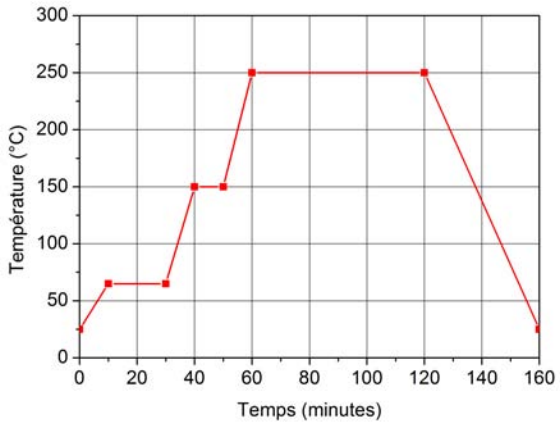



FIGURE 3.10 – Courbe de température pour la polymérisation du BCB

La figure 3.11 montre une photo prise au microscope optique après les 4 étapes décrites ci-dessus. Sur cette photo, on constate que les trous métallisés ne sont pas ouverts. Après mesure au profilomètre, il reste entre 3 et 4 $\mu m$ de BCB au fond des vias. L'épaisseur de BCB restante étant relativement faible, il est donc possible de graver le BCB restant par gravure sèche.

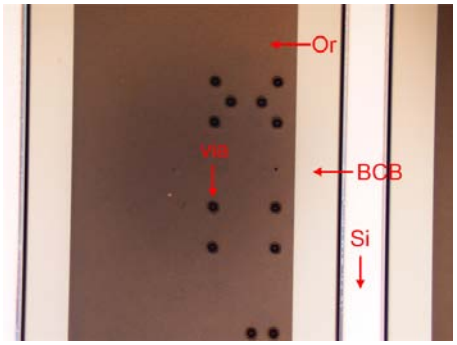



FIGURE 3.11 – Photo au microscope optique après le dépôt de la première couche de BCB

Afin de ne graver que les vias, il est nécessaire de réaliser un masque afin de protéger les zones qui ne sont pas à graver. Afin de réaliser cette étape, on utilise une résine positive et un

masque positif (quatrième masque). Les paramètres de dépôt, d'exposition et de révélation de la résine sont rassemblés dans le tableau 3.8. Les paramètres de la gravure sèche sont rassemblés dans le tableau 3.9.

| | |
|---|---|
| Résine positive | AZ9260 |
| Face | avant |
| Vitesse | 2400 t/m/s |
| Accélération | 300 t/m |
| Temps | 30 s |
| Epaisseur | $\approx 8\mu m$ |
| Recuit | 60°C, 30 min, sur plaque |
| Exposition | 700 $mJ/cm^2$, $\approx$ 70 s |
| Révélation | AZ400k 20% |
| Recuit | 110°C, 10min, sur plaque |

TABLE 3.8 – Paramètres de dépôt, d'exposition et de révélation de la résine AZ9260 (masque positif)

| |
|---|
| $CF_4 : 20sccm$ |
| $O_2 : 20sccm$ |
| Pression : $P_r = 50mTorr$ |
| Puissance : $P_t = 250W$ |
| Durée de gravure : $t = 6min$ |

TABLE 3.9 – Paramètres de gravure RIE du BCB

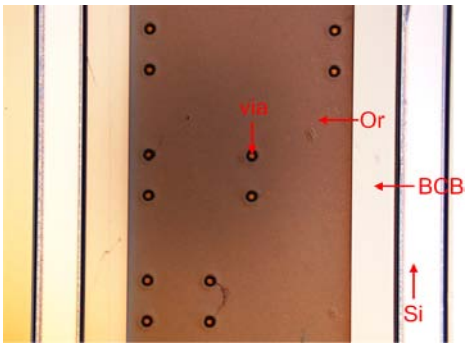



FIGURE 3.12 – Photo au microscope optique après le dépôt de la première couche de BCB

Après la gravure du BCB au fond des trous métallisés, on constate que visuellement les vias sont correctement ouverts (cf. figure 3.12). Afin de s'assurer de cela des mesures DC sous pointes entre deux vias ont été réalisées.

Le dépôt de la deuxième couche de BCB se fait de la même manière que la première. Après le dépôt de la deuxième couche, on obtient une épaisseur d'environ 32$\mu m$. Les photos 3.13

et 3.14 permettent de visualiser les trous métallisés ouverts ,les plans de masse et les patchs de BCB. Une vue en coupe de la technologie est présentée figure 3.15 après toutes les étapes technologiques expliquées précédemment.

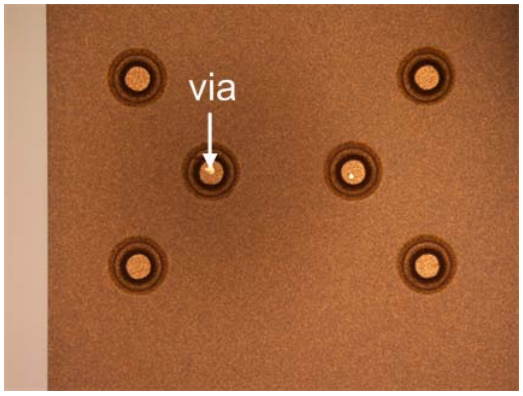



FIGURE 3.13 – Photo au microscope optique des vias après le dépôt et la gravure de la deuxième couche de BCB

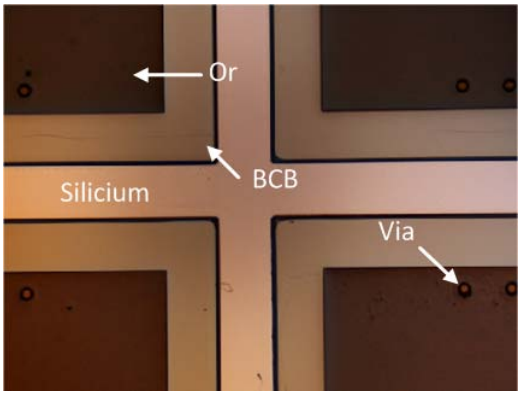



FIGURE 3.14 – Photo au microscope optique des plans de masse et des patchs de BCB

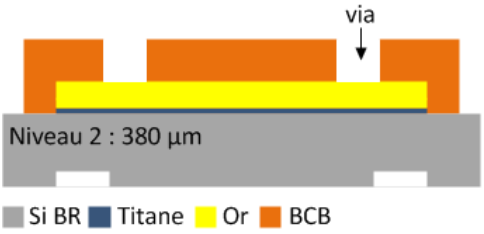



FIGURE 3.15 – Vue de coupe de la technologie après le dépôt des deux couches de BCB

#### 3.4.1.5 Cinquième et sixième niveaux de masque

Ces deux derniers masques vont servir à réaliser les moules d'électrolyse afin d'électrolyser les vias et les différentes structures de propagation. Le cinquième masque servira à réaliser le moule pour l'électrolyse d'or des vias et le sixième masque servira à réaliser le moule d'électrolyse d'or pour les différentes structures de propagation. Les paramètres de la lithographie optique permettant de réaliser le moule d'électrolyse pour les vias sont différents de ceux permettant de réaliser le moule d'électrolyse pour les structures de propagation, car la quantité de résine à révéler est beaucoup plus importante dans un trou métallisé que la quantité de résine se trouvant en surface du BCB. Ce problème est présenté figure 3.16.

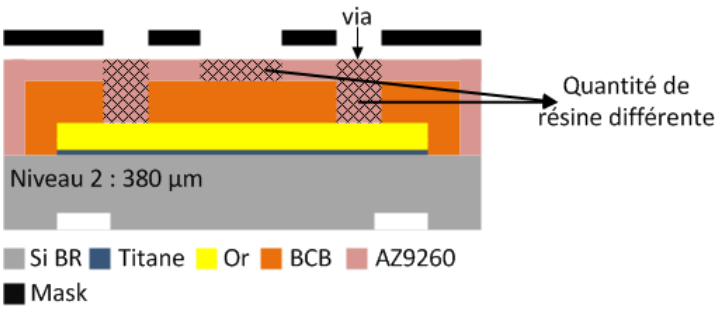



FIGURE 3.16 – Vue de coupe de la technologie avec un seul masque

**Pulvérisation Chrome/Or**

Ce dépôt par pulvérisation cathodique va servir de couche d'accroche pour l'électrodéposition d'Or. Afin d'améliorer l'accroche de l'or sur le BCB, on dépose au préalable une fine couche de chrome pleine plaque. L'épaisseur déposée est de $20nm$. Ensuite, on dépose une fine couche d'or d'épaisseur $200nm$. Une pré-pulvérisation est faite avant chacun des dépôts pour nettoyer la cible. Les paramètres de dépôt sont rassemblés dans le tableau 3.10.

| Dépot du chrome comme couche d'accroche | |
|---|---|
| Pré-pulvérisation | 5 min |
| Pulvérisation | $P_u = 175W$, $D_{ar} = 70sccm$, $t = 45s$ |
| Dépot de l'or | |
| Pré-pulvérisation | 5 min |
| Pulvérisation | $P_u = 175W$, $D_{ar} = 30sccm$, $t = 100s$ |

TABLE 3.10 – Paramètres de pulvérisation chrome et or

**Résinage du moule pour l'électrolyse des trous métallisés**

Cette étape va permettre de définir le moule pour l'électrolyse d'or des trous métallisés. On utilise un masque positif et la résine AZ9260 qui est une résine positive. Les paramètres de dépôt, de révélation et d'exposition sont les mêmes que ceux permettant de réaliser le masque pour la gravure sèche du BCB (cf. paragraphe 3.4.1.4).

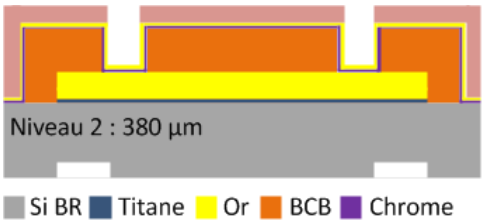



FIGURE 3.17 – Vue de coupe de la technologie après métallisation de la couche d'accroche et réalisation du moule d'électrolyse

**Electrodéposition d'or**

Les paramètres du dépôt électrolytique d'or sont les suivants :

- Temps : 60 minutes
- Intensité du courant : 11 mA
- Epaisseur : $1,5\mu m$

La figure 3.18 est une photo d'un via après une électrolyse d'or prise au M.E.B. Le M.E.B ou microscope à balayage électronique permet de prendre des photos en 3 dimensions avec une résolution allant jusqu'à 3-5 nm.

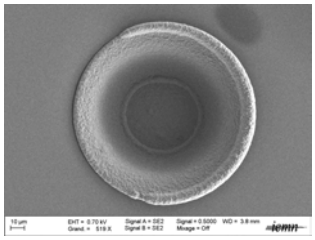


FIGURE 3.18 – Photo prise au M.E.B après le dépôt électrolytique d'or dans un via

**Résinage du moule pour l'électrolyse des différentes lignes de propagation**

Cette étape va permettre de définir le moule pour l'électrolyse des différentes lignes de propagation. Les paramètres de dépôt, de révélation et d'exposition sont les mêmes que ceux permettant de réaliser le moule pour structurer les plans de masse (cf. paragraphe 3.4.1.3).

**Electrodéposition d'or**

Les paramètres du dépôt électrolytique d'or pour les structures de propagation sont les mêmes que ceux pour les vias.

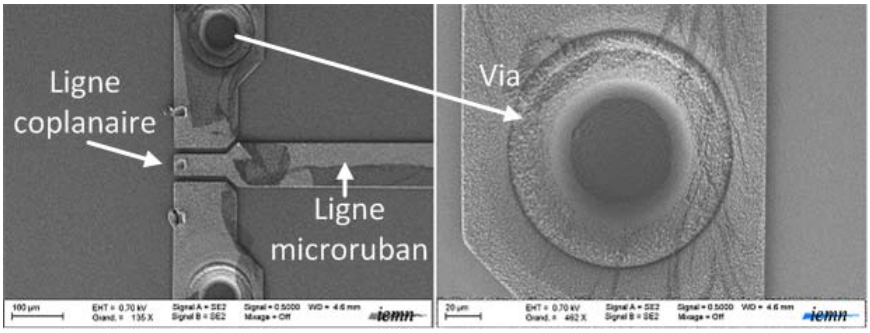



FIGURE 3.19 – Photo prise au M.E.B après le dépôt électrolitique d'or des différentes lignes de propagation

### 3.4.2 Caractérisation hyperfréquence des structures de propagation

Cette partie est consacrée aux mesures RF sous pointes des différentes structures de propagation réalisées précédemment (cf. figure 3.20).

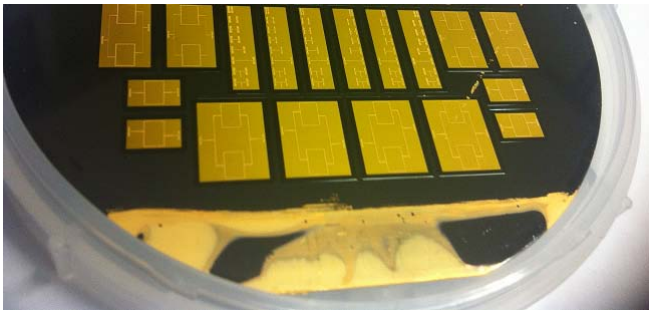


FIGURE 3.20 – Photo du wafer après réalisation de la technologie

Les structures réalisées sur ce wafer sont les suivantes :

- un kit de calibration TRL (Thru-Reflect-Line) pour la mesure des paramètres S
- des lignes microrubans avec un stub quart d'onde permettant d'évaluer la permittivité du diélectrique [7]
- des répartiteurs de puissance 1 vers 2 et 1 vers 4 en tête bêche ainsi que des répartiteurs/déphaseurs passifs 1 vers 2 et 1 vers 4 permettant d'évaluer les pertes en lignes et de valider la technologie

#### 3.4.2.1 Description du banc de mesure

Le banc de mesures est constitué de différents éléments (cf. figure 3.21) :

FIGURE 3.21 – Photographie du banc de mesures : (a) Analyseur de réseaux vectoriel. (b) Station sous pointes

- Un analyseur de réseaux vectoriel. Dans notre cas, nous avons utilisé un analyseur 8510c de chez Agilent (45 MHz - 110 GHz). L'analyseur de réseau a été calibré en utilisant le kit de calibration TRL réalisé sur le wafer. Un échantillon du kit de calibration utilisé est présenté sur la figure 3.22.

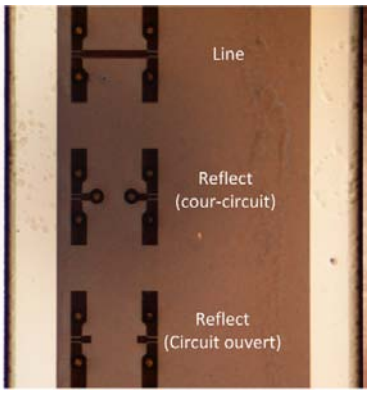



FIGURE 3.22 – Photo au microscope du kit de calibration sur BCB

- Une station de mesure sous pointes. Les mesures ont été réalisées avec des pointes Infinity de la marque Cascade. Ces pointes fonctionnent jusqu'à 110 GHz et présentent une distance entre chaque pointe de $100\mu m$. La pointe est constituée d'une tête munie d'un connecteur coaxial. L'accès à la structure à mesurer se faisant en guide coplanaire, il convient, lorsque l'on travaille en microruban (dans notre cas), de réaliser une transition coplanaire-microruban. La figure 3.23 montre une photo d'un accès pointe réalisé pour les mesures des différentes structures de propagation. L'accès pointe a été dimensionné de manière à pouvoir utiliser les pointes Infinity. Ces caractéristiques sont présentées ci-dessous.

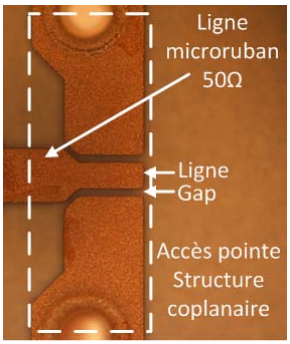



FIGURE 3.23 – Photo au microscope optique de l'accès pointe (Impédance caractéristique : 58Ω, ligne : $42\mu m$, gap : $12\mu m$

- Une station de travail avec un logiciel de récupération de données : elle permet la saisie à distance des mesures, leur stockage et leur traitement.

#### 3.4.2.2 Caractérisation du BCB

La société DOW Chemical indique une permittivité du BCB à 20 GHz de $2,65$ et un tangente de pertes de $0,0008$. Pour cette dernière caractéristique, la fréquence n'est pas indiquée. Dans cette partie, le BCB sera caractérisé afin d'obtenir la permittivité et l'angle de pertes à 60 GHz.

**Tangente de pertes**

Pour obtenir le tangente de pertes, une ligne $50\Omega$ (largeur $0,82\mu m$) de longueur $2mm$ a été mesurée (cf. figure 3.24).

FIGURE 3.24 – Photo au microscope optique de la ligne mesurée

Les pertes mesurées sont totales, c'est à dire correspondant aux pertes diélectriques auxquelles viennent s'ajouter les pertes métalliques et les pertes par rayonnement. Pour obtenir l'angle de pertes du substrat, nous utilisons le procédé suivant :

La ligne microruban de $2mm$ est simulée à l'aide du simulateur électromagnétiques 3D de CST. Ce logiciel permet de réaliser des simulations électromagnétque 3D qui estiment les pertes totales (diélectriques + métalliques + rayonnement). En égalant ces pertes aux pertes totales mesurées, ceci nous permet de quantifier l'angle de pertes du substrat.

Les mesures de la ligne sont présentées sur la figure 3.24.

A 60 GHz, on constate que pour une ligne d'impédance $50\Omega$ de longueur 2 $mm$, les pertes sont d'environ 0,3 $dB$ soit $0,15dB/mm$.

Après rétrosimulation de la ligne microruban d'impédance 50 $\Omega$ et de longueur 2 $mm$, on obtient un angle de pertes d'environ $0,01$. L'angle de pertes obtenu après la rétrosimulation est peut-être surestimé, car les pertes métalliques sont peut-être sous-estimées. En effet, le logiciel de simulation électromagnétique ne permet pas de prendre en compte la rugosité de la métallisation.

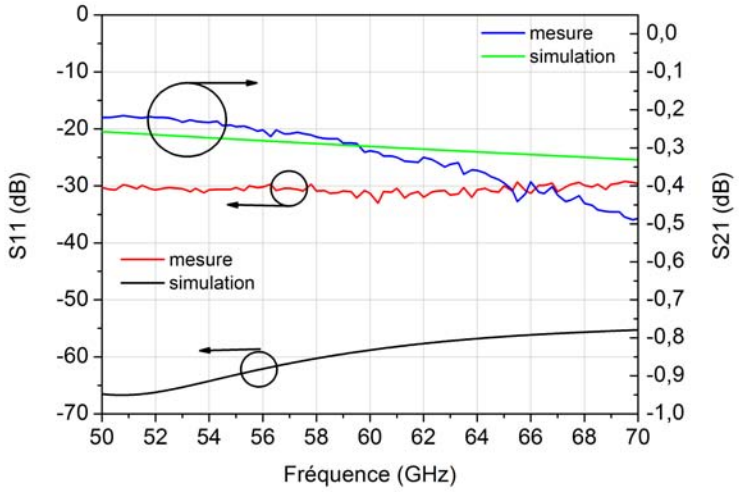



FIGURE 3.25 – Mesures et rétro-simulations d'une ligne de longueur $2mm$ sur BCB

### Permittivité diélectrique

Pour obtenir la permittivité diélectrique du BCB, nous avons utilisé une structure résonante munie d'une ligne microruban et d'un stub quart d'onde (cf. figure 3.26) [7]. Cette structure résonante est mesurée en transmission pour obtenir sa fréquence de résonnance. Cette même structure est simulée à l'aide de CST. En égalant la fréquence de résonance calculée et celle mesurée, nous obtenons l'estimation de la permittivité diélectrique du substrat sous test.

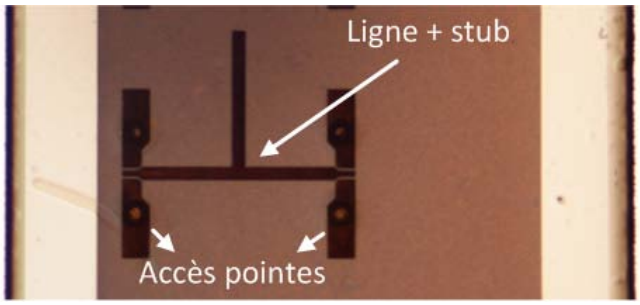



FIGURE 3.26 – Structure résonnante : Mesure de S21

Le coefficient de transmission mesuré est fourni figure 3.27 et la fréquence de résonance est de 59,3 GHz. Sur cette même figure, on trouve également la structure après rétrosimulation pour un $\epsilon_r$ de 2,67. A 60 GHz la permittivité du BCB est d'environ 2,67.

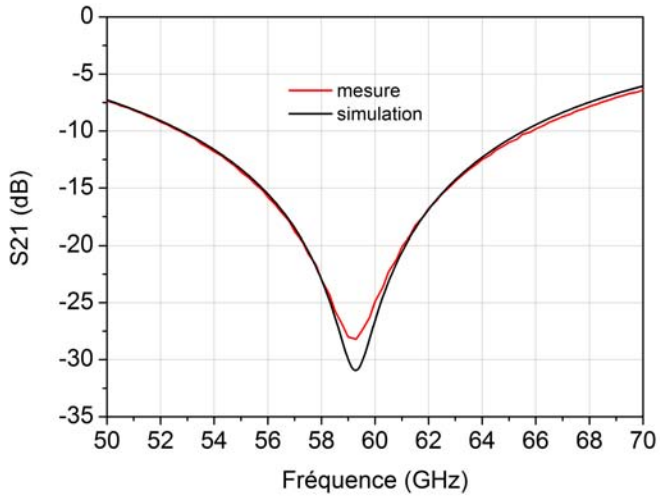



FIGURE 3.27 – S21 mesuré et rétrosimulé

#### 3.4.2.3 Mesures des répartiteurs de puissance

Pour alimenter des réseaux phasés d'antennes de 2 ou 4 éléments, des répartiteurs de puissance $1 \rightarrow 2$ et $1 \rightarrow 4$ sont conçus. Dans le cas d'un répartiteur $1 \rightarrow 2$, la répartition est réalisée par le biais d'une simple jonction en T entre trois lignes 50Ω. Une ligne quart d'onde est insérée en entrée pour adapter l'impédance du port d'alimentation à l'impédance équivalente à la mise en parallèle des deux lignes 50Ω de sortie. Un répartiteur de puissance $1 \rightarrow 4$ n'est autre qu'une mise en cascade de deux répartiteurs $1 \rightarrow 2$. Afin de pouvoir mesurer les pertes en lignes des répartiteurs $1 \rightarrow 2$ et $1 \rightarrow 4$, ces derniers ont été positionnés en tête-bèche (cf. figure 3.28.(c) et (d)).

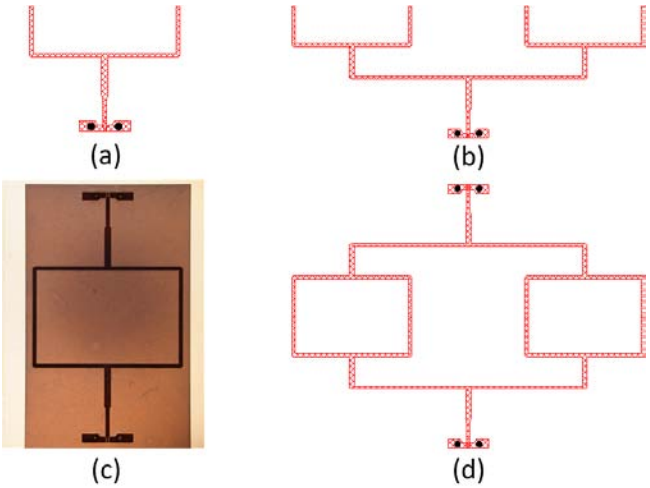



FIGURE 3.28 – Répartiteur de puissance. (a) Répartiteur $1 \rightarrow 2$. (b) Répartiteur $1 \rightarrow 4$. (c) Répartiteur $1 \rightarrow 2$ en tête-bèche (Photo prise au microscope optique). (d) Répartiteur $1 \rightarrow 4$ en tête-bèche

Les figures 3.29.a et 3.29.b montrent les mesures en réflexion et transmission de ces deux répartiteurs. Le coefficient de réflexion est inférieur à $-15dB$ pour les deux répartiteurs. Pour le répartiteur $1 \rightarrow 2$ en tête-bêche, le coefficient de transmission est de $-1,62dB$ à 60GHz, soit $0,84dB$ de pertes pour un seul répartiteur. Pour le répartiteur $1 \rightarrow 4$, le coefficient de transmission est de $-3,2dB$, soit environ $1,6dB$ de pertes pour un seul répartiteur de puissance.

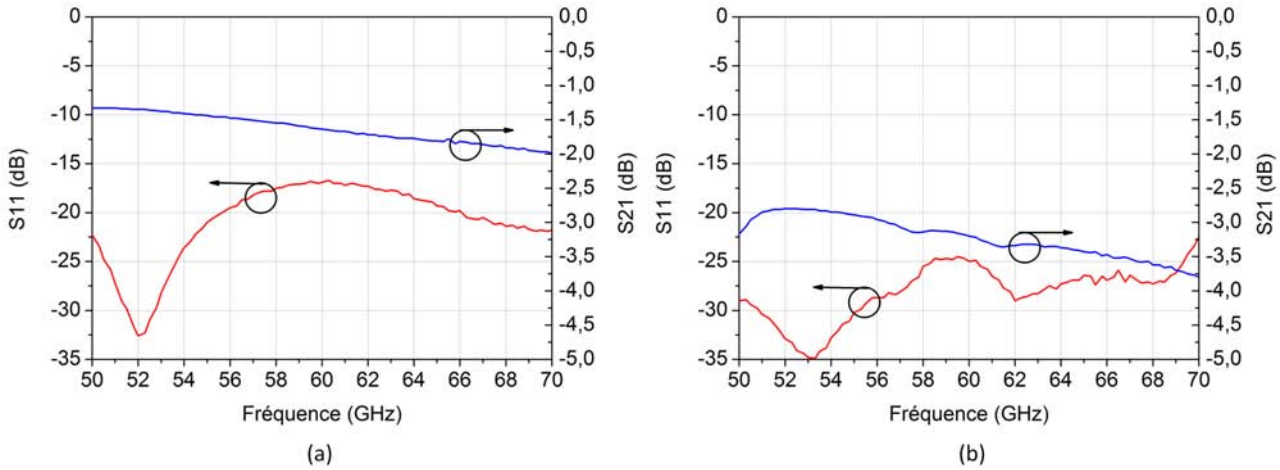



FIGURE 3.29 – Mesures en réflexion et en transmission. (a) Caractéristiques du répartiteur $1 \rightarrow 2$. (b) Caractéristiques du répartiteur $1 \rightarrow 4$

Le répartiteur de puissance $1 \rightarrow 2$ en tête-bêche possède une longueur de $7,68mm$ et présente des pertes de $-1,62dB$. Cela représente donc des pertes de l'ordre de $0,21dB/mm$. Le répartiteur de puissance $1 \rightarrow 4$ en tête-bêche a pour longueur $13,68mm$ et présente des pertes de l'ordre de $-3,2dB$, soit environ $0,23dB/mm$. Précédemment, nous avons vu qu'une ligne de 2mm présentait des pertes de l'ordre de $0,15dB/mm$. Les différences obtenues en termes de pertes entre la ligne et les répartiteurs de puissance sont dues à la présence des coudes sur les répartiteurs.

D'un autre côté et pour vérifier le dépointage du faisceau d'une manière "passive", des circuits de répartition/déphasage ont également été réalisés et mesurés. Par rapport aux répartiteurs précédents, les jonctions sont décalées dans le but de créer des déphasages entre les signaux de sortie. Ces décalages sont directement proportionnels aux déphasages désirés.

Les figures 3.30.a et 3.30.b montrent les répartiteurs/déphaseurs $1 \rightarrow 2$ et $1 \rightarrow 4$ permettant de répartir la puissance et de déphaser en même temps les signaux de sortie de $65^\circ$ à la fréquence centrale $f_0 = 60GHz$. Comme pour les répartiteurs simples, afin de pouvoir réaliser les mesures, les répartiteurs/déphaseurs ont été positionnés en tête-bêche. Le niveau des pertes en transmission est équivalent à celui des répartiteurs simples (sans déphasage).

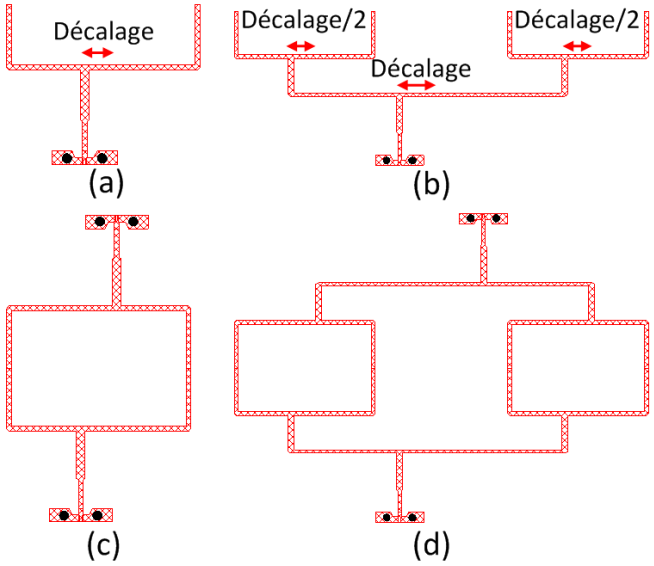



FIGURE 3.30 – Répartiteurs/Déphaseurs. (a) Schéma d'un répartiteur/déphaseur 1 → 2. (b) Schéma d'un répartiteur/déphaseur 1 → 4. (c) Répartiteur/déphaseur 1 → 2 en tête-bèche. (d) Répartiteur/déphaseur 1 → 4 en tête-bèche

## 3.5 Antenne patch sur membrane BCB alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage

La partie précédente nous a permis de valider la structure multicouche servant à réaliser le niveau d'alimentation des antennes. Cela nous a également permis de valider par la mesure différentes structures de propagation et de caractériser le BCB.

Comme il a été énoncé dans l'introduction de ce chapitre, l'antenne élémentaire excitée par SIW a été choisie comme élément de base du réseau d'antennes qui est implémenté dans le démonstrateur final SIPCOM. Ce réseau sera associé à un émetteur fonctionnant autour de 55GHz disponible à l'IEMN. Il a donc fallu dimensionner les antennes sur la nouvelle technologie (silicium/BCB) pour permettre un fonctionnement autour de cette fréquence. Le travail concerne dans cette partie, la simulation d'une antenne patch sur membrane BCB alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage.

### 3.5.1 Description de l'antenne

La vue de coupe d'une antenne élémentaire complète en technologie silicium/BCB est présenté en figure 3.31. L'antenne est composée de deux parties. La partie basse de l'antenne (système d'alimentation par couplage électromagnétique) et la partie haute de l'antenne (élément rayonnant). Ce design d'antenne a été optimisé afin de répondre d'une part à certaines exigences en termes de conception technologique et d'autre part en termes de performances.

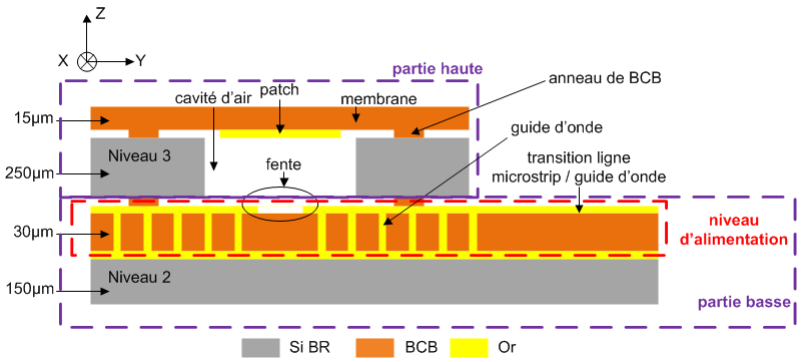



FIGURE 3.31 – Vue de coupe de l'antenne patch sur membrane BCB

Nous allons décrire le design de cette antenne du haut vers le bas. Les substrats utilisés sont du BCB ($\epsilon_r = 2.67 - tan\delta = 0.01$ à 60 GHz) et du silicium basse résistivité (BR) (bas coût) ($\epsilon_r = 11.9 - tan\delta = 0.05$). L'élément rayonnant (patch) sera positionné sur une membrane de BCB d'épaisseur $15\mu m$ à l'intérieur de la cavité. Afin de pouvoir réaliser technologiquement la membrane BCB (report de la membrane sur la cavité d'air), les dimensions de la cavité d'air en X et Y ont été optimisées. Cette cavité d'air a pour dimensions $x \times y \times z = 2500\mu m \times 2500\mu m \times 250\mu m$. La membrane sera collée au silicium avec un anneau de scellement en BCB d'épaisseur $12\mu m$. La partie haute de l'antenne sera également collée à la partie basse avec un anneau de scellement de BCB.

À l'inverse des antennes Pyralux (cf. chapitre 2), la fente de couplage du guide d'onde intégré vers l'antenne n'est plus longitudinale, mais transversale au guide, permettant de symétriser le réseau dans le plan où les sources sont alignées. Le guide d'onde intégré est réalisé dans du BCB d'épaisseur $30\mu m$ avec des vias métallisés de $150\mu m$ de diamètre et un espacement de $500\mu m$. Comme pour les prototypes en Pyralux, une transition guide d'onde intégré - microruban a été ajoutée en entrée de chaque antenne élémentaire. La figure 3.32 montre les dimensions du patch, de la fente, du guide et de la transition ligne microruban - guide d'onde.

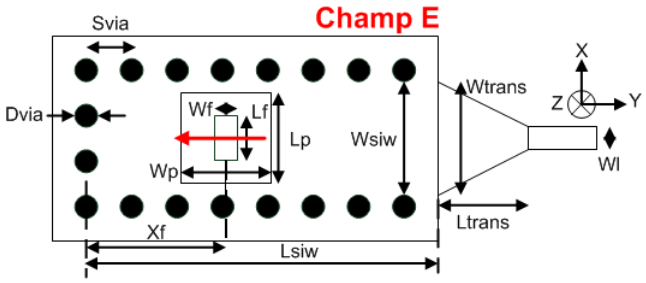



FIGURE 3.32 – Dimensions du patch, de la fente, du guide et de la transition ligne microruban - guide d'onde. $W_{siw} = 2.5mm$, $L_{siw} = 5mm$, $D_{via} = 0.15mm$, $S_{via} = 0.5mm$, $L_p = 2.05mm$, $W_p = 2.05mm$, $L_f = 1.1mm$, $W_f = 0.3mm$, $Y_f = 1.55mm$, $W_{trans} = 0.5mm$, $L_{trans} = 2.7mm$, $W_l = 0.82mm$

### 3.5.2 Simulations de l'antenne élémentaire

L'antenne élémentaire est simulée sous le simulateur électromagnétique 3D CST Microwave Studio pour estimer ses performances (cf. figure 3.33). Elle est alimentée par une ligne microruban 50Ω.

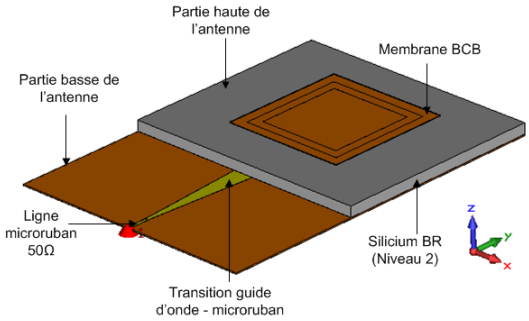



FIGURE 3.33 – Modélisation 3D de l'antenne sous CST

La figure 3.34.(a) montre l'évolution du coefficient de réflexion de l'antenne optimisée. Ce dernier est inférieur à -10dB sur la bande 52.5 - 57.5 GHz. La figure 3.34.(b) présente la directivité et le gain simulés. La directivité à 55GHz est de 8.7dBi et le gain est de 7.5dB. À 55GHz l'antenne présente une efficacité de 74%.

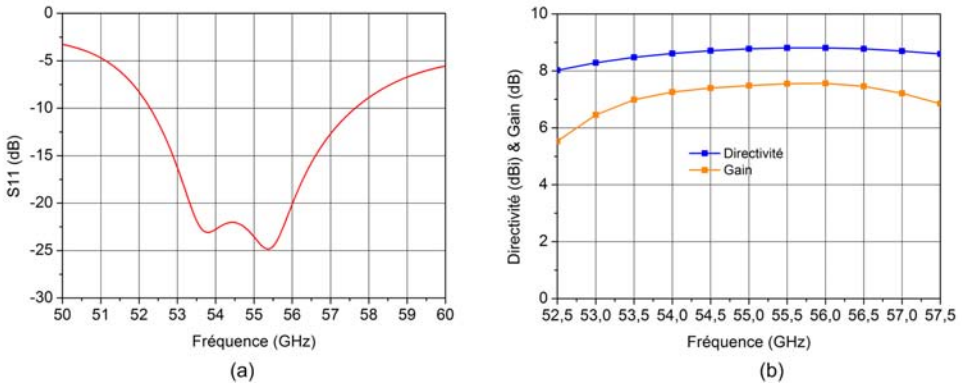



FIGURE 3.34 – (a) Coefficient de réflexion de l'antenne. (b) Directivité et gain de l'antenne en fonction de la fréquence

La figure 3.35 montre les diagrammes de rayonnement 2D dans le plan H (plan ZX) et dans le plan E (plan ZY) de l'antenne à 53, 55, 56 et 57GHz. Dans les deux plans, l'ouverture à -3dB est d'environ 70°. Comme le montrent les figures3.35.(a) à 3.35.(d), les diagrammes de rayonnement restent stables en fonction de la fréquence. Le niveau des composantes croisées dans le plan H est inférieur à -30dB.

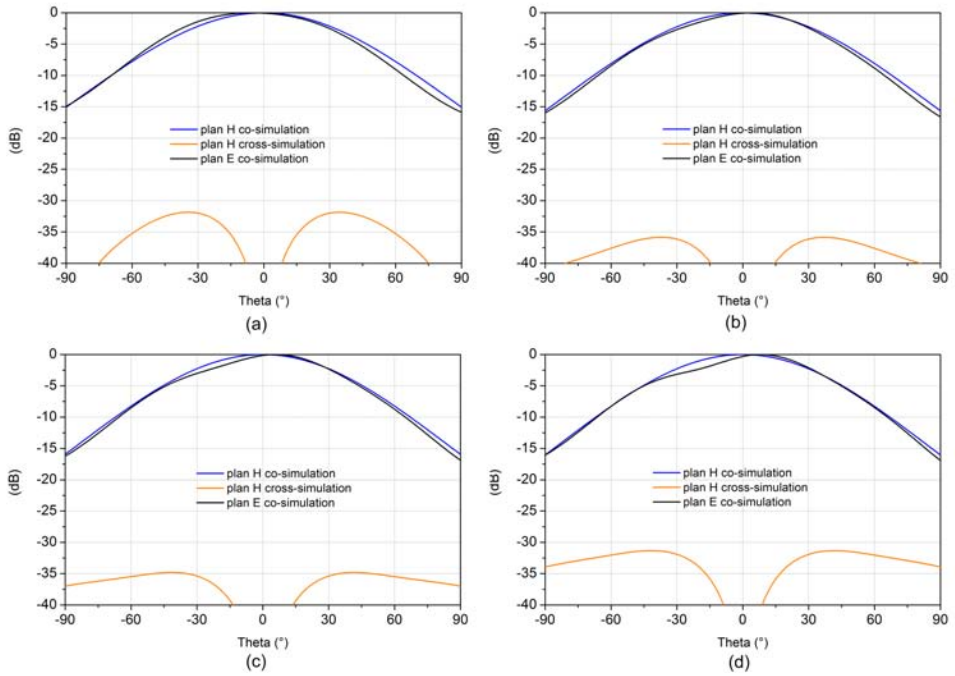



FIGURE 3.35 – Diagrammes de rayonnement 2D d'une antenne élémentaire dans le plan H (plan ZX) et dans le plan E (plan ZY). (a) f=53GHz. (b) f=55GHz. (c) f=56GHz. (d) f=57GHz

### 3.5.3 Simulations d'un réseau de quatre antennes élémentaires

Dans cette partie, l'antenne élémentaire définie et simulée précédemment est utilisée comme élément rayonnant d'un réseau de quatre éléments (cf. figure 3.36) espacés d'une distance de $0.55\lambda_0$ c'est-à-dire 3mm à 55GHz.

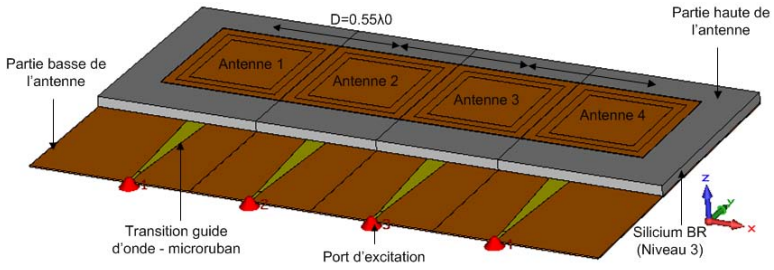



FIGURE 3.36 – Vue 3D du réseau de quatre antennes élémentaires

Dans un premier temps, chaque élément du réseau est alimenté par un port d'alimentation d'impédance 50Ω. Sur chaque port d'alimentation sont définies l'amplitude et la phase du signal. Nous pouvons ainsi appliquer sur chaque élément rayonnant les phases proposées par le déphaseur d'XLIM, ce qui nous permet aussi d'estimer les performances de l'antenne sans tenir compte des pertes par réflexion et transmission qu'on peut avoir lorsqu'on insère le circuit de répartition.

La figure 3.37 montre les coefficients de réflexion respectivement pour une source située au

centre (ports 2 et 3) et à l'extérieur (ports 1 et 4). Les coefficients de réflexion sont inférieurs à -10dB sur la bande 52 - 57.5GHz.

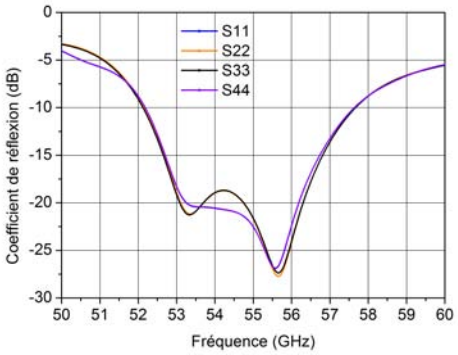



FIGURE 3.37 – Coefficient de réflexion des 4 antennes élémentaires constituant le réseau

Les figures 3.38.(a) et 3.38.(b) montrent les diagrammes de rayonnement 2D dans le plan H à 55GHz et 57GHz concernant les composantes principales et croisées lorsque le faisceau pointe dans l'axe et lorsque le faisceau dépointe d'un angle de 18°. Pour ce dernier cas, les 4 antennes sont respectivement alimentées avec des phases 0°, 65°, 130° et 195° et en considérant que toutes les amplitudes sont identiques. En réalité, les pertes des déphaseurs MEMS réalisés par XLIM présenteront des pertes légèrement différentes selon les états de phase ce qui aura pour effet d'imposer une pondération en amplitude entre les antennes. Le niveau des lobes secondaires est inférieur à -13dB quand le faisceau pointe dans l'axe et inférieur à -11.5dB quand le faisceau dépointe à 18°. Dans l'axe ou lorsque le faisceau dépointe, le niveau de polarisation croisée est inférieur à -35dB. L'ouverture à mi-puissance est d'environ 22°.

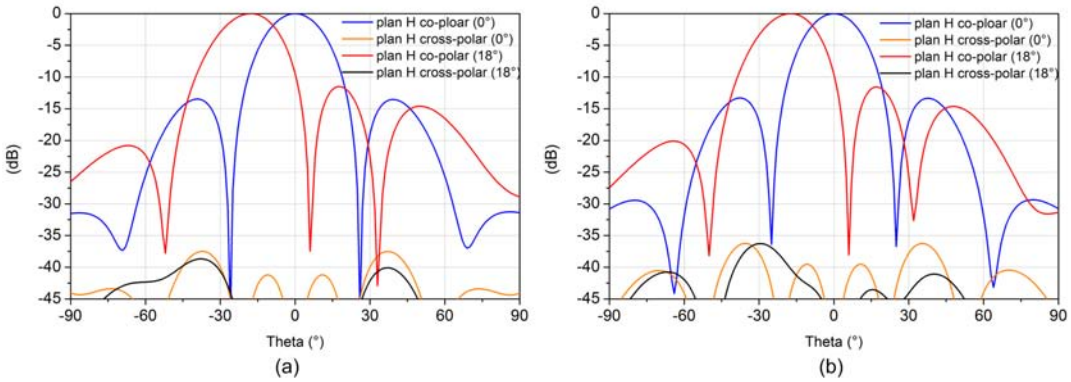



FIGURE 3.38 – Diagramme de rayonnement 2D dans le plan H (plan ZX). (a) f=55GHz. (b) f=57GHz

La figure 3.39 montre l'évolution de la directivité et du gain dans l'axe et lorsque le faisceau de l'antenne dépointe d'environ 18°. Quand le faisceau dépointe d'environ 18°, la directivité reste quasiment identique à celle dans l'axe avec une directivité moyenne d'environ 13dBi sur la bande 52 - 57GHz. Le gain moyen dans l'axe et lorsque l'on dépointe est de 11.2dB sur la bande de fréquence 52 - 57GHz.

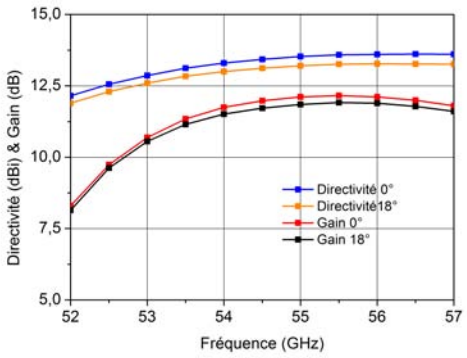



FIGURE 3.39 – Directivité et gain du réseau d'antennes dans l'axe et pour un dépointage de 18°

Afin d'alimenter ce réseau de quatre antennes élémentaires, un diviseur de puissance 1 vers 4 est utilisé. Les différents paramètres de ce diviseur sont donnés sur la figure 3.40. Ce répartiteur de puissance est une association de 3 répartiteurs 1 vers 2. Un répartiteur 1 vers 2 est réalisé par le biais d'une jonction en T entre trois lignes 50Ω. Une ligne quart d'onde est insérée en entrée pour adapter l'impédance du port d'alimentation ou de la ligne à l'impédance équivalente à la mise en parallèle des deux lignes 50Ω de sortie.

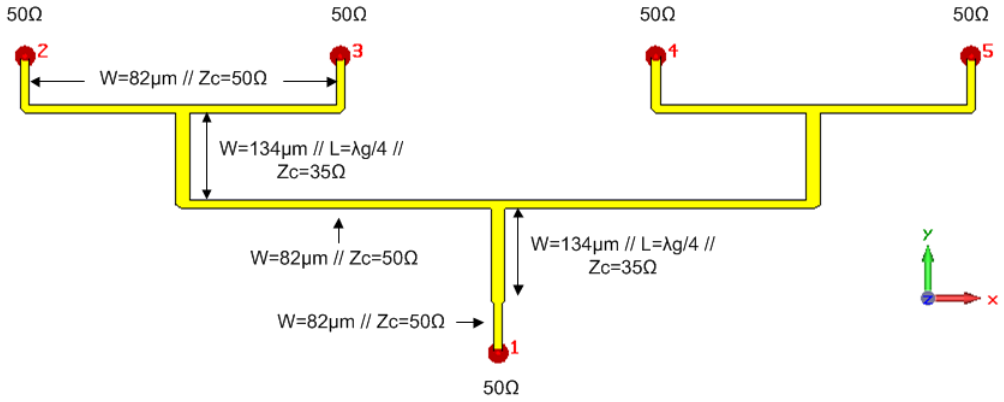



FIGURE 3.40 – Arborescence d'alimentation 1 vers 4

La figure 3.41 montre le réseau d'antennes avec l'intégration du diviseur de puissance 1 vers 4.

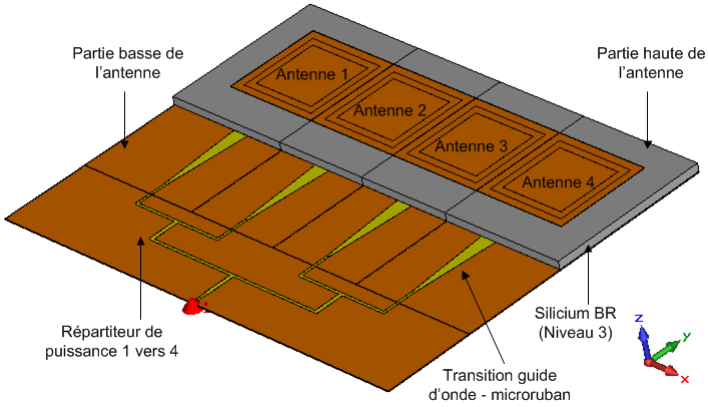



FIGURE 3.41 – Réseau d'antennes alimenté par un diviseur de puissance 1 vers 4

Le coefficient de réflexion de cette antenne est montré figure 3.42.(a). Le réseau d'antennes avec l'intégration du diviseur de puissance présente un coefficient de réflexion inférieur à -10dB sur la bande 53 - 57GHz. La directivité ainsi que le gain simulé sont présentés sur la figure 3.42.(b). Le gain reste supérieur à 10.2dB avec un maximum de 12dB à 55GHz. La directivité à 55GHz est de 13.9dBi.

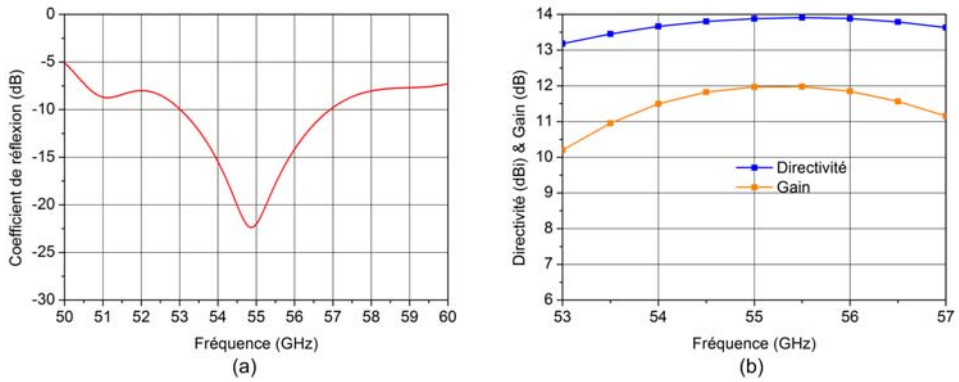



FIGURE 3.42 – (a) Coefficient de réflexion du réseau d'antennes. (b) Directivité et gain du réseau d'antennes

Les diagrammes de rayonnement dans le plan H (plan ZX) simulés à 55 et 57GHz en polarisation principale et croisée sont fournis figure 3.43.(a) et figure 3.43.(b). Le niveau des lobes secondaires est de -14dB à 55GHz et de -12dB à 57GHz. Le niveau de polarisation croisé à 55 et 57GHz est inférieur à -25dB. La remontée du niveau de la polarisation croisé par rapport au cas sans diviseur de puissance est due au rayonnement des lignes du diviseur de puissance.

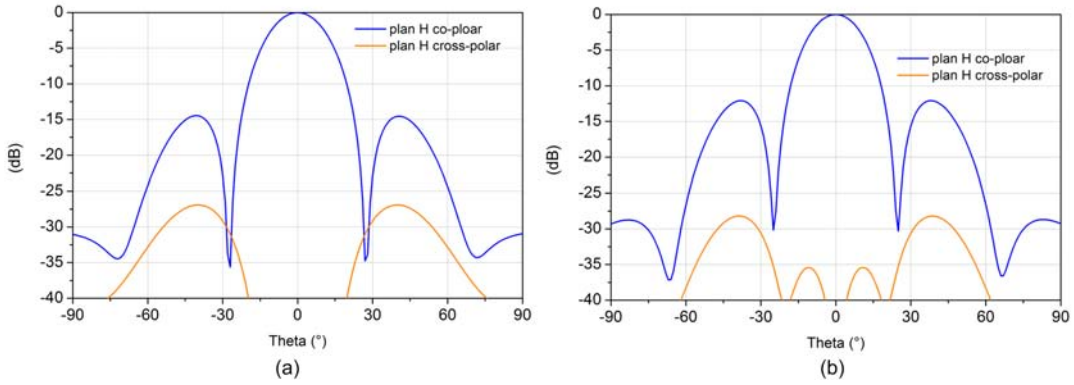



FIGURE 3.43 – Diagrammes de rayonnement 2D dans le plan H (plan ZX). (a) f=55GHz. (b) f=57GHz

L'antenne patch sur membrane BCB alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage présentée précédemment était initialement l'antenne qui devait être implémentée dans le démonstrateur final SIPCOM. Le report de la membrane en BCB sur la cavité d'air se situant dans le silicium (niveau 3) de l'antenne est une étape complexe technologiquement. Afin de simplifier la réalisation du module final, nous avons pour le premier démonstrateur, modifié la partie haute de l'antenne présentée précédemment. Sur l'antenne présentée dans la partie suivante, le patch se situe sur une membrane en silicium. La partie basse de l'antenne est la même.

## 3.6 Antenne patch sur membrane silicium alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage

Dans cette partie, nous présentons l'antenne qui sera intégrée au démonstrateur final SIPCOM.

### 3.6.1 Description de l'antenne

La vue de coupe d'une antenne élémentaire est présentée en figure 3.44. Ce design d'antenne a été optimisé afin de répondre d'une part à certaines exigences en termes de conception technologique et d'autre part en termes de performances.

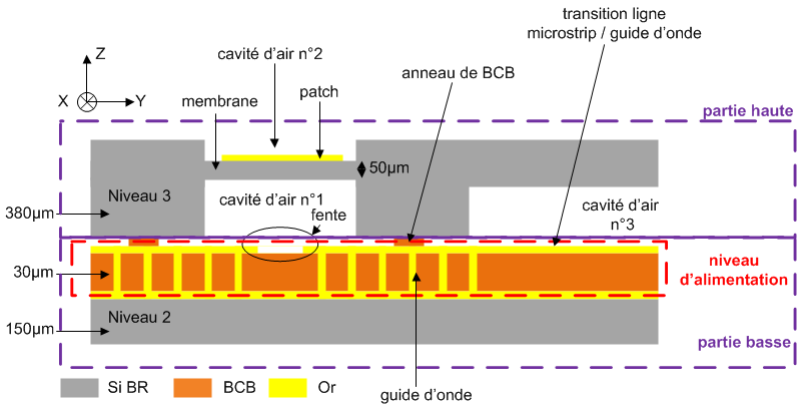



FIGURE 3.44 – Vue de coupe de l'antenne sur membrane BCB

Par rapport à l'antenne étudiée précédemment, seule la partie haute de l'antenne a été modifiée. La partie basse de l'antenne reste la même hormis la taille et le positionnement de la fente sur le guide. Les substrats utilisés sont du BCB et du silicium haute résistivité (HR). Le niveau 3 de cette antenne (silicium HR) possède une épaisseur de $380\mu m$. Sous le patch, on trouve une cavité d'air (cavité d'air n°1) ayant pour dimensions $x \times y \times z = 4000\mu m \times 4000\mu m \times 230\mu m$. On trouve également une cavité d'air (cavité d'air n°2) sur la patch ayant pour dimensions $x \times y \times z = 4000\mu m \times 4000\mu m \times 100$ . Le patch sera positionné à l'intérieur de la cavité n°2 sur une membrane en silicium d'épaisseur $50\mu m$. Afin d'améliorer l'adaptation de l'antenne, le silicium est creusé (cavité d'air n°3) au-dessus de la transition SIW-micoruban. Cette cavité d'air présente une hauteur de $230\mu m$ et une largeur (x) de $800\mu m$.

La figure 3.45 montre les dimensions du patch, de la fente, du guide et de la transition ligne microruban - guide d'onde. Par rapport à l'antenne patch sur membrane BCB, la taille du patch, le positionnement de la fente par rapport au court circuit ainsi que la taille de la fente ont été modifiés afin d'adapter l'antenne.

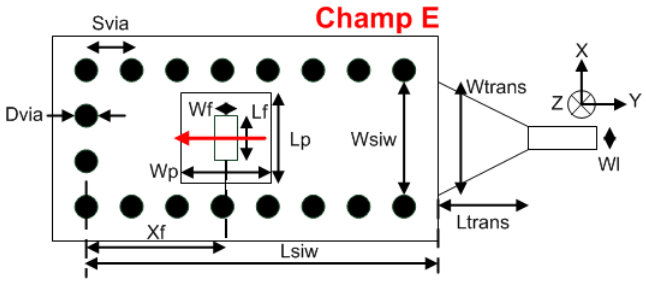



FIGURE 3.45 – Dimensions du patch, de la fente, du guide et de la transition ligne microruban - guide d'onde. $W_{siw} = 2.5mm$, $L_{siw} = 5mm$, $D_{via} = 0.15mm$, $S_{via} = 0.5mm$, $L_p = 1.6mm$, $W_p = 1.53mm$, $L_f = 1mm$, $W_f = 0.3mm$, $Y_f = 1.55mm$, $W_{trans} = 0.5mm$, $L_{trans} = 2.7mm$, $W_l = 0.82mm$

### 3.6.2 Simulations de l'antenne élémentaire

L'antenne élémentaire est simulée sous le simulateur électromagnétique 3D CST Microwave Studio pour estimer ses performances (cf. figure 3.46).

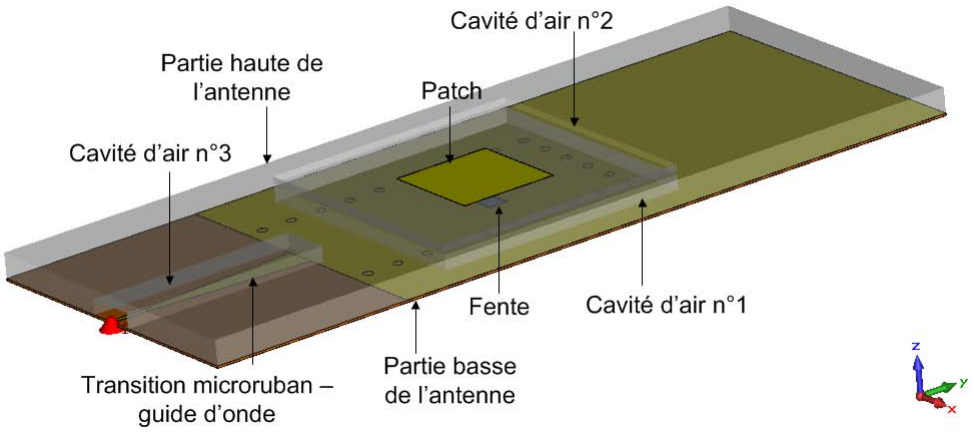



FIGURE 3.46 – Modélisation 3D de l'antenne sous CST

Le coefficient de réflexion simulé est donné figure 3.47.(a) et est inférieur à -10dB sur la bande 52 - 57GHz. La figure 3.47.(b) présente la directivité et le gain simulé. La directivité à 55GHz est de 9.7dBi et le gain est de 8.4dB. En simulation, l'efficacité de l'antenne à 55GHz est de 72%.

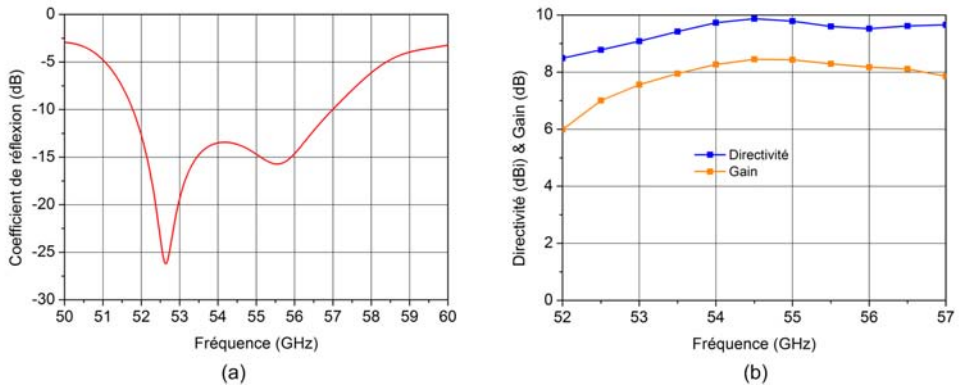



FIGURE 3.47 – (a) Coefficient de réflexion de l'antenne. (b) Directivité et gain de l'antenne en fonction de la fréquence

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan ZY) et H (plan ZX) sont donnés figure 3.48 et ce à la fréquence de 53, 55, 56 et 57GHz. Dans le plan H, l'ouverture à mi-puissance est de 78° et le niveau de composante croisée est inférieur à -20dB à 53 et 56GHz (cf. figure 3.48.(a) et figure 3.48.(c)) et inférieur à -25dB à 55 et 57GHz (cf. figure 3.48.(b) et figure 3.48.(d)). L'ouverture simulée dans le plan E est d'environ 40°. On observe une dissymétrie du diagramme dans ce plan. Cette dissymétrie est due à la diffraction qui elle même est due à la taille de l'antenne dans ce plan.

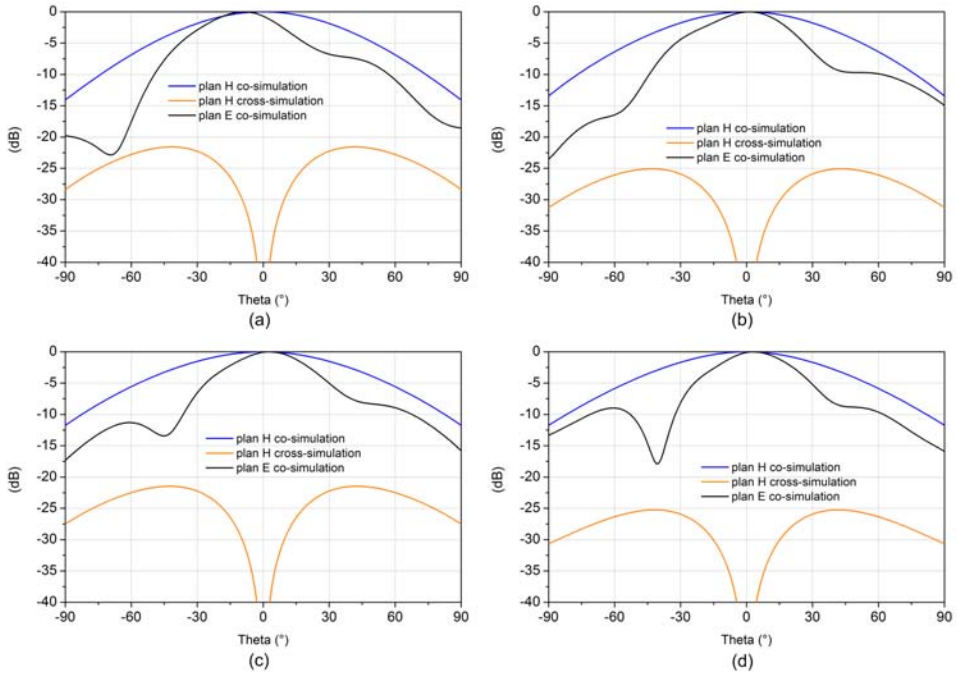



FIGURE 3.48 – Diagrammes de rayonnement 2D d'une antenne élémentaire dans le plan H (plan ZX) et dans le plan E (plan ZY). (a) f=53GHz. (b) f=55GHz. (c) f=56GHz. (d) f=57GHz

### 3.6.3 Simulations d'un réseau de quatre antennes élémentaires

La source définie et simulée précédemment a été mise en réseau dans le plan H. Le réseau de 4 antennes sur membrane et excitées par SIW via des fentes de couplage est présenté 3.49.(a). Les quatre patchs distants de $0.55\lambda_0$ imprimés sur le silicium se retrouvent suspendus sur une cavité unique (cavité d'air n°1) de taille $4 \times 13mm^2$, seuls des plots de silicium ($0.6 \times 0.6mm^2$) ont été conservés pour assurer le maintien mécanique de la membrane silicium (cf. figure 3.49.(c) et figure 3.49.(d)).

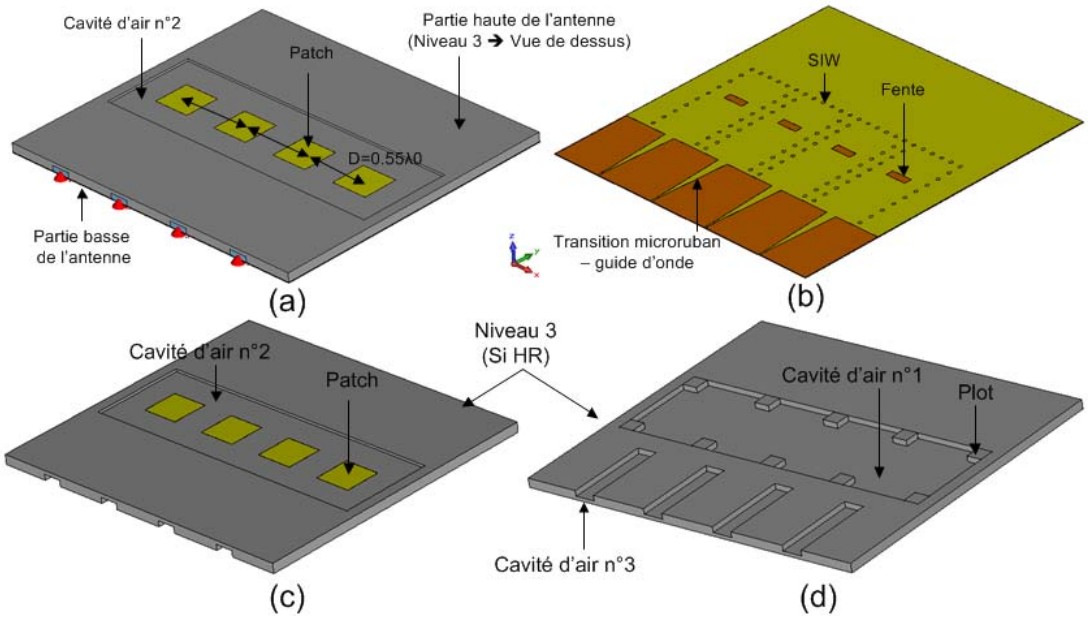



FIGURE 3.49 – Réseau d'antennes à 4 éléments. (a) Modélisation 3D sous CST. (b) SIW + vias + fente (partie basse). (c) Vue de dessus du silicium (niveau 3). (d) Vue de dessous du silicium (niveau 3)

Chaque élément du réseau est alimenté par un port d'impédance 50Ω. Sur chaque port d'alimentation sont définies l'amplitude et la phase du signal. Nous pouvons ainsi appliquer sur chaque élément rayonnant les phases proposées par le déphaseur d'XLIM.

La figure 3.50 montre les coefficients de réflexions respectivement pour une source située à l'extérieur (ports 1 et 4) et au centre (ports 2 et 3). Les coefficient de réflexion des 4 antennes sont inférieurs à -10dB sur la bande 52 - 57GHz.

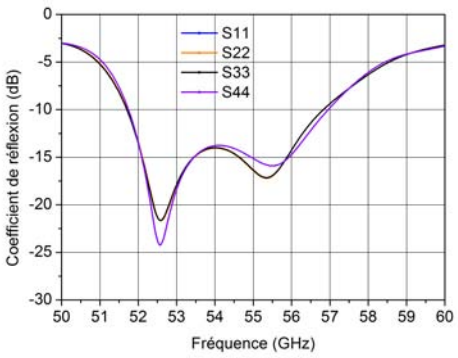



FIGURE 3.50 – Coefficient de réflexion des 4 antennes élémentaires constituant le réseau

Les résultats en rayonnement sont présentés figure 3.51.(a) et figure 3.51.(b) respectivement lorsque le faisceau pointe dans l'axe (tous les patchs sont alimentés en phase) et lorsque le faisceau dépointe d'un angle de 18°. Pour ce dernier cas, les 4 antennes sont respectivement alimentées avec des phases de 0°, 65°, 130° et 195° et en considérant que toutes les amplitudes sont identiques. En réalité, les pertes des déphaseurs MEMS réalisés par Xlim présenteront des pertes légèrement différentes selon les états de phase ce qui aura pour effet d'imposer une pondération en amplitude entre les antennes. L'ouverture à mi-puissance est de 23°. Le niveau des lobes secondaires est inférieur à -13dB quand le faisceau point dans l'axe et inférieur à -11dB quand le faisceau dépointe à 18°. Dans l'axe où lorsque le faisceau dépointe, le niveau de polarisation croisée est inférieur à -22dB.

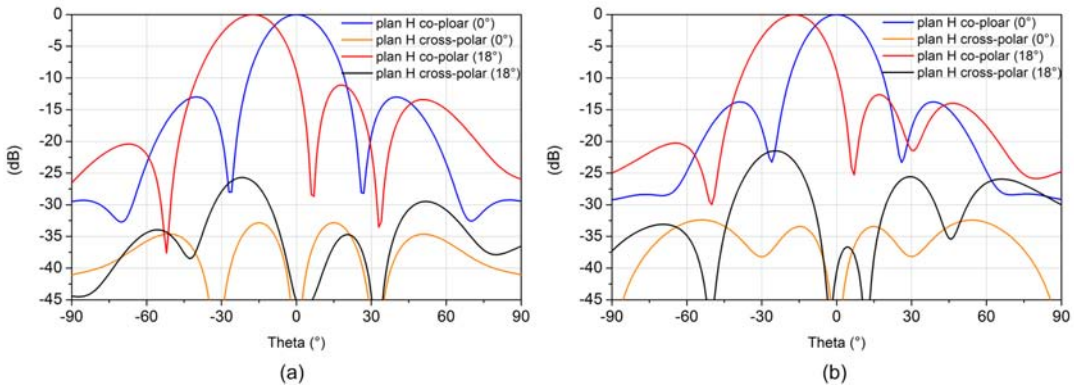



FIGURE 3.51 – Diagrammes de rayonnement 2D dans le plan H (plan ZX). (a) f=55GHz. (b) f=57GHz

La figure 3.52 montre l'évolution de la directivité et du gain dans l'axe et lorsque le faisceau dépointe d'environ 18°. À 55GHz, les directivités dans l'axe et lorsque le faisceau dépointe sont quasi identiques (15.1dBi et 14.8dBi). Pour cette même fréquence, dans l'axe et pour un dépointage de 18°, le gain a pour valeur 13.6dB et 13.4dB. Dans l'axe pour une fréquence de

55GHz, l'antenne présente une efficacité simulée de 71%.

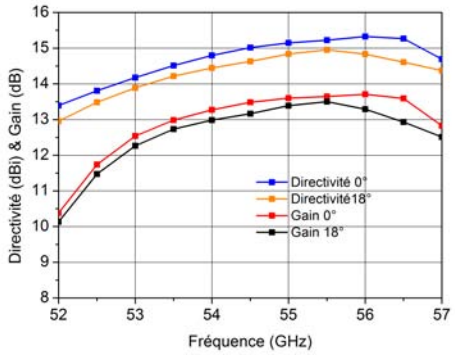



FIGURE 3.52 – Directivité et gain du réseau d'antennes dans l'axe et pour un dépointage de 18°

## 3.7 Réalisation du démonstrateur final SIPCOM

La figure 3.53 montre un schéma du démonstrateur SIPCOM en cours de réalisation à l'IEMN.

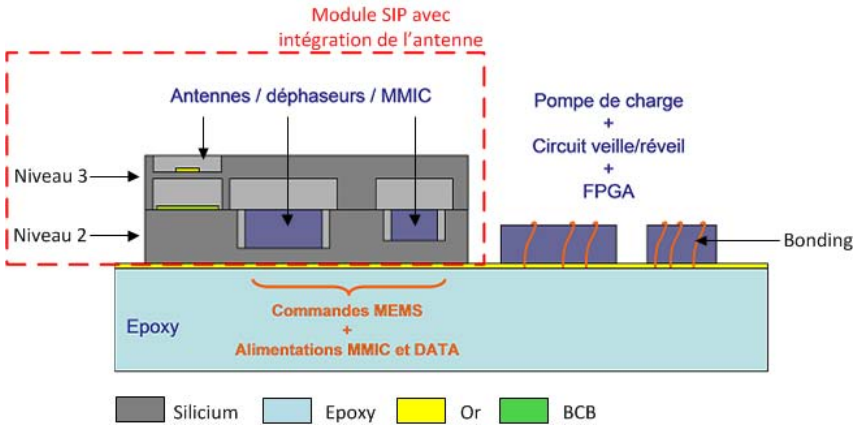



FIGURE 3.53 – Schéma du démonstrateur final SIPCOM

Sur ce schéma, le module SIP avec l'intégration du réseau d'antennes est entouré en rouge. Pour la première version de ce module SiP, toutes les puces MEMS et MMIC n'ont pas été intégrées dans le module. En effet, la réalisation du module SIP étant complexe, nous avons fait le choix de réaliser un premier module en y intégrant que les déphaseurs MEMS-RF ainsi que le circuit d'émission impulsionnel. Le module SIP est ensuite reporté sur une semelle en epoxy. Cette semelle en epoxy sert de support pour les autres circuits (pompe de charge, circuit de veille/réveille, FPGA). Ces circuits seront connectés au module SIP par l'intermédiaire de lignes d'alimentation DC réalisées sur le substrat d'époxy. Ces lignes DC serviront également à piloter les déphaseurs MEMS-RF.

### 3.7.1 Descripition du procédé de fabrication du module SIP

La figure 3.54 montre un schéma du module SIP.

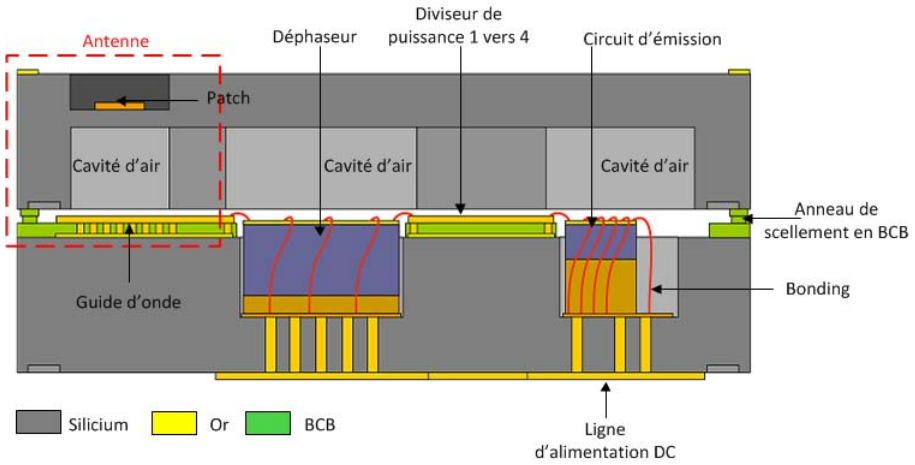



FIGURE 3.54 – Schéma du module SIP avec intégration de l'antenne

Le module SIP sera composé de deux niveaux en silicium. Le niveau 2 servira de support pour les déphaseurs MEMS-RF et pour le circuit d'émission d'impulsionnel. Il servira également de support pour la partie de basse de l'antenne (guide d'onde intégré dans le BCB). Le niveau 3 correspond à la partie haute de l'antenne et permet en outre d'encapsuler les MEMS et MMIC. Ces deux niveaux seront ensuite collés l'un à l'autre par du BCB puis reportés sur le substrat en epoxy.

Le procédé de fabrication mis en oeuvre pour la réalisation du module SIP est composé de 20 niveaux de masques. La figure 3.55.(a) montre la superposition de ces 20 niveaux de masques et la figure 3.55.(b) montre les dimensions d'un module SIP.

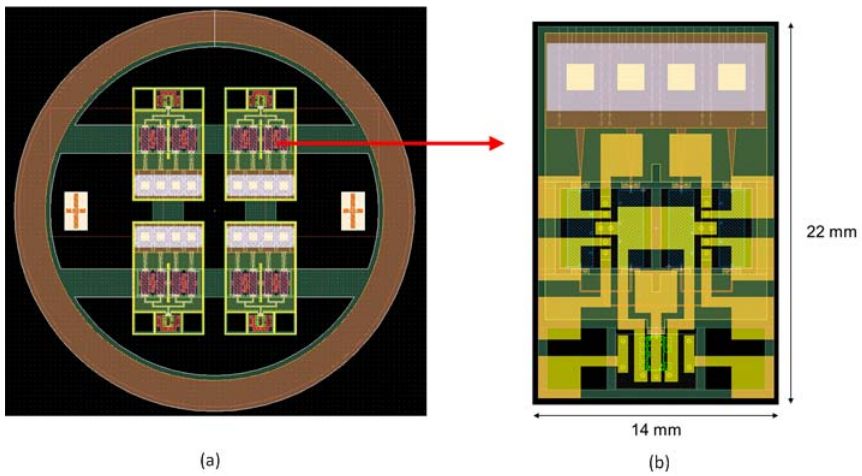



FIGURE 3.55 – (a) Superposition des 20 niveaux de masques. (b) Empreinte d'un module SIP

La réalisation du module SIP est constituée de trois parties. La première partie consiste à réaliser la partie basse du module (niveau 2). La deuxième partie consiste à réaliser la partie haute du module (niveau 3). La dernière partie consiste à coller le niveau 3 sur le niveau 2.

Ci-dessous nous décrivons brièvement les principales étapes permettant la réalisation de la première partie du module SIP.

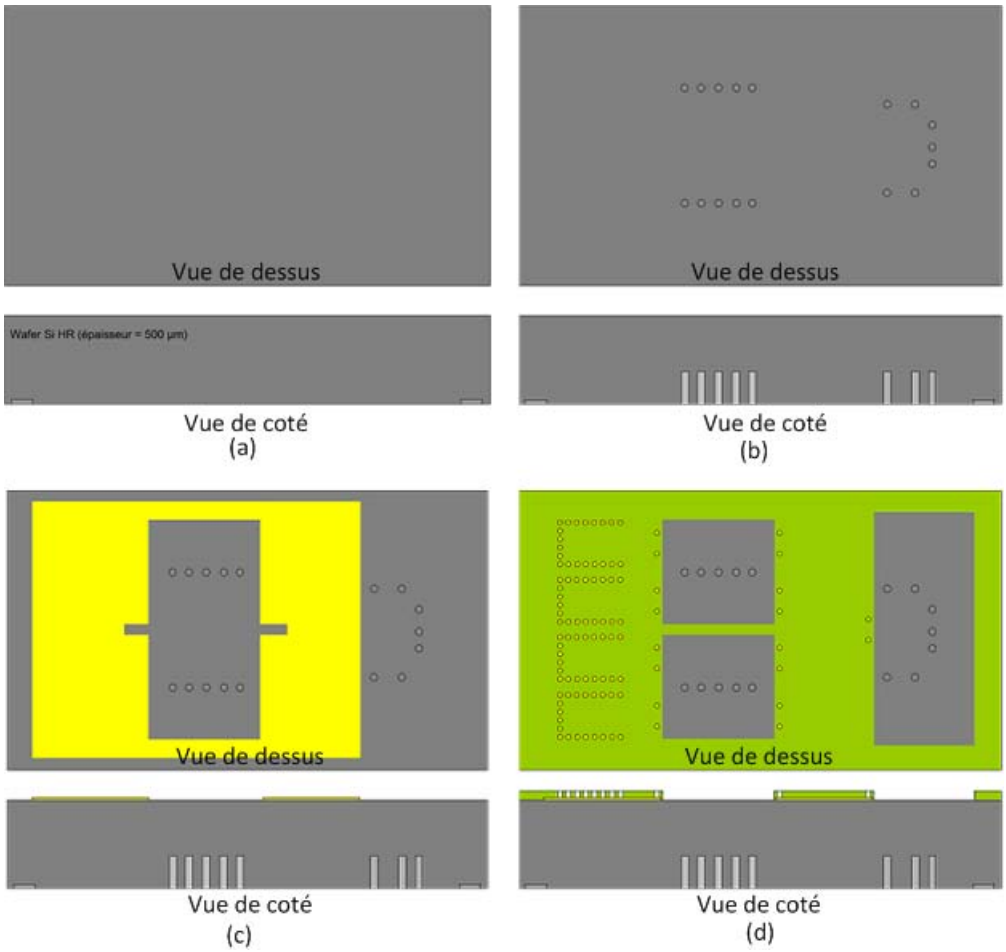



FIGURE 3.56 – Illustration des 4 premières étapes technologiques

(a) : Dans un premier temps, on grave les marques d'alignement. Tous les niveaux de masques seront alignés grâce à ces marques d'alignement (cf. figure 3.56.(a)).

(b) : Les vias DC sont ensuite prépercés. Ces vias sont gravés dans le silicium par gravure sèche. Le diamètre d'un via est de $250\mu m$ et sa hauteur de $230\mu m$ (cf. figure 3.56.(b)).

(c) : Ensuite, le plan de masse des différentes structures de propagation est métallisé (cf. figure 3.56.(c)).

(d) : Une fois les plans de masse réalisés, le BCB est déposé puis structuré afin de réaliser les vias et les cavités. Le BCB sert de diélectrique aux différentes structures de propagation (cf. figure 3.56.(d)).

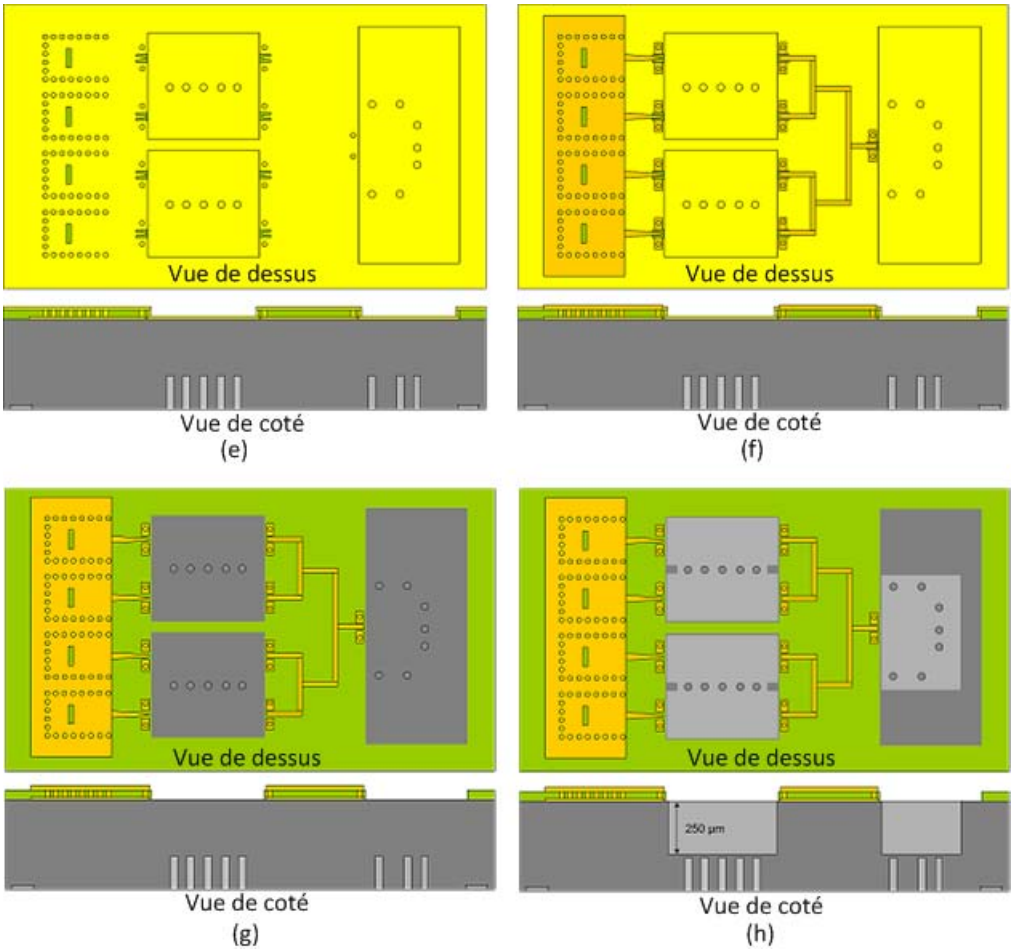



FIGURE 3.57 – Illustration des 4 étapes technologiques suivantes

(e) : Une couche d'accroche de titane/or est déposée. Cette couche d'accroche sert à électrolyser les différentes structures de propagation. Les fentes permettant d'exciter les patchs ainsi que les accès coplanaires sont réalisés par lift-off (cf. figure 3.57.(e)).

(f) : Les différentes structures de propagation (accès coplanaires, diviseur de puissance 1 vers 4, transition microruban - guide d'onde, guide d'onde) sont électrolysées (cf. figure 3.57.(f)).

(g) : Les structures électrolysées précédemment sont protégées avec de la résine, puis la couche d'accroche en titane/or est gravée. Une fois la gravure réalisée, il ne reste que les structures de propagation (cf. figure 3.57.(g)).

(h) : Ensuite les cavités permettant d'accueillir les déphaseurs ainsi que le circuit d'émission sont gravées dans le silicium par gravure sèche. Les cavités ont pour profondeur $250\mu m$ (cf. figure 3.57.(h)).

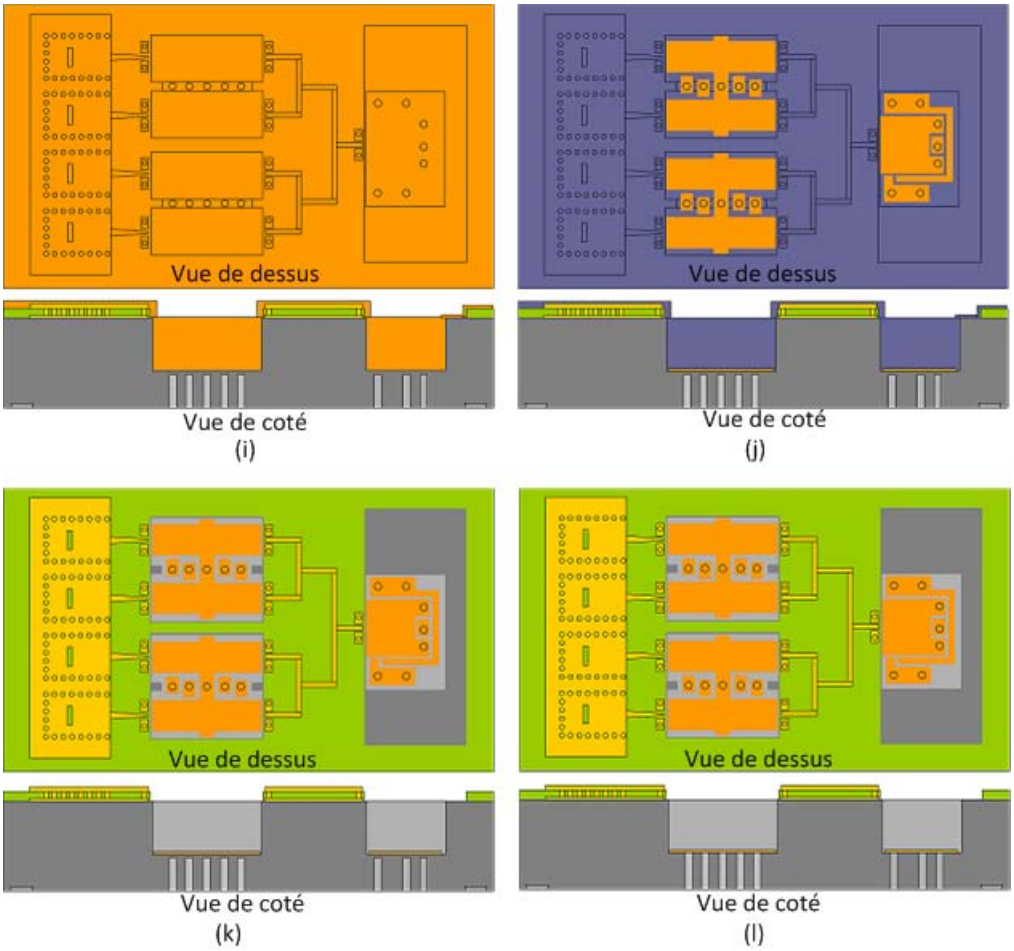



FIGURE 3.58 – Illustration des 4 étapes permettant de réaliser les accès DC

(i) : Une métallisation pleine plaque de titane/or est réalisée (cf. figure 3.58.(i)). Cette métallisation sert à réaliser les accès DC pour les déphaseurs ainsi que pour le circuit d'émission.

(j) : Afin de ne laisser que les accès DC, les structures de propagation RF sont protégées par une couche de titane, laissant ainsi après gravure de l'or que les accès DC (cf. figure 3.58.(j)).

(k) : Le titane déposé pour protéger les structures de propagation RF est gravé par voie humide (cf. figure 3.58.(k)).

(l) : Une fois que les accès DC ont été réalisés , les vias DC prépercés (étape b) sont ensuite ouverts pour réaliser un contact avec les accès DC (cf. figure 3.58.(l)).

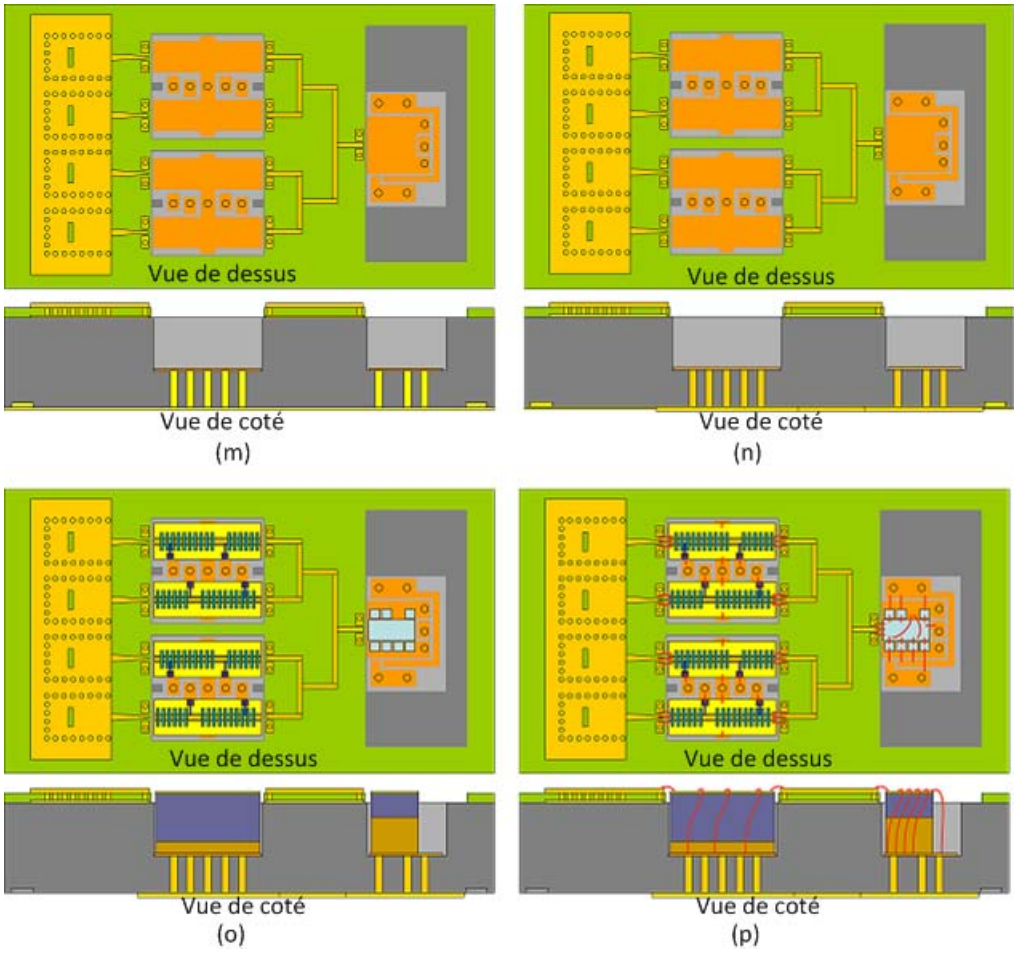



FIGURE 3.59 – Illustration des 4 dernières étapes

(m) : Une métallisation pleine plaque de titane/or en face arrière est réalisée (cf. figure 3.59.(m)). Cette métallisation est une couche d'accroche permettant d'électrolyser les vias DC et les lignes d'alimentation DC.

(n) : Les vias DC ainsi que les lignes d'alimentation DC sont électrolysés. Afin de ne pas électrolyser les structures de propagation en face avant, ces dernières sont protégées par de la résine (cf. figure 3.59.(n)).

(o) : Une fois les structures DC électrolysées, la couche d'accroche de titane/or est gravée par voie humide. Les structures de propagation RF se trouvant en face avant ne sont pas gravées, car elles sont protégées par de la résine (cf. figure 3.59.(o)). Après gravure de la couche d'accroche, les puces (déphaseurs MEMS-RF et circuit d'émission (MMIC)) sont montées et collées dans les cavités.

(p) : La dernière étape consiste à cabler les déphaseurs et le circuit d'émission (cf. figure 3.59.(p)).

Ci-dessous nous décrivons brièvement les principales étapes permettant la réalisation de la deuxième partie du module SIP.

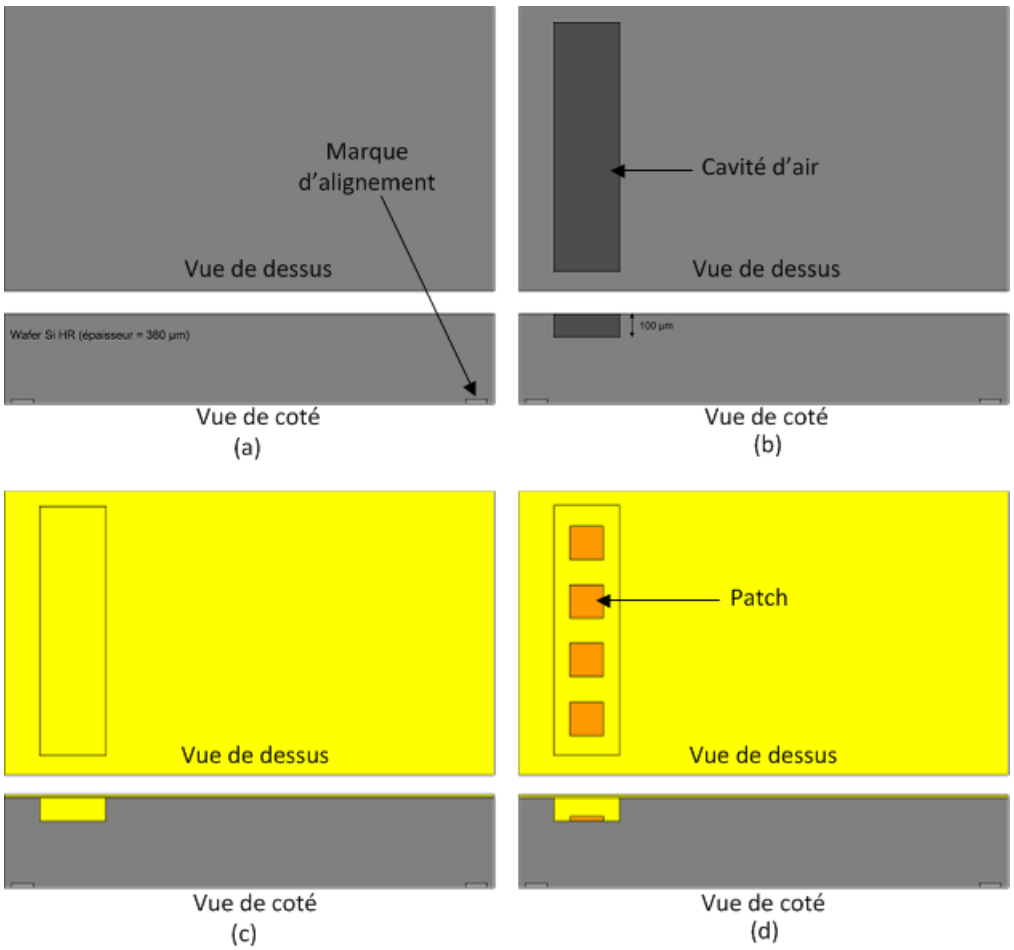



FIGURE 3.60 – Illustration des 4 première étapes technolgoqiue

(a) : Dans un premier temps, on grave les marques d'alignement. Tous les niveaux de masques seront alignés grâce à ces marques d'alignement (cf. figure 3.60.(a)).

(b) : Sur la face avant, la cavité dans laquelle se trouveront les patchs est réalisée par gravue sèche du silicium. (cf. figure 3.60.(b)). Cette cavité posséde une dimensions $4mm \times 13mm \times 0.1mm$.

(c) : Ensuite, une métallisation pleine plaque de titane/or est réalisée (cf. figure 3.60.(c)). Cette métallisation sert de couche d'accroche pour l'électrolyse des patchs.

(d) : Les patchs sont électrolysés (cf. figure 3.60.(d)). L'épaisseur de métallisation après l'électrolyse est de $2.5\mu m$.

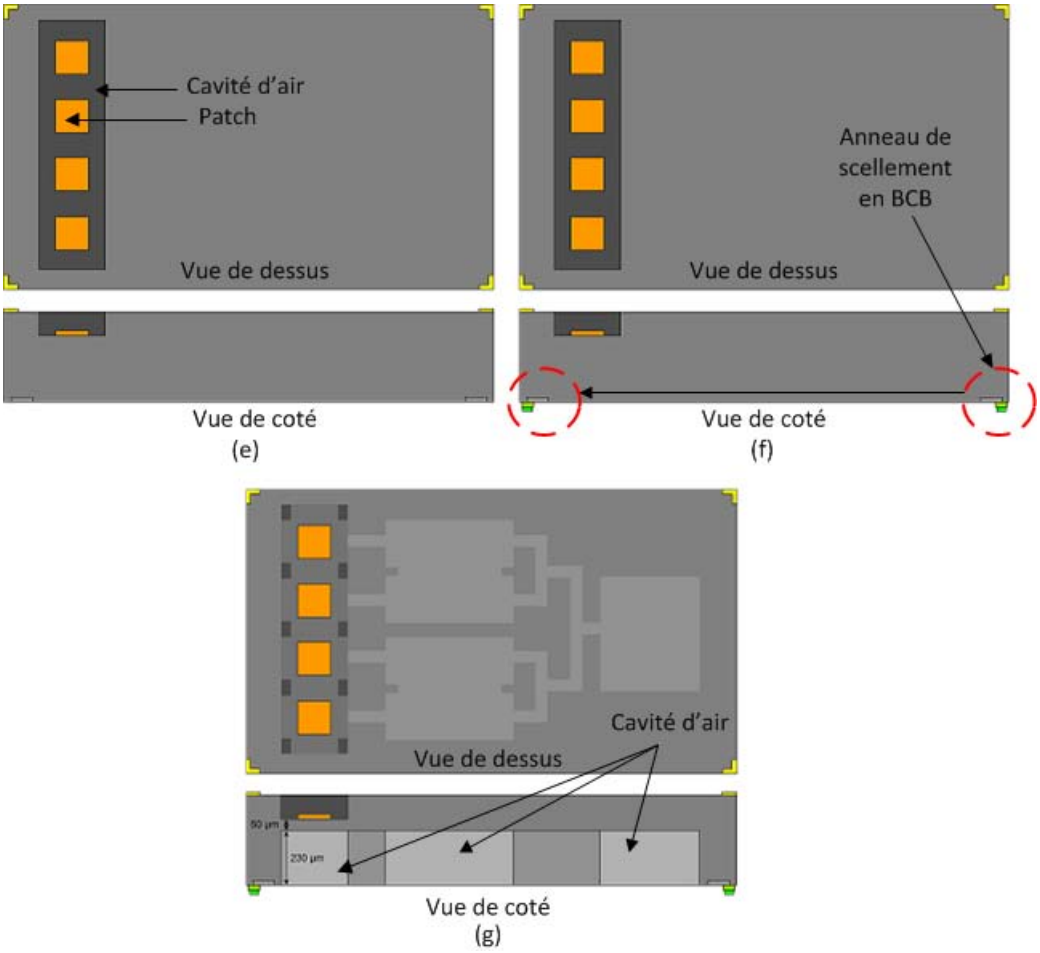



FIGURE 3.61 – Illustration des 4 première étapes technolgoqiue

(e) : Les patchs sont protégés par de la résine puis la couche d'accroche titane/or est gravée par voie humide (cf. figure 3.61.(e)).

(f) : Sur la face arrière, on dépose l'anneau de scellement en BCB. (cf. figure 3.61.(f)). Cette anneau en BCB sert à coller ce niveau sur le niveau 2.

(g) : La dernière étape consiste à graver par voie sèche la cavité sous le patch, la cavité au-dessus des transitions microruban - guide d'onde, la cavité au dessus des déphaseurs, la cavité au dessus du diviseur de puissance 1 vers 4 et la cavité au dessus du circuit d'émission (cf. figure 3.61.(g)). Toutes ces cavités ont pour hauteur $230\mu m$ et sont gravées en même temps.

Ci-dessous nous décrivons brièvement les deux dernières étapes permettant de réaliser la troisième partie du module SIP.

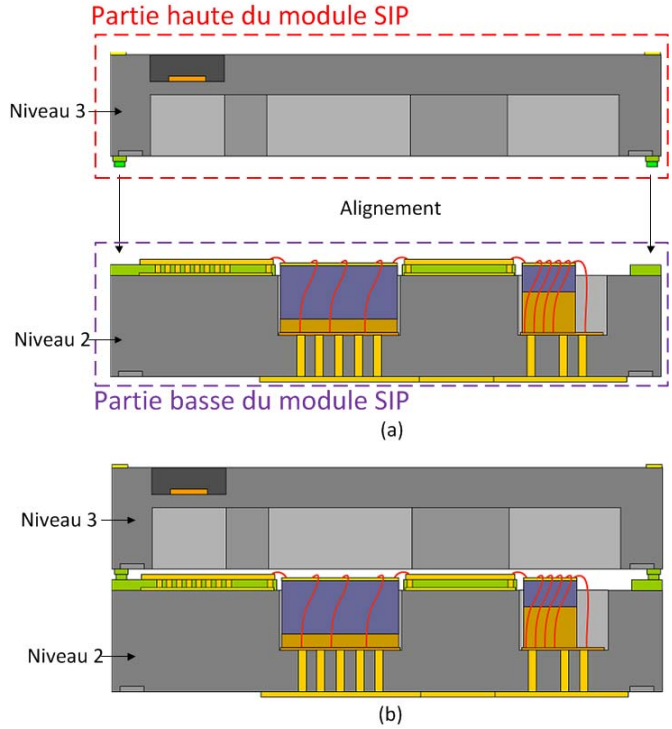



FIGURE 3.62 – Illustration des deux étapes permettant de réaliser la dernière partie du module SIP

Dans un premier temps, la partie haute du module SIP est alignée sur la partie basse (cf. figure 3.62.(a)). Dans un second temps, les deux parties sont scellées par thermocompression (cf. figure 3.62.(b)).

### 3.7.2 Photographies des différentes parties du module SIP

La figure 3.63 montre une photographie de la partie basse du module SiP. La partie basse n'est pas totalement finie. Seules les étapes de (a) à (g) ont été réalisées.

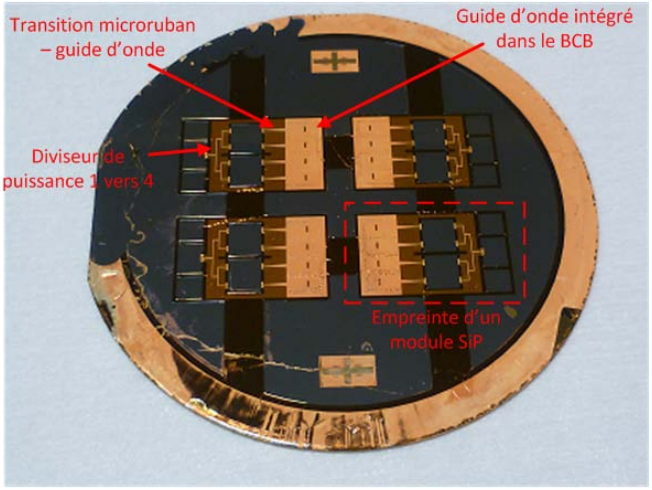



FIGURE 3.63 – Vue de la face avant de la partie basse du module SiP.

La figure 3.64 montre une photographie de la partie haute du module SiP. Cette partie n'est pas totalement finie. En effet toutes les étapes (de (a) à (g)) ont été réalisées sauf l'étape (f). Pour rappel l'étape (f) consiste à réaliser l'anneau de scellement en BCB.

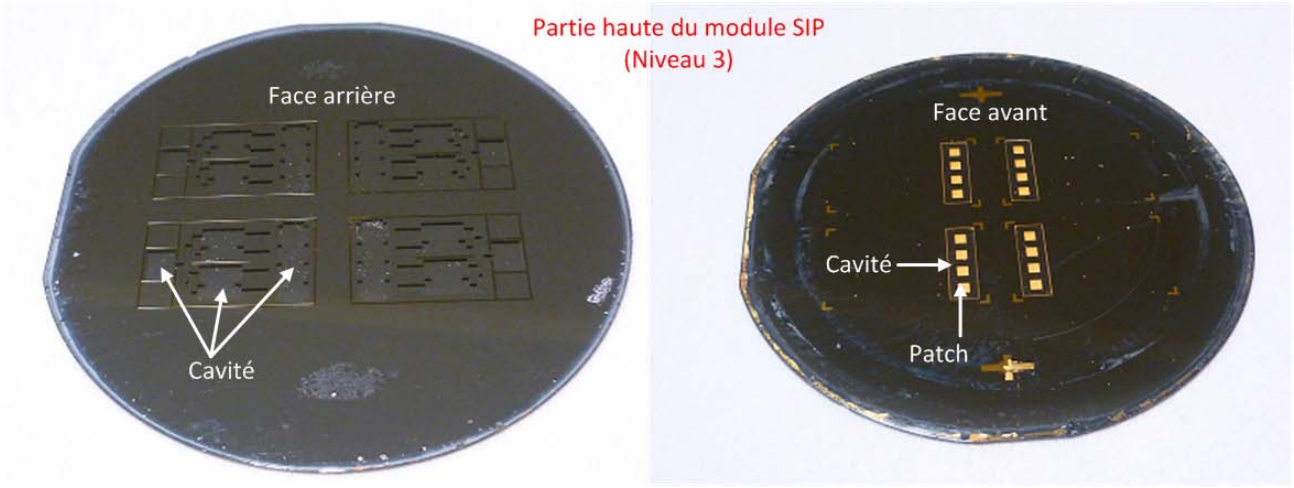



FIGURE 3.64 – Vue de la face avant et arrière de la partie haute du module SiP.

## 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps indiqué le cahier de charge concernant la partie antennaire du projet SIPCOM. Ensuite nous avons expliqué la technologie SiP avec l'intégration de l'antenne sur une plateforme Silicium/BCB. Afin de connaitre les caractéristiques du BCB dans la bande millimétrique,le BCB a été caractérisé par la réalisation d'un premier run technologique. Ce premier run nous également permis de valider et d'optimiser certaines étapes technologiques nécessaires à la conception du module SiP. Après la caractérisation du BCB, nous obtenons à 60GHz une permittivité de 2.65 et un angle de perte de 0,01.

Dans un second temps, nous avons présenté la simulation d'une antenne et d'un réseau d'antennes patch sur membrane BCB alimentées par des guides d'onde intégrés via des fentes de couplage. Le module SiP final devait à la base avoir un capot en BCB. Notre idée de départ était donc d'utiliser ce capot comme membrane pour l'élément rayonnant de l'antenne. Le réseau d'antennes présente à 55GHz un gain de 12dB et un niveau de polarisation croisé inférieur à -25dB. Le report de la membrane étant relativement complexe à réaliser, la partie haute de l'antenne a été modifiée pour le premier démonstrateur. Ensuite, nous avons présenté la simulation d'une antenne et d'un réseau d'antennes patch sur une membrane en silicium alimentées par des guides d'onde intégrés via des fentes de couplage. Ce réseau présente à 55GHz un gain de 13.6dB et une efficacité simulée de 70.8%.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté un schéma du démonstrateur final SIPCOM avec l'intégration du module SiP. Ensuite, nous avons expliqué les grandes étapes du process technologique permettant la réalisation de ce module. À ce jour, le démonstrateur final SIPCOM est toujours en cours de réalisation à l'IEMN.

# Bibliographie

[1] R. CRUNELLE, "Etude, conception et réalisation de transitions verticales coaxiales pour une intégration hétérogène 3D de microsystèmes en gamme millimétrique," *Thèse de doctorat de l'université de Lille*, 2011. (Cité en pages 3 et 76.)

[2] Q. Chen, D. Zhang, Z. Tan, Z. Wang, L. Liu, and J. Lu, "Thick benzocyclobutene etching using high density sf6/o2 plasmas," *Journal of Vacuum Science & Technology B : Microelectronics and Nanometer Structures*, vol. 29, no. 1, pp. 011 019–011 019, 2011. (Cité en page 84.)

[3] P. Chinoy, "Reactive ion etching of benzocyclobutene polymer films," *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, Part C*, vol. 20, no. 3, pp. 199–206, 1997. (Cité en page 84.)

[4] H. Zhu, J. He, and B. Kim, "Processing and characterization of dry-etch benzocyclobutene as substrate and packaging material for neural sensors," *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 30, no. 3, pp. 390–396, 2007. (Cité en page 84.)

[5] M. Schier, "Reactive ion etching of benzocyclobutene using a silicon nitride dielectric etch mask," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 142, p. 3238, 1995. (Cité en page 84.)

[6] S. Vitale, H. Chae, and H. Sawin, "Etching chemistry of benzocyclobutene (bcb) low-k dielectric films in f+ o and cl+ o high density plasmas," *Journal of Vacuum Science & Technology A : Vacuum, Surfaces, and Films*, vol. 18, p. 2770, 2000. (Cité en page 84.)

[7] O. LAFOND, "Conception et technologies d'antennes imprimées multicouches à 60 ghz," *Thèse de doctorat de l'unversité de Rennes 1*, 2000. (Cité en pages 91 et 94.)

# CHAPITRE 4

# Antenne reconfigurable sur quartz en bande millimétrique avec des déphaseurs MEMS-RF

## 4.1 Introdution

La réalisation du module SiP en technologie Silicium/BCB avec l'intégration de l'antenne patch sur membrane alimentée par un guide d'onde intégré et l'intégration des déphaseurs MEMS-RF implique de travailler en salles blanches avec des temps de fabrication relativement longs (cf. chapitre 3). Afin de valider le nouveau concept d'antenne excité par SIW, l'antenne patch alimentée par un guide d'onde intégré a été réalisée avec une technologie bas coût associant des substrats FR4 et Pyralux (cf. chapitre 2). Dans le but de concevoir une antenne dans laquelle le déphaseur MEMS est directement intégré à l'antenne, nous présentons à travers ce chapitre l'étude d'une antenne reconfigurable en bande millimétrique avec l'intégration des déphaseurs MEMS-RF réalisés en collaboration par le laboratoire XLIM. Dans ce concept, le déphaseur et la fente de couplage excitant l'antenne sur membrane sont réalisés durant le même process technologique ce qui permet de s'affranchir de l'interconnexion par bonding entre le déphaseur et l'antenne.

## 4.2 Déphaseur MEMS-RF réalisé par le laboratoire XLIM

Les déphaseurs réalisés par le laboratoire XLIM pour ce projet sont des déphaseurs 2 bits à ligne de transmission coplanaire chargée de type DMTL (Distributed MEMS Transmission Line) [1]. Le principe de ce type de déphaseur a été expliqué dans le chapitre 1 paragraphe 1.6. Le déphaseur réalisé par le laboratoire XLIM est présenté figure 4.1.(a). Il est composé de deux sections pour un total de 18 capacités MEMS miniatures (cellule) (cf. 4.1.(b)). La

première section est constituée de 6 cellules et fournit un déphasage d'environ 65°. La deuxième section est constituée de 12 cellules et fournit un déphasage d'environ 130°. Quand les 2 bits ont pour valeur 0, le déphasage crée est de 0°. Le déphaseur étant constitué de 2 bits, il y a $2^2$ combinaisons soit 4 déphasages possibles qui sont 0°, 65°, 130°, 195° pour une fréquence de travail de 55 GHz.

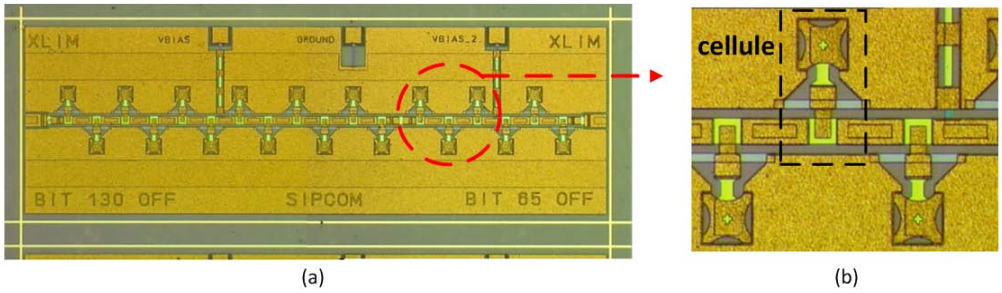



FIGURE 4.1 – Déphaseur MEMS-RF réalisé par XLIM. (a) Photo du déphaseur DMTL. (b) Zoom sur 3 cellules. [1]

Le substrat choisi pour réaliser ce déphaseur est du quartz d'épaisseur $200\mu m$. Le quartz présente une permittivité de $\epsilon_r = 3.78$ et un angle de pertes de $tan\delta = 0.0004$. Le déphaseur a pour dimensions $2,5 \times 4,5mm$. La ligne coplanaire a pour dimensions $W = 60\mu m$ (largeur de la ligne) et $G = 20\mu m$ (largeur des gaps d'air). Une ligne coplanaire avec ces caractéristiques présente une impédance d'environ 70Ω. Le laboratoire XLIM nous a fourni des premiers résultats de mesure. Le coefficient de réflexion, les pertes en transmission ainsi que la phase pour chaque combinaison sont présentés figure 4.2.(a), (b) et (c).

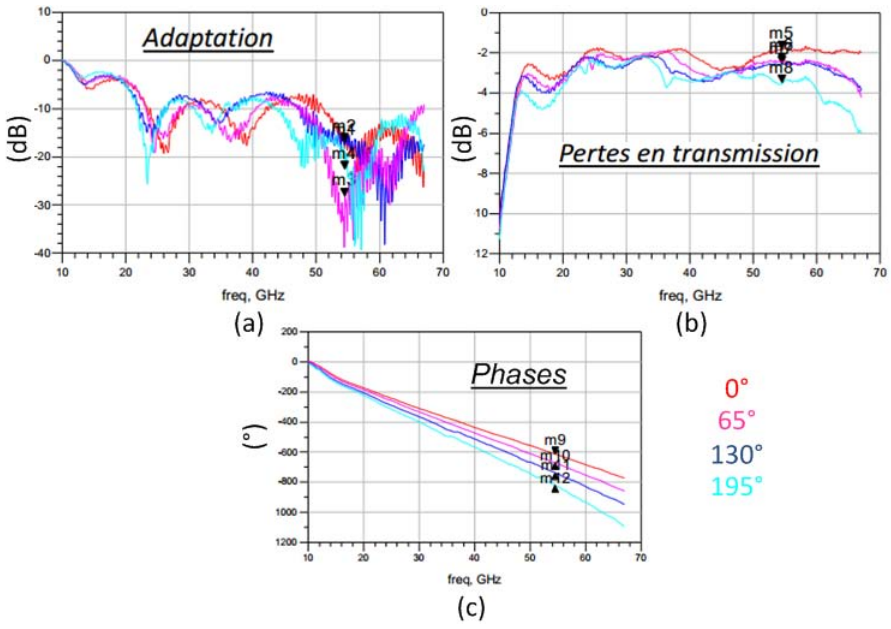



FIGURE 4.2 – (a) Coefficient de réflexion. (b) Pertes en transmission. (c) Phases

## 4.3 Choix de l'antenne

L'idée a été de choisir une structure d'antenne performante (bande passante, gain) et compatible avec la technologie utilisée pour la réalisation des déphaseurs MEMS-RF. Nous avons choisi une structure d'antenne de type multicouche alimentée par fente coplanaire. Les antennes microrubans alimentées par une fente coplanaire on trouvé un large champ d'application aussi bien dans le domaine des micro-ondes que dans le domaine millimétrique [2], [3], [4]. Pour des systèmes incluant des composants discrets nécessitant ou pas une alimentation continue (résistance, diodes, transistors, MMICs, MEMS...), les guides d'ondes coplanaires sont les meilleurs candidats [5], [6], [7], [4]. On peut réaliser des intégrations de composants en série ou en parallèle sur une seule face et ainsi s'affranchir de trous métallisés pour se connecter à la masse. La figure 4.3 présente le concept d'une antenne microruban alimentée par une fente coplanaire.

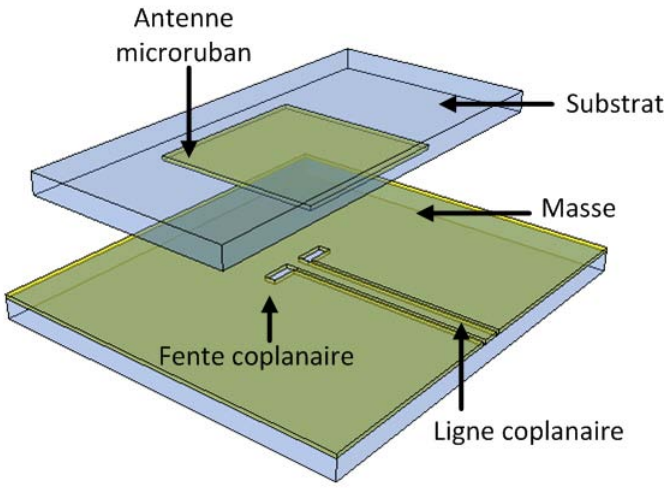



FIGURE 4.3 – Antenne microruban alimentée par une fente coplanaire

L'idée d'utiliser une antenne patch alimentée par fente coplanaire permet d'intégrer l'excitateur (la fente coplanaire) directement dans le prolongement du déphaseur permettant ainsi de réduire les pertes d'interconnexion. En effet, cela permet d'éviter des connexions par bondings entre le réseau d'antennes et les déphaseurs et entre le diviseur de puissance et les déphaseurs. La figure 4.4 montre une vue de dessus du concept de l'antenne avec l'intégration des déphaseurs MEMS-RF et l'intégration du diviseur de puissance qui est réalisée en collaboration avec le laboratoire XLIM. La séparation de l'élément rayonnant et de l'excitateur permet de ne pas modifier le procédé de fabrication des MEMS-RF car le procédé permettant de réaliser le patch est indépendant du procédé de fabrication des MEMS-RF.

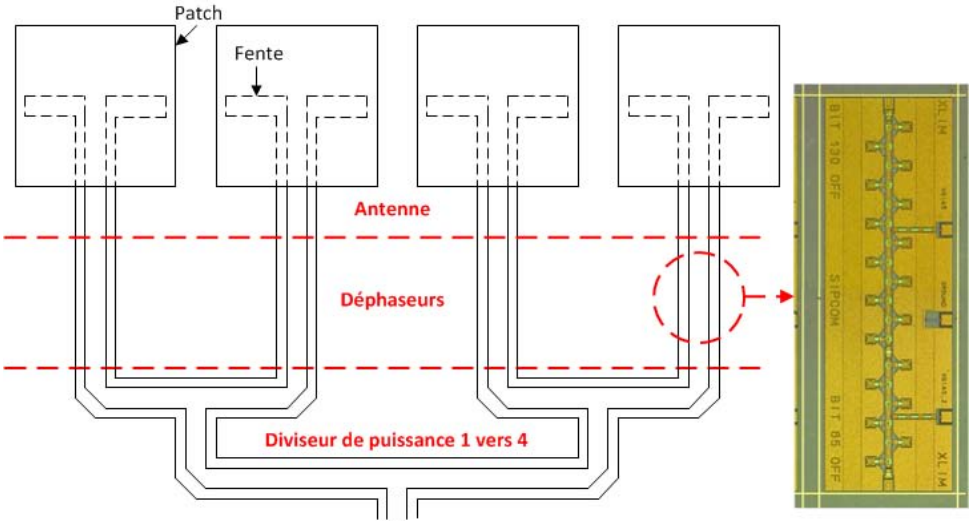



FIGURE 4.4 – Vue de dessus du réseau d'antennes, des déphaseurs et du diviseur de puissance 1 vers 4

## 4.4 Validation de l'antenne élémentaire à 55GHz

### 4.4.1 Description de la technologie

L'antenne patch alimentée par fente coplanaire est réalisée ici avec du quartz d'épaisseur $200\mu m$. La figure 4.5 montre une vue de coupe des différentes couches de l'antenne. Sur la face supérieure de la couche 1, on trouvera la ligne ainsi que la fente coplanaire permettant d'exciter le patch. Ce dernier est réalisé sur la face inférieure de la couche 3. La couche 3 sera positionnée à une hauteur de $250\mu m$ de la couche 1 laissant ainsi une cavité d'air d'une hauteur de $250\mu m$ sous le patch. Le maintien ainsi que le centrage de la couche 3 par rapport à la couche 1 sera réalisé à l'aide d'une station d'accueil (couche 2). La taille de la couche 1 est de $20 \times 40mm$ (X et Y) et la taille de la couche 3 est de $25 \times 10mm$ (X et Y).

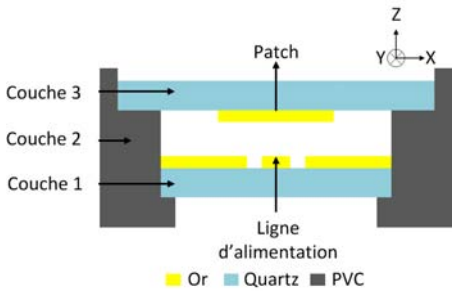



FIGURE 4.5 – Vue de coupe de la technologie.

La figure 4.6.(a) montre un schéma en 3D de la station d'accueil. Le montage complet de l'antenne avec le connecteur est présenté figure 4.6.(b).

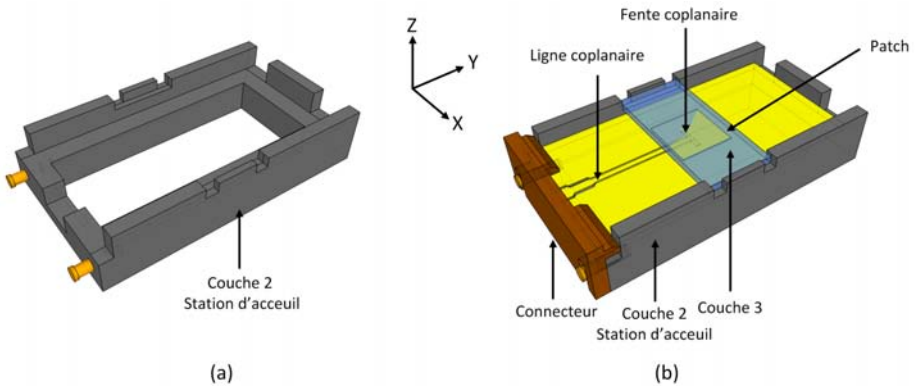



FIGURE 4.6 – (a) Station d'accueil. (b) Station d'accueil + Antenne + Connecteur

### 4.4.2 Simulations de l'antenne

L'antenne a été simulée et optimisée avec le simulateur électromagnétique 3D CST Microwave Studio. Les dimensions de la ligne coplanaire, de la fente et du patch sont présentées figure 4.7.

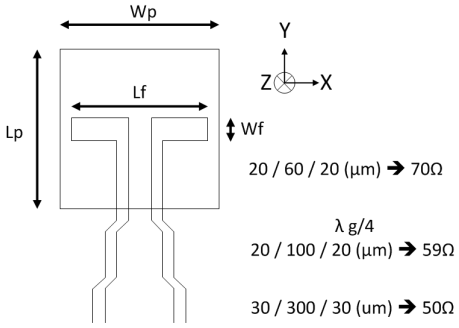



FIGURE 4.7 – Dimensions du patch, de la fente et de la ligne. $Lf = 1470\mu m$, $Wf = 100\mu m$, $Wp = Lp = 1620\mu m$

Le patch microruban a pour dimensions $1620 \times 1620mm$. Il est excité par une fente coplanaire optimisée et qui a pour dimensions $1470 \times 100\mu m$. La ligne coplanaire a pour dimensions $20\mu m/60\mu m/20\mu m$ et présente une impédance carctéristique d'environ 70Ω. La ligne coplanaire utilisée est la même que celle utilisée pour réaliser les déphaseurs MEMS-RF. Afin de pouvoir mesurer cette antenne sous 50Ω, une ligne coplanaire d'impédance 59Ω et de longueur $\lambda_g/4$ permet de ramener l'impédance de 70Ω vers une impédance de 50Ω. La taille totale de l'antenne est de $20 \times 40mm$. Cette dimension d'antenne permet de positionner le connecteur coaxial (bande V) pour réaliser les mesures de l'antenne.

La figure 4.8.(a) montre le coefficient de réflexion de l'antenne. Ce dernier est inférieur à -10dB sur la bande 52.5 - 58 GHz. La figure 4.8.(b) présente la directivité simulée. La directivité à 55 GHz est de 8.5dBi.

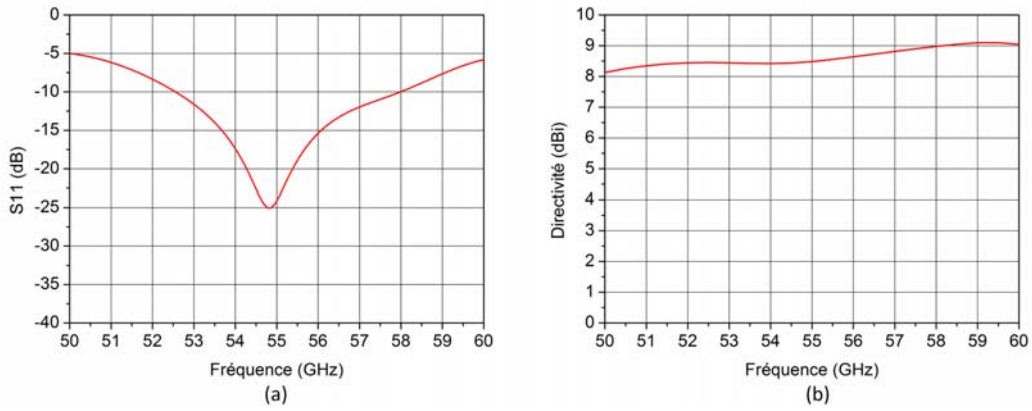



FIGURE 4.8 – (a) Coefficient de réflexion de l'antenne. (b) Directivité de l'antenne

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan ZY) et dans le plan H (plan ZX) simulés à 55 GHz en polarisation principale et croisée sont fournis figure 4.9.(a) et figure 4.9.(b). Dans le plan E, l'ouverture à mi-puissance est de 66° et de 90° dans le plan H. Le niveau de polarisation croisée dans le plan E est nul et inférieur à -25 dB dans le plan H.

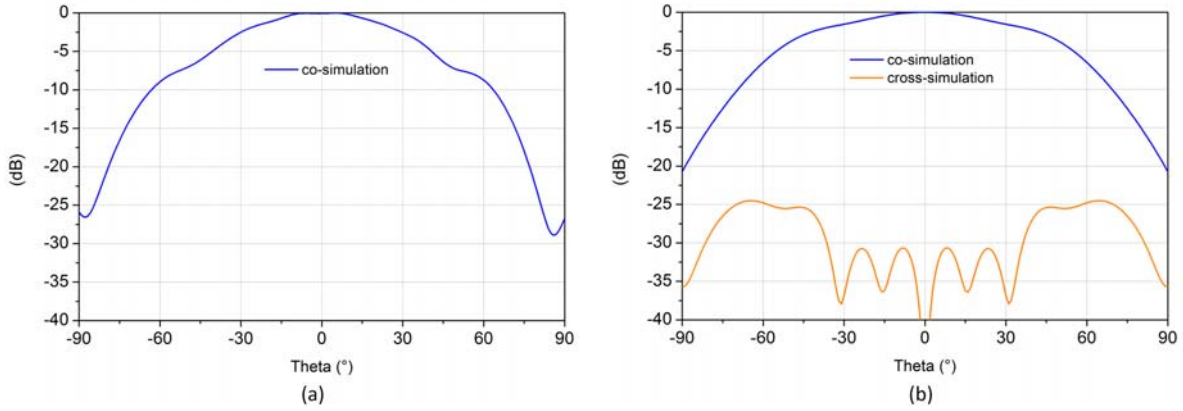



FIGURE 4.9 – Diagrammes de rayonnement à 55 GHz. (a) Plan E (ZY). (b) Plan H (ZX).

### 4.4.3 Réalisation de l'antenne

L'antenne élémentaire a été réalisée à l'IEMN. Nous présentons dans cette partie les étapes technologiques de fabrication de la structure d'antenne.

#### 4.4.3.1 Procédé technologique de la ligne et de la fente coplanaire

En figure 4.10, nous présentons brièvement les étapes de réalisation de la ligne et de la fente coplanaire sur le substrat de quartz (couche 1). Ces étapes de réalisation sont décrites de la manière suivante :

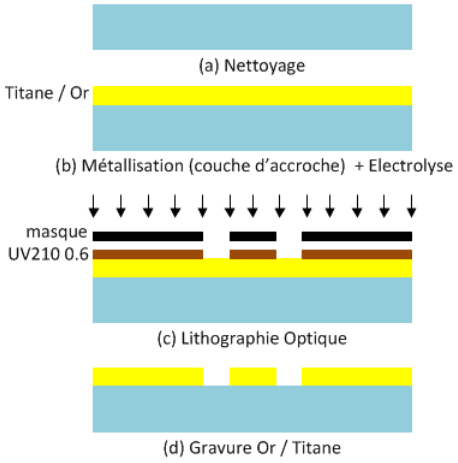



FIGURE 4.10 – Etapes d'élaboration de la ligne d'excitation de l'antenne

Etape n°1 : Dans un premier temps, le substrat de quartz est plongé dans un bain d'eau mélangé à de l'acide sulfurique ($H_2O_2 + H_2SO_4$) afin de le nettoyer (cf figure 4.10.(a)).

Etape n°2 : Ensuite, nous déposons sur la totalité du substrat une fine couche de Titane/Or (20nm/200nm) afin de créer une couche d'accroche pour l'électrolyse. Une fois la couche d'accroche déposée, le substrat est électrolysé afin d'obtenir une épaisseur de métallisation d'environ $2.5\mu m$ (cf. figure 4.10.(b)).

Etape n°3 : Une fois l'électrolyse réalisée, nous déposons sur la totalité du wafer de l'UV210 0.6 (résine positive). Cette résine est par la suite insolée et révélée afin de réaliser un masque de gravure permettant la gravure des motifs (ligne et fente coplanaire) (cf. figure 4.10.(c)).

Etape n°4 : Une fois le masque en résine UV210 0.6 réalisé, nous gravons l'or ($KI/I_2/H_2O$) et le titane ($BEO7$ : 1) afin de réaliser les motifs (cf. figure 4.10.(d)). La partie basse de l'antenne réalisée est donc présentée figure 4.11.

FIGURE 4.11 – Photo de la fente et de la ligne coplanaire

#### 4.4.3.2 Procédé technologique de l'élément rayonnant

En figure 4.12, nous présentons brièvement les étapes de réalisation de l'élément rayonnant sur le substrat de quartz (couche 3) de la structure d'antenne. Ces étapes de réalisation sont décrites de la manière suivante :

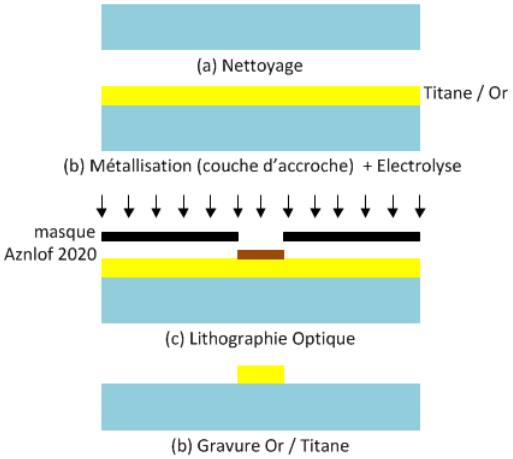



FIGURE 4.12 – Etapes d'élaboration de l'élément rayonnant

Les étapes technologiques permettant de réaliser l'élément rayonnant sont les mêmes que celles décrites précédemment hormis la résine utilisée pour réaliser le masque de gravure. La résine utilisée dans ce cas est de l'AZnlof 2020 (résine négative). Le patch après gravure est présenté sur la figure 4.13.

FIGURE 4.13 – Photo de l'élément rayonnant

### 4.4.4 Mesures de l'antenne

La figure 4.14.(a) montre une photo de l'antenne montée dans la station d'accueil avec le connecteur (bande V). Les deux plans principaux de mesure des diagrammes de rayonnement (plan E et plan H) de l'antenne sont montrés figure 4.14.(b).

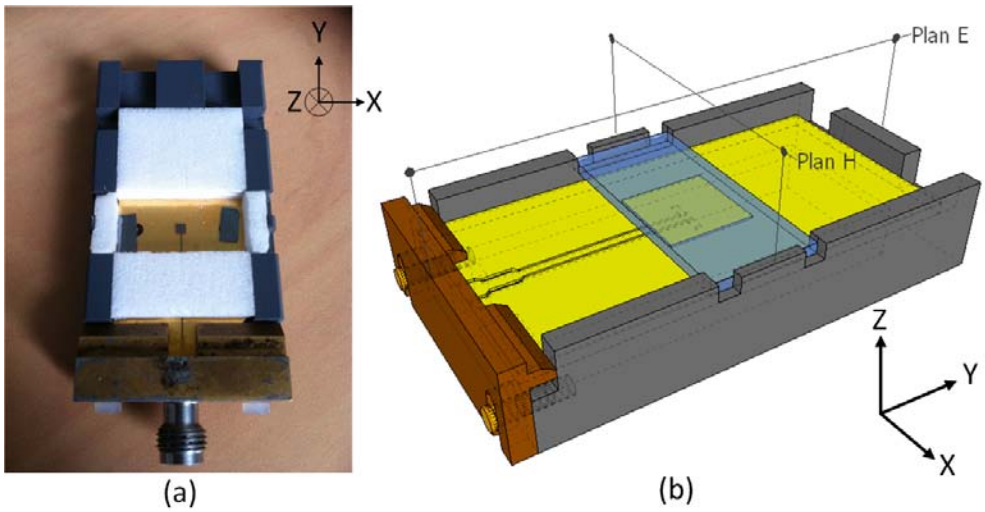



FIGURE 4.14 – (a) Photo de l'antenne montée avec le connecteur. (b) Plan E et plan H de l'antenne

La figure 4.15.(a) montre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne. Le coefficient de réflexion mesuré est inférieur à $-10dB$ sur la bande 54.5 à 56.5 GHz et remonte légèrement au dessus de $-10dB$ entre 53.5 et 54.5 GHz. Cette remontée ainsi que le décalage observé en fréquence sont dus à la discontinuité entre le connecteur coaxial utilisé pour mesurer l'antenne et la ligne d'excitation imprimée sur le quartz. La figure 4.15.(b) présente le gain mesuré et la directivité simulée. Le gain maximum est de $8dB$ et la directivité maximum est de $8.7dBi$. L'efficacité moyenne de l'antenne sur la bande $53.5 - 56.5GHz$ est de l'ordre de 82%.

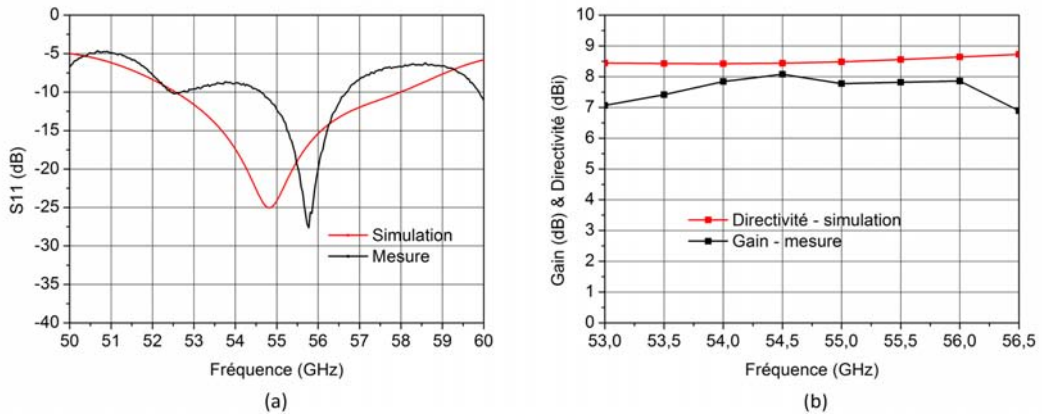



FIGURE 4.15 – (a) Coefficient de réflexion simulé et mesuré. (b) Directivité et Gain de l'antenne

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan ZY) et dans le plan H (plan ZX) mesurés et simulés à 55 GHz en polarisation principale et croisée sont fournis figure 4.16.(a) et figure 4.16.(b). Dans le plan E, les petites ondulations observées autour de l'axe sont dues à la diffraction du champ E sur les arêtes du plan de masse. Les perturbations plus importantes pour des angles inférieurs à -45°sont dues à la diffraction sur le support de connecteur. La différence de niveau pour des angles supérieurs à 45° est due au masquage de l'antenne par le support du connecteur. La polarisation croisée est inférieure à -20dB et l'ouverture à mi-puissance est d'environ 50°.

Dans le plan H, le niveau de polarisation croisée est également inférieur à $-20dB$ et l'ouverture à mi-puissance est d'environ 66°.

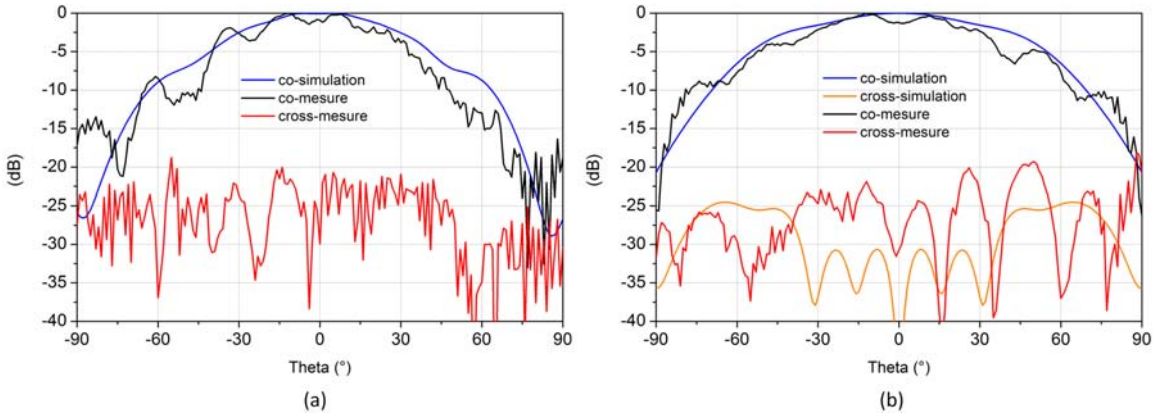



FIGURE 4.16 – Diagrammes de rayonnement à 55 GHz. (a) Plan E (ZY). (b) Plan H (ZX).

## 4.5 Validation du réseau d'antennes reconfigurable avec déphaseurs MEMS

### 4.5.1 Simulation du réseau de quatre antennes élémentaires

Dans cette partie, l'antenne élémentaire définie précédemment est utilisée comme élément rayonnant d'un réseau de quatre éléments (cf. figure 4.17) espacés d'une distance de $0.55\lambda_0$ c'est-à-dire 3mm à 55 GHz. Afin de rendre plus solide la structure finale avec l'intégration des déphaseurs MEMS-RF, XLIM a choisi de réaliser la partie basse de l'antenne (couche 1) avec l'intégration des déphaseurs MEMS-RF sur un substrat de quartz d'épaisseur $500\mu m$. Le substrat de quartz (couche 3) a toujours pour épaisseur $200\mu m$. L'épaisseur de substrat choisie pour réaliser la partie alimentation des patchs ne modifie en rien les paramètres (fente, patch...) de l'antenne. Dans un premier temps, chaque élément du réseau est alimenté par un port d'alimentation avec une impédance de 70Ω (impédance de la ligne coplanaire du déphaseur).

Sur chaque port d'alimentation sont définies l'amplitude et la phase du signal. Nous pouvons ainsi appliquer sur chaque élément rayonnant les phases proposées par le déphaseur d'XLIM, ce qui nous permet de voir le dépointage de l'antenne. Cela nous permet aussi d'estimer les performances de l'antenne sans tenir compte des pertes en réflexion et transmission qu'on peut avoir lorsque l'on insère le circuit de répartition (répartiteur de puissance, déphaseurs, ect.).

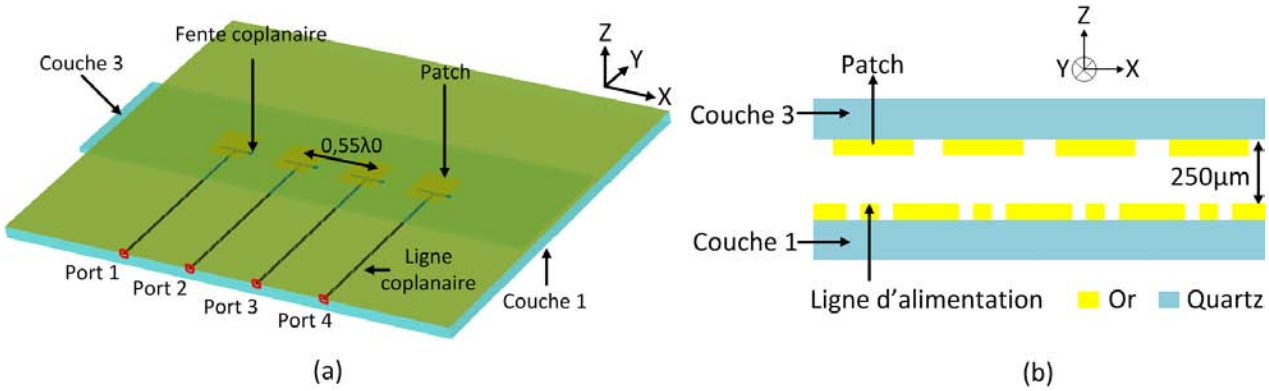



FIGURE 4.17 – (a) Vue 3D du réseau d'antennes simulé sous CST. (b) Vue de coupe du réseau d'antennes

La figure 4.18 montre les coefficients de réflexion respectivement pour une source située au centre (ports 2 et 3) et à l'extérieur du réseau (ports 1 et 4). Le réseau présente une bonne adaptation sur les quatre accès avec un coefficient de réflexion inférieur à $-10dB$ sur la bande $53 - 58GHz$.

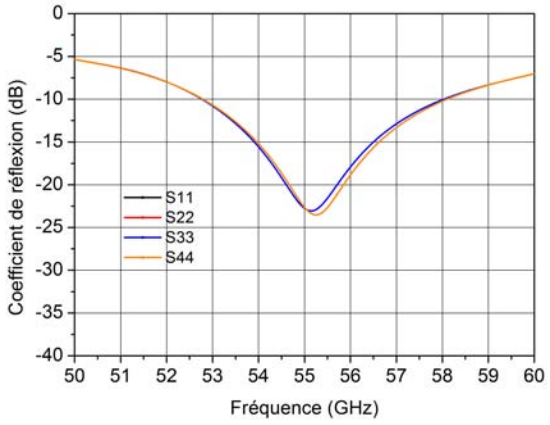



FIGURE 4.18 – Coefficient de réflexion des 4 antennes élémentaires constituant le réseau

Les figures 4.19.(a) et (b) montrent les diagrammes de rayonnement 2D dans le plan H à 55GHz et 57GHz concernant les composantes principales et croisées lorsque le faisceau pointe dans l'axe. En outre, nous avons ensuite affecté aux sources les phases suivantes [0° (port1), 65° (port2), 130° (port3), 195° (port4)] permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement

dépointant à 18° environ. Le diagramme de rayonnement dépointé est superposé au cas du faisceau dans l'axe. Le niveau des lobes secondaires est inférieur à -12,5dB quand le faisceau pointe dans l'axe et inférieur à -11dB quand le faisceau dépointe à 18°. Dans l'axe ou lorsque le faisceau dépointe, le niveau de polarisation croisée est inférieur à -35dB. L'ouverture à mi-puissance est d'environ 24°.

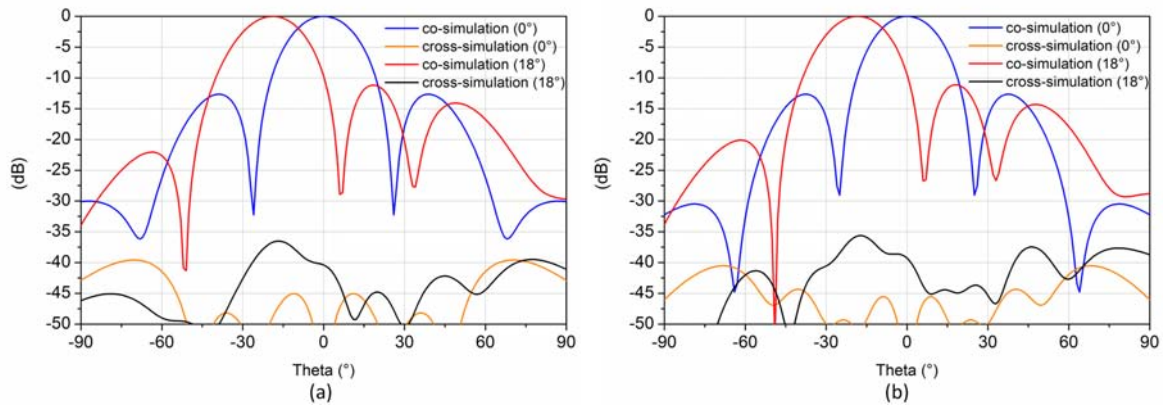



FIGURE 4.19 – Diagrammes de rayonnement 2D dans le plan H (plan ZX). (a) 55 GHz. (b) 57 GHz

La figure 4.20 montre l'évolution du gain dans l'axe et lorsque le faisceau de l'antenne dépointe d'environ 18°. Quand le faisceau dépointe d'environ 18°, la valeur du gain reste quasiment identique à celle dans l'axe avec un gain d'environ $12dB$ sur la bande de fréquence $53-58GHz$.

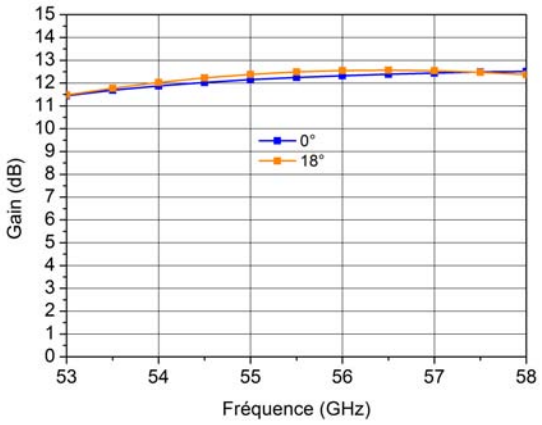



FIGURE 4.20 – Gain du réseau d'antenne dans l'axe et pour un dépointage de 18°

Les simulations présentées précédemment ont été réalisées en alimentant indépendamment chaque antenne nous permettant ainsi d'appliquer sur chaque élément rayonnant les phases proposées par le déphaseur d'XLIM. Afin d'alimenter ce réseau de quatre antennes élémentaires, un répartiteur de puissance coplanaire 1 vers 4 est utilisé. Les différents paramètres de ce

diviseur sont donnés sur la figure 4.21. Des bondings ont été positionnés dans les jonctions en T afin d'équilibrer les masses. L'impédance d'entrée de chaque antenne est de 70Ω. Une première jonction en T permet de passer d'une impédance de 35Ω (mise en parallèle de deux impédances de 70Ω) à une impédance de 100Ω par le biais d'une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique 59Ω. Une deuxième jonction en T permet de ramener une impédance de 50Ω (mise en parallèle de deux impédances de 100Ω) à une impédance 50Ω.

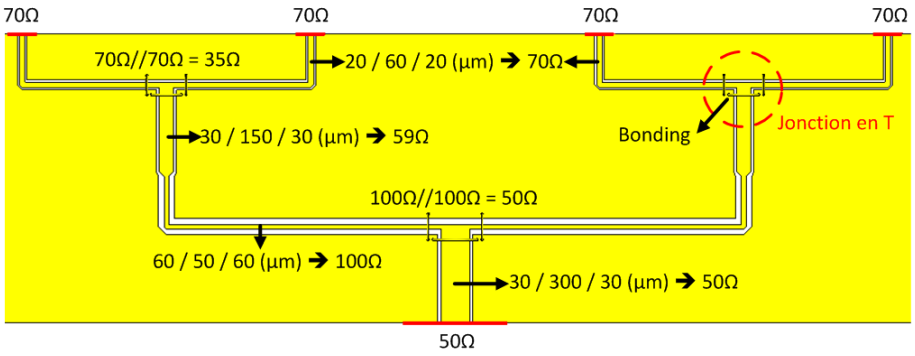



FIGURE 4.21 – Arborescence coplanaire d'alimentation

La figure 4.22 montre le réseau d'antennes avec l'intégration du diviseur de puissance 1 vers 4.

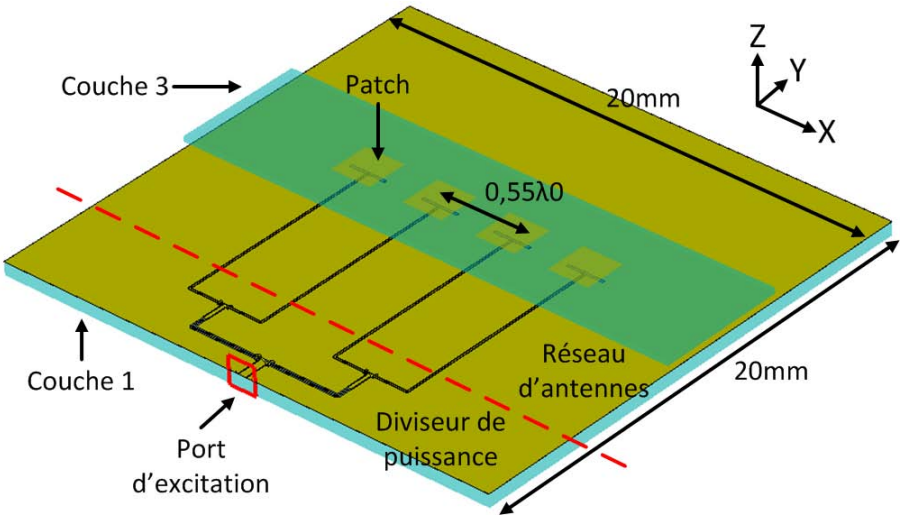



FIGURE 4.22 – Réseau d'antennes alimenté par un diviseur de puissance $1 \rightarrow 4$

Le module du coefficient de réflexion de cette antenne est montré figure 4.23.(a). Le réseau d'antennes avec l'intégration du diviseur de puissance présente un coefficient de réflexion inférieur à -10dB sur la bande de fréquences $53 - 58GHz$. Le gain de l'antenne est présenté figure 4.23.(b). Le gain reste supérieur à $10.5dB$ avec un maximum de $12.5dB$ à $56.5GHz$

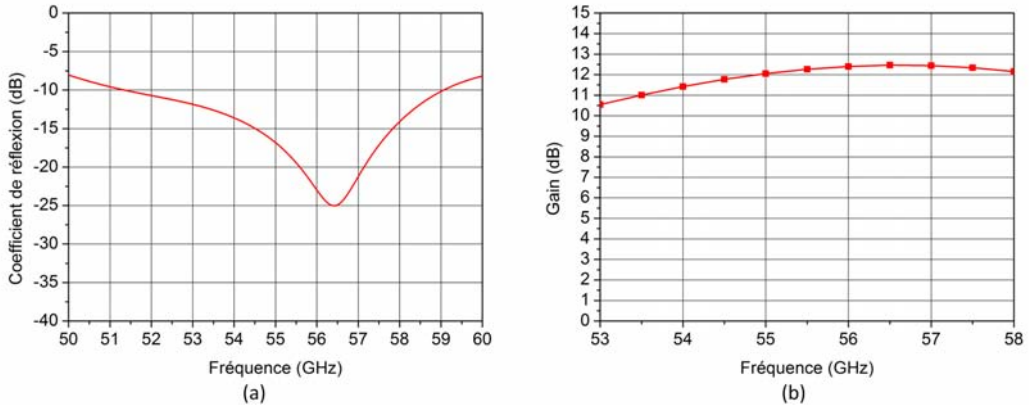



FIGURE 4.23 – (a) Coefficient de réflexion de l'antenne. (b) Gain de l'antenne dans l'axe

Les diagrammes de rayonnement dans le plan H (plan ZX) simulés à 55GHz et 57GHz en polarisation principale et croisée sont fournis figure 4.24.(a) et figure 4.24.(b). A 55GHz, le niveau des lobes secondaires est de -13dB et le niveau de polarisation croisée est inférieur à -25dB. A 57 GHz, le niveau des lobes secondaires est de -15dB et le niveau de polarisation croisée est inférieur à -22dB. On constate que le niveau de polarisation est supérieur au cas du réseau d'antennes sans diviseur de puissance. Cette remontée de polarisation croisée est due au rayonnement des lignes coplanaires constituant le diviseur de puissance. Dans les deux cas, l'ouverture à mi-puissance est de 24°.

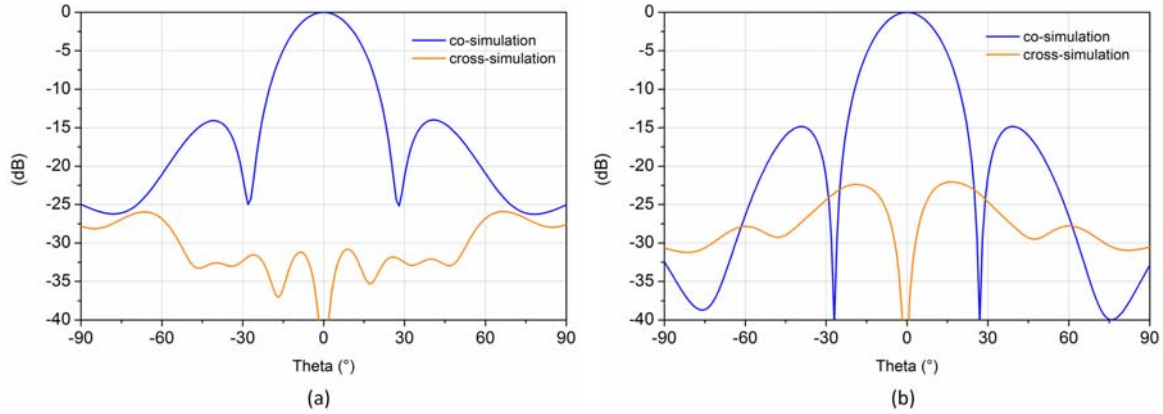



FIGURE 4.24 – Diagrammes de rayonnement 2D dans le plan H (plan ZX). (a) 55 GHz. (b) 57 GHz

### 4.5.2 Validation expérimentale

La figure 4.25 montre une photographie de la partie basse de l'antenne (couche 1) réalisée par XLIM. Comme il a été expliqué précédemment, cette partie est réalisée sur un substrat

de quartz d'épaisseur $500\mu m$ afin de rendre plus robuste la structure. La taille totale de cette partie est de $20 \times 20mm$. La partie basse de l'antenne est constituée d'un réseau de 4 fentes linéaires directement intégré dans le prolongement des déphaseurs, de 4 déphaseurs 2 bits et d'un diviseur de puissance coplanaire 1 vers 4.

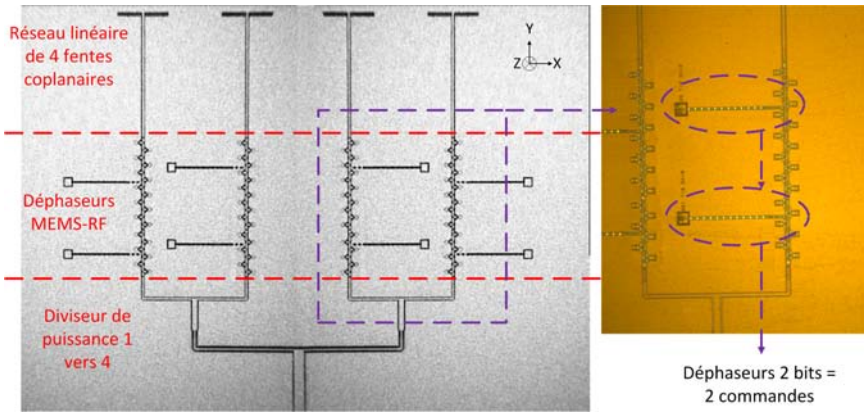



FIGURE 4.25 – Photo de la vue de dessus de la partie basse (couche 1) de l'antenne reconfigurable avec l'intégration des déphaseurs MEMS-RF et l'intégration du diviseur de puissance 1 vers 4

La partie haute de l'antenne, c'est-à-dire le réseau de 4 patchs sur quartz d'épaisseur $200\mu m$ a quant à lui été réalisé à l'IETR. La figure 4.26 montre une photographie des patchs. Il est a noté que sur un substrat de 2 pouces, plusieurs réseaux de 4 patchs ont été réalisés. Ces réseaux de 4 patchs ont été découpés à la scie à l'IEMN.

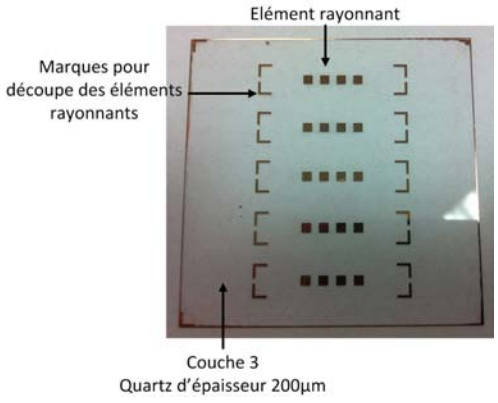



FIGURE 4.26 – Photo de la vue de dessus des éléments rayonnants réalisés sur un quartz d'épaisseur $200\mu m$

La partie basse (cf. figure 4.25) et la partie haute (cf. figure 4.26) de l'antenne ont été intégrées dans une station d'accueil réalisée en PVC (cf. figure 4.27). La structure d'accueil permet l'alignement de la partie haute de l'antenne par rapport à la partie basse et permet également de câbler des fils de polarisation pour la commande des déphaseurs MEMS. Afin de câbler les fils de polarisation, des substrats FR4 avec des pistes de cuivre ont été positionnés

de chaque côté de la structure d'accueil. Ses pistes de cuivre ont été ensuite connectées aux plots de polarisation par des fils de bonding non isolés d'un diamètre de $25\mu m$. Cette étape de câblage a été réalisée à l'IEMN.

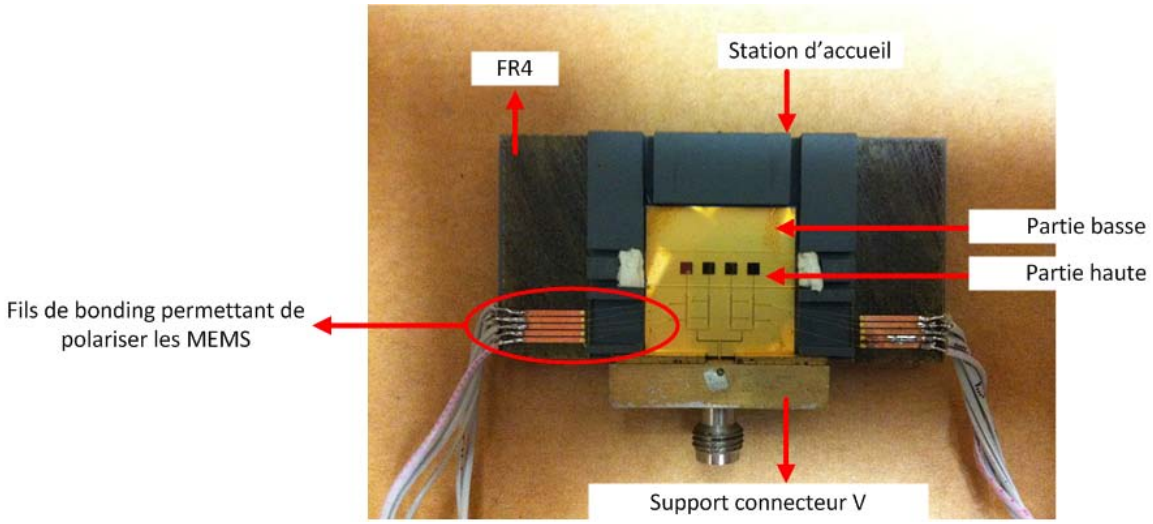



FIGURE 4.27 – Photo de la maquette finale (station d'accueil + partie basse de l'antenne (couche 1) + partie haute (couche 3) + connecteur)

#### 4.5.2.1 Mesures sans polariser les MEMS-RF

Dans un premier temps, l'antenne a été mesurée sans polariser les MEMS-RF. Afin d'éviter la dégradation des MEMS par des décharges électrostatiques, les fils de polarisation ont été reliés entre eux. La figure 4.28.(a) montre l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. On constate une bonne concordance entre simulation et mesure au niveau du coefficient de réflexion. La figure 4.28.(b) montre l'évolution du gain en fonction de la fréquence. Le gain simulé ne prend pas en compte les pertes des déphaseurs. À 55 GHz, le gain simulé est de 12dB. En mesure et donc avec les déphaseurs, le gain à 55 GHz est de 7dB. On estime donc que les pertes d'un déphaseur sont au maximum de 5dB.

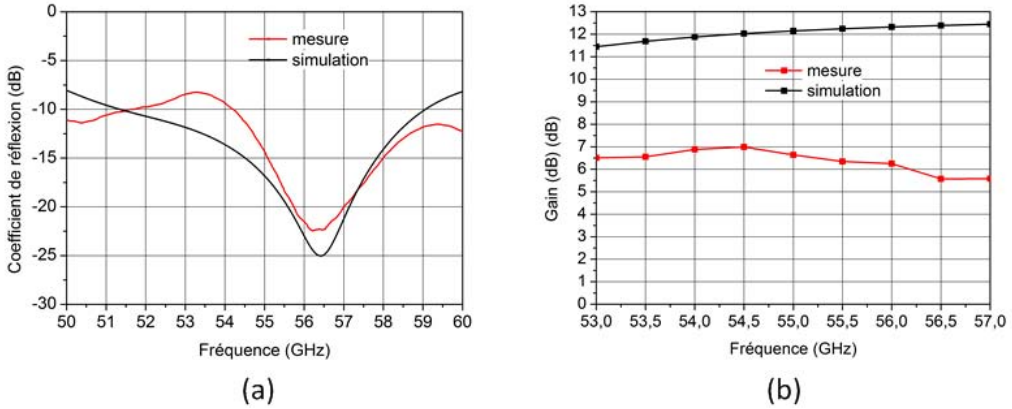



FIGURE 4.28 – (a) Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. (b) Evolution du gain en fonction de la fréquence

La figure 4.29 montre les diagrammes de rayonnement 2D dans le plan H à 54, 55 et 56 GHz. l'ouverture à mi-puissance est de 27°. Le niveau de polarisation croisée est d'environ -12,5dB et le niveau des lobes secondaire est d'environ -10dB. Ce niveau de polarisation croisé est probablement dû au rayonnement des déphaseurs et de l'arborescence coplanaire. La dissymétrie observée au niveau des lobes secondaires est probablement due à la différence d'impédance entre les déphaseurs et donc à une différence de phase sur chaque antenne.

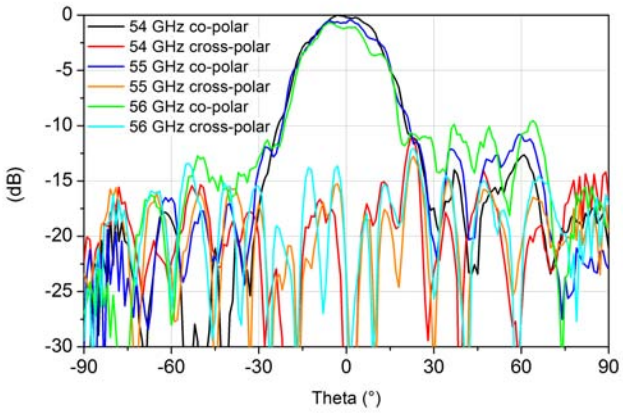



FIGURE 4.29 – Diagramme de rayonnement 2D dans le plan H à 54, 55 et 56 GHz

#### 4.5.2.2 Mesures en polarisant les MEMS-RF

Après avoir mesuré l'antenne sans polariser les MEMS-RF, nous avons mesuré cette dernière en polarisant les MEMS-RF. Dans un premier temps, la maquette a été mesurée sur table en adaptation selon deux configurations. La première configuration (cf. figure 4.30.(a)) permet d'obtenir une loi de phase de 0° entre chaque antenne. Pour cela, les MEMS-RF ont été reliés à la masse (niveau 0). La deuxième configuration (cf. figure 4.30.(b)) permet d'obtenir une loi de phase de 0°, 65°, 130° et 195° afin de dépointer le faisceau de l'antenne en appliquant sur certain MEMS-RF un niveau 0 et sur les autres MEMS-RF un signal carré d'une fréquence de 500Hz avec un niveau de $\pm 60V$ (niveau 1).

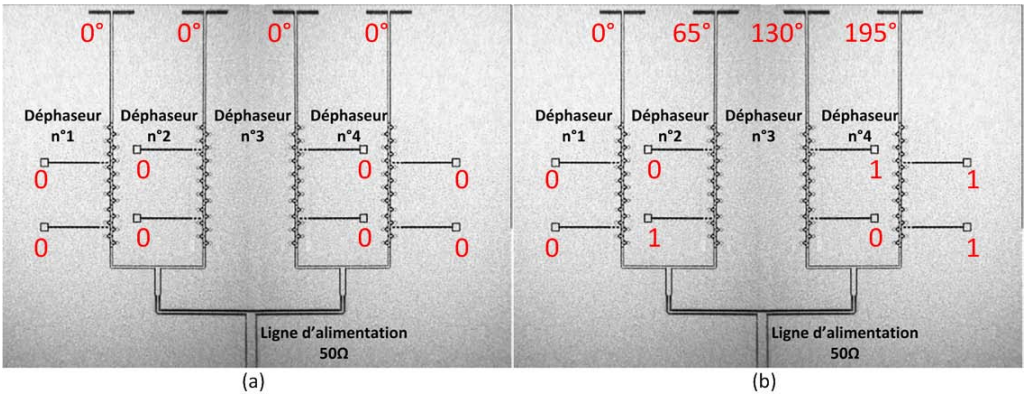



FIGURE 4.30 – (a) .(b)

L'évolution du coefficient de réflexion pour ces deux configurations est présentée sur la figure 4.31. On constate que pour ces deux configurations l'antenne est correctement adaptée avec un niveau inférieur à -10dB entre 54 et 60 GHz.

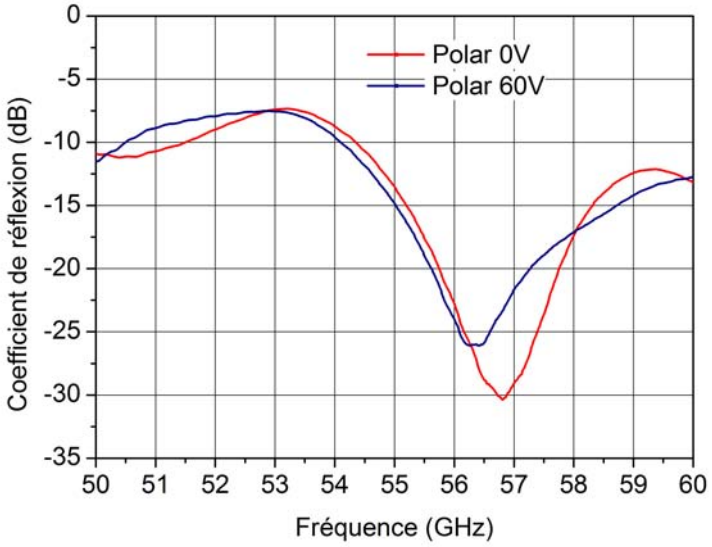



FIGURE 4.31 – Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

L'antenne présente une adaptation correcte, mais il est difficile de savoir si les MEMS-RF ont commuté. Une des manières de vérifier si les MEMS-RF ont commuté est de mesurer le diagramme de rayonnement de l'antenne afin de voir si oui ou non le faisceau de l'antenne dépointe. Pour ce faire, l'antenne a donc été montée dans la chambre anéchoïque. Malheureusement, lorsque l'antenne a été montée en chambre anéchoïque, deux fils de bonding se sont touchés ce qui a provoqué un court-circuit et a complètement dégradé la maquette. Il n'a donc pu être fait de mesure supplémentaire sur ce prototype.

## 4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une antenne reconfigurable en bande millimétrique avec des déphaseurs MEMS-RF sur quartz est décrite. Dans un premier temps, nous avons présenté de manière générale les déphaseurs à ligne de transmission coplanaire chargée de type DMTL réalisés par le laboratoire XLIM. Ce type de déphaseur permet d'obtenir de faibles pertes d'insertion, une faible consommation et également une intégration monolithique.

Dans un second temps, nous avons choisi un type d'antenne pouvant s'intégrer facilement aux déphaseurs MEMS-RF et présentant de bonnes performances en terme de rendement et de bande passante. Notre choix s'est porté vers les antennes microrubans excitées par fente coplanaire. Afin de valider les performances de ce type d'antenne, une antenne élémentaire passive a été simulée, optimisée et réalisée sur du quartz d'épaisseur $200\mu m$. Les résultats obtenus sont très encourageants avec notamment une forte efficacité sur la bande $53.5-56.5GHz$ et un niveau de polarisation croisée inférieur à $-20dB$. Nous avons ensuite présenté la simulation d'un réseau de 4 antennes élémentaires. Ce réseau a dans un premier temps été simulé sans diviseur de puissance nous permettant ainsi d'appliquer sur chaque élément rayonnant les phases proposées par le déphaseur d'XLIM ce qui nous a permis de voir le dépointage de l'antenne. Nous obtenons un diagramme de rayonnement dépointant à $18^{\circ}$ avec un niveau de lobes secondaires inférieur à $-11dB$. Le gain du réseau d'antennes sans diviseur de puissance est d'environ $12dB$. Dans un second temps, un diviseur de puissance à été ajouté.

Ensuite, la partie basse de l'antenne reconfigurable a été réalisée par XLIM. Elle est constituée d'un réseau linéaire de 4 fentes coplanaires, de 4 déphaseurs 2 bits et d'un diviseur de puissance coplanaire 1 vers 4. Il est à noter que cette couche a été réalisée en 4 exemplaires pour pallier à d'éventuels problèmes de répétabilité. La partie haute constituée des patchs sur quartz et de la station d'accueil a également été réalisée à l'IETR. Les parties basse et haute de l'antenne ont été intégrées dans la station d'accueil afin de former l'antenne reconfigurable. Cette antenne a, dans un premier temps, été mesurée en adaptation et en diagramme de rayonnement sans polariser les MEMS-RF. Cette première phase de mesure nous a permis de valider le fonctionnement de l'antenne. Elle nous a également permis d'évaluer les pertes des déphaseurs que nous estimons au maximum à 5dB. Ensuite l'antenne a été mesurée en polarisant les MEMS-RF selon deux configurations. Les mesures en adaptation se sont correctement déroulées, mais malheureusement la mesure du digramme de rayonnement a échoué à cause d'un court-circuit qui a complètement dégradé les MEMS-RF. À l'heure actuelle, il faudrait donc recâbler d'autres prototypes afin de lancer une nouvelle campagne de mesures.

# Bibliographie

[1] C.-T. Ndiaye, A. Pothier, C. Guines, and P. Blondy, "Low-loss distributed 2-bit rf mems phase shifter for 60ghz applications," *MEMSWAVE 2011, 12th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems*, 2011. (Cité en pages 123 et 124.)

[2] B. Kormanyos, W. Harokopus Jr, L. Katehi, and G. Rebeiz, "Cpw-fed active slot antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 4, pp. 541–545, 1994. (Cité en page 125.)

[3] L. Giauffret, J. Laheurte, and A. Papiernik, "Study of various shapes of the coupling slot in cpw-fed microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 4, pp. 642–647, 1997. (Cité en page 125.)

[4] L. Le Garrec, M. Himdi, R. Sauleau, L. Mazenq, K. Grenier, and R. Plana, "Cpw-fed slot microstrip mems-based reconfigurable arrays," in *IEEE, Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2. IEEE, 2004, pp. 1835–1838. (Cité en page 125.)

[5] C. Luxey, L. Dussopt, J. Le Sonn, and J. Laheurte, "Dual-frequency operation of cpw-fed antenna controlled by pin diodes," *Electronics letters*, vol. 36, no. 1, pp. 2–3, 2000. (Cité en page 125.)

[6] J. Laheurte, "Switchable cpw-fed slot antenna for multifrequency operation," *Electronics letters*, vol. 37, no. 25, pp. 1498–1500, 2001. (Cité en page 125.)

[7] J. Laheurte, L. Katehi, and G. Rebeiz, "Cpw-fed slot antennas on multilayer dielectric substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 8, pp. 1102–1111, 1996. (Cité en page 125.)

# Conclusion générale et perspectives

## Bilan des travaux effectués

L'objectif du projet SIPCOM a été de démontrer la faisabilité d'une intégration hétérogène (SiP) miniature, faible coût associant des MEMS-RF à des circuits MMIC actifs et des antennes intelligentes pour établir des communications robustes en gamme millimétrique. Le module comprend les fonctions suivantes : circuit d'émission (génération des pulses), réseau d'antennes, déphaseurs permettant le dépointage de faisceau du réseau d'antennes, commutateur MEMS de veille/réveil du module. L'ambition du projet était d'intégrer l'ensemble des fonctions citées précédemment dans un module 3D (plusieurs niveaux incluant des connexions verticales) sur une plateforme Silicium / BCB de dimensions de l'ordre de $10 \times 10 \times 2mm^3$. Ce projet a été piloté par l'IEMN avec les partenaires suivants : CEA-LETI, DelFMEMS, Thales Alenia Space, OMMIC, ST Microelectronics, XLIM et l'IETR.

L'objectif principal de cette thèse a été d'étudier et de concevoir un réseau d'antennes reconfigurable associé à des déphaseurs MEMS-RF de faible encombrement avec une bonne efficacité de rayonnement dans la bande millimétrique, afin de pouvoir l'intégrer au démonstrateur final SIPCOM réalisé sur une plateforme Silicium / BCB. La réalisation des déphaseurs MEMS-RF a été réalisée par le laboratoire XLIM.

Le but étant de réaliser un module 3D (technologie SiP) de faibles dimensions, l'idée de départ était de placer sous le réseau d'antennes les déphaseurs à base de MEMS-RF ainsi que l'arborescence permettant de diviser le signal entre les sources.

Dans le **chapitre 1**, une étude bibliographique sur les dispositifs TX/RX et des antennes intégrables en bande millimétrique a été présentée. Cette étude bibliographique a démontré que les principaux dispositifs TX/RX ne disposaient pas d'antenne reconfigurable et que l'antenne était souvent reportée et non intégrée au dispositif RF. En outre, les antennes directement intégrées sur silicium présentent des gains très souvent négatifs ou s'approchant de 0dBi en utilisant un silicium haute résistivité. Ce premier chapitre nous a également permis de voir que des solutions comme l'intégration d'une cavité d'air sous l'élément rayonnant et/ou l'utilisation

d'antennes multicouches permettaient d'augmenter le rendement et l'efficacité des antennes intégrées sur Silicium. Ce chapitre a donc finalement permis d'orienter le travail de thèse vers la conception d'antennes patch sur membrane et plus particulièrement vers les antennes patch sur membrane alimentées par couplage, afin d'optimiser le rendement et la largeur de bande de ces antennes qui seront intégrées avec la technologie Silicium / BCB

Le **chapitre 2** présente l'étude et la conception d'antennes élémentaires et de réseaux d'antennes patch sur membrane en utilisant une nouvelle technologie simple et bas coût développée en collaboration avec la société LITHOS afin de valider simplement le principe d'antenne sur membrane (ou cavité d'air). Cette étude a été réalisée en parallèle du projet SIPCOM. La nouvelle technologie mise en oeuvre dans ce chapitre est basée sur un support en FR4 et un substrat de Pyralux pour la partie membrane. Dans un premier temps, nous avons validé cette technologie par la réalisation d'une antenne élémentaire et d'un réseau d'antennes patch sur membrane alimentées par fente à partir d'une ligne microruban. La réalisation de ces antennes a démontré que la nouvelle technologie permettait d'obtenir de très bonnes performances en bande millimétrique avec notamment un rendement supérieur à 70% ainsi que des niveaux de composantes croisées relativement faibles (-20dB). Cependant, ce type d'antenne présente un niveau de rayonnement arrière relativement élevé avec un niveau de -12dB, ce qui peut être ennuyeux dans le cadre d'une intégration dans un module 3D. Pour limiter le rayonnement arrière dû à la fente, nous avons ensuite présenté et réalisé un nouveau concept d'antenne patch sur membrane alimentée par un guide d'onde intégré (SIW) via une fente de couplage et ceci dans un substrat de faible épaisseur, permettant ainsi de rendre l'antenne d'un point vue électromagnétique indépendante du reste du module. Nous avons montré que malgré l'utilisation d'un guide de faible épaisseur, cette nouvelle structure d'antenne présentait un rendement supérieur à 70% avec un rayonnement arrière inférieur à -22dB tout en ayant un niveau de polarisation croisée de -20dB. En résumé, nous avons mis au point une nouvelle technologie bas coût permettant d'atteindre de très bonnes performances en millimétrique ainsi qu'un nouveau concept d'antenne permettant une intégration dans un module de communication 3D.

Dans le **chapitre 3**, est présentée dans un premier temps la technologie SiP avec l'intégration de l'antenne patch sur membrane alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage sur une plateforme Silicium / BCB. Le silicium nous a servi de support pour les différentes puces du module et le BCB de substrat diélectrique pour les lignes de transmission. Ensuite, ce substrat BCB a été caractérisé à 60GHz à l'aide de différentes structures de propagation. Cela nous a également permis de valider certaines étapes technologiques comme le dépôt, la structuration ainsi que la réalisation de trous métallisés dans le BCB. La réalisation de cette technologie nous a permis de lever un verrou concernant le dépôt d'une épaisseur importante de BCB ($30\mu m$ dans notre cas). En effet, du fait des fortes contraintes intrinsèques de ce matériau et de l'épaisseur mise en jeu, ceci pose des problèmes d'accrochage avec l'or. Le BCB devait

initialement faire office de capot au démonstrateur final SIPCOM. Nous avons donc voulu dans un premier temps utiliser ce capot comme membrane pour l'élément rayonnant de l'antenne. Nous avons donc présenté les simulations d'une antenne et d'un réseau d'antennes patch sur membrane BCB alimentées par des guides d'onde intégrés via des fentes de couplage. Le report de cette membrane sur une cavité d'air se situant dans le silicium est une étape complexe. Afin de simplifier la réalisation du module final, nous avons pour la réalisation du premier démonstrateur, modifié la partie haute de l'antenne. Nous avons donc remplacé la membrane BCB par une membrane en silicium. Le réseau d'antennes patch sur membrane en silicium présente à 55GHz un gain de 13,6dB dans l'axe et un gain de 13,4dB pour un dépointage de 18°. À ce jour, le démonstrateur final SIPCOM avec l'intégration du réseau d'antennes patch sur membrane silicium est en cours de réalisation à l'IEMN.

Dans le but de concevoir une antenne dans laquelle le déphaseur MEMS est directement intégré avec la fente de couplage permettant l'excitation de l'antenne, nous avons présenté à travers le **chapitre 4** l'étude d'une antenne reconfigurable en bande millimétrique avec l'intégration des déphaseurs MEMS-RF réalisés par le laboratoire XLIM. Dans un premier temps, nous avons présenté de manière générale les déphaseurs à ligne de transmission coplanaire chargée de type DMTL réalisés par le laboratoire XLIM. Ce type de déphaseur permet d'obtenir de faibles pertes d'insertion, une faible consommation et également une intégration monolithique. Dans un second temps, nous avons choisi une antenne pouvant s'intégrer facilement aux déphaseurs MEMS-RF. Notre choix s'est porté vers les antennes microruban excitées par fente coplanaire. Ce type d'antenne nous a permis d'intégrer chaque excitateur (fente coplanaire) dans le design du déphaseur permettant de s'affranchir des interconnexions par bonding entre le déphaseur et la partie antennaire. Afin de valider les performances de ce type d'antenne, nous avons réalisé à l'IEMN une antenne élémentaire passive sur du quartz d'épaisseur $200\mu m$. À travers cette réalisation, nous avons montré que ce type d'antenne permettait d'obtenir une efficacité moyenne de 82% sur la bande 53.5 - 56.5GHz. Ensuite, nous avons présenté la simulation d'un réseau de 4 antennes élémentaires. Le gain de ce réseau d'antennes est d'environ 12dB. La fin du chapitre 4 concerne la conception de ce réseau d'antennes à balayage électronique. La partie basse constituée des déphaseurs MEMS, du réseau d'alimentation et des fentes coplanaires, a été réalisée par XLIM. Concernant la partie haute (patchs et station d'accueil), elle a été réalisée à l'IETR. Ces deux parties ont ensuite été assemblées et câblées à l'IEMN. Une première phase de mesure a été réalisée à l'IETR sans polariser les MEMS-RF. Nous avons montré que l'antenne dans un fonctionnement passif fonctionnait correctement avec un gain à 55 GHz de 7dB. Une seconde phase de mesure a été réalisée, mais cette fois-ci en polarisant les MEMS-RF. Les mesures en adaptation ont montré que l'antenne dans un fonctionnement actif fonctionnait avec un niveau d'adaptation sur la bande 54 - 60 GHz inférieur à -10dB. Malheureusement lorsque l'antenne a été montée en chambre anéchoïque, deux fils de bonding ont

légèrement bougé ce qui a provoqué un court-circuit et donc une dégradation des MEMS-RF.

# Perspectives

La technologie polymère bas coût développée à travers ces travaux de recherche peut servir pour d'autres projets avec des épaisseurs différentes pour le Pyralux TK et le FR4. Il reste néanmoins à fiabiliser cette technologie au niveau de l'alignement des différentes couches et au niveau de l'affaissement de la membrane dans la cavité. Une autre perspective serait de réaliser avec cette technologie un réseau d'antennes reconfigurable.

Concernant la technologie Silicium / BCB il reste à fiabiliser les process technologiques mis au point à travers cette thèse. Le module SiP du démonstrateur SIPCOM réalisé à travers cette thèse n'intègre pas toutes les fonctions (pompe de charge, circuit de vielle/réveille, FPGA) et les déphaseurs ainsi que le circuit d'émission se trouvent sur le même niveau que l'antenne. La réalisation complète d'un module SiP avec l'intégration des différentes puces (MEMS, MMIC) sous l'antenne est à réaliser. Une autre perspective serait d'utiliser la transition coaxiale développée à l'IEMN pour interconnecter les différents niveaux du module SiP. Il serait également intéressant de développer un process pour réaliser des grandes membranes de BCB ou bien trouver un autre matériau comme le PerMX, le PDMS ou bien le Pyralux TK pour la réalisation de la membrane.

Concernant l'antenne reconfigurable sur quartz en bande millimétrique, une des premières perspectives est de mesurer une nouvelle maquette afin de valider le dépointage du faisceau de l'antenne. Dans un second temps, on peut imaginer de remplacer la station d'accueil, par un susbrat de silicium avec une cavité d'air débouchante (cf. figure 4.32). Ce silicium serait collé par thermocompression or/or à la partie basse de l'antenne réalisée sur du quartz. La partie haute de l'antenne également réalisée sur un substrat de quartz serait également collée par thermocompression or/or sur le silicium.

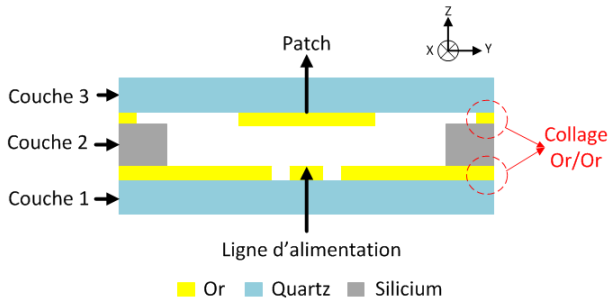



FIGURE 4.32 – Concept de l'antenne patch alimentée par fente coplanaire sur une plateforme Quartz/Silicium

# ANNEXE A

# Technique de fabrication

## A.1 Litographie optique

La lithographie optique permet de réaliser des motifs dans une résine photosensible par projection d'un rayonnement UV à travers un masque en contact ou en proximité avec l'échantillon fonctionnant avec des longueurs d'onde d'exposition de 365nm, 248nm ou 193nm. Le principe de cette technique est schématisé sur la figure A.1.

En lithographie optique, un film de résine, déposé en surface d'un substrat de silicium, est exposé par un flux de photons à travers un masque en contact ou en proximité avec l'échantillon. Ce film de résine est donc exposé de manière sélective. Dans les zones exposées, les photons réagissent avec la résine et modifient ses propriétés de solubilité. Les motifs sont ensuite révélés dans du développeur (typiquement une solution aqueuse basique) : les zones de la résine qui sont peu soluble subsistent à la surface du substrat, le reste de la résine étant solubilisé dans le développeur. Il existe deux catégories de résine : les résines à tonalité positive et les résines à tonalité négative. Pour les résines à tonalité positive, la zone exposée est retirée lors du développement, alors que pour les résines à tonalité négative, la partie exposée devient insoluble dans le développeur, comme le montre le schéma de la figure A.1.

Des motifs de résine de bonne qualité (dimensions respectées, faibles rugosité de bord...) sont obtenus grâce à l'utilisation, à la fois d'un outil d'exposition performant, et d'une résine de bonne qualité. Avec une longueur de 365nm il est possible d'obtenir des motifs avec une résolution d'environ $0,8\mu m$. Avec une longueur d'onde de 248nm la résolution des motifs sera d'environ $0,5\mu m$.

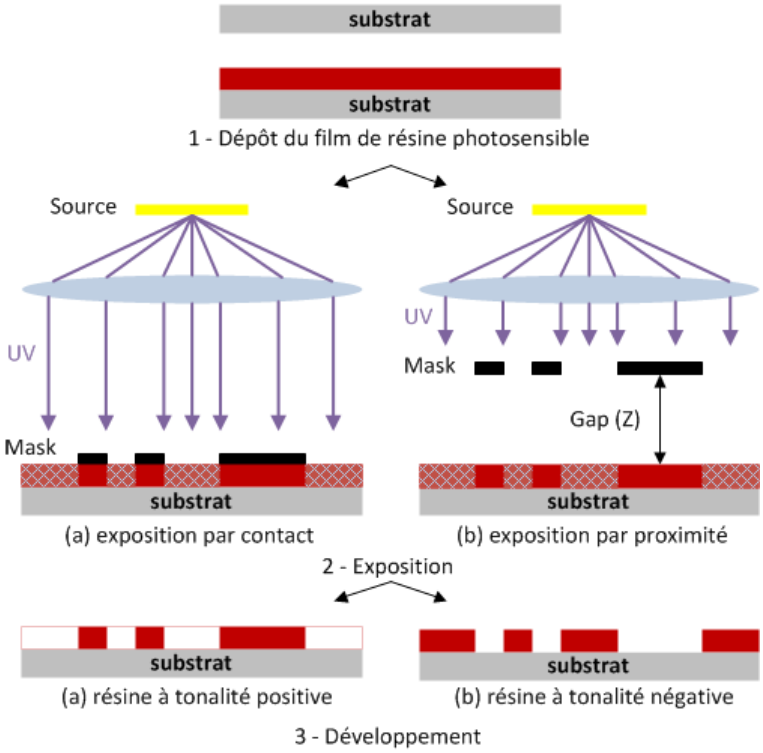



FIGURE A.1 – Principe général du procédé de litographie optique, avec une résine à tonalité positive ou négative

# ANNEXE B

## Données constructeur Pyralux

# DuPont™ Pyralux® TK

## flexible circuit materials

## Technical Information

### Description

DuPont™ Pyralux® TK flexible circuit material is a flexible copper clad laminate and bonding film system specifically formulated for high-speed digital and high-frequency flexible circuit applications. With a dielectric constant (DK) of 2.3 or 2.5, and low loss (DF) of 0.0015 or 0.002 depending on the ratio of DuPont™ Teflon® to DuPont™ Kapton® polyimide film.

The clad dielectric is a proprietary layered composite of Teflon® and Kapton® films. A variety of copper foil weights are available; the standard foils are 18 and 36 micron rolled annealed (RA) copper.

The bonding film is also a layered dielectric, made with Teflon® and Kapton® films. The bonding film contains a Teflon® film with a lower lamination temperature than the clad.

### Applications

Pyralux® TK laminate and bondply films are designed for high speed flex applications, including microstrip and stripline controlled impedance constructions. Key property advantages are:

- Low dielectric constant
- Low loss tangent
- Low moisture absorption
- Tight thickness tolerance
- Standard flex properties
- Wide processing latitude
- Thin—50, 75, and 100 microns

### Constructions

Pyralux® TK flexible circuit material is available in a variety of thicknesses.

**Table 1**
**DuPont™ Pyralux® TK Clads—double sided only**

| Pyralux® TK Code | Copper micron | Dielectric micron | Copper micron |
|---|---|---|---|
| 185018R | 18 | 50 | 18 |
| 187518R | 18 | 75 | 18 |
| 1810018R | 18 | 100 | 18 |
| 365036R | 36 | 50 | 36 |
| 367536R | 36 | 75 | 36 |
| 3610036R | 36 | 100 | 36 |

**Table 2**
**DuPont™ Pyralux® TK Bonding Films**

| Pyralux® TK Code | Teflon® micron | Kapton® micron | Teflon® micron |
|---|---|---|---|
| 252525 | 25 | 25 | 25 |
| 255025 | 25 | 50 | 25 |

### Packaging

Pyralux® TK clads are supplied in a sheet form, with standard dimensions of 24" x 36", 24" x 18", and 12" x 18" (610 x 914mm, 610 x 457mm, and 305 x 457mm). Other dimensions are available upon request.

Pyralux® TK bonding films are supplied on 610 mm (24 in) wide by 76 m (250 ft) long rolls, on nominal 76 mm (3 in) cores. Other widths and lengths are also available.

### Specifications

UL V-0
IPC-4204/13 (clad)
IPC-4203/5 (bonding film)
RoHS Compliant
Pb-Free alloy compatible

DUPONT®

*The miracles of science™*

## DuPont™ Pyralux® TK Copper Clad Laminate

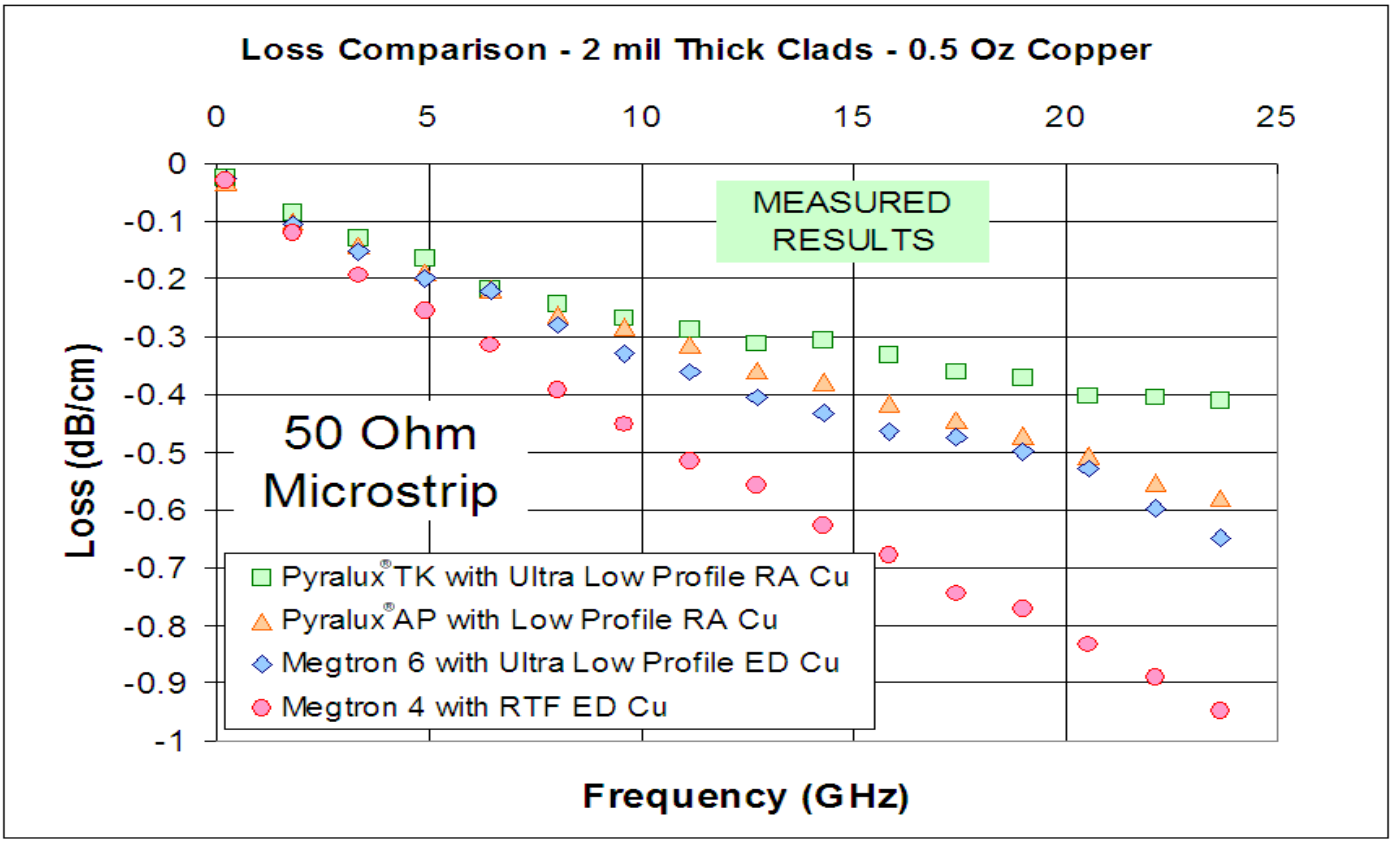
| Property | Pyralux® TK 185018R | Pyralux® TK 187518R | Pyralux® TK 1810018R |
|---|---|---|---|
| Dielectric Constant 10 GHz, Normal* | 2.5 | 2.3 | 2.5 |
| Dielectric Constant 10 GHz, In-plane** | 2.8 | 2.6 | 2.8 |
| Loss Tangent 10 GHz | 0.002 | 0.0015 | 0.002 |
| Peel Strength AR, N/m (pli), 18 um Cu | 1200 (7) | 1200 (7) | 1200 (7) |
| Peel Strength AS, N/m (pli), 18 um Cu | 1200 (7) | 1200 (7) | 1200 (7) |
| Peel Strength After HAST, N/m (pli), 18 um Cu | 900 (5) | 900 (5) | 900 (5) |
| Moisture Absorption, % | 0.6 | 0.3 | 0.6 |
| Solder Float, 3 min at 288°C | Pass | Pass | Pass |
| Dimensional Stability % | | | |
| Method B, After Bake, MD/TD | -0.03/-0.07 | -0.14/-0.21 | -0.06/-0.08 |
| Method C, After Bake, MD/TD | -0.04/-0.11 | -0.20/-0.31 | -0.10/-0.12 |
| MIT Flex Test, with LF coverlay | 730 | 404 | N/A |
| CTE, ppm/C (50 to 250°C) | 27 | 27 | 27 |
| Modulus, MPa (kpsi) | 3100 (450) | 2400 (350) | 3100 (450) |
| Tensile Strength, MPa (kpsi) | 220 (30) | 145 (21) | 185 (27) |
| Elongation, % | 60 | 75 | 60 |
| Dielectric Strength, volts/um (volts/mil) | 200 (5000) | 190 (4800) | 170 (4300) |
| Flame Rating, UL | V-0 | V-0 | V-0 |
| RTI, UL | 200°C | 200°C | 200°C |
| Decomposition Temperature 2%/5% | 531°C/548°C | 531°C/548°C | 531°C/548°C |

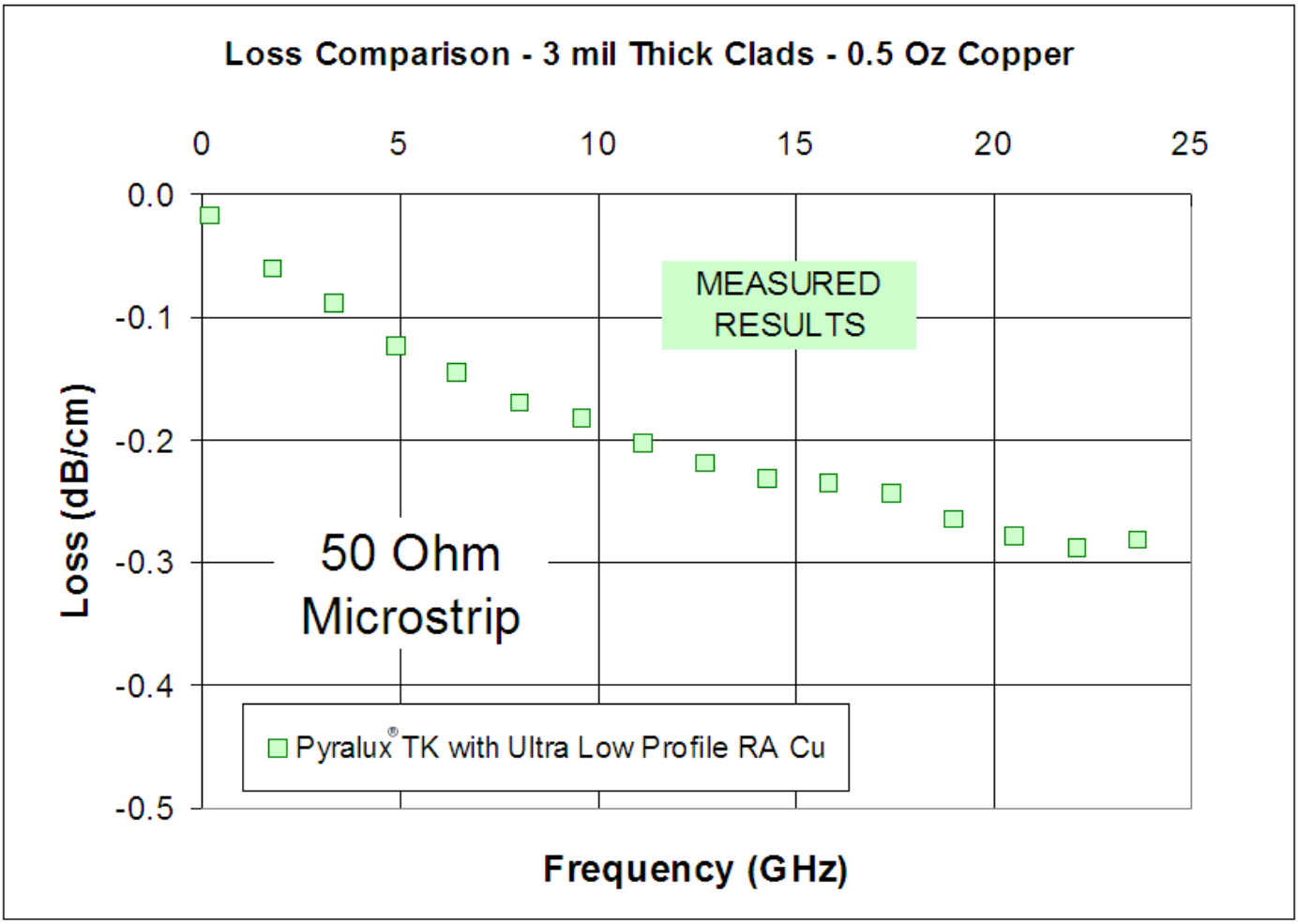
*IPC-TM-650-2.5.5.5 value to be used in design calculations.
**In-plane values are bulk properties measured by ASTM-D-2520
HAST Conditions are: 2 atm, 120°C, 90% humidity, 96 hours
MIT Flex Test: 18 um copper lines, 0.38 mm radius

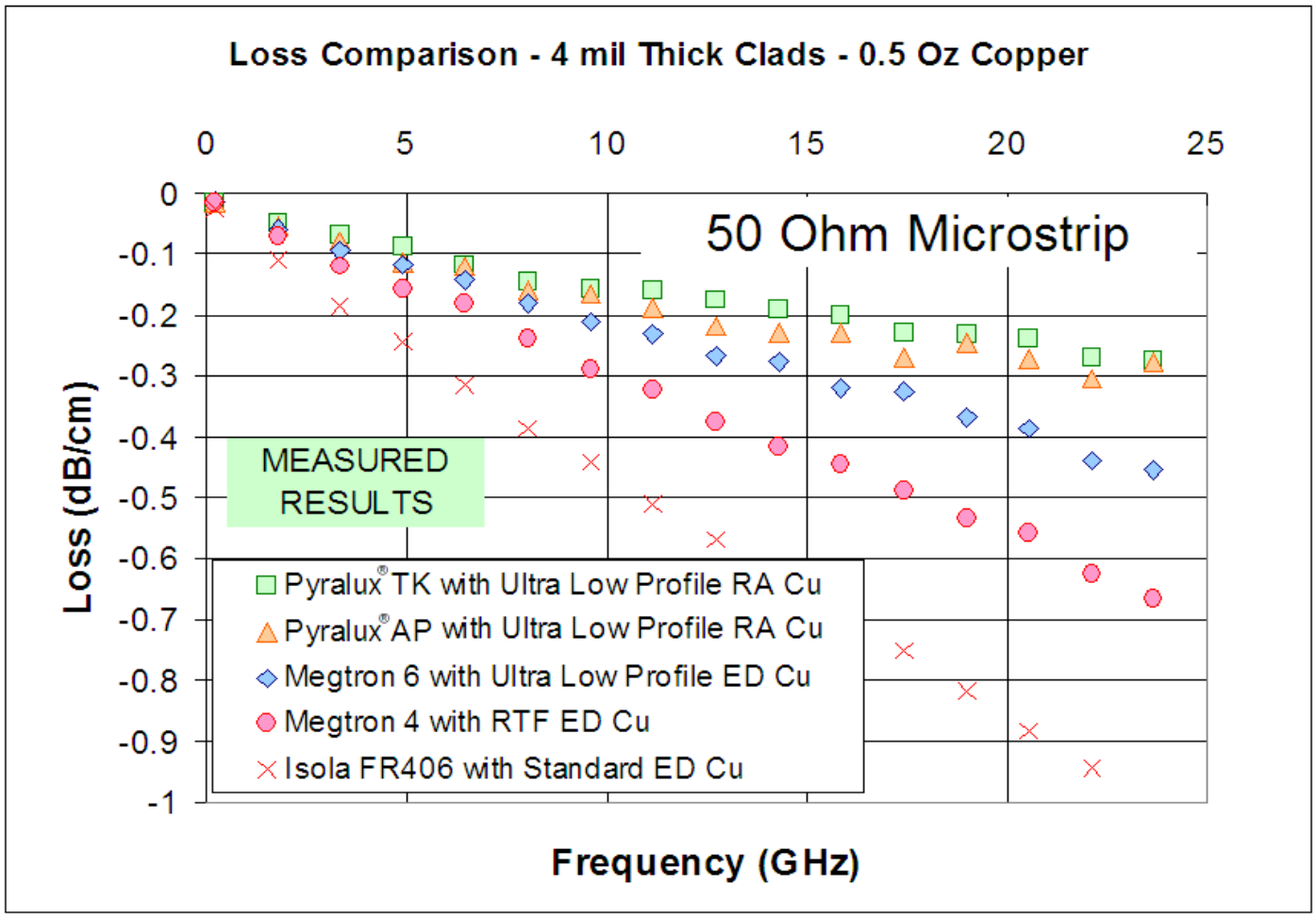
## Pyralux® TK Bondply

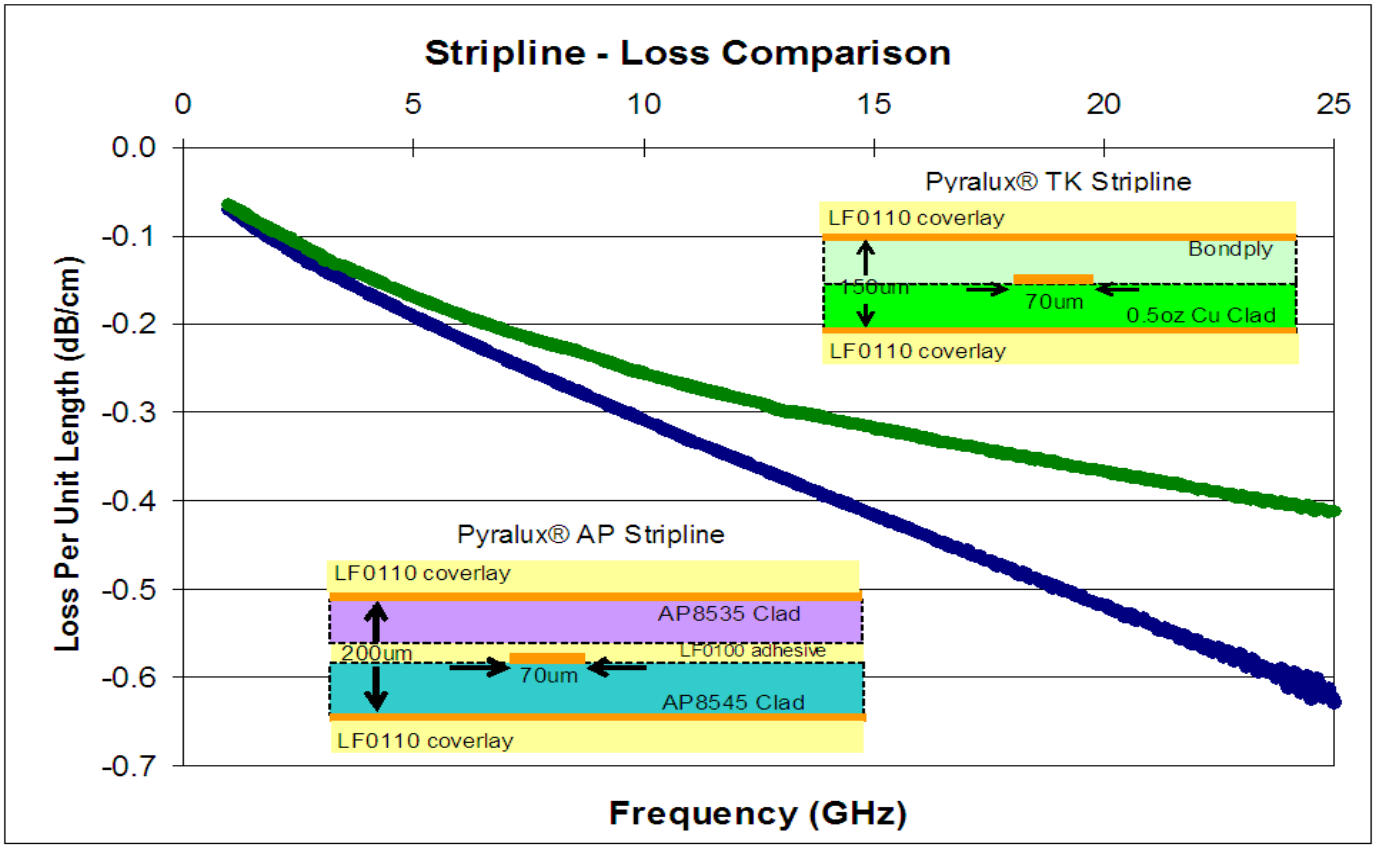
| Property | Pyralux® TK Bondply 252525 | Pyralux® TK Bondply 255025 |
|---|---|---|
| Dielectric Constant 10 GHz, Normal* | 2.3 | 2.5 |
| Dielectric Constant 10 GHz, In-plane** | 2.6 | 2.8 |
| Loss Tangent 10 GHz | 0.0015 | 0.002 |
| Peel Strength to Dielectric of TK Laminate, N/m (pli) | 1200 (7) | 1200 (7) |
| Peel Strength AR to Copper Foil, N/m (pli), 36 um Cu | 1000 (6) | 1000 (6) |
| Peel Strength AR, to Shiny Cu, N/m (pli), 18 um Cu | 500 (3) | 500 (3) |
| Moisture Absorption, % | 0.3 | 0.6 |
| Solder Float, 10 sec at 288°C | Pass | Pass |
| Dielectric Strength, volts/um (volts/mil) | 190 (4800) | 170 (4300) |
| UL Flame Recognition | V-0 | V-0 |
| Decomposition Temperature 2%/5% | 494°C/514°C | 494°C/514°C |

*IPC-TM-650-2.5.5.5 value to be used in design calculations.
**In-plane values are bulk properties measured by ASTM-D-2520


Loss Comparison - 2 mil Thick Clads - 0.5 Oz Copper
0
5
10
15
20
25
0
-0.1
-0.2
-0.3
-0.4
-0.5
-0.6
-0.7
-0.8
-0.9
-1
Loss (dB/cm)
MEASURED RESULTS
50 Ohm Microstrip
Pyralux® TK with Ultra Low Profile RA Cu
Pyralux® AP with Low Profile RA Cu
Megtron 6 with Ultra Low Profile ED Cu
Megtron 4 with RTF ED Cu
Frequency (GHz)


Loss Comparison - 3 mil Thick Clads - 0.5 Oz Copper
0
5
10
15
20
25
0.0
-0.1
-0.2
-0.3
-0.4
-0.5
Loss (dB/cm)
MEASURED RESULTS
50 Ohm Microstrip
Pyralux® TK with Ultra Low Profile RA Cu
Frequency (GHz)


Loss Comparison - 4 mil Thick Clads - 0.5 Oz Copper
0
5
10
15
20
25
0
-0.1
-0.2
-0.3
-0.4
-0.5
-0.6
-0.7
-0.8
-0.9
-1
Loss (dB/cm)
50 Ohm Microstrip
MEASURED RESULTS
Pyralux® TK with Ultra Low Profile RA Cu
Pyralux® AP with Ultra Low Profile RA Cu
Megtron 6 with Ultra Low Profile ED Cu
Megtron 4 with RTF ED Cu
Isola FR406 with Standard ED Cu
Frequency (GHz)


Stripline - Loss Comparison
0
5
10
15
20
25
0.0
-0.1
-0.2
-0.3
-0.4
-0.5
-0.6
-0.7
Loss Per Unit Length (dB/cm)
Pyralux® TK Stripline
LF0110 coverlay
Bondply
150um
70um
0.5oz Cu Clad
LF0110 coverlay
Pyralux® AP Stripline
LF0110 coverlay
AP8535 Clad
200um
LF0100 adhesive
70um
AP8545 Clad
LF0110 coverlay
Frequency (GHz)

## Processing Suggestions

### Bondply Lamination

1. Start with cold press.
2. Pull vacuum for at least 15 minutes before applying pressure or heat.
3. Start pressure and heat. Aim peak temperature to 280–290°C (535–554°F). (Do not exceed 300°C (572°F)).
4. Aim pressure to a maximum of 250 psi (1.7 MPa). Lower pressures may work as well.
5. Ramp rate is not critical and can vary with capability of lamination press.
6. Hold at peak temperature for 60 minutes to insure best adhesion.
7. Cool down under pressure. Cool down rate is not critical.

TK Bondply adhesion to dielectric and copper surfaces is mainly determined by peak lamination temperature and time at peak temperature. Pressure has very little effect. This is even true for conformation and flow of the TK bondply adhesive around circuitry.

### Clad Preparation for Bondply lamination

Adhesion of treated copper foil to TK bondply varies with copper foil type and chemistry. Test adhesion before deciding on copper foil. (We have found that Nikko (Gould) RA coppers work well.)

Adhesion of TK bondply to shiny copper requires a good microetch of 40 microinches or more to achieve good adhesion. Alternative oxides give even higher adhesion. We successfully tested:

- Cobra Bond (OMG Group)
- Circubond (Dow, was Shipley)
- Bondfilm (Atotech)

Adhesion of TK bondply to TK clad dielectric is very good. However, make sure to not damage the Teflon® surface of the TK clads after etching (i.e. no pumice scrubbing or plasma etching). This will remove the activated surface, which will reduce adhesion to TK bondply and standard coverlays.

### Press Pad Recommendations

Use press pads that can survive 280 to 290°C for bondply lamination. Possible options:

- Sheets of skived PTFE film along with sheets of copper and aluminum foil.
- Taconic TacPad™ Press Pad Material
- We are still testing new press pads and will add after testing.

### Drilling and Desmear Recommendations

The procedures used today to drill and desmear high speed PTFE boards should be adequate for DuPont™ Pyralux® TK flexible circuit materials. The Teflon® in Pyralux® TK is chemically similar to the PTFE fluoropolymer used in present high speed laminate. Do not use undercut drill bits for drilling Pyralux® TK clads. It is critical that the drill bits not get so hot that they start to melt the Teflon® layers.

For circuit constructions with Teflon® and other dielectrics, one should always run the desmear process for non-Teflon® dielectric first. Then run the desmear process for the Teflon®. Therefore, Pyralux® TK could be desmeared initially in the same process used for Pyralux® AP and then followed by a Teflon® preparation.

Options for Teflon® Desmear:
Sodium Etch: This is a Sodium Napthalene solution available from Poly-Etch or Fluoro-Etch. It works well and has been used for many years. Most PCB manufacturers who routinely run high speed PTFE boards will already have sodium etch available.

Plasma Etching: The Teflon® can be prepared for plating with plasma etching as well. There are several different gases for preparing Teflon® layers:

- Pure nitrogen
- Nitrogen/hydrogen mixtures (from 70/30 to 30/70)
- Helium
- Oxygen

The general goal is to remove the fluorine from the surface of the Teflon® to improve wetting. That is why the standard gases for other dielectrics (CF4/02) should never be the last plasma gases used in a multistage process.

### Laser Drilling

Pyralux® TK works well with Carbon Dioxide lasers. We do not recommend laser drilling vias with standard UV lasers. Use standard desmear after laser drilling.

### Coverlays

Pyralux® LF and FR coverlays are compatible with Pyralux® TK laminate. The adhesion between the coverlay adhesive and the TK dielectric is very good. A few epoxy based coverlays have also demonstrated good adhesion based on internal testing.

### Rigid-Flex

Several prepregs used in rigid flex applications have shown good adhesion to the dielectric surface of the TK clad. Both epoxy and polyimide prepregs were tested.

## General Information

### Handling

Pyralux® TK laminate and bondply are more sensitive to static build up than traditional flexible circuit materials because of the low moisture levels. After etching, handle sample carefully to prevent collection of particulate.

### Storage Conditions and Shelf Life

Pyralux® TK laminate and bondply do not require refrigeration and will retain their original properties for a minimum of one year when stored in the original packaging at temperatures of 4–29°C (40–85°F) and below 70% humidity. The material should be kept clean and well protected from physical damage.

For more information on DuPont™ Pyralux® flexible circuit materials , please contact your local representative, or visit our website:


Americas
DuPont Electronic Technologies
14 T. W. Alexander Drive
Research Triangle Park, NC 27709
Tel: 800-243-2143

Europe, Middle East & Africa
DuPont de Nemours (Luxembourg) s.à r.l.
Rue Général Patton, Contern
L-2984 Luxembourg
Tel: +352 3666 5654

Japan
DuPont KK
Sanno Park Tower
11-1, Nagata-cho 2-chome
Chiyoda-ku, Tokyo 100-6111
Tel: 81-3-5521-8660

Taiwan
DuPont Taiwan Hsinchu Branch.
#2, Li-Hsin 4th Rd., Hsinchu Science Park,
Hsinchu 30078, Taiwan
Tel: 886-3-5793654

India
E.I.DuPont India Limited
1001-1012 “Meadows”, 10th Floor
Sahar Plaza Complex
Andheri-Kurla Road, Andheri (East)
Mumbai 400 059, India
Tel: 91-22-6751-5000
DID: 91-22-6751-5038
Fax : 91-22-67101937

China
DuPont China Holding Co., Ltd.
Shanghai Branch
Bldg. 11, 399 Keyuan Road
Zhangjiang Hi-Tech Park
Pudong New District
Shanghai 201203, China
Tel: 86-21-38622720

Korea
DuPont Korea Inc.
4/5 Floor, Asia Tower
#726, Yeoksam-dong, Kangnam-ku,
Seoul
135-082 Korea
Tel: 82-2-2222-5224

Singapore
DuPont Singapore Pte, Ltd.
1 HarbourFront Place #11-01
HarbourFront Tower One
Singapore 098633
Tel: 65-6586-3091


**pyralux.dupont.com**


©2011 DuPont. All rights reserved. The DuPont Oval Logo, DuPont™, The miracles of science™, Pyralux®, Teflon®, and Kapton® are registered trademarks or trademarks of E.I. du Pont de Nemours and Company or its affiliates.

COHRlastic® is a registered trademark of Saint Gobain.

This information corresponds to our current knowledge on the subject. It is offered solely to provide possible suggestions for your own experimentations and use. No warranty is made as to the correctness of this information, or that additional or other measures may not be required under particular conditions. The information herein is not intended to substitute for any testing you may need to conduct to determine for yourself the suitability of our products for your particular purposes. This information may be subject to revision as new knowledge and experience becomes available. Since we cannot anticipate all variations in actual end-use conditions, DuPont makes no warranties and assumes no liability in connection with any use of this information. Nothing in this publication is to be considered as a license to operate under or a recommendation to infringe any patent right.

Caution: Do not use in medical applications involving permanent implantation in the human body. For other medical applications, see “DuPont Medical Caution Statement: H-51459 or H-50102-2.



K-23358-7 11/11


DUPONT®
*The miracles of science™*

# Contributions scientifiques

## Revues internationales :

Sarrazin, T. and Vettikalladi, H. and Lafond, O. and Himdi, M. and Rolland, N,"Low Cost 60 GHz New Thin Pyralux Membrane Antennas FED by Substrate Integrated Waveguide," Progress In Electromagnetics Research B (PIERS), IEEE, vol. 42, pp. 207-224, 2012.

## Conférences internationales avec comité de lecture :

Vettikalladi, H. and Sarrazin, T. and Lafond, O. and Himdi, M. and Rolland, N,"60 GHz Membrane Supported Aperture Coupled Patch Antenna based on FR4 and New Thin Pyralux Substrate," European Microwave Week (EUMW), IEEE, 2012 ,Amsterdam.

Sarrazin, T. and Vettikalladi, H. and Lafond, O. and Himdi, M. and Rolland, N,"60 GHz membrane antennas fed by substrate integrated waveguide," International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), IEEE, november 2012, pp. 70-73.

Sarrazin, T. and Crunelle, R. and Lafond, O. and Himdi, M. and Rolland, N. and Roy, L,"A 60GHz Aperture-Coupled Micromachined Microstrip Antenna for Heterogeneous 3D Integration (System-In-Package)," The Applied Computational Electromagnetics Society (ACES), IEEE, April 2011, Williamsburg.

## Conférences nationales avec comité de lecture :

Journées Nationales Micro-ondes, JNM 2011, Brest, France - Antenne microstrip alimentée par fente inversée pour l'intégration hétérogène 3D (system-in-package) en gamme millimétrique [60GHz] - SARRAZIN T., CRUNELLE R., LAFOND O., HIMDI M., ROLLAND N., 18-20 mai, 2011, papier 327, 4E7, 1-4

VU :

**Le Directeur de Thèse**
(Nom et Prénom)

VU :

**Le Responsable de l'École Doctorale**

**VU pour autorisation de soutenance**

**Rennes, le**

**Le Président de l'Université de Rennes 1**

**Guy CATHELINEAU**

**VU après soutenance pour autorisation de publication :**

**Le Président de Jury,**
(Nom et Prénom)

# Résumé

Les travaux présentés dans cette thèse sont une contribution à l'étude d'antennes reconfigurables à base de MEMS en intégration hétérogène 3D pour les systèmes de communication millimétriques. Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre d'un projet ANR nommé SIPCOM (Intégration hétérogène 3D (**S**ystem-**I**n-**P**ackage) pour objets **CO**mmunicants en gamme **M**illimétrique), qui concerne l'intégration hétérogène d'un microsystème intelligent communicant à 60GHz. Au cours de ce manuscrit, nous proposons la réalisation d'antennes sur membrane selon 3 technologies. Dans un premier temps, une nouvelle technologie simple et bas coût basée sur un empilement de FR4 et de Pyralux ainsi qu'un nouveau concept d'antenne patch sur membrane alimentée par un guide d'onde intégré via une fente de couplage sont présentés. Dans un second temps, ce nouveau concept d'antenne a été adapté afin de pouvoir l'intégrer au module SiP réalisé en technologie Silicium / BCB. Enfin, la troisième technologie basée sur des substrats de quartz permet de démontrer la faisabilité d'une antenne à balayage électronique pour laquelle chaque excitateur est intégré dans le design d'un déphaseur à base de MEMS permettant de s'affranchir des interconnexions par bonding entre le déphaseur et la partie antennaire.



# Abstract

The work presented in this PhD thesis is a contribution for the study of reconfigurable antennas based on MEMS integration for 3D heterogeneous millimeter communication systems. This study falls within the framework of a ANR project named SIPCOM, for heterogeneous integration of smart millimeter communicating systems. During this manuscript, we propose the implementation of membrane antennas with three technological processes. Firstly, a new simple and low cost technology based on FR4 and Pyralux substrates and a new concept of patch antenna fed by integrated waveguide are investigated. In a second time, this new antenna design has been matched in order to be integrated in the SIP module using Silicon/BCB technology. The third technology based on quartz substrates is used to demonstrate the feasibility of an electronic beamscanning antenna for which one each slot feeder is integrated into the design of the MEMS phase shifter to overcome the bonding interconnections between the phase shifter and the antenna.