



**HAL**  
open science

## Module wireless 60 GHz intégré en 3D sur silicium

Ossama El Bouayadi

► **To cite this version:**

Ossama El Bouayadi. Module wireless 60 GHz intégré en 3D sur silicium. Electronique. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT069 . tel-01229885

**HAL Id: tel-01229885**

**<https://theses.hal.science/tel-01229885>**

Submitted on 17 Nov 2015

**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.

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES**

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Ossama EL BOUAYADI**

Thèse dirigée par **Laurent DUSSOPT**

préparée au sein du **CEA-LETI**

**Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information**

dans le cadre de l'**École Doctorale EEATS**

## **Module Wireless 60 GHz Intégré en 3D sur Silicium**

Thèse soutenue publiquement le « **16 Octobre 2015** »,  
devant le jury composé de :

**Prof. Bernard FLECHET**

Professeur, Université de Savoie

Président

**Prof. Valérie MADRANGEAS**

Professeur, Université de Limoges

Rapporteur

**Prof. Kouroch MAHDJOUBI**

Professeur, Université de Rennes 1

Rapporteur

**Prof. Cyril LUXEY**

Université de Nice Sophia-Antipolis

Examineur

**Dr. Rose-Marie SAUVAGE**

Délégation Générale de l'Armement

Examineur

**Dr. Frédéric GIANESELLO**

ST Microelectronics, Crolles

Examineur

**Dr. Yann LAMY**

CEA-LETI, Grenoble

Co-encadrant de thèse

**Dr. Laurent DUSSOPT (HDR)**

CEA-LETI, Grenoble

Directeur de thèse



# ***REMERCIEMENTS***

---

J'adresse mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, Dr. Laurent Dussopt ainsi qu'à mon encadrant Dr. Yann Lamy pour leur support et pour avoir partagé avec moi, durant ces trois années, leur expertise dans les domaines de la RF, des antennes millimétriques et du packaging microélectronique. Mes remerciements vont également à M. Gilles Simon, directeur du LPI au CEA-LETI (Laboratoire Packaging et Intégration) ainsi qu'à Mme Rose-Marie Sauvage, responsable scientifique à la DGA (Direction Générale de l'Armement). Un grand merci à tous les collègues du LPI et particulièrement à Christine pour son aide et pour les discussions intéressantes que nous avons eues. Chapeau bas aux collègues de la plateforme Silicium du CEA-LETI et aux ingénieurs filières sans lesquels ces travaux n'auraient pas pu aboutir : Brigitte, Laetitia, Edouard et Julie. Sans oublier nos assistantes, Monique et Christine, qui ont veillé à ce que ma mission au LPI se déroule dans les meilleures conditions. Je salue également tous les collègues du LAP (Laboratoire Antennes et Propagation) et particulièrement M. Jean-François Pintos qui m'a accueilli en tant qu'ingénieur stagiaire en 2012 et qui m'a appris qu'enthousiasme et rigueur scientifique vont de pair. Merci à Cédric Dehos, Alexandre Siligaris et Alexandre Giry du département DACLE pour leur aide avec les mesures du module 60 GHz. Dr. Thierry Lacrevez et Dr. Cédric Bermond de l'IMEP-LAHC (Université de Savoie) sont également remerciés pour leur aide avec les mesures sous-pointe et les discussions enrichissantes sur les techniques de caractérisation. Prof. Cyril Luxey et Aimeric Bisognin de l'Université de Nice Sophia-Antipolis sont remerciés pour leur aide avec les mesures 3D d'antennes millimétriques.

Un grand « Osu ! » aux karatékas du Kyokushin Karate Club Corenc et spécialement à SENPAI Olivier pour ses enseignements et son soutien moral. Merci à tous mes amis Grenoblois et Toulousains : Shynu, José (les millimétriques), Lorenzo, Anna, Carlos, Isabel, Olesia, Adja, Geneviève, Yeter, Vipin, Nori, Akie, Yuma, Rafa, Corentin, Vincent, Veronika, Allan, Yuichi, Philippe, Dimitri, Vincent, Etienne, Reda, Abdelghafour, les amis du Café des Arts et toutes les personnes qui ont fait partie de cette petite aventure.

Je voudrais remercier tous les membres de la petite et grande famille : Mes frères Khalil (Rockeur Bluesman), Adnane (Suit-up !), Youssef (Amplis de puissance) et particulièrement ma sœur Asmaa pour avoir toujours été à mes côtés malgré la distance ; mon beau-frère Yahya, mes frères et amis d'enfance Anass, Hichame & Hichame, Zakaria, Khalil... Je dédie

ce travail à mes nièces Halima et Zineb, à mon neveu Adam et à la petite nouvelle venue (Je crois qu'ils ne se sont pas encore décidés pour le prénom...) et leur souhaitent un avenir brillant.

Finalement, je voudrais remercier mes parents pour leur soutien, leur éducation et leurs sacrifices. J'espère qu'ils sont très fiers de leur fils comme celui-ci est fier d'eux. De ma mère, paysanne, j'ai appris l'amour de la terre, le pardon et la compassion. De mon père, homme de savoir, j'ai appris l'amour des livres et la persévérance. Une thèse entière est insuffisante pour décrire ces merveilleuses personnes. Je leur demande pardon si cette aventure m'a conduit loin de la maison. Je remercie Dieu et le prie pour la paix dans le monde.

<b>REMERCIEMENTS .....</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>7</b>
<b>I. MODULES RF/MMW: CONTEXTE, APPLICATIONS ET SCHEMAS D'INTEGRATION .....</b>	<b>9</b>
<b>I.1 Introduction aux bandes millimétriques .....</b>	<b>9</b>
I.1.1 Généralités .....	9
I.1.2 Applications des bandes millimétrique et sub-THz .....	11
<b>I.2 Défis spécifiques liés aux systèmes millimétriques.....</b>	<b>22</b>
I.2.1 Bilan de liaison pour les objets communicants .....	22
I.2.2 Antennes intégrées et interconnexions .....	23
<b>I.3 Etat de l'art des modules millimétriques intégrés en technologie SiP .....</b>	<b>27</b>
I.3.1 Modules organiques multi-couches .....	27
I.3.2 Modules céramiques LTCC et HTCC.....	29
I.3.3 Modules Fan-Out / eWLB .....	31
I.3.4 Modules Interposer silicium haute-résistivité (Si-HR) .....	33
I.3.5 Modules intégrés par hybridation de technologies .....	35
<b>I.4 Conclusion .....</b>	<b>39</b>
<b>II. BRIQUES TECHNOLOGIQUES D'UN MODULE RADIO 60 GHZ INTEGRE EN 2.5D SUR INTERPOSER SILICIUM .....</b>	<b>41</b>
<b>II.1 Introduction .....</b>	<b>41</b>
II.1.1 Présentation du véhicule de test 60 GHz .....	41
II.1.2 Présentation du circuit radio Eagle .....	44
II.1.3 Stratégie de validation des briques de base de la ligne Back-End silicium .....	45
<b>II.2 Techniques d'extraction et de caractérisation RF.....</b>	<b>46</b>
II.2.1 Méthode d'extraction (de-embedding) à éléments localisés.....	46

II.2.2	Méthode d'extraction différentielle.....	47
<b>II.3</b>	<b>Méthodologie de caractérisation adaptée au module Interposer .....</b>	<b>50</b>
II.3.1	Caractérisation des transitions GSG-TSV .....	51
II.3.2	Etudes complémentaires d'intégrité de signal et de puissance dans les TSV .....	62
II.3.3	Caractérisation haute-fréquence <i>in-situ</i> du molding .....	64
II.3.4	Synthèse sur les méthodes d'extraction large-bande .....	73
<b>II.4</b>	<b>Assemblage et test du module 60 GHz.....</b>	<b>74</b>
II.4.1	Antennes 60 GHz intégrées sur Interposer .....	74
II.4.2	Procédés d'assemblage .....	80
II.4.3	Caractérisation finale du module 60 GHz.....	81
<b>II.5</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>85</b>
<b>III.</b>	<b>CONCEPT D'ANTENNES A SURFACE HAUTE-IMPEDANCE</b>	
	<b>INTEGREES SUR INTERPOSER SILICIUM.....</b>	<b>87</b>
<b>III.1</b>	<b>Introduction et motivations .....</b>	<b>87</b>
<b>III.2</b>	<b>Etude des structures SHI en bande V.....</b>	<b>89</b>
III.2.1	Définition d'une SHI .....	89
III.2.2	Dimensionnement préliminaire du substrat silicium .....	90
III.2.3	Modèles analytiques des SHI.....	92
III.2.4	Modèle numérique des SHI .....	100
<b>III.3</b>	<b>Co-design du système antenne-SHI .....</b>	<b>106</b>
III.3.1	Choix de l'élément rayonnant .....	106
III.3.2	Conception de l'antenne 60 GHz.....	106
<b>III.4</b>	<b>Véhicule de test final .....</b>	<b>122</b>
III.4.1	Limitations technologiques liées à la couche SiO <sub>2</sub> .....	122
III.4.2	Optimisation finale de l'élément rayonnant .....	125
III.4.3	Antenne avec accès CB-CPS.....	126
III.4.4	Réseau de deux antennes avec accès CB-CPW/CB-CPS .....	130

III.4.5	Antennes avec accès CPW et transition CPW/CPS .....	134
<b>III.5</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>138</b>
<b>IV.</b>	<b>FABRICATION DU VEHICULE DE TEST SUR LA LIGNE SILICIUM</b>	
	<b>200 MM ET RESULTATS EXPERIMENTAUX .....</b>	<b>140</b>
<b>IV.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>140</b>
IV.1.1	Présentation générale du jeu de masques .....	140
IV.1.2	Description du champ « concepteur » .....	141
<b>IV.2</b>	<b>Flot de procédé dans la ligne MEMS 200 mm .....</b>	<b>144</b>
IV.2.1	Niveau F1LNE1 : procédé Damascène .....	144
IV.2.2	Briques polymères en couche épaisse .....	145
IV.2.3	Réalisation des antennes sur le niveau F1LNE2 .....	149
IV.2.4	Procédé face-arrière.....	151
<b>IV.3</b>	<b>Caractérisation DC des prototypes.....</b>	<b>152</b>
<b>IV.4</b>	<b>Caractérisation des antennes avec AL-X2010 .....</b>	<b>155</b>
IV.4.1	Présentation du banc de mesure .....	155
IV.4.2	Mesures d'impédance .....	156
IV.4.3	Mesures de rayonnement .....	157
IV.4.4	Diagrammes 3D du réseau B2 .....	159
<b>IV.5</b>	<b>Caractérisation des matériaux AL-X et SINR.....</b>	<b>162</b>
IV.5.1	Transformation conforme et facteur de remplissage .....	162
IV.5.2	Paramètres de propagation.....	163
IV.5.3	Extraction de la permittivité relative.....	165
IV.5.4	Extraction de la tangente de pertes .....	166
<b>IV.6</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>168</b>
	<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....</b>	<b>169</b>
•	<b>Bilan des travaux .....</b>	<b>169</b>

•	<b>Travaux en cours et perspectives .....</b>	<b>171</b>
	<b>REFERENCES .....</b>	<b>175</b>
	<b>CONTRIBUTIONS SCIENTIFIQUES .....</b>	<b>182</b>
•	<b>Liste des publications .....</b>	<b>182</b>
•	<b>Brevets .....</b>	<b>183</b>

# ***INTRODUCTION GENERALE***

---

L'une des premières démonstrations de l'usage des ondes radiofréquences millimétriques (30 – 300 GHz) date de 1895, lorsque Sir J. C. Bose présenta un système de radiocommande opérant à 60 GHz [1]. Contrairement aux micro-ondes, les ondes millimétriques sont longtemps restées sous-exploitées ou limitées à des applications de niche comme la spectroscopie et les radars militaires (à partir des années 50 et 70 respectivement). Ces limitations sont en partie dues aux barrières technologiques liées d'une part à la complexité du front-end RF et des solutions de mise en boîtier, et d'autre part aux coûts de développement et de fabrication relativement élevés par rapport à des applications en plus basses fréquences. L'industrie des semi-conducteurs a connu des avancées majeures depuis le début des années 80 avec une réduction continue des nœuds technologiques selon la loi de Moore. Ceci se traduit dans le domaine des radiofréquences par une miniaturisation des front-ends et une amélioration des performances électriques des émetteurs-récepteurs à des fréquences de plus en plus hautes. Cette évolution a conduit à la diversification des applications en bandes millimétriques notamment dans les secteurs des télécommunications, du divertissement multimédia, de l'automobile et de la sécurité. Les revenus du marché global des équipements et composants RF/millimétriques sont estimés à 116 millions de dollars pour l'année 2013 et pourront atteindre jusqu'à 1.1 milliards de dollars en 2018 avec un taux de croissance annuel moyen (TCAM) de 59.1% selon [2]. Plus particulièrement, le secteur des télécommunications connaît aujourd'hui une réelle révolution avec la création de nouveaux standards pour les liens sans-fil millimétriques à courte portée (comme WiGiG et IEEE 802.11ad) et l'apparition de nouvelles architectures basées sur des liaisons point-à-point qui constitueront dans les prochaines années la colonne vertébrale de la cinquième génération des réseaux mobiles.

Dans le cadre de ces travaux de thèse, un intérêt particulier sera porté sur les modules intégrés sans fils et à faible consommation opérant dans la bande 60 GHz<sup>i</sup>. A cette fréquence, la longueur d'onde en espace libre de 5 mm est comparable aux dimensions caractéristiques

---

<sup>i</sup> Abus de langage généralement utilisé pour désigner une sous-bande ou toute la bande 57 – 66 GHz

des boîtiers standards utilisés pour l'encapsulation des transceivers<sup>ii</sup>. Il devient donc envisageable d'intégrer les antennes ainsi que d'autres composants passifs directement dans l'empilement technologique du circuit ou dans le boîtier. Cette nouvelle génération de dispositifs électroniques destinés au marché des terminaux portables introduit de nouveaux défis en termes de performances électriques, de fiabilité mécanique, de coût et d'industrialisation. Le packaging microélectronique joue dans ce cas un rôle principal dans la définition des performances globales du système. Ce rôle s'étend au-delà de la simple protection de circuits intégrés pour couvrir d'autres fonctions d'intégration de divers dispositifs actifs et passifs. L'axe principal d'étude adopté ici porte sur le packaging d'un module SiP (*System-in-Package*) intégré en 3D et réalisé en technologie interposer silicium.

Le mémoire de thèse s'articule en quatre chapitres : Le **premier chapitre** donne dans un premier temps une brève introduction aux bandes millimétriques et aux conditions de propagation spécifiques à ces bandes avant de présenter des exemples d'applications relevant de divers domaines civils et militaires. Ensuite, nous dressons un état de l'art des modules SiP millimétriques intégrés selon différentes approches technologiques. Le **second chapitre** est consacré à l'étude d'un module 60 GHz intégré sur silicium haute-résistivité en technologie interposer silicium. Nous nous intéressons aux méthodes de caractérisation adaptées aux diverses briques technologiques du back-end silicium spécifique aux applications RF-millimétriques et notamment les interconnexions, les matériaux diélectriques ainsi que les antennes intégrées. La caractérisation inclut également un test d'émission-réception entre deux modules 60 GHz. Dans le **troisième chapitre**, nous proposons d'améliorer le module grâce à un nouveau design d'antennes utilisant le concept de Surface Haute-Impédance (SHI). Ce design est destiné à octroyer plus de compacité et plus de fiabilité au module tout en conservant ses performances électriques. Finalement, le **quatrième chapitre** détaille les étapes de fabrication du véhicule de test antennaire ainsi que des résultats de caractérisation des antennes et des nouveaux matériaux diélectriques utilisés pour l'empilement technologique.

---

<sup>ii</sup> Terme anglo-saxon utilisé pour désigner un dispositif d'émission-réception. A ne pas confondre avec « transmetteur ».

# ***I. MODULES RF/MMW: CONTEXTE, APPLICATIONS ET SCHEMAS D'INTEGRATION***

---

## **I.1 Introduction aux bandes millimétriques**

### **I.1.1 Généralités**

#### **I.1.1.1 Définition**

Les bandes radiofréquences millimétriques du spectre électromagnétique correspondent à des longueurs d'onde se situant dans la gamme du millimètre (1 à 10 mm) et donc, en propagation libre dans le vide, à une gamme de fréquences entre 30 GHz et 300 GHz. Par extension nous parlons de bandes « submillimétriques » pour désigner les bandes se situant dans la gamme des fréquences 300 GHz – 1 THz. Le Tableau I-1 donne les désignations des différentes bandes millimétriques telles que définies par IEEE.

Tableau I-1 Désignation des bandes millimétriques

<b>Désignation</b>	<b>Q</b>	<b>U</b>	<b>V<sup>i</sup></b>	<b>V<sup>ii</sup></b>	<b>E</b>	<b>W</b>	<b>F</b>	<b>D</b>	<b>G</b>
<b>f<sub>min</sub> (GHz)</b>	33	40	40	50	60	75	90	110	140
<b>f<sub>max</sub> (GHz)</b>	50	60	75	75	90	110	170	170	220

#### **I.1.1.2 Conditions de propagation et atténuation atmosphérique**

En dessous de 10 GHz, exception faite des phénomènes de réflexion multiple et de diffusion, les pertes de propagation dans un bilan de liaison RF en visibilité directe entre deux éléments rayonnants isotropes peuvent être estimées au premier ordre par les pertes de

---

<sup>i</sup> Désignation radar

<sup>ii</sup> Désignation guide d'onde

trajet en espace libre FSPL<sup>i</sup>. Ces pertes s'expriment selon l'équation Eq. I-1 où  $d$  est la distance séparant l'émetteur et le récepteur,  $\lambda_0$  la longueur d'onde en propagation libre et  $f$  la fréquence du signal. Cette relation montre que le FSPL croît de façon quadratique en fonction de la fréquence à distance constante (6 dB/octave).

$$FSPL_{iso} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda_0}\right)^2 = \left(\frac{4\pi d f}{c}\right)^2 \quad \text{Eq. I-1}$$

En général, pour des éléments rayonnants non isotropes, dont les gains de l'émetteur et du récepteur sont notés respectivement  $G_t$  et  $G_r$ , la formule Eq. I-1 devient :

$$FSPL_{dir} = \frac{1}{G_t G_r} \left(\frac{4\pi d}{\lambda_0}\right)^2 = \frac{1}{G_t G_r} \left(\frac{4\pi d f}{c}\right)^2 \quad \text{Eq. I-2}$$

A cette atténuation dite « géométrique » vient s'ajouter l'atténuation induite par les espèces gazeuses et l'humidité présentes dans l'atmosphère terrestre qui peut devenir significative au-delà de 10 GHz en fonction des bandes de fréquence. La Figure I-1 représente l'atténuation (ou affaiblissement) linéique au niveau de la mer dans la direction du zénith en conditions atmosphériques normales sur la bande 1 – 350 GHz. En absence de vapeur d'eau (air sec), des pics d'atténuation dus à l'oxygène peuvent être observés respectivement à 60 GHz et 118 GHz. Les pics d'absorption dus à la vapeur d'eau apparaissent respectivement à 24 GHz, 183 GHz et 320 GHz tandis que des fenêtres de transmission peuvent être observées autour de 35 GHz, 94 GHz, 140 GHz et 220 GHz.

Il est à retenir que la gestion du spectre électromagnétique aux fréquences millimétriques doit prendre en compte les conditions de propagation et les spécificités de chaque bande. A titre d'exemple, les bandes fortement atténuées sont dédiées aux liens télécoms de courte-portée (typiquement la bande autour de 60 GHz où l'atténuation atteint 16 dB/km) alors que les fenêtres de transmission peuvent être utilisées pour des applications de moyenne ou longue portée (exemple de liaisons point-à-point autour de 40 GHz ou de 80 GHz avec des atténuations respectives de 0.1 dB/km et 0.4 dB/km).

---

<sup>i</sup> *Free Space Path Loss* (cf. standard IEEE Std 145-1983)

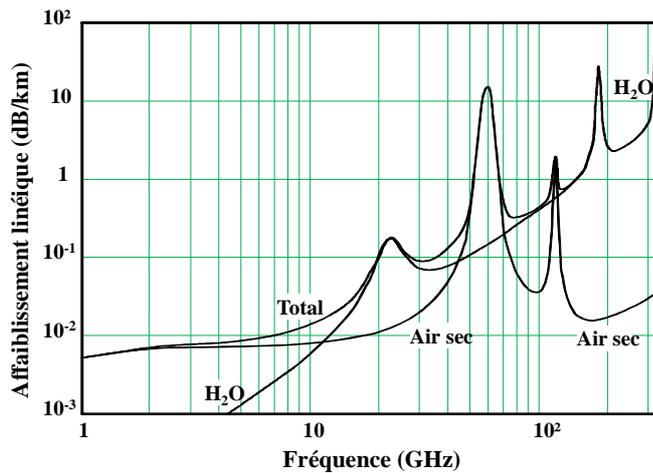


Figure I-1 Atténuation au niveau de la mer dans la direction du zénith en conditions atmosphériques normales – Image reproduite à partir de [3].

A l'heure actuelle, des réglementations existent pour la gestion de certaines bandes du spectre millimétrique mais de larges plages fréquentielles restent peu exploitées. Dans le paragraphe suivant, nous aborderons les différentes applications des ondes millimétriques et sub-THz dont certaines sont une évolution d'usages existants dans les bandes inférieures. Nous montrerons aussi comment l'utilisation des bandes spectrales millimétriques ouvre la voie à des applications émergentes dans des secteurs variés comme la défense, la sécurité ou le médical.

## I.1.2 Applications des bandes millimétrique et sub-THz

### I.1.2.1 Radars automobiles

En France, les accidents de circulation ont été responsables du décès de 3380 personnes en 2014, dont 49% d'automobilistes, selon le bilan provisoire de l'Observatoire National Interministériel de Sécurité Routière (ONISR). À l'échelle européenne, le préjudice économique est porté à 200 milliards d'euros par an. Face à ce bilan humain et économique, un grand effort est porté sur le développement et l'amélioration des dispositifs de sécurité routière intégrés aux infrastructures routières ou embarqués sur véhicules. Ceux-ci peuvent être classés en deux catégories principales: des équipements dits de « sécurité passive » dont la fonction principale est la limitation de la gravité de l'accident et des équipements préventifs de « sécurité active » qui permettent de réduire le risque d'accidents.

Parmi les capteurs remplissant la fonction de sécurité active figurent les caméras (spectre visible et infra-rouge), les radars, les lidars et les transmetteurs à ultrasons (ces derniers remplissent plutôt une fonction d'assistance au parking). Une liste de capteurs embarqués sur

la voiture prototype « Pro Pilot » et testés par Siemens VDO afin d'évaluer leur convenance pour divers scénarios de conduite peut être consultée dans la référence [4]. La plupart de ces capteurs présentent des limitations intrinsèques liées à la nature de l'information livrée au conducteur (ce qui est le cas pour les capteurs ultrasons qui ne permettent pas la détection de formes) ainsi que des problèmes liés aux conditions d'utilisation (conduite nocturne, présence de nuages de poussière ou de brouillard pour les capteurs optiques). La multiplication de capteurs complémentaires sur un même véhicule se présente comme une solution potentielle mais ceci introduit des contraintes supplémentaires incompatibles avec les besoins du secteur automobile en termes de coût, de facilité de maintenance et d'encombrement. Or, les radars millimétriques modernes sont capables de remplir des tâches multiples telles que la télémétrie, la détection et même l'imagerie. Initialement réservés aux véhicules haut-de-gamme et industriels, les capteurs radars millimétriques font aujourd'hui partie des blocs essentiels permettant d'améliorer le confort de conduite et d'évoluer vers la voiture autonome du futur [5]. La Figure I-2(a) montre la distribution de capteurs de type ultrasons et radars sur un véhicule permettant de récolter des données sur l'environnement de la voiture avec une couverture de 360°. Un scénario typique de conduite sur autoroute impliquant un changement de file et la détection de véhicules environnants est présenté dans la Figure I-2(b).

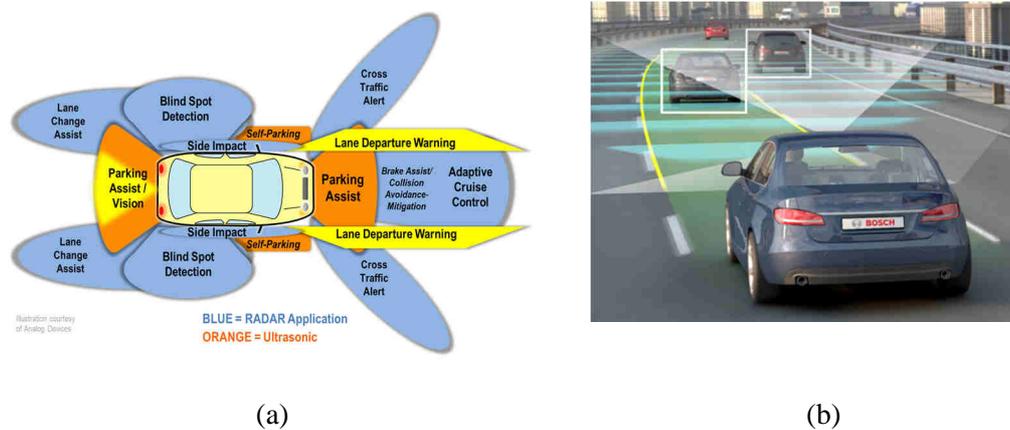


Figure I-2 Distribution des capteurs du système ADAS (Advanced Driver Assistance System) par Analog Devices [6] (a) et mise en scène d'un système radar sur route (b) [7]

Le Tableau I-2 donne une comparaison des différentes bandes fréquentielles allouées aux radars automobiles autour de 24, 77 et 79 GHz. La bande 24 GHz UWB a été progressivement remplacée en Europe par les bandes millimétriques pour les nouveaux véhicules produits à partir de 2013 avec l'adoption de la bande 79 GHz pour [8] aux radars à courte portée (SRR).

Tableau I-2 Allocation de bandes fréquentielles et spécifications par zone géographique [8]

		24 GHz ISM	24 GHz UWB	77 GHz LRR	79 GHz SRR
<b>Europe</b>	BW	200 MHz	5 GHz	1 GHz	4 GHz
	PIRE	20 dBm	-41.3 dBm/MHz	55 dBm	-9 dBm/MHz
<b>USA</b>	BW	100/250 MHz	7 GHz	1 GHz	En négociation
	PIRE	32.7/12.7 dBm	-41.3 dBm/MHz	23 dBm	--
<b>Japon</b>	BW	76 MHz	5 GHz	0.5 GHz	Planifié
	PIRE	10 dBm	-41.3 dBm/MHz	10 dBm	--

La miniaturisation des radars modernes vise une meilleure co-intégration avec les autres équipements électroniques ainsi qu'une discrétion améliorée compatible avec les critères esthétiques du design automobile. Ceci se reflète dans l'effort porté sur la miniaturisation du bloc antenne et notamment par l'abandon du dépointage mécanique en faveur du dépointage électronique ainsi que l'élimination de lentilles diélectriques. La Figure I-3 montre l'évolution des radars Bosch depuis 2000 montrant que le volume et la masse totale ont bénéficié de facteurs de réduction respectifs de 8.68 et 3.15. Cette figure montre également le remplacement des front-ends III-V par des circuits en technologies SiGe ou CMOS ce qui a tendance à réduire considérablement le coût final du module radar.



Figure I-3 Evolution des modules radars Bosch entre 2000 et 2014

### I.1.2.2 Systèmes de communications

#### a) Liens à courte et moyenne portée sur la bande 60 GHz

Comme le montre le paragraphe I.1, la bande 57 – 66 GHz présente un pic d'atténuation atmosphérique dû à la présence de molécules d'oxygène (de 10 à 15 dB/km) qui s'ajoute à aux pertes de propagation en espace libre. Typiquement, un signal subit une atténuation totale de 117 dB pour deux antennes isotropes séparées de 200 m. Cette propriété, à première vue préjudiciable pour des applications de télécommunications, s'avère intéressante pour établir des liens générant de très faibles interférences et une protection des données contre de potentiels intercepteurs.

Un autre aspect intéressant réside dans la bande passante exploitable librement sans licence autour de 60 GHz (jusqu'à 9 GHz) et par conséquent le débit binaire accessible en comparaison avec les bandes 2.4 GHz, 5.7 GHz et 24 GHz. Selon le standard IEEE 802.11.ad, finalisé en 2012, le débit accessible atteindrait un maximum de 7 Gbps par canal de 2.16 GHz. Le Tableau I-3 répertorie les différents standards 60 GHz établis par les organismes de standardisation et les consortiums industriels depuis l'année 2005 en fonction de leurs périodes d'instruction.

Tableau I-3 Liste des standards haut débit pour la bande 60 GHz [9]

Standard	Période d'instruction
IEEE 802.15.3c	2005-2009
WirelessHD©	2006-présent
ECMA-387 ; ISO/IEC 13156	2008-présent
NGmS	2007-2009
WiGig™	2009-2013
IEEE 802.11.ad	2009-2012

Les architectures des réseaux 60 GHz constituent une évolution des réseaux classiques à courte et moyenne portée déjà établis avec un apport considérable en bande-passante [10]. Nous retrouvons donc classiquement les réseaux WPAN (*Wireless Personal Area Network*), destinés à interconnecter des objets légers et les appareils multimédia en remplaçant les liens filaires tels que les connectiques rapides USB 3.0 ou HDMI ou les liens sans fil comme le Bluetooth. La Figure I-4 présente deux objets actuellement commercialisés : le premier est

un transmetteur haute-définition utilisant le standard WiHD destiné à transmettre du son et de la vidéo non compressée (à 1080p) et commercialisé par la société DVDO. Le second est une station d'accueil sans fil (*Wireless Docking Station*) pour la nouvelle génération des ordinateurs portables DELL.



Figure I-4 Transmetteur audio/vidéo haute-définition de DVDO Air (a) et ordinateur portable DELL Latitude 6430U avec sa station d'accueil (b)

A terme, les réseaux WLAN (*Wireless Local Area Networks*) à 60 GHz viendront en support de la couverture Wi-Fi offerte par les routeurs et set-top-box déployés dans les entreprises et les espaces publics. La tendance actuelle étant l'entrée dans le marché des routeurs tri-bandes opérant à 2.4 GHz, 5 GHz et 60 GHz. Nous ne rapportons aucun produit présent sur le marché à l'heure actuelle. Dans le domaine médical, la société Olympus propose un système de transmission HDTV nommé UWIT et utilisé dans les salles d'opérations afin de connecter des moniteurs haute-définition destinés à superviser une intervention chirurgicale. L'avantage d'une solution 60 GHz réside dans la suppression du câblage encombrant et la limitation des interférences avec les équipements électroniques médicaux environnants. Le transmetteur proposé inclut des antennes adaptatives à dépointage de faisceau (*beam-steering*) afin d'assurer la continuité de la transmission en cas de présence d'obstacles [11].

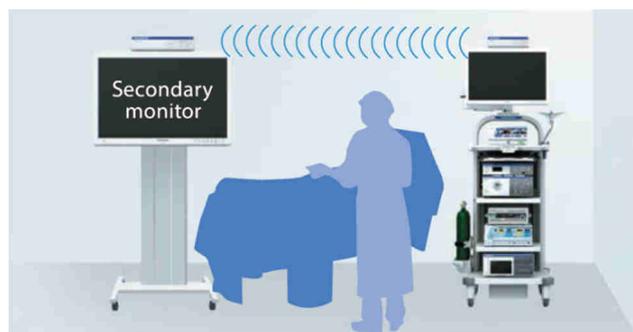


Figure I-5 Déploiement du système Olympus UWIT

Une autre application attendue dans le marché des applications 60 GHz est celle des kiosques numériques sans fil à destination des magasins multimédia, des musées ou des espaces publics. Ces dispositifs permettront dans les prochaines années de télécharger des fichiers volumineux non compressés comme la vidéo haute-définition, les cartes numériques, les catalogues ou encore les livres numériques sur des dispositifs nomades comme les tablettes et les smartphones. Nous ne rapportons à l'heure actuelle aucun produit disponible commercialement car cette application nécessite l'équipement des dispositifs nomades de puces 60 GHz. Néanmoins, un certain nombre de démonstrateurs sont en cours d'expérimentation selon les références [12] et [13].

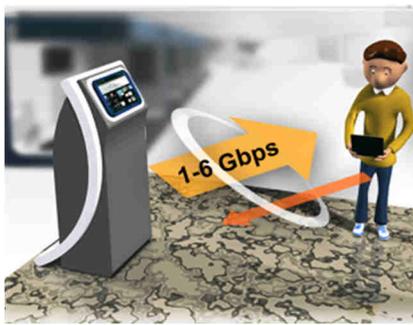


Figure I-6 Scénario d'utilisation d'un kiosque numérique sans fil (a) [12] et exemple d'un terminal proposé par Keyssa (b) [13]

#### **b) Liaisons Point-à-Point à 60 GHz et dans les fenêtres 40, 70 et 80 GHz**

Les réseaux de type FWA (*Fixed Wireless Access*) utilisent deux ou plusieurs transmetteurs placés sur des positions fixes en visibilité directe (toits d'immeubles par exemple). Cette technique, communément appelée *backhauling*, est utilisée pour les nouvelles générations de téléphonie mobile pour relier les stations de base entre elles. Une majeure partie des réseaux en place utilisent des liens sans fil à des fréquences inférieures à 10 GHz ou des liaisons filaires (câble, fibre optique) sur des distances de quelques centaines de mètres à quelques kilomètres. Aujourd'hui, on peut constater un intérêt grandissant pour les solutions de backhauling sans fil dans les bandes millimétriques inférieures à 100 GHz, et notamment dans les bandes 30 – 40 GHz, 60 GHz et 70 – 90 GHz afin de bénéficier de capacités de transmission élevées (large bande passante) et d'éviter les coûts de déploiement de liaisons filaires. En effet, les futurs systèmes de réseaux mobiles 5G prévoient le déploiement d'un grand nombre de petites cellules (*small-cells*) avec une couverture géographique réduite (quelques dizaines à quelques centaines de mètres) pour compléter la couverture des grandes stations de base (*macro-cells*) et ainsi densifier le maillage du réseau.

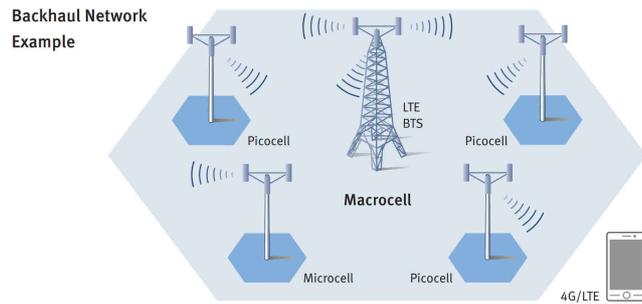


Figure I-7 Schéma de principe d'architectures réseaux mobiles utilisant la technologie Backhaul avec une architecture Micro/Picocell employant des liens millimétriques [14]

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

Les ondes millimétriques et sub-THz présentent un grand intérêt pour les systèmes d'imagerie appliqués à la détection d'objets et de substances illicites car elles sont capables de traverser des obstacles diélectriques tout en offrant une résolution spatiale centimétrique. De ce fait, elles combinent les vertus des micro-ondes et des ondes optiques (visibles et infrarouges). Les systèmes d'imagerie millimétriques passifs et actifs actuels opèrent sur des fréquences entre 35 GHz et quelques centaines de GHz avec un format allant de 6×6 à 128×60 pixels selon [15]. La Figure I-8(a) présente une même image obtenue en photographie conventionnelle et en imagerie passive millimétrique à 94 GHz faisant apparaître une arme blanche cachée dans un journal selon [16]. Les cinq dernières années ont également connu le développement de radars sur des fréquences allant jusqu'à 675 GHz permettant de réaliser une imagerie en temps-réel à des distances allant jusqu'à 30 m comme le montre la Figure I-8(b).

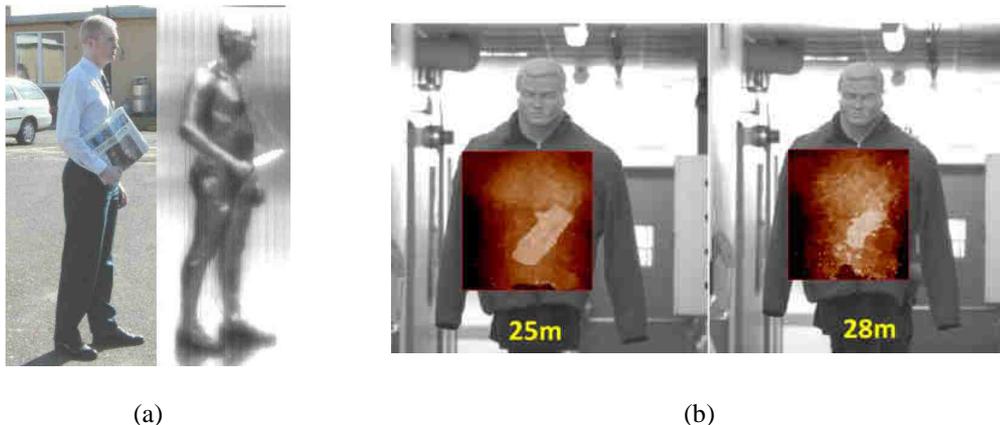
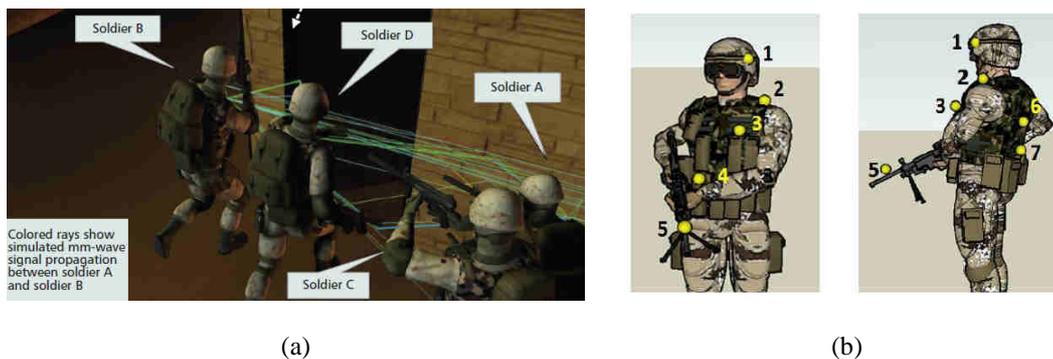


Figure I-8 Images optique et radiométrique à 94 GHz selon [16] et [17] (a). Image radar d'un mannequin à 675 GHz montrant un tube PVC caché dans une veste selon [18] (b)

### I.1.2.4 Applications civiles et militaires émergentes

#### a) Systèmes de télécommunications pour les troupes et les équipements au sol

Dans le secteur de la défense, des travaux sont en cours afin de développer des systèmes de télécommunications à courte portée capables de connecter des troupes et des équipements au sol. L'utilisation de liens millimétriques, et en l'occurrence à 60 GHz, a la vertu d'assurer la confidentialité des communications et d'éviter leur interception par l'adversaire. De plus, grâce au débit élevé offert par cette technologie, la voie est ouverte pour l'expérimentation de transmissions d'informations volumineuses telles que la vidéo depuis des minirobots d'exploration de terrains hostiles [19]. Des études sont en cours afin d'explorer la faisabilité de réseaux BAN (*Body Area Network*) embarqués sur les uniformes de personnes en environnement hostile (militaires, forces de l'ordre, pompiers, secouristes) et capables de récolter des paramètres physiologiques ou environnementaux [20].



#### b) Communications puce-à-puce (*Chip-to-Chip*)

Les calculateurs haute-performance (*High-Performance Computers*) sont aujourd'hui déployés pour des applications diverses et variées telles que le calcul scientifique (dans les domaines de la météorologie, de l'hydrodynamique ou du nucléaire), Internet (pour les moteurs de recherche) ainsi que dans les centres de stockage et de traitement de données (*Data-Centers*). Les performances de ces équipements sont aujourd'hui limitées par l'utilisation d'interconnexions standards induisant des pertes ohmiques et des temps de latence non négligeables entre les processeurs et les mémoires. Des travaux récents proposent de nouvelles architectures basées sur l'intégration tridimensionnelle des mémoires moyennant des interconnexions verticales plus courtes et donc moins dissipatives et plus favorables à l'intégrité du signal. Ces systèmes permettront à terme d'adresser des bandes

passantes numériques de l'ordre de 160 Gbps (sur 4 canaux parallèles de 40 Gbps) selon les références [21] et [22]. Cependant un verrou technologique demeure quant au routage des signaux sur les cartes PCB entre les différents cubes mémoires dits HMC (*Hybrid Memory Cube*). Dans la référence [23], les auteurs proposent de remplacer les lignes de transmission sur la carte par un lien millimétrique sans-fil à 60 GHz. Pour ce faire, des modules émetteurs-récepteurs sont intégrés à l'empilement. Les antennes de type méandre (*meander dipole*) sont réalisées en utilisant des niveaux de routage externes et des microbilles de report comme le montre la Figure I-10. La bande passante numérique offerte par ce système, encore au stade d'étude, est estimée à 58 Gbps pour une portée de 10 mm.

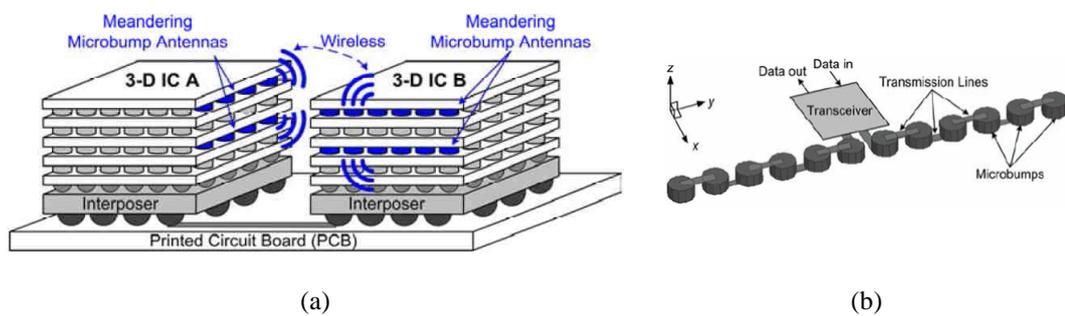


Figure I-10 Schéma de deux modules mémoires communicants par une liaison sans fil haut débit (a) et schéma de l'antenne méandre intégrée (b)

### c) Connecteurs industriels sans contact

L'amélioration de la mobilité et de la fiabilité des robots de maintenance ainsi que la réduction de l'encombrement dans les chaînes industrielles d'assemblage constituent les principales motivations derrière l'émergence de nouveaux connecteurs sans fils. Ces connecteurs assurent la transmission de puissance par voie inductive mais disposent aussi d'émetteurs-récepteurs radiofréquences pour l'échange de donnée entre l'unité de commande et les différents actionneurs comme le montre la Figure I-11(a). Dans ce contexte, la société TE Connectivity propose des modules opérant sur la bande 2.4 GHz mais investigate la faisabilité de liens 60 GHz offrant compacité et faibles interférences pour la prochaine génération de connecteurs selon les références [24] et [25]. En 2014, la société Keyssa qui développe des solutions pour les kiosques numériques s'est également positionnée sur le même marché comme l'indique la référence [26].

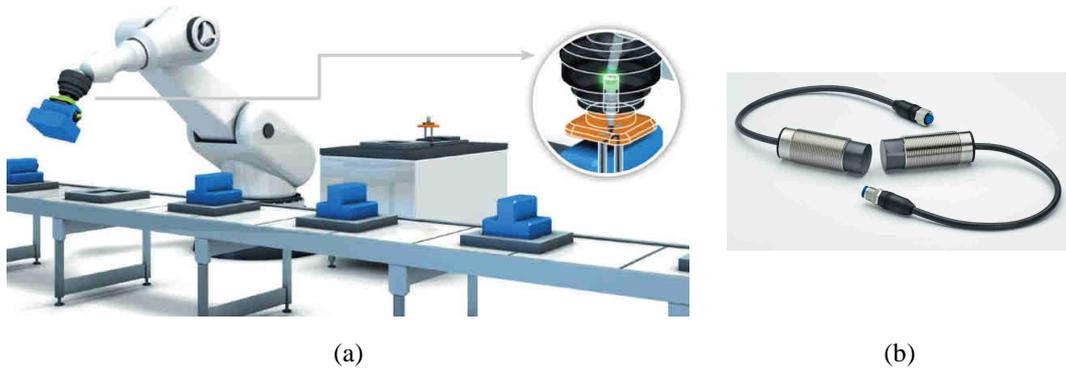


Figure I-11 Connecteur sans fil entre le bras et le manipulateur d'un robot industriel (a) Exemple de couple de connecteurs sans fil proposés par TE Connectivity (b) [25]

#### d) Systèmes d'imagerie pour le contrôle de qualité

Des radars millimétriques sont également utilisés pour inspecter l'intégrité mécanique de structures dans les domaines de la construction, du génie civil et de l'aéronautique. Ces systèmes viendront en complément des détecteurs à ultrasons tout en offrant une meilleure résolution. La Figure I-12 montre un scanner en bande W (75 – 110 GHz) présenté dans la référence [27]. Le balayage de la structure est réalisé manuellement par l'opérateur.

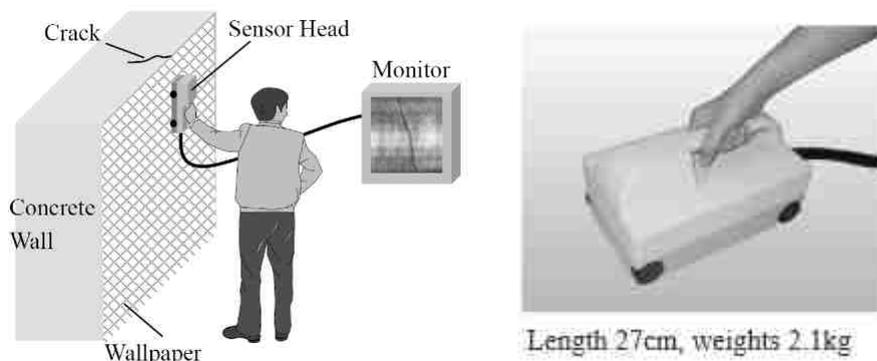


Figure I-12 Outil de détection de fissures dans un mur [27]

#### e) Imagerie et spectrométrie pour le spatial

MIRO (*Microwave Instrument for the Rosetta Orbiter*) est un instrument embarqué sur la sonde Rosetta qui dispose de deux radiomètres hétérodynes centrés sur 188 GHz et 562 GHz destinés à analyser la dynamique et la composition chimiques (eau, monoxyde de carbone, ammoniac et méthanol) des jets issus de la comète 67P/Churyumov–Gerasimenko [28]. Le module fait  $476 \times 300 \times 681 \text{ mm}^3$  pour une masse totale de 20.4 kg. Pour la météorologie et la climatologie, la NASA annonce le développement de radars millimétriques utilisant les

fenêtres de propagation en bande W (autour de 94 GHz) et en bande G (autour de 183 GHz) pour cartographier l'évolution des nuages troposphériques [29].

Les radiomètres et spectromètres actuels restent relativement encombrants par rapport aux besoins des missions qui nécessiteront d'embarquer de plus en plus d'instruments comme c'est le cas pour la future mission d'exploration cométaire CSSR (*Comet Surface Sample Return*). Pour répondre à ce besoin, une nouvelle génération d'instruments intégrés et compacts comme le SuperSpec sont en cours de développement [30]. Il s'agit d'un spectromètre millimétrique On-Chip opérant dans la bande 190 – 310 GHz assemblé avec une lentille diélectrique de focalisation dans un boîtier métallique, le tout avec une empreinte de quelques cm<sup>2</sup>.

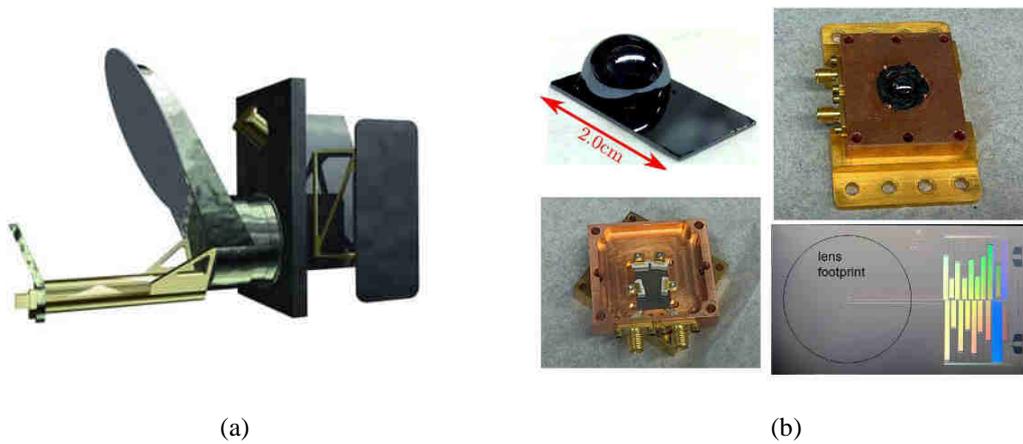


Figure I-13 L'instrument MIRO (a) selon [28] et éléments du spectromètre SuperSpec (b) selon [30]

## I.2 Défis spécifiques liés aux systèmes millimétriques

### I.2.1 Bilan de liaison pour les objets communicants

La première section de ce chapitre a montré qu'en bandes millimétriques, le bilan de liaison RF est impacté par les pertes de propagation en espace libre ainsi que par l'atténuation atmosphérique. Plus spécifiquement, pour la bande 60 GHz, le bilan de liaison est limité par la faible puissance d'émission (10 mW ou 10 dBm) et par les pertes de propagation (environ 68 dB à 1 m) alors que des débits supérieurs à 2 Gbps sont souhaitables. La référence [31] donne le bilan de liaison inverse permettant d'évaluer le gain combiné de l'antenne d'émission et de réception en fonction de la puissance émise, des paramètres de propagation et des performances du récepteur. Ce bilan s'exprime selon l'équation Eq. I-3 :

$$G_t + G_r = M + SNR + L_T + P_N + P_L + 10n \log_{10} d + X_\sigma - P_T \quad \text{Eq. I-3}$$

Où

- $M$  : Marge de liaison (entre la puissance reçue et la sensibilité du récepteur)
- $SNR$  : Rapport signal-sur-bruit nécessaire à la démodulation
- $L_T$  : Pertes d'interconnexions
- $P_N$  : Puissance de bruit
- $n$  : Exposant d'affaiblissement (de 2 à 6 suivant la géométrie du milieu)
- $P_L$  : Pertes en espace libre normalisées par rapport à 1 m
- $X_\sigma$  : Paramètre de masquage (dû aux obstacles)
- $P_T$  : Puissance émise

La puissance de bruit s'exprime quant à elle selon l'équation Eq. I-4 :

$$P_N = 10 \log_{10} kBT + NF \quad \text{Eq. I-4}$$

Où

- $k$  : Constante de Boltzmann
- $B$  : Bande passante
- $T$  : Température
- $NF$  : Facteur de bruit du récepteur

Nous retenons que le bilan de liaison fait intervenir des paramètres de propagation imposés par le milieu d'utilisation et sa géométrie mais aussi des paramètres de conception relatifs à la sensibilité du récepteur, au facteur de bruit et aux performances des interconnexions et des antennes. Ces deux derniers éléments feront donc l'objet d'une attention particulière dans le cadre de notre travail de conception, de fabrication et de caractérisation de briques technologiques du back-end millimétrique destiné aux objets communicants.

### I.2.2 Antennes intégrées et interconnexions

Toujours selon la référence [31], l'équation Eq. I-3 est appliquée à un cas d'étude correspondant à un lien en visibilité directe LOS (*Line of Sight* en anglais) dans un environnement indoor standard (bureau par exemple) et à température ambiante. La combinaison des gains de l'antenne d'émission et de réception s'exprime en fonction du SNR et de la portée selon l'équation Eq. I-5 :

$$G_t + G_r = 2 + SNR + 20 \log_{10} d \quad (dB) \quad \text{Eq. I-5}$$

Cette équation nous permet donc d'établir les spécifications sur les gains des antennes en fonction de la portée désirée et le débit souhaité pour différentes modulations comme le montre le Tableau I-4.

Tableau I-4 Gains combinés en dBi des antennes Tx et Rx pour un lien en visibilité directe à 60 GHz

<b>Distance (m)</b>	<b>QPSK (2 Gbps) SNR<sub>min</sub> = 10.7 dB</b>	<b>16QAM (4 Gbps) SNR<sub>min</sub> = 16.7 dB</b>	<b>64QAM (6 Gbps) SNR<sub>min</sub> = 21.7 dB</b>
<b>1</b>	13	19	24
<b>5</b>	27	33	38
<b>10</b>	33	39	44
<b>20</b>	39	45	50

Le gain maximal d'une antenne directive est lié à sa surface effective par l'équation Eq. I-6. Cette équation démontre qu'il existe une limite physique fondamentale au gain attendu d'un design d'antenne avec une spécification de surface fixée au départ comme c'est le cas pour les terminaux mobiles. A titre d'exemple, un lien établi sur 1 m à 2 Gps en utilisant la modulation QPSK et deux éléments rayonnants identiques nécessite un gain de 6.5 dBi par

antenne autour de 60 GHz. Ceci correspond à une surface effective d'environ 20 mm<sup>2</sup> par antenne.

$$G_0 = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_{eff} \text{ (échelle linéaire)} \quad \text{Eq. I-6}$$

### I.2.2.1 Antennes intégrées de type AoC

L'approche AoC (*Antenna-on-Chip*) consiste à intégrer l'antenne directement dans l'empilement des niveaux back-end d'un circuit RFIC qu'il soit en technologie CMOS, BiCMOS ou III-V avec comme avantage majeur la possibilité de centraliser toutes les fonctionnalités RF et bande-de-base dans un module unique de quelques mm<sup>2</sup> de surface (Figure I-14). Pour les AoC sur silicium, la permittivité relativement élevée du substrat ( $\epsilon_r = 11.7$  à 11.9) limite la bande passante alors que la faible résistivité typique des substrats Si ( $\rho \sim 10 \Omega.cm$ ) a tendance à dégrader l'efficacité de rayonnement. La conception d'antennes AoC doit non seulement prendre en considération les paramètres intrinsèques du substrat mais aussi les règles de dessin propres à chaque procédé et les éventuelles interactions avec les motifs métalliques de remplissage (*Dummy Fills*) utilisées pour assurer une densité métallique uniforme.



Figure I-14 Exemples de scénarios d'intégration de modules RF avec antennes AoC

Tableau I-5 Performances typiques des antennes millimétriques AoC

Tech. / Substrat	Topologie	S (mm <sup>2</sup> )	G (dBi)	$\eta_{ray}$ (%)	[Réf.]
CMOS 180 nm	Monopole	1×0.81	-7.2	12	[32]
CMOS 180 nm	Yagi (×2)	5×5	-3.5	15.8	[33]
Silicium BR (10 $\Omega.cm$ )	F inversé	2×0.1	-19	3.5	[34]

Les performances des antennes de type AoC peuvent être améliorée en modifiant localement les propriétés du substrat sans impacter les circuits environnants. Ceci peut être fait par exemple en gravant une cavité d'air en dessous de l'antenne ou en réalisant

directement celle-ci sur une membrane suspendue en technologie couches-minces (voir les références [35] et [36]). La présence d'une couche d'air dans les deux cas permet à la fois de minimiser les pertes diélectriques et d'améliorer la bande passante (car la permittivité effective résultante de l'empilement est inférieure à celle du substrat initial). D'autres approches innovantes se basent sur la modification locale de la résistivité d'un substrat silicium basse-résistivité en utilisant un procédé d'implantation ionique [37].

Tableau I-6 Performances typiques des antennes en technologie AoC modifiée

Tech. / Substrat	Topologie	S (mm <sup>2</sup> )	G (dBi)	$\eta_{\text{ray}}$ (%)	[Réf.]
Membrane BCB	Fente	5×5	6	-	[35]
Membrane SiO <sub>2</sub>	Fente @30 GHz	3.6×3.6	1.5	50 (sim.)	[36]
Glass-IPD sur Si	Patch couplé	-	6.6	-	[38]
Implantation He-3/Si-BR	Dipôle simple	3.6×0.6	-4.1	59	[37]

### I.2.2.2 Antennes intégrées de type AiP

Dans une approche d'intégration de type AiP, l'antenne est réalisée sur un substrat externe à la puce RFIC (Figure I-15). Ce substrat peut être spécifiquement dédié à l'antenne mais peut aussi servir de boîtier à l'assemblage du module émetteur-récepteur et à l'intégration hétérogène avec d'autres fonctions analogiques ou numériques. L'intérêt d'une telle approche réside dans la possibilité de sélectionner des matériaux à faible permittivité et/ou à haute-résistivité afin d'améliorer respectivement la bande passante et l'efficacité. Le positionnement de l'antenne AiP à l'extérieur du circuit RF permet d'allouer plus de surface aux éléments rayonnants avec la possibilité d'implémenter des cavités réfléchissantes et donc de viser des gains supérieurs à ce que l'on peut obtenir avec les antennes AoC. D'un point de vue système, les AiP offrent un degré de liberté supplémentaire pour les concepteurs car les conceptions respectives du circuit RF et l'antenne sont découplées. Ainsi, un seul circuit peut être utilisé pour plusieurs boîtiers sans avoir à changer tout le jeu de masques.

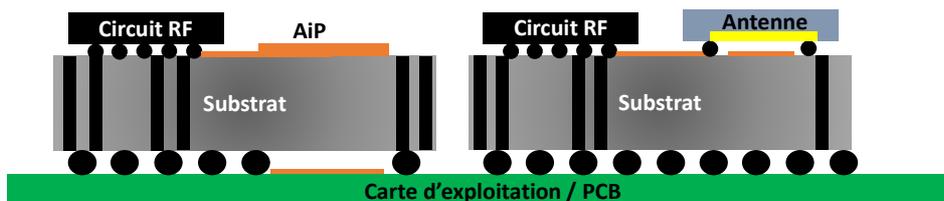


Figure I-15 Exemples de scénarios d'intégration de modules RF avec antennes AiP

Tableau I-7 Performances typiques des antennes millimétriques AiP

Tech. / Substrat	Topologie	S (mm <sup>2</sup> )	G (dBi)	$\eta_{\text{ray}}$ (%)	[Réf.]
<b>Si-HR (1 k<math>\Omega</math>.cm)</b>	Dipôle replié	2.5×2.5	5	-	[39]
<b>LTCC</b>	Fente	12.5×8	7 – 11	94 (sim.)	[40]
<b>Quartz</b>	Dipôle replié (×2)	3.6×3	8	85	[41]
<b>Organique multicouche</b>	Dipôle vertical	10×10	7.83	92 (sim.)	[42]

En complément de l'étude de l'état de l'art des antennes intégrées, nous donnons dans le Tableau I-8 un récapitulatif de performances de quelques lignes de transmission présentées dans la littérature et qui peuvent servir à alimenter des antennes intégrées. Ce tableau correspond aux meilleures performances répertoriées par les références [43], [44] et [45].

Tableau I-8 Extrait de l'état de l'art des lignes de transmission

Tech. / Substrat	Ligne	Z <sub>c</sub> ( $\Omega$ )	Atténuation (dB/mm)		[Réf.]
<b>Si-HR (4 k<math>\Omega</math>.cm)</b>	CPW	50	0.17	@ 4 GHz	[43]
<b>Si (20 <math>\Omega</math>.cm)</b>	CPW	50	0.19		
<b>Verre AF45</b>	CPW	50	0.05		
<b>LTCC</b>	CBCPW	50	0.14	@ 60 GHz	[44]
<b>LCP</b>	Micro-ruban	55	0.15		
<b>Cœur FR-4</b>	Micro-ruban	51	0.22		
<b>Cœur FR-4</b>	GCPW	45	0.37		
<b>FR408</b>	CPW	53	0.19		
<b>HR-SOI</b>	CPW	50	1	@ 100 GHz	[45]

## **I.3 Etat de l'art des modules millimétriques intégrés en technologie SiP**

Le choix d'une technologie particulière pour la réalisation de modules radiofréquences sans-fil intégrés est un compromis qui met en jeu plusieurs facteurs liés aux performances électriques et thermomécaniques, à la compacité ainsi qu'au coût de la technologie employée. Dans cette section, nous dressons un état de l'art représentatif des récentes architectures adoptées pour l'intégration de modules millimétriques selon une approche SiP. Bien que nous portions un intérêt particulier aux applications de communication à courte portée, certains exemples présentés ci-dessous sont issus d'autres applications comme les radars automobiles. Nous avons jugé utile de les intégrer du fait de la convergence des schémas d'intégration entre les deux applications.

### **I.3.1 Modules organiques multi-couches**

La technologie PCB (*Printed Circuit Board*) est largement utilisée de nos jours pour la réalisation de cartes électroniques en moyennes et grandes séries. Historiquement, le matériau de base utilisé est désigné par la classe FR-4 qui regroupe des polymères composites à base d'époxy avec éventuellement un matériau de renforcement à base de céramiques ou de verre. Les applications radiofréquences ont bénéficié des récentes avancées dans les procédés de réalisation de modules organiques, notamment grâce à l'introduction de matériaux à faibles pertes diélectriques et l'amélioration de la qualité des métallisations.

La technologie HDI (*High-Density Interconnect*) permet aujourd'hui d'atteindre des résolutions horizontales et verticales compatibles avec des schémas d'intégration aux fréquences millimétriques: selon les recommandations du standard IPC-2226, des pistes et des espacements en dessous de 100  $\mu\text{m}$  et des vias de diamètre inférieur à 150  $\mu\text{m}$  (microvias) sont désormais réalisables [46]. La Figure I-16 donne un exemple de règles de dessins PCB-HDI proposées par la société Shipco Circuits [46].

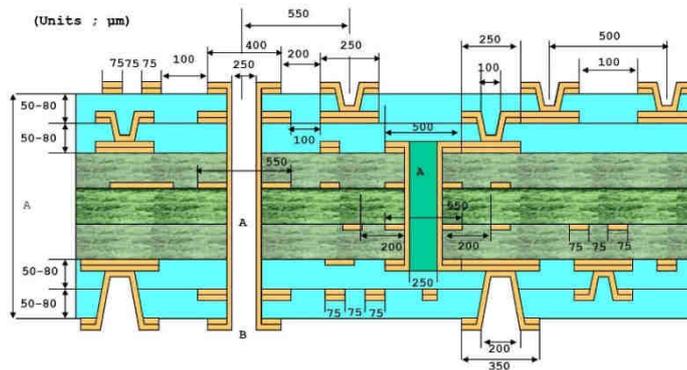
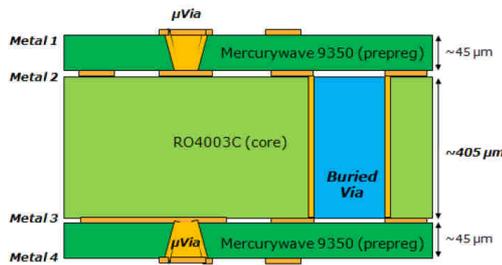
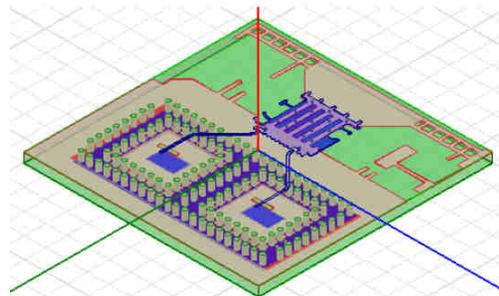


Figure I-16 Règles de dessin et dimensions critiques en technologie PCB HDI [46]

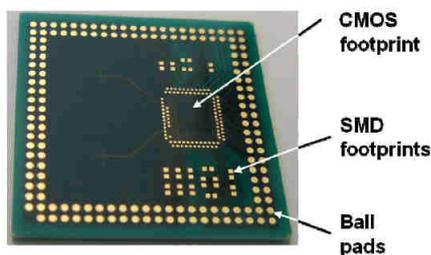
Dans ce cadre, la société STMicroelectronics propose un module 60 GHz de  $12 \times 12 \text{ mm}^2$  de surface en technologie HDI dont l'empilement est adapté au packaging millimétrique [47]. Pour ce faire, une couche centrale (*Core Layer*) à base du matériau RO4003C est employée en substitut au matériau FR4 standard. Le module comprend deux antennes patches couplées à leurs lignes d'alimentation à travers deux fentes rayonnantes démontrant un gain supérieur à 5 dBi sur la bande 57 – 66 GHz.



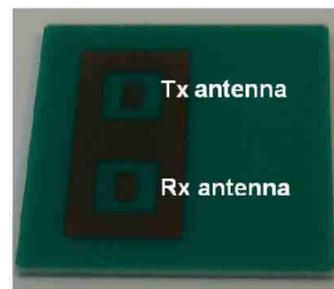
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure I-17 Empilement technologique (a) et vue 3D du module organique HDI 60 GHz. Vues du module côté puce (c) et côté antennes (d) [47]

Aujourd'hui, la technologie MLO (*Multilayer Organics*) permet de réaliser de modules intégrant plusieurs couches organiques laminées ou disposées en spin-coating avec des résolutions de pistes allant jusqu'à 15  $\mu\text{m}$  et une résolution verticale de l'ordre de 20  $\mu\text{m}$  pour les procédés avancés. La Figure I-18 montre un module émetteur 60 GHz développé par IBM [48] [49]. Il comprend une puce RFIC reportée par flip-chip sur un package organique multi-couche avec un réseau de 16 antennes intégrées au boîtier. Une cavité est formée dans l'empilement afin d'accueillir la puce RFIC; celle-ci est donc directement interconnectée avec les pistes d'alimentation du réseau d'antennes par des billes de brasure standards. Le couplage dipôle-patch se fait à travers une fente réalisée sur un niveau métallique intermédiaire. Les cavités réalisées en dessous des patches, quant à elles, limitent l'impact du substrat sur les pertes diélectriques et la bande passante.

Cette solution technique permet de réduire le coût de fabrication en s'affranchissant de vias non-standard à fort facteur de forme et qui induiraient des pertes électriques supplémentaires. L'utilisation du LCP (*Liquid Crystal Polymer*) pour les pistes d'alimentation permet de limiter les pertes d'insertion aux fréquences millimétriques, alors que le substrat Rogers RO4000 est employé pour les zones moins sensibles aux pertes et sert notamment de substrat pour le routage des signaux basses-fréquences et pour les patches rayonnants. L'empreinte totale du module est de 28×28 mm<sup>2</sup>.

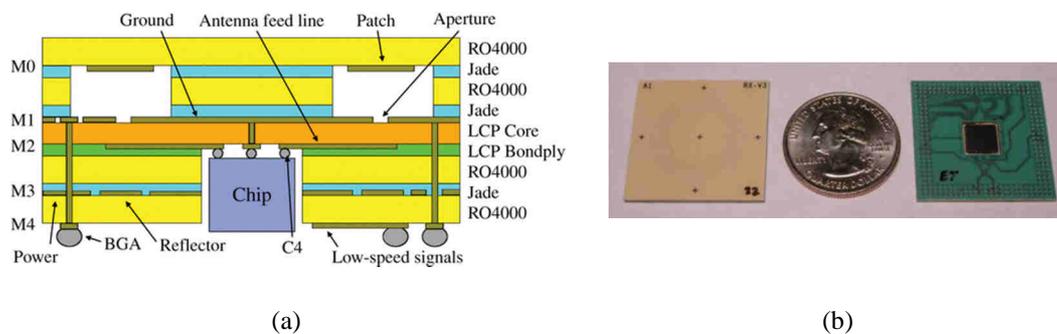


Figure I-18 Module SiP organique multi-couche avec réseau d'antennes intégrées à 60 GHz

### I.3.2 Modules céramiques LTCC et HTCC

Les boîtiers à base de matériaux céramiques ont été introduits depuis environ une vingtaine d'années afin de répondre au besoin des systèmes à haute fiabilité en termes de stabilité chimique, de tenue mécanique et d'herméticité. A l'instar de la technologie MLO, les procédés céramiques en couches épaisses permettent de réaliser des cavités et des microstructures tridimensionnelles dans l'empilement favorisant le report ou la réalisation directe de composants passifs (condensateurs, inductance) ainsi que l'intégration hétérogène

de puces externes multi-fonctions. Avec une résolution verticale de l'ordre de 50  $\mu\text{m}$ , ces boîtiers sont de plus en plus utilisés de nos jours pour l'encapsulation de microsystemes hétérogènes.

Il existe deux variantes de procédés céramiques multi-couches : Le procédé LTCC (*Low Temperature Cofired Ceramics*) dont la température de recuit maximale (*cofiring temperature*) est de l'ordre de 850 – 900°C et le procédé HTCC (*High Temperature Cofired Ceramics*) dont la température de recuit peut monter jusqu'à 1600°C. Les procédés HTCC ont l'avantage de fournir une bonne stabilité physique aux céramiques de l'empilement. Cependant, comme les températures de traitement dépassent souvent le point de fusion des métaux hautement conducteurs tels que l'or ( $T_f = 1064^\circ\text{C}$ ) ou le cuivre ( $T_f = 1085^\circ\text{C}$ ), le choix des métallisations se retrouve limité à des métaux à haut point de fusion tels que le molybdène ( $T_f = 2623^\circ\text{C}$ ) ou le tungstène ( $T_f = 3422^\circ\text{C}$ ) et dont la conductivité est relativement faible ( $18.7 \times 10^6 \text{ S/m}$  et  $8.9 \times 10^6 \text{ S/m}$  respectivement). Face à ce verrou pour les systèmes hautes-fréquences, les efforts ont été tournés vers l'optimisation des procédés basse température afin de permettre l'utilisation de métallisations de haute conductivité (cuivre, alliage titane-or, argent) pour les modules RF modernes de type HMIC (*Hybrid Microwave Integrated Circuits*). La Figure I-19 montre un module LTCC 60 GHz basé sur un schéma d'intégration analogue à celui du module MLO présenté dans le paragraphe précédent [49]. Les antennes présentent un gain de 3 à 6 dBi par élément. La puce est connectée aux antennes et au plan de masse commun à travers des transitions quasi-coaxiales réalisées à l'aide d'ouvertures dans les niveaux de métallisation ainsi que de vias métallisés. L'empreinte totale de ce module LTCC est identique à celle du module MLO.

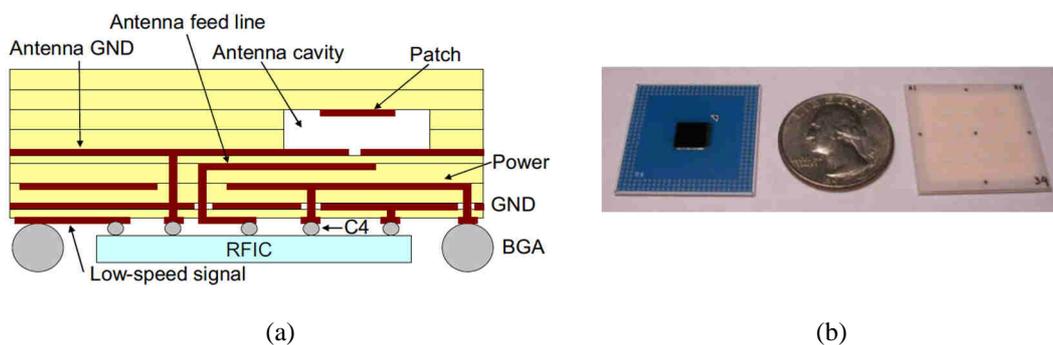


Figure I-19 Module IBM céramique multi-couche selon [49] :

Vue en coupe (a) et photographie du boîtier (b)

En 2011, la société Kyocera a proposé une étude de faisabilité de deux modules HTCC pour des applications WPAN 60 GHz dédiés respectivement à la transmission de vidéo

haute-définition et au marché des kiosques numériques [50] avec un intérêt particulier porté sur les performances des antennes. Les deux configurations utilisent des antennes intégrées de type résonateur diélectrique (DRA) qui offrent une bande passante relativement large et sont aisément réalisables avec un procédé multi-couche. Le premier module (Figure I-20(a)) comporte un réseau de 9 antennes opérant en mode Tx/Rx et démontrant un gain maximal de 16.9 dBi pour une surface totale de 8.2×8.2 mm<sup>2</sup>. La puce RFIC est reportée sur la face arrière du module ce qui rend obligatoire la création d'une zone dépeuplée parmi les billes de brasure ; un total de 114 entrées/sorties (I/O) étant donc distribuées autour de cette zone. Le second module (Figure I-20(b)) comporte deux antennes opérant respectivement en modes Tx et Rx et affichant chacune un gain de 8.4 dBi. La surface totale de celui-ci est de 10×6 mm<sup>2</sup>. Les 112 entrées/sorties du module sont distribuées en configuration full-grid I/O sans zone dépeuplée en dessous de la puce RFIC.

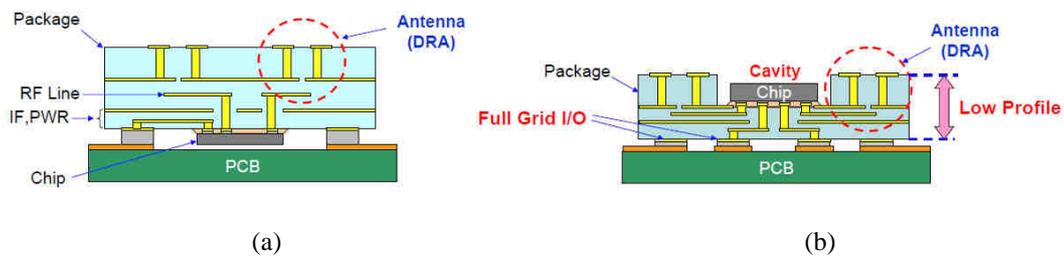


Figure I-20 Modules HTCC 60 GHz proposés par Kyocera : Module avec puce RFIC en face arrière (a) et en face avant (b)

### I.3.3 Modules Fan-Out / eWLB

L'encapsulation de circuits intégrés par approche WLP (*Wafer-Level Packaging*) se distingue des autres méthodes dans la mesure où celle-ci s'effectue à l'échelle du wafer avant la découpe finale et la livraison des puces ce qui la rend particulièrement adaptée à la fabrication en grande série. La technologie eWLB (*Embedded Wafer-Level BGA*) figure parmi les techniques WLP émergentes et qui ont connu une forte croissance sur les cinq dernières années notamment grâce au secteur de la téléphonie mobile [51]. Elle se base sur la combinaison d'une technique avancée de billage BGA et d'une approche de reconstitution (ou transfert) de wafer grâce à un polymère d'enrobage (*Molding Polymer*) qui, en plus de sa fonction protectrice, est utilisé pour étendre et supporter l'empilement du routage au-delà de l'empreinte du circuit intégré, permettant ainsi le déploiement des niveaux RDL (*Re-Distribution Layer*) sur une surface assez large pour accueillir un nombre important d'entrées/sorties (jusqu'à 534 I/O pour une puce de 9×9 mm<sup>2</sup>) selon l'étude du groupe ASE [52]. La désignation *Fan-Out* est aussi utilisée pour faire référence à la technologie eWLB en

contraste avec l'approche dite *Fan-In* pour laquelle la distribution des RDL et des billes est limitée à la seule surface du circuit intégré comme le montre la Figure I-21.



Figure I-21 Comparaison des configurations Fan-In (a) et Fan-Out ou eWLB (b)

La technologie eWLB permet de réaliser des assemblages compacts car l'épaisseur totale du module (avant billage) est du même ordre de grandeur que celle de la puce intégrée. A titre d'exemple, en 2012, la société STATS ChipPAC a réalisé un SiP destiné au marché de la téléphonie mobile d'une épaisseur totale (billage compris) de 500  $\mu\text{m}$  d'épaisseur [53]. Un autre avantage de cette technologie réside dans l'utilisation de polymères à très faible contrainte mécanique (*mechanical stress*) pour les RDL et l'enrobage. Ceci permet de réduire considérablement la flèche à l'échelle de la puce et facilite le report sur une carte d'exploitation ou même sur une autre puce eWLB pour un empilement de type PoP (*Package-on-Package*).

Des briques matures héritées de celles des lignes de fabrication silicium 200 mm et 300 mm sont employées pour réaliser les niveaux RDL avec des métallisations à base de cuivre et des diélectriques à faibles pertes (généralement à base de polyimides et/ou de PBO). La réalisation des UBM (*Under Bump Metallization*) est également possible avec des équipements destinés à la ligne silicium. Les matériaux diélectriques sont généralement optimisés pour des recuits à basse température ( $T_{\min} \approx 200^\circ\text{C}$ ) afin de préserver les propriétés du polymère d'enrobage préalablement stabilisé. Avec les procédés récents, des largeurs de lignes et des espacements de 15  $\mu\text{m}$  peuvent être réalisées [54], ce qui favorise des niveaux d'intégration et de densité d'interconnexions difficilement atteignables avec les techniques de packaging standard. Ces éléments font de la technologie eWLB un bon candidat pour l'intégration de modules radio millimétriques dans le cadre d'applications de télécommunications ou radars. La Figure I-22 montre deux modules 77 GHz pour radars automobiles développés respectivement par la société DICE (filiale d'Infineon) [55] et l'université de Linz [56]. Le premier est un module radar 77 GHz d'une surface totale de 8x8  $\text{mm}^2$  avec une puce Tx/Rx en technologie SiGe et des antennes intégrées. Les billes de report sont disposées avec un pas de 500  $\mu\text{m}$  et permettent de router les signaux bande-de-base vers la carte PCB. Avantagusement, ces billes servent aussi à former une cavité

réflectrice dont la partie inférieure est réalisée grâce à la métallisation du PCB afin de diriger le rayonnement des antennes vers la verticale (broadside). La variante présentée dans la Figure I-22(c) comporte un réseau linéaire de quatre antennes dipôle demi-onde permettant d'atteindre une directivité maximale de 13.6 dBi sur la bande d'intérêt. Le module eWLB de l'université de Linz, quant à lui, emploie un dipôle replié avec cavité réflectrice affichant un gain de 7 dBi. Ce module de  $6 \times 6 \text{ mm}^2$  de surface et d'épaisseur totale de  $680 \mu\text{m}$  après billage est destiné à des radars SRR et LRR.

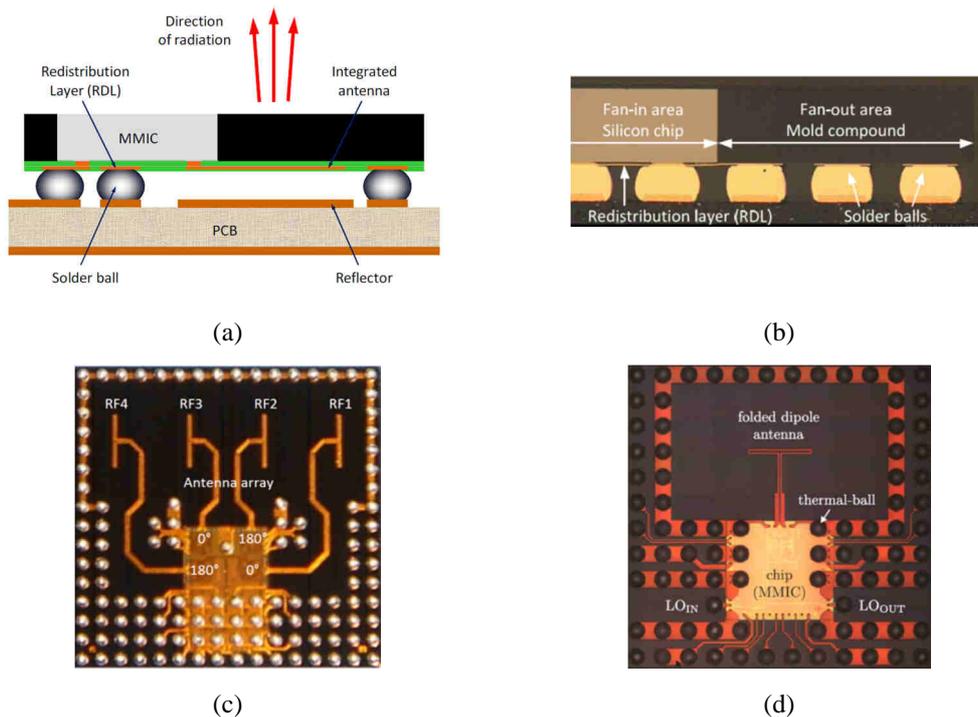


Figure I-22 Schéma d'intégration d'un transmetteur SiGe 77 GHz avec antenne sur package eWLB et coupe correspondante (a-b). Vue de dessous de modules radar 77 GHz proposés par DICE/Infineon Gmbh (c) et l'université de Linz (d)

### I.3.4 Modules Interposer silicium haute-résistivité (Si-HR)

Les lignes du back-end silicium permettent aujourd'hui de centraliser plusieurs étapes de fabrication de modules SiP en tirant profit de technologies diverses comme le micro-usinage, la photolithographie, la gravure (ionique ou laser) ainsi que de techniques de dépôt et de laminage en couches épaisses ou minces. Les procédés standards actuels permettent de réaliser des routages haute-densité avec des précisions micrométriques sur un substrat silicium haute-résistivité avec des passivations minérales ou organiques de haute qualité. Ces éléments donnent des degrés de liberté suffisants pour répondre aux spécifications géométriques et électriques des modules millimétriques voire sub-THz. La possibilité de

réaliser des cavités micro-usinées constitue un apport non négligeable pour l'intégration d'éléments passifs et l'amélioration des performances électriques des modules SiP millimétriques. A titre d'exemple, il est possible de créer des cavités d'air en dessous de lignes de transmission (coplanaires par exemple) et de réduire considérablement les pertes diélectriques. Concernant les antennes intégrées, les cavités métallisées peuvent servir de réflecteurs afin d'améliorer le gain dans la direction désirée, servir de blindage pour éviter les modes de substrat ou bien réduire la permittivité équivalente autour de l'antenne pour élargir sa bande passante. Dans ce contexte, l'IMEC a proposé deux topologies d'un module transmetteur 60 GHz combinant les technologies couches-minces et micro-usinage sur silicium [57]. Le module se compose de trois éléments principaux : une puce RFIC 60 GHz, un substrat Si-HR aminci à 100  $\mu\text{m}$  avec un empilement de couches minces à base de BCB et finalement un élément rayonnant de type patch réalisé dans une cavité silicium micro-usinée de 250  $\mu\text{m}$  de profondeur. Pour les deux topologies proposées, le couplage entre le patch rayonnant et la ligne d'alimentation micro-ruban se fait à travers une fente réalisée dans un plan de masse RF. Ce dernier est connecté au plan de masse de la puce selon deux approches différentes en fonction de la topologie : pour la première topologie, la puce et la cavité sont toutes les deux reportées par flip-chip sur la face avant du substrat et seuls des micro-vias dans le BCB sont nécessaires ; pour la seconde topologie, des TSV (Through-Silicon Vias) traversent le substrat silicium pour réaliser l'interconnexion. Les résultats expérimentaux issus des mesures d'un réseau de 4 antennes démontrent des gains respectifs de 4 dBi et 7 dBi à 61 GHz pour les configurations avec cavité montée en face avant et face arrière du module.

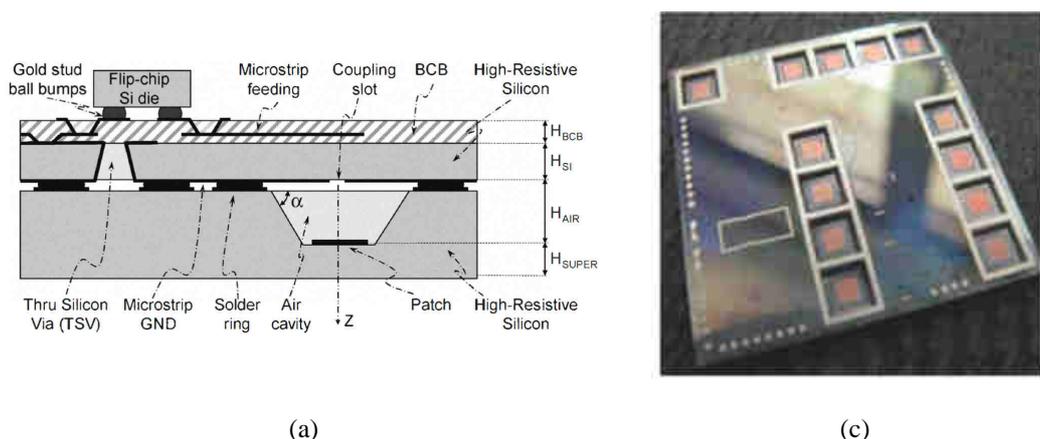


Figure I-23 Coupe des module 60 GHz sur silicium HR (a) et vue du support des cavités (b) selon [57]

Une approche similaire en technologie Interposer silicium a été proposée conjointement par le CEA-LETI et STMicroelectronics [39]. Ce démonstrateur antennaire utilise une

passivation minérale en SiO<sub>2</sub> pour le back-end accueillant les lignes d'alimentation d'un réseau linéaire de 4 dipôles repliés réalisés sur un substrat silicium aminci à 120 µm. La cavité de 275 µm de profondeur est micro-usinée sur un wafer silicium non aminci dont l'épaisseur standard est de 725 µm. Le collage interposer/cavité est réalisé grâce à la résine SINR3570. Pour ce module, l'isolation inter-élément est améliorée grâce un anneau de TSV aligné à la cavité silicium afin de bloquer la propagation des ondes de surface. Les résultats expérimentaux démontrent une couverture de toute la bande 57 – 66 GHz avec un gain réalisé de 4 à 7.9 dBi dans la direction broadside pour un seul élément rayonnant. Des capacités de dépointage statique de faisceau de 0° à 60° ont été démontrées en faisant varier les longueurs des lignes d'alimentation avec un gain réalisé entre 7.5 et 9.9 dBi (après déduction de 3.5 dBi de pertes dues au réseau d'alimentation).

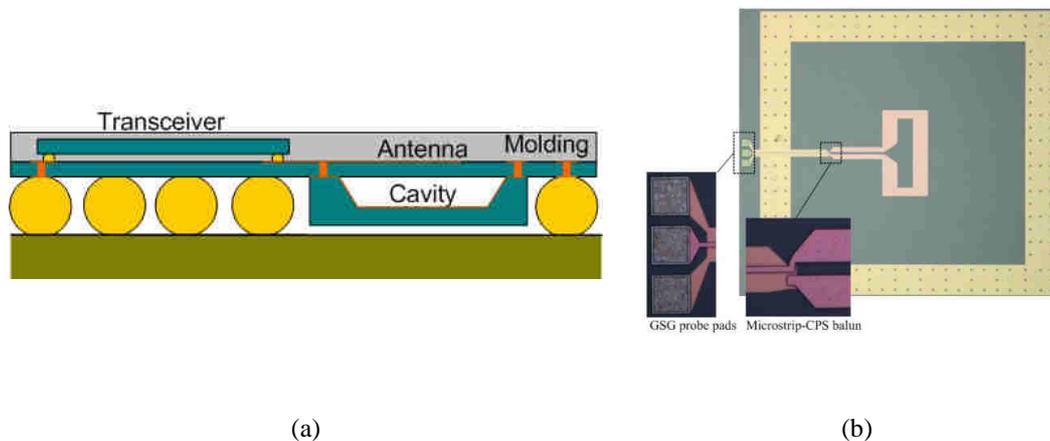


Figure I-24 Coupe et vue de dessus du module Interposer Si-HR 60 GHz (a) et microphotographie d'une antenne dipôle (b)

### I.3.5 Modules intégrés par hybridation de technologies

La combinaison ou l'hybridation de deux ou plusieurs technologies d'encapsulation peut s'avérer intéressante pour tirer profit des avantages offerts par les différents matériaux ou procédés spécifiques en termes de performances électriques et thermomécaniques tout en réduisant le coût de développement et de fabrication.

#### I.3.5.1 Module en technologie couches-minces sur boîtier LTCC

Dans la référence [58], les auteurs proposent un boîtier destiné à accueillir un transmetteur radar 122 GHz combinant une technologie couches-minces (monocouche) et une encapsulation LTCC. Le routage bande-de-base et les antennes millimétriques sont réalisés sur un substrat souple à base polyimide (PI-2611) de 14 µm d'épaisseur. La puce

MMIC est reportée sur ce substrat à l'aide de micro-piliers en or et l'ensemble est connecté électriquement au boîtier à l'aide d'un film conducteur anisotrope (ACF).

Le boîtier LTCC accueille des vias remplis à l'aide d'une pâte électriquement et thermiquement conductrice chargée de particules d'or. Ces vias servent d'une part à connecter électriquement le boîtier avec la carte d'exploitation et d'autre part à créer une matrice de dissipateurs thermiques intégrés (*Integrated Heat Spreaders*). L'interface thermique entre la puce MMIC et le boîtier est améliorée grâce à un matériau TIM (*Thermal Interface Material*) à base d'époxy. Le module a une surface totale de  $8 \times 8 \text{ mm}^2$ . Les antennes de type dipôles repliés affichent un gain de 9.7 dBi pour une mise en réseau de deux éléments.

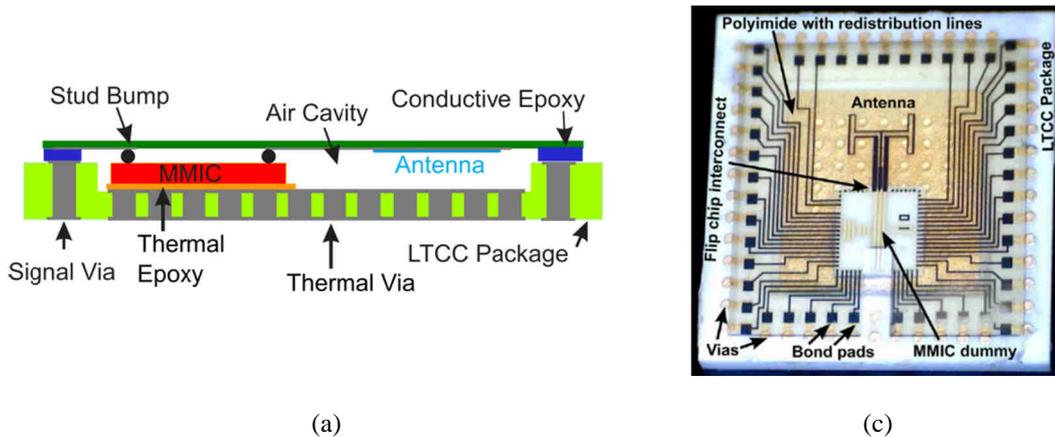


Figure I-25 Coupe schématique du module hybride LTCC/couche-mince 122 GHz (a) et photographie du routage sur la couche polyimide [58]

### I.3.5.2 Boîtier HTCC avec antenne en technologie Glass-IPD

La possibilité d'intégrer l'antenne sur une puce externe offre un degré de liberté supplémentaire au design en découplant les spécifications géométriques et/ou électriques du bloc antennaire de celles du boîtier de base. L'antenne peut éventuellement être réalisée sur un substrat différent afin de répondre à des spécifications de bande passante et d'efficacité de rayonnement. Les références [59] et [60] proposent un module hybride intégré sur un boîtier LGA (*Land Grid Array*) en technologie HTCC sur lequel sont rapportées une puce RFIC 60 GHz en technologie CMOS 65 nm, une puce Glass-IPD (*Integrated Passive Device*) contenant une antenne de type dipôle replié et des composants montés en surface (CMS) pour le filtrage au niveau du réseau d'alimentation DC. L'empilement est fait de cinq couches de  $100 \mu\text{m}$  d'épaisseur comme le montre la Figure I-26. Les métallisations internes font  $10 \mu\text{m}$  par couche et sont réalisées en tungstène alors qu'une finition supplémentaire

Ni/Au est utilisée afin d'améliorer la conductivité des pistes sur les deux faces du boîtier. Cette approche d'intégration permet de combiner les vertus des deux technologies pour améliorer les performances électriques de l'antenne : En effet, la technologie céramique offre la possibilité de réaliser une cavité d'air entourée de vias métalliques permettant de diriger le rayonnement de l'antenne vers le haut et d'améliorer par conséquent le gain. De plus, le verre est un substrat dont les faibles pertes et la faible constante diélectrique permettent respectivement d'atteindre un rendement de rayonnement et une bande passante compatibles avec les besoins des applications 60 GHz. Un gain de 5 dBi relativement stable sur la bande 57 – 66 GHz est démontré par les antennes de ce prototype. Les deux cavités des antennes Tx et Rx font une surface de  $2 \times 1.95 \text{ mm}^2$  pour une profondeur de  $300 \text{ }\mu\text{m}$ . Le module total fait une surface de  $8.5 \times 13.5 \text{ mm}^2$  pour une épaisseur de  $950 \text{ }\mu\text{m}$ .

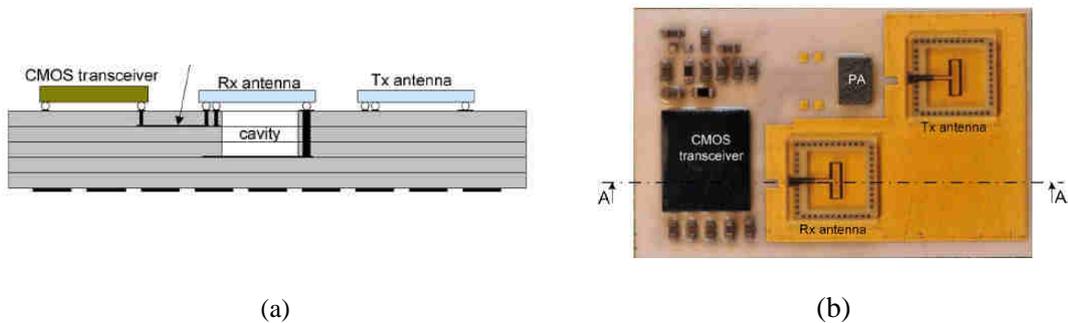


Figure I-26 Coupe schématique du module hybride HTCC/verre (a) et photographie du module émetteur-récepteur (b) selon [59]

### I.3.5.3 Modules DCA et LGA avec antenne externe sur verre

Dans les références [61] et [62], les auteurs proposent deux prototypes de boîtiers pour modules émetteurs-récepteurs opérant à 60 GHz et développés par la société IBM. Les blocs Tx et Rx sont réalisés séparément sur circuits RFIC en technologie BiCMOS SiGe  $0.13 \text{ }\mu\text{m}$  et font respectivement  $4 \times 1.6 \text{ mm}^2$  et  $3.4 \times 1.7 \text{ mm}^2$  de surface. Les antennes (de type dipôles repliés) sont réalisées sur une puce externe en verre de silice ( $\epsilon_r = 3.8$ ,  $\tan\delta < 0.001$  à 60 GHz) qui, avec un cadre métallique, définit une cavité réfléchissante qui fait  $3 \times 4.2 \text{ mm}^2$  pour une profondeur de  $500 \text{ }\mu\text{m}$ . Un adhésif chargé en particules d'argent sert à la fois pour le collage des circuits RFIC et pour réaliser le niveau bas de la cavité réfléchissante. L'interconnexion entre l'antenne et le circuit est réalisée par report de puce (*flip-chip*) moyennant des micro-billes (*micro-bumps*) alors que le signal bande-de-base est routé à travers des fils de soudure (*wire-bonds*) faisant le lien entre la puce et les niveaux externes de redistribution.

Le packaging des modules se présente en deux variantes : Le premier prototype utilise un boîtier plastique LGA (*Land Grid Array*) comme interface électrique et mécanique entre l'ensemble RFIC/antenne et la carte d'exploitation PCB. Cette approche permet d'accueillir les deux fonctions d'émission/réception sur un seul boîtier CSP (*Chip-Scale Package*) de  $13 \times 13 \text{ mm}^2$ . Le second prototype est destiné au report direct et individuel des deux puces Tx et Rx sur la carte PCB. Nous parlons dans ce cas d'une approche DCA (*Direct Chip Attach*) car aucune interface électrique ou mécanique supplémentaire n'est nécessaire pour interconnecter le module à la carte PCB. Un matériau isolant d'encapsulation est utilisé pour protéger l'assemblage en épargnant les antennes comme le montre la Figure I-27(b). Selon les mêmes auteurs, l'impact de ce matériau ( $\epsilon_r = 4.4$ ,  $\tan\delta < 0.003$  à 60 GHz) sur les performances des antennes est minime. Celles-ci démontrent un gain mesuré entre 3 et 7 dBi sur la bande 50 – 65 GHz avec une efficacité de rayonnement simulée supérieure à 80%.

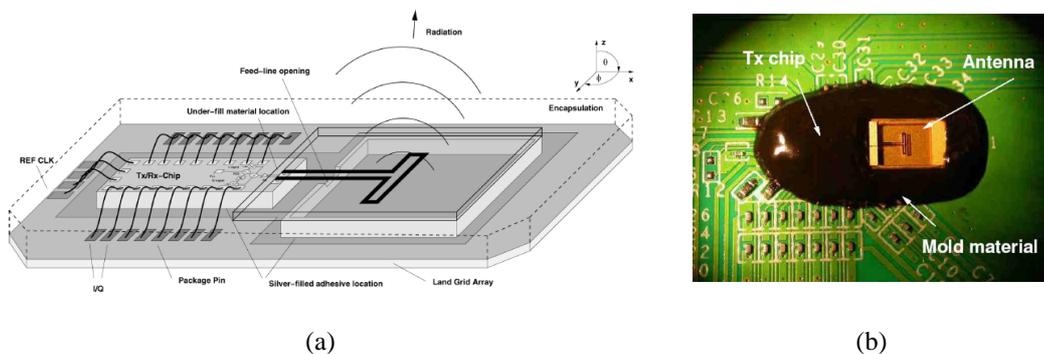


Figure I-27 Vue schématique du boîtier LGA (a) et photographie du module DCA avec matériau d'encapsulation

#### I.3.5.4 Module QFN avec antennes hybrides AoC/AiP

La référence [63] propose une approche permettant d'améliorer le gain et la bande passante d'antennes intégrées de type AoC grâce à des éléments parasites externes réalisés sur le capot d'un boîtier QFN standard. Le circuit RF et les dipôles repliés sont réalisés en technologie CMOS-SOI 65 nm pour une surface totale de  $1.9 \times 3.1 \text{ mm}^2$ . Des fils de soudure sont utilisés pour connecter le circuit aux entrées/sorties du boîtier comme le montre la Figure I-28. Le capot est constitué d'un empilement de deux couches diélectriques à faibles pertes : la couche interne est réalisée à partir du polymère RT-Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $\tan\delta = 0.0009$  à 40 GHz) et accueille les deux patches parasites couplés aux antennes principales Tx et Rx ainsi qu'un anneau de garde avec des vias métallisés. La couche externe quant à elle est faite à partir du polymère LCP ( $\epsilon_r = 3.2$ ,  $\tan\delta = 0.007$  à 60 GHz). La surface totale du module est de  $6.56 \times 6.56 \text{ mm}^2$ . Cette solution permet aux antennes d'atteindre un

gain de 4.6 à 8 dBi sur la gamme 54.5 – 63.4 GHz avec une efficacité de rayonnement mesurée de l'ordre de 73% à 60 GHz.

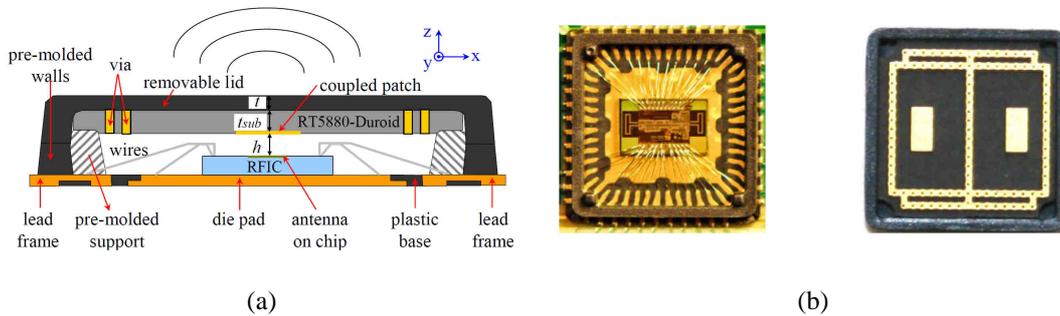


Figure I-28 Coupe schématique du module hybride avec antennes intégrées et éléments parasites (a).  
Vues du boîtier QFN et du capot montrant les patches parasites et l'anneau de garde (b)

## I.4 Conclusion

Ce chapitre donne une vision générique des modules radiofréquences millimétriques actuellement déployés ou en cours de développement dans les milieux industriels et académiques. Après avoir défini les « bandes radiofréquences millimétriques », nous avons présenté les propriétés de propagation spécifiques à ces bandes et notamment les pics d'absorption atmosphérique qui viennent se superposer aux pertes de propagation en espace libre. Nous avons ensuite donné des exemples d'applications typiques des fréquences millimétriques comme les radars automobiles, les objets communicants à courte portée, les liaisons point-à-point et l'imagerie. Ces exemples ont été complétés par des illustrations d'applications émergentes ou en cours d'étude telles que les systèmes de télécommunications pour les troupes au sol, les communications puce-à-puce, les connecteurs industriels sans fil, les outils de contrôle de qualité et les imageurs et spectromètres spatiaux.

La plupart de ces applications nécessitent un haut niveau d'intégration tout en conservant les performances électriques du front-end radiofréquence. Ceci est particulièrement vrai pour les modules haut débit à 60 GHz destinés aux terminaux mobiles. Grâce au bilan de liaison de la chaîne RF, un lien mathématique a été établi entre la portée, le débit et les performances rayonnées des antennes millimétriques. L'étude de l'état de l'art des antennes intégrées de type AoC et AiP démontre que ces dernières permettent de mieux répondre aux spécifications fixées par le niveau de puissance émise, la portée, le débit souhaité et le type de modulation, tout en offrant un degré de liberté supplémentaire en découplant la conception du boîtier de celle du circuit RF. Dans une seconde phase d'étude de l'état de l'art, nous avons montré comment les différents acteurs industriels et académiques adressent

les défis relatifs à l'encapsulation de modules millimétriques en technologie SiP et au design d'antennes millimétriques haute-performance.

La technologie de réalisation du back-end silicium est suffisamment mature de nos jours pour offrir des résolutions micrométriques compatibles avec les besoins du routage haute-densité et les dimensions critiques nécessaires au bon fonctionnement des dispositifs millimétriques. La diversité des méthodes de fabrication (comme la photolithographie, le micro-usinage et la gravure profonde) offre aux concepteurs plus de liberté afin d'implémenter des designs de plus en plus innovants et performants. De plus, en réduisant les pertes diélectriques, de nouveaux substrats comme le silicium à haute-résistivité (Si-HR) et le SOI (*Silicon On Insulator*) donnent une valeur ajoutée non négligeable aux performances électriques des systèmes RF en comparaison avec les empilements classiques. Concernant la fiabilité thermomécanique, la conduction thermique élevée du silicium ( $150 \text{ W.m}^{-1}\text{.K}^{-1}$  à  $25^\circ\text{C}$ ) combinée avec des solutions de gestion thermique intégrées en fait un excellent candidat pour des applications spécifiques comme les centres de données ou les radars automobiles. Malgré le coût de fabrication relativement élevé par rapport à d'autres technologies bien établies comme la MLO, l'adoption d'une approche d'encapsulation à l'échelle du wafer (*Wafer-Level Packaging*) permettra de compenser cette différence en centralisant les étapes de fabrication et d'assemblage à une seule ligne de fabrication.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons particulièrement à la technologie Interposer sur silicium haute-résistivité. Ce travail porte sur l'étude, la caractérisation et la validation des briques technologiques individuelles d'un module interposer 60 GHz intégré en 2.5D avant de passer aux tests d'émission-réception conformément au standard WiHD.

## ***II. BRIQUES TECHNOLOGIQUES D'UN MODULE RADIO 60 GHz INTEGRE EN 2.5D SUR INTERPOSER SILICIUM***

---

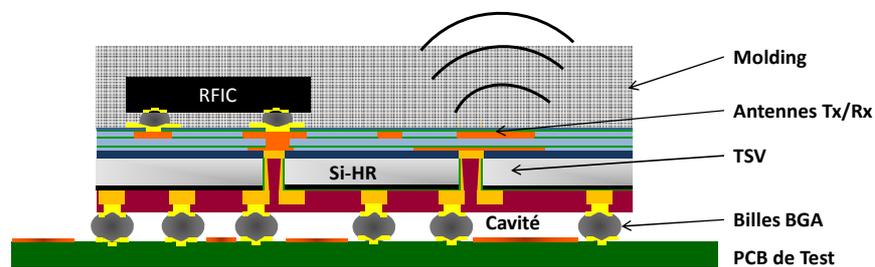
### **II.1 Introduction**

#### **II.1.1 Présentation du véhicule de test 60 GHz**

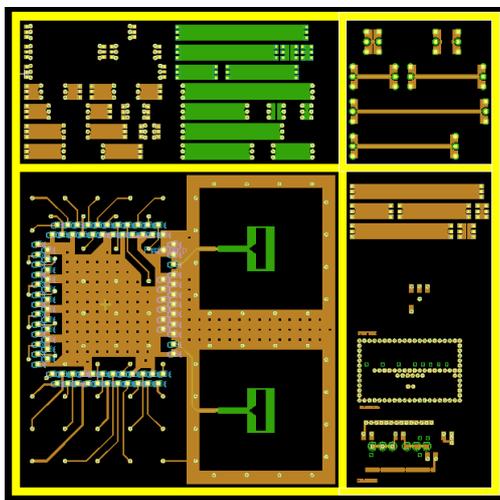
Le module 60 GHz développé par le CEA-LETI et étudié dans le cadre de ces travaux de thèse est détaillé dans ce chapitre et schématisé dans la Figure II-1(a). Il est basé sur un substrat silicium haute-résistivité ( $\rho > 1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) dit « puce Interposer » de  $120 \mu\text{m}$  d'épaisseur avec deux niveaux de routages RDL (*Redistribution Layers*) en cuivre sur la face avant et un niveau sur la face arrière, tous réalisés selon un procédé damascène. En plus de ces deux niveaux de routage, chacune des faces comporte des plots faits d'un alliage Ti/Ni/Au utilisés respectivement pour le report d'une puce transceiver 60 GHz à l'aide de microbilles (*microbumps*) sur l'Interposer et pour l'assemblage de celui-ci sur une carte d'exploitation standard en technologie PCB à l'aide d'une matrice de billes de soudure BGA (*Ball Grid Array*). L'interconnexion entre les deux faces est assurée par des vias traversants de type TSV (*Through-Silicon Via*) en cuivre également et réalisés selon un procédé *Via-Last* optimisé au CEA-LETI pour un facteur de forme  $\text{AR} = 2:1$  (avec un diamètre  $\Phi = 60 \mu\text{m}$ ). Le véhicule de test comprend la puce Interposer ( $6.5 \times 6.5 \text{ mm}^2$ ) en plus de motifs de test RF et DC dans sa périphérie.

Les antennes intégrées, de type dipôle replié, sont réalisées sur le niveau RDL supérieur de la face avant. Pour la réduction du couplage Tx/Rx, un anneau de garde formé d'une piste métallique carrée et de TSV est utilisé. Deux cavités réflectrices permettent de diriger le rayonnement de l'antenne vers le demi-espace supérieur (en direction broadside). Ces cavités sont formées par l'anneau de TSV dans le substrat silicium (avec  $120 \mu\text{m}$  d'épaisseur), les billes BGA (avec une hauteur autour de  $270 \mu\text{m}$ ) et un réflecteur métallique imprimé sur la carte PCB. En tenant compte des différentes couches de l'empilement, la profondeur finale de ces cavités vaut approximativement  $400 \mu\text{m}$ . L'alimentation des antennes est assurée par des lignes micro-rubans  $50 \Omega$  dont le conducteur principal et le plan de masse sont réalisés sur les deux niveaux de métallisation de la face avant. Ces lignes font une longueur de

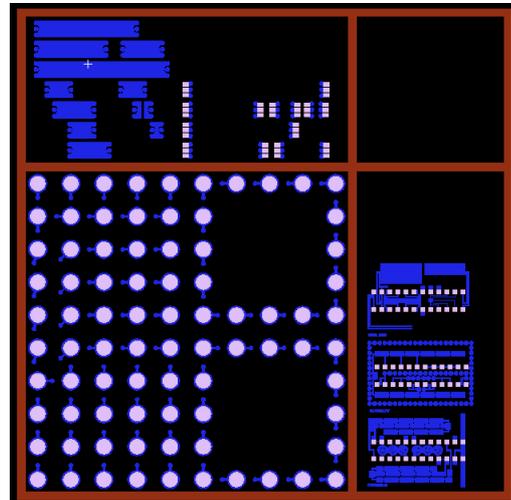
900  $\mu\text{m}$  pour l'antenne Tx et de 1900  $\mu\text{m}$  pour l'antenne Rx. Une description détaillée de la géométrie des antennes est donnée par la Figure II-2(a). Pour la transition (balun) entre la ligne micro-ruban et la ligne CPS de l'antenne, un des brins de celle-ci est connecté au plan de masse à l'aide de quatre micro-vias de 3  $\mu\text{m}$  de diamètre selon la Figure II-2(b). De manière facultative, un matériau d'enrobage (*molding*)<sup>i</sup> à base d'un polymère à faible permittivité est utilisé pour protéger la puce RFIC et améliorer la fiabilité mécanique de l'assemblage sur l'interposer. Ce matériau peut être disposé soit par laminage de films secs soit par enduction centrifuge (*spin coating*). La Figure II-3 montre la face avant de l'Interposer avec une mise en évidence des plots d'interconnexion entre le circuit RFIC et la ligne micro-ruban ainsi que du balun micro-ruban/CPS.



(a)



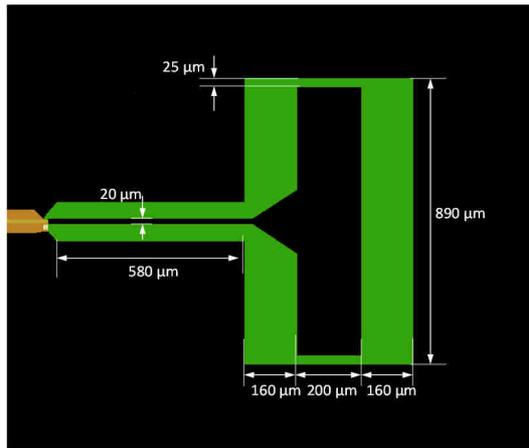
(b)



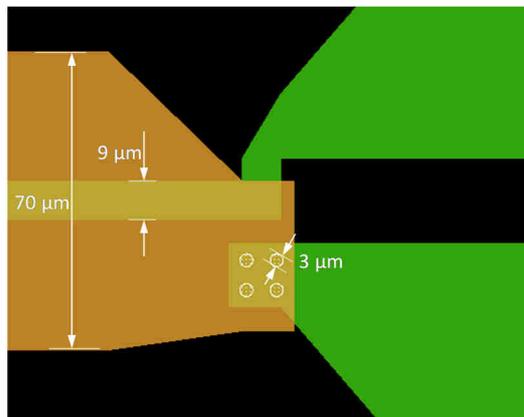
(c)

Figure II-1 Coupe schématique du module 60 GHz intégré sur Interposer silicium (a) et layout du véhicule de test complet : Face avant (b) et face arrière(c)

<sup>i</sup> Le terme « molding » est un abus de langage très courant en microélectronique pour désigner le matériau d'enrobage et non la technique de dispense. Ce terme « molding » sera employé dans la suite pour désigner le matériau d'enrobage.

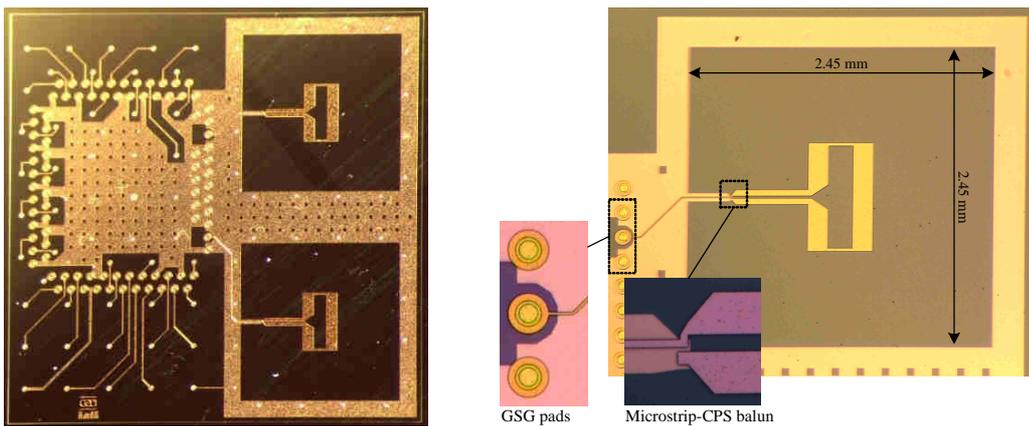


(a)



(b)

Figure II-2 Description géométrique détaillée du dipôle replié (a) et du balun micro-ruban/CPS (b)



(a)

(b)

Figure II-3 Microphotographie de la puce Interposer (a) et zoom sur l'antenne Tx (b)

### II.1.2 Présentation du circuit radio Eagle

Le circuit Eagle (Figure II-4), issu d'une collaboration entre le CEA-LETI et la société STMicroelectronics, est un transceiver 60 GHz réalisé en technologie CMOS 65 nm en accord avec les spécifications du standard WirelessHD pour la transmission de vidéo non compressée à 1080p (format full-HD) à courtes et moyennes portées [60]. Ce standard comprend trois modes de communications selon les débits offerts par la couche physique des modules émetteurs-récepteurs : LRP (*Low-Rate PHY*), MRP (*Medium-Rate PHY*) et HRP (*High-Rate PHY*). Le mode de communication HRP est destiné aux transmissions haut-débit de 1 à 7 Gbps et peut supporter des liens jusqu'à 28 Gbps grâce au multiplexage spatial avec des réseaux d'antennes MIMO (*Multiple-Inputs and Multiple Outputs*) [64]. Le mode HRP2, employé par Eagle, offre un débit net de 3.8 Gbps moyennant une modulation 16QAM. Etant données les réglementations en matière de puissance émise qui est limitée à 10 dBm dans la plupart des pays, le gain des antennes associées au circuit doit être d'environ 6 dBi pour une portée de 1 m. Autrement, une mise en réseau de plusieurs antennes ou des éléments de focalisation externes sont nécessaire pour atteindre des portées de l'ordre de 10 m et au-delà. Ce circuit, dont la surface totale est de  $2.8 \times 3.3$  mm<sup>2</sup> est reporté par un procédé de flip-chip sur la puce Interposer à l'aide de microbilles (*microbumps*) à base d'étain. Le diamètre des 90 plots (*pads*) accueillant les microbilles de report est de 80 μm pour un espacement (*pitch*) périodique de 200 μm.

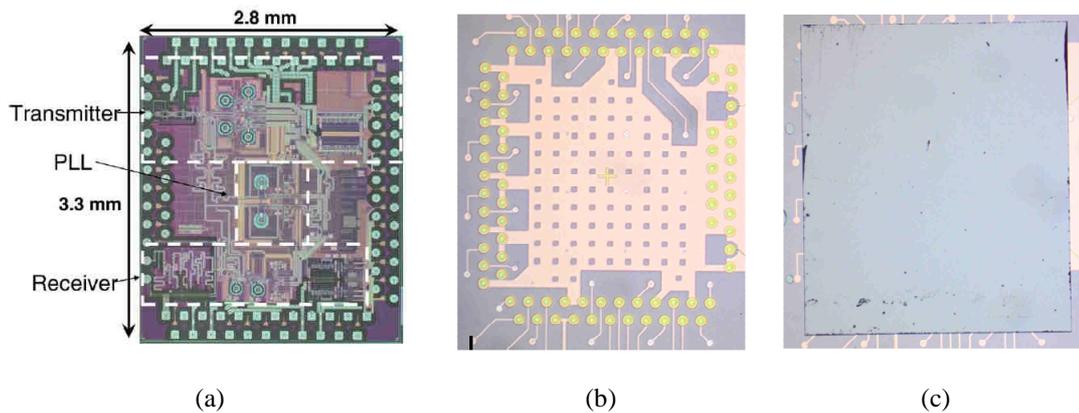


Figure II-4 Microphotographie du circuit Eagle [60] (a) des plots de connexions sur la face avant de l'Interposer (b) et après report de la puce par billes de brasure(c)

### II.1.3 Stratégie de validation des briques de base de la ligne Back-End silicium

Après avoir introduit les différentes briques de base qui entrent dans la composition du module 60 GHz sur Interposer silicium, les prochaines sections de ce chapitre seront dédiées à la validation progressive de chacune de ces briques avant de procéder au montage final et aux tests d'émission-réception.

Dans un premier temps, nous mettrons en évidence l'impact des interconnexions verticales de type TSV et du matériau de molding sur les performances des lignes de transmission en basses et hautes fréquences. L'objectif est d'isoler la contribution de chacun de ces éléments aux pertes électriques dans la chaîne RF. Ceci se fera à travers l'extraction large-bande des paramètres S et du modèle électrique équivalent d'une transition TSV puis des propriétés diélectriques du molding (constante diélectrique et tangente de pertes). L'étape suivante consiste à optimiser le procédé d'assemblage sur la carte PCB à l'aide des billes BGA. Sachant que la hauteur de celles-ci impacte les performances des antennes en termes d'adaptation d'impédance et de rayonnement, cette étude sera supportée par des mesures d'impédance afin d'identifier le type et le diamètre de billes convenables. Des mesures de rayonnement permettront ensuite de valider l'échantillon sélectionné avant de passer au montage du module complet. Finalement, des tests d'émission-réception seront menés en accord avec les recommandations du standard WiHD que nous aborderons plus loin. Un bilan de liaison inverse permettra ensuite de remonter aux gains des antennes et de quantifier l'impact du molding sur les performances de celles-ci (voir Figure II-5).

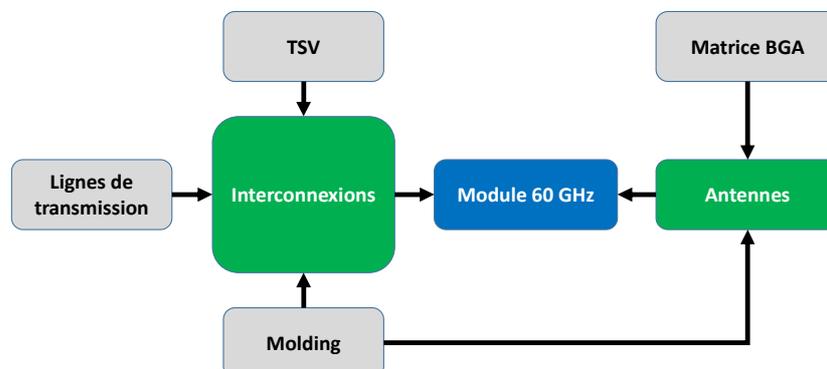


Figure II-5 Modes d'interaction des différentes briques technologiques du back-end du boîtier basé sur l'Interposer silicium 2.5D

## II.2 Techniques d'extraction et de caractérisation RF

### II.2.1 Méthode d'extraction (de-embedding) à éléments localisés

Les méthodes d'extraction (ou de-embedding) basées sur un modèle à éléments localisés sont adaptées aux structures de test dont les lignes de transmission et les accès sont suffisamment courts devant la longueur d'onde d'intérêt (typiquement pour des longueurs n'excédant pas  $\lambda_0/10$ ). Dans le cadre de notre étude, nous nous servons de la méthode de Vandamme [65] dans la phase de caractérisation des TSV pour laquelle nous utilisons des accès de 200  $\mu\text{m}$  de longueur et des lignes de transmission CPW d'une longueur maximale de 120  $\mu\text{m}$  pour des mesures dans la bande 10 MHz – 67 GHz. L'avantage de cette méthode vient du fait que seuls deux motifs (OPEN et THRU) sont nécessaires pour remonter aux propriétés intrinsèques du dispositif. La Figure II-6 montre le modèle équivalent du quadripôle de Vandamme. Les admittances  $G_1$ ,  $G_2$  traduisent le couplage à travers le substrat entre le signal et la masse pour les ports 1 et 2 respectivement alors que  $G_3$  modélise le couplage entre les deux ports. Les accès de mesure, sont représentés par des quadripôles en  $\Gamma$  avec les impédances séries  $Z_1$  et  $Z_2$  et l'admittance parallèle  $Y_3$ .

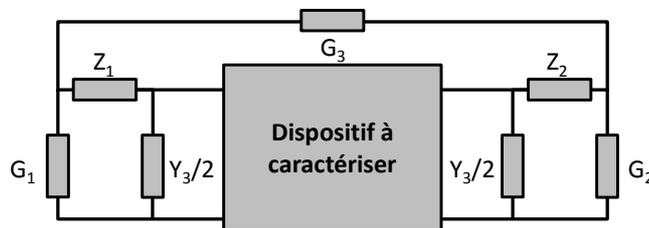


Figure II-6 Modèle d'extraction à éléments localisés

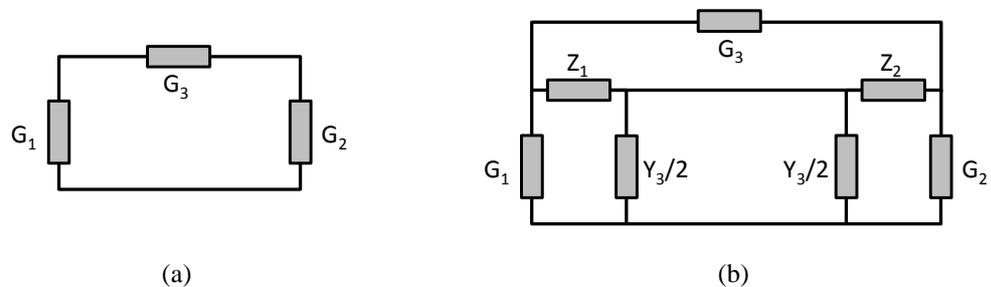


Figure II-7 Quadripôles équivalents issus des mesures des motifs OPEN (a) et THRU (b)

Pour la mesure des motifs de de-embedding, nous supposons que la résistance de contact à chaque positionnement des pointes est identique. Aussi, nous nous assurons d'utiliser des dispositifs issus de la même région du wafer afin de limiter l'impact des variations du procédé sur la précision de l'extraction. La Figure II-7 donne les modèles équivalents correspondant aux mesures des motifs OPEN (circuit ouvert) et THRU (transmission totale). Dans ces conditions, la matrice admittance  $[Y_{open}]$  permet d'extraire les paramètres  $G_1$ ,  $G_2$  et  $G_3$  selon les relations Eq. II-1:

$$\begin{aligned}
 [Y_{open}] = \begin{bmatrix} G_1 + G_3 & -G_3 \\ -G_3 & G_2 + G_3 \end{bmatrix} &\Rightarrow G_1 = Y_{open11} + Y_{open12} \\
 &G_2 = Y_{open22} + Y_{open21} \\
 &G_3 = -Y_{open12} \\
 &G_3 = -Y_{open21}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. II-1}$$

La mesure du motif THRU révèle la mise en parallèle des deux quadripôles formés respectivement par  $(G_1; G_2; G_3)$  et  $(Z_1; Z_2; Z_3 = 1/Y_3)$ . Ainsi la matrice admittance du motif THRU s'écrit comme la somme des matrices admittance des deux quadripôles :

$$[Y_{thru}] = [Y_{open}] + [Y_{thru}]
 \tag{Eq. II-2}$$

La matrice  $[Y_{thru}]$  correspond à celle d'un quadripôle en T formé par les trois impédances  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$ . Le passage en matrice impédance  $[Z_{thru}]$  permet donc facilement d'extraire ces impédances selon Eq. II-3 :

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= Z_{thru11} - Z_{thru2} \\
 Z_2 &= Z_{thru22} - Z_{thru21} \\
 Z_3 &= Z_{thru12}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. II-3}$$

## II.2.2 Méthode d'extraction différentielle

Pour les caractérisations nécessitant des lignes de transmission de longueurs non négligeables devant la longueur d'onde d'intérêt, nous utiliserons préférentiellement une méthode d'extraction dite « différentielle ». Cette méthode se base sur la mesure de deux dispositifs avec des accès identiques et dont les lignes quasi-TEM ont des longueurs

différentes. Dans ce cas, l'extraction est faite implicitement à travers la manipulation des matrices chaines ou de transfert des deux structures respectives. La Figure II-8 schématise la mise en cascade des quadripôles équivalents aux différentes composantes de la structure avec les matrices de transfert associées. On suppose dans ce cas qu'une calibration rigoureuse des pointes de mesure a été faite. Les plans de référence sont donc situés à l'interface immédiate entre les accès de mesure et les pointes. Nous adoptons les notations  $[T_{P1}]$  et  $[T_{P2}]$  pour les matrices de transfert des accès de mesure et  $[T_{L1}]$  et  $[T_{L2}]$  pour celles des lignes quasi-TEM de longueurs respectives  $L1$  et  $L2$ . La constante de propagation  $\gamma$  d'une ligne quasi-TEM de longueur  $L$  peut être obtenue à partir de la matrice chaîne  $[ABCD]$  ou de la matrice de transfert  $[T]$  selon les formules Eq. II-4 et Eq. II-5.

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma L) & Z_0 \sinh(\gamma L) \\ \frac{1}{Z_0} \sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-4}$$

$$[T] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma L} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma L} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-5}$$

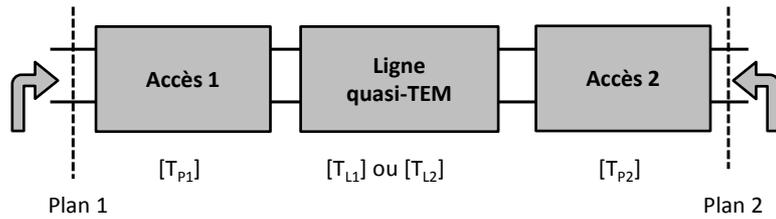


Figure II-8 Représentation du dispositif sous test entre les deux plans de calibration des pointes

Les deux mesures donnent respectivement les matrices  $[T_1]$  et  $[T_2]$  comme une mise en cascade des trois quadripôles précédemment décrits selon Eq. II-6 et Eq. II-7.

$$[T_1] = [T_{P1}][T_{L1}][T_{P2}] \quad \text{Eq. II-6} \quad [T_2] = [T_{P1}][T_{L2}][T_{P2}] \quad \text{Eq. II-7}$$

En multipliant la matrice  $[T_2]$  par l'inverse de  $[T_1]$ , nous obtenons :

$$\begin{aligned} [T_2][T_1]^{-1} &= [T_{P1}][T_{L2}][T_{P2}][T_{P2}]^{-1}[T_{L1}]^{-1}[T_{P1}]^{-1} \\ &= [T_{P1}][T_{L2}][T_{L1}]^{-1}[T_{P1}]^{-1} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-8}$$

A partir de la formule Eq. II-5 définissant la matrice de transfert en approximation quasi-TEM nous pouvons désormais écrire le produit  $[T_{L2}][T_{L1}]^{-1}$  comme suit :

$$[T_{L2}][T_{L1}]^{-1} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma(L_2-L_1)} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma(L_2-L_1)} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-9}$$

Le résultat de ce produit matriciel est donc une matrice diagonale qui peut être commutée avec  $[T_{P1}]$  dans l'équation Eq. II-8. Celle-ci devient donc :

$$\begin{aligned} [T_2][T_1]^{-1} &= [T_{L2}][T_{L1}]^{-1}[T_{P1}][T_{P1}]^{-1} \\ &= [T_{L2}][T_{L1}]^{-1} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-10}$$

Les matrices  $[T_2][T_1]^{-1}$  et  $[T_{L2}][T_{L1}]^{-1}$  sont dites semblables d'après la relation Eq. II-8 et par conséquent possèdent la même valeur de trace. Ainsi, la constante de propagation peut être directement obtenue à partir des matrices de transfert des deux dispositifs mesurés selon l'équation Eq. II-11.

$$\gamma = \frac{1}{L_2 - L_1} \cosh^{-1} \left( \frac{\text{trace}([T_2][T_1]^{-1})}{2} \right) \quad \text{Eq. II-11}$$

La décomposition en partie réelle et partie imaginaire nous permet ensuite d'accéder à la constante d'atténuation  $\alpha$  et à la constante de phase  $\beta$  en fonction de la fréquence, puis à la permittivité relative effective selon Eq. II-12b et Eq. II-13 :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{Eq. II-12}$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}} \quad \text{Eq. II-13}$$

A partir de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique de la ligne, il est désormais possible de remonter au modèle RLGC distribué décrit dans la Figure II-9. L'expression de l'impédance caractéristique d'une ligne quasi-TEM à partir des paramètres S (après extraction des accès) est donnée par l'équation Eq. II-14 (selon [66] et [67]).

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

Sachant que  $Z_c$  et  $\gamma$  s'écrivent respectivement selon les équations Eq. II-15 et Eq. II-16, les paramètres RLGC distribués (valeurs linéiques) peuvent être directement déduits selon les équations Eq. II-18 à Eq. II-20.

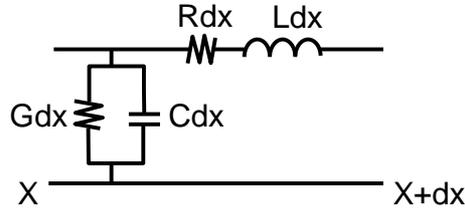


Figure II-9 Modèle distribué RLGC d'une ligne quasi-TEM

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad \text{Eq. II-15}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \quad \text{Eq. II-16}$$

$$R = \text{Re}(\gamma Z_c) ; [\Omega/m] \quad \text{Eq. II-17} \quad G = \text{Re}\left(\frac{\gamma}{Z_c}\right) ; [S/m] \quad \text{Eq. II-18}$$

$$L = \frac{1}{\omega} \text{Im}(\gamma Z_c) ; [H/m] \quad \text{Eq. II-19} \quad C = \frac{1}{\omega} \text{Im}\left(\frac{\gamma}{Z_c}\right) ; [F/m] \quad \text{Eq. II-20}$$

Notons finalement qu'un certain nombre de précautions reste à prendre pour les manipulations matricielles dans le cas d'extractions différentielles. Notamment, il faut bien veiller à ce que la matrice de transfert soit diagonale pour pouvoir faire la commutation du produit matriciel. Sur le plan expérimental, ceci implique que les mesures des deux dispositifs doivent se faire dans des conditions rigoureusement identiques (calibration, positionnement des pointes, résistance de contact).

### II.3 Méthodologie de caractérisation adaptée au module Interposer

Dans cette section, nous proposons d'utiliser les bases théoriques d'extraction large-bande développées précédemment afin de construire une méthodologie qui nous permettra de caractériser les interconnexions difficiles à interfacer avec des pointes de mesure RF et notamment les transitions TSV qui connectent les deux faces de l'interposer. Dans une

seconde phase, l'étude se focalisera sur la caractérisation des lignes de transmission enfouies et couvertes par le matériau d'encapsulation ou d'enrobage (*molding*). Cette analyse permettra par la suite de faire une évaluation *in-situ* des performances de ce matériau dont les propriétés électriques sont inconnues à ce stade.

## II.3.1 Caractérisation des transitions GSG-TSV

### II.3.1.1 Problématique : Influence des TSV sur les performances des interconnexions

#### a) Défis et limitations

La Figure II-10 montre une ligne coplanaire sur la face avant du véhicule de test avec les accès de mesure sur la face arrière connectés à la ligne par l'intermédiaire de transitions TSV. En pratique, la ligne de transmission en face avant est nécessairement en contact avec un support, soit une poignée (*carrier*) soit le polymère d'enrobage (*molding*). En complément, des mesures de lignes directement en face avant (sans transition TSV) ont été réalisées. Les dimensions de lignes ont été choisies pour une impédance de  $50 \Omega$  dans l'air, soit respectivement  $S = 16 \mu\text{m}$ ,  $g = 9 \mu\text{m}$  et  $W = 143 \mu\text{m}$ .

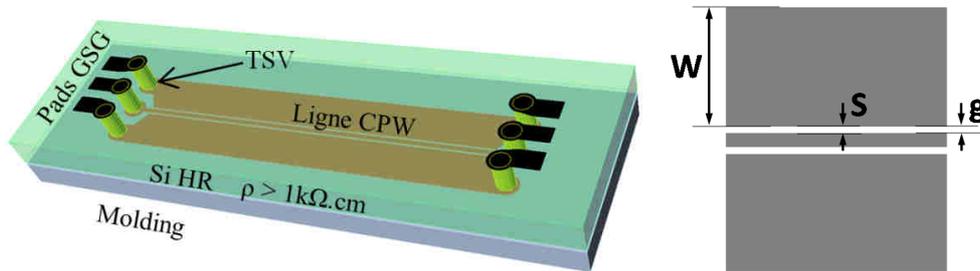


Figure II-10 Vue en perspective et géométrie d'une ligne de  $1200 \mu\text{m}$  de longueur avec transition TSV

Les premières mesures ont été réalisées sur des prototypes couverts par une couche de molding de  $200 \mu\text{m}$  d'épaisseur et posés sur une poignée plastique. La longueur des lignes mesurées varie entre  $600 \mu\text{m}$  et  $2400 \mu\text{m}$ . Dans la Figure II-11, nous donnons les paramètres  $S$  pour les lignes de  $600 \mu\text{m}$  (a-c) et  $2400 \mu\text{m}$  (b-d) mesurés directement depuis la face avant et à travers les transitions. Cette figure montre que les lignes de la face arrière présentent des pertes d'insertion sensiblement supérieures à celles de lignes de la face avant (avec une différence de 1 à 1.5 dB à partir de 50 GHz). Cependant, ces courbes ne permettent pas de quantifier la contribution des TSV ou celle des couches diélectriques en contact avec la ligne mais nous pouvons affirmer qu'une partie des pertes d'insertion est due à la désadaptation du dispositif sous test par rapport à l'impédance de référence  $50 \Omega$ .

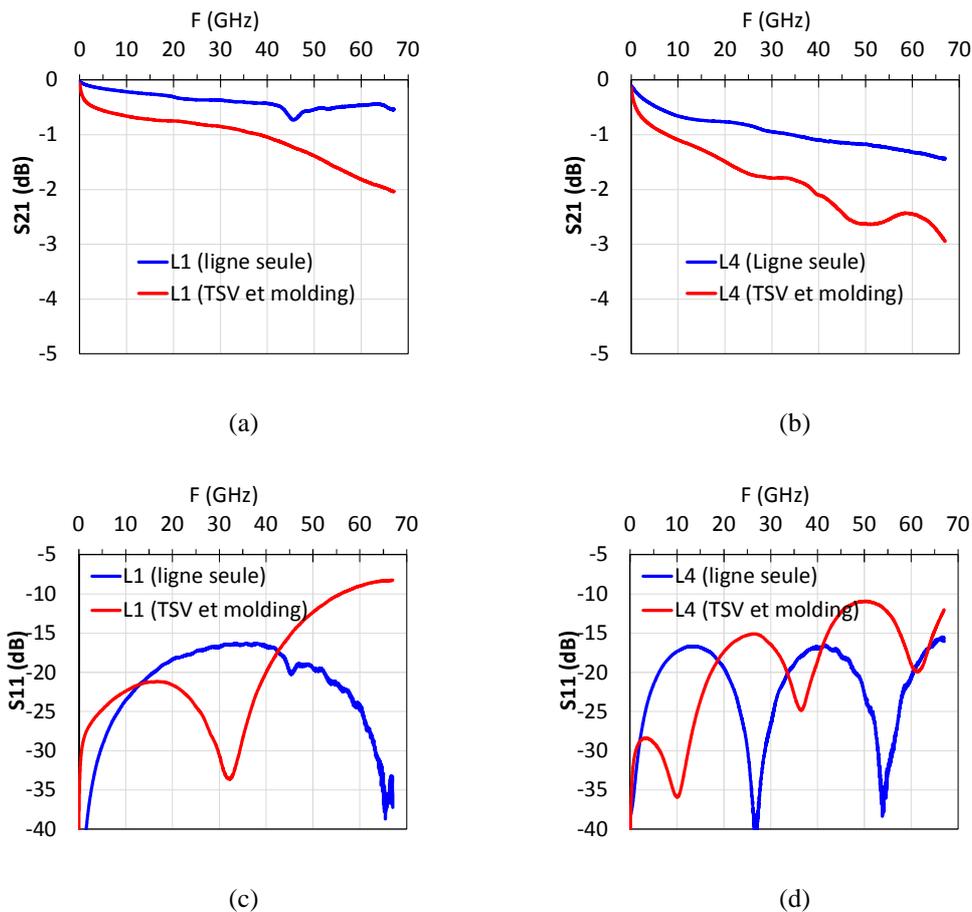


Figure II-11 Paramètres S des lignes CPW de 600  $\mu\text{m}$  (a-c) et 2400  $\mu\text{m}$  (b-d) mesurées respectivement depuis la face avant (ligne seule) et depuis la face arrière (TSV et molding)

Des tests supplémentaires ont donc été réalisés pour évaluer l'influence du diélectrique en contact avec la ligne de transmission sur les pertes. Dans un premier temps, nous remplaçons la poignée plastique par une poignée silicium basse résistivité ( $\rho \sim 10 \Omega \cdot \text{cm}$ ) ce qui fait augmenter les pertes d'insertion de 0.4 dB pour une ligne de 600  $\mu\text{m}$  (le coefficient de transmission  $S_{21}$  passe de -1.8 dB à -2.2 dB à 60 GHz) mettant en évidence que le molding (de 200  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) ne protège pas totalement la ligne coplanaire. Nous testons ensuite d'autres dispositifs sur un wafer sans molding collé à une poignée verre. Le coefficient de transmission passe dans ce cas à -2.25 dB.

Ces résultats permettent de valider le routage des signaux radiofréquences millimétriques à travers les transitions TSV et donnent une appréciation générale des pertes des interconnexions dans différents environnements tout en mettant en évidence l'impact des conditions de mesure sur l'évaluation de ces performances. La comparaison face-avant/face-arrière des mesures de lignes coplanaires n'est cependant pas suffisante pour apprécier la contribution des transitions TSV aux pertes d'insertion. Ceci est d'autant plus vrai que les

lignes mesurées sont de longueur non négligeable devant la longueur d'onde à la limite haute de la bande de caractérisation ( $\lambda_0 = 4.48$  mm à 67 GHz). Notre objectif pour la suite est d'isoler la contribution de la transition TSV en utilisant des lignes de transmission suffisamment courtes devant la longueur d'onde à 67 GHz. Dans les deux prochaines sections, nous proposons une nouvelle méthode d'extraction adaptée à cette problématique avant de présenter le véhicule de test dédié à la caractérisation des TSV.

Tableau II-1 Coefficient de transmission des lignes de la face arrière à 60 GHz

Support	Avec molding		Sans molding
	Chuck plastique	Chuck silicium-BR	Verre
<b>S21 (dB)</b>	-1.8	-2.02	-2.25

### II.3.1.2 Méthode proposée

L'approche générale adoptée pour extraire la matrice chaîne (ou ABCD) d'une transition TSV est schématisée dans la Figure II-12 et la Figure II-13 respectivement. La technique de de-embedding repose en partie sur les travaux présentés dans la référence [68] et est communément appelée L-2L. La première étape consiste à appliquer une extraction des accès en utilisant la méthode OPEN-THRU (présentée dans le paragraphe II.2.1) à deux structures de test  $DUT_1$  et  $DUT_2$  dont les lignes enfouies ont des longueurs respectives  $L_1$  et  $L_2 = 2L_1$ . Ceci permet d'accéder aux deux matrices de transfert respectives  $[DUT_1]_{de}$  et  $[DUT_2]_{de}$  formées par la cascade de trois quadripôles symétriques : une transition TSV, une ligne quasi-TEM puis une seconde transition TSV comme le montre la Figure II-12. Ces matrices s'expriment selon les équations Eq. II-21 et Eq. II-22 :

$$[DUT_1]_{de} = [TSV][T_{L_1}][TSV] \quad \text{Eq. II-21}$$

$$[DUT_2]_{de} = [TSV][T_{L_2}][TSV] \quad \text{Eq. II-22}$$

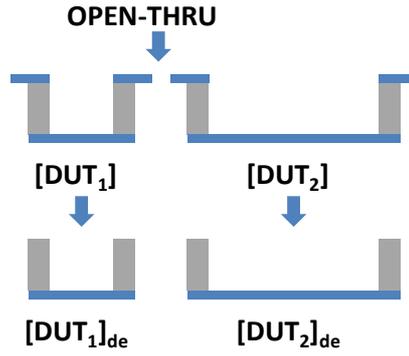


Figure II-12 Première étape d'extraction moyennant les motifs OPEN et THRU

La matrice de transfert de la ligne enfouie de longueur  $L_2 = 2L_1$ , notée  $[T_{L_2}]$ , peut s'exprimer en fonction de  $[T_{L_1}]$  selon l'équation Eq. II-23, ce qui permet de réécrire  $[DUT_2]_{de}$  en fonction de  $[T_{L_1}]$  au lieu de  $[T_{L_2}]$  selon l'équation Eq. II-24 :

$$[T_{L_2}] = [T_{L_1}]^{1/2} [T_{L_1}] [T_{L_1}]^{1/2} \quad \text{Eq. II-23}$$

$$\begin{aligned} [DUT_2]_{de} &= [TSV] [T_{L_1}]^{1/2} [T_{L_1}] [T_{L_1}]^{1/2} [TSV] \\ &= [DUT_1]_{de}^{1/2} [T_{L_1}] [DUT_1]_{de}^{1/2} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-24}$$

Cette étape nous autorise à définir la racine carrée de la matrice  $[DUT_1]_{de}$  en respectant la symétrie physique de la structure et par la suite d'extraire la matrice chaîne de la ligne enfouie  $[T_{L_1}]$ . Nous attirons l'attention sur le fait que la multiplication par l'inverse de la racine carrée de la matrice  $[DUT_1]_{de}$  se fait sous l'hypothèse que la ligne coplanaire CPW est suffisamment bien adaptée à la transition (matrice de transfert  $[T_{L_1}]$  diagonale) ce qui permet de justifier la permutation l'ordre des matrices.

$$[T_{L_1}] = [DUT_1]_{de}^{-1/2} [DUT_2]_{de} [DUT_1]_{de}^{-1/2} \quad \text{Eq. II-25}$$

Selon la Figure II-13(a), la matrice  $[DUT_1]_{de}$  correspondant au quadripôle formé par la ligne de longueur  $L_1$  et les deux transitions peut s'exprimer selon l'équation Eq. II-26. Etant donné que  $[T_{L_1}]^{1/2}$  est une matrice diagonale, elle peut être commutée avec  $[TSV]$  dans le second membre de la même équation. Finalement, la matrice de transfert d'une transition unique peut être obtenue selon l'équation Eq. II-27 ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 [DUT_1]_{de} &= [TSV][T_{L1}]^{1/2}[T_{L1}]^{1/2}[TSV] \\
 &= ([TSV][T_{L1}]^{1/2})^2
 \end{aligned}
 \tag{Eq. II-26}$$

$$[TSV] = [DUT_1]_{de}^{-1/2}[T_{L1}]^{-1/2}
 \tag{Eq. II-27}$$

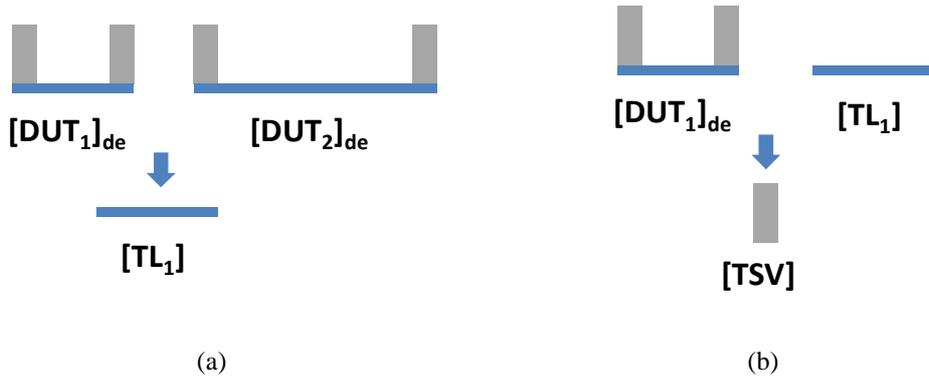


Figure II-13 Extraction des matrices de transfert de la ligne enfouie (a) et des TSV (b)

### II.3.1.3 Application et résultats d'extraction des paramètres S

Les paramètres géométriques des dispositifs de test dédiés à l'étude spécifique des TSV sont donnés par le Tableau II-2 et décrits dans la Figure II-14(a). Pour cette étude des lignes de transmission de 60  $\mu\text{m}$  et 120  $\mu\text{m}$  de longueur seront utilisées. Les deux motifs de de-embedding THRU et OPEN sont représentés dans la Figure II-14(b).

Tableau II-2 Paramètres géométriques des dispositifs de caractérisation des TSV

Paramètre	S = W	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	L <sub>accès</sub>	L <sub>ligne</sub>	$\Phi_{TSV}$
Dimension ( $\mu\text{m}$ )	80	20	40	200	60 et 120	60

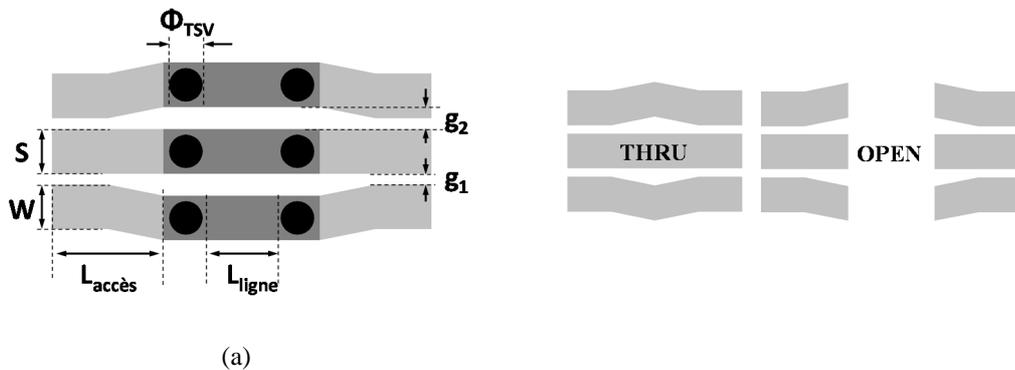


Figure II-14 Paramètres géométriques du dispositif de test dédié aux transitions TSV (a) et motifs de de-embedding OPEN-THRU (b)

Les pertes d'insertion (*Insertion Loss IL*) dans la transition TSV comptent deux contributions : des pertes dues à la désadaptation par rapport à l'impédance de terminaison (*Mismatch Loss ML*) et des pertes par dissipation ohmique (*Dissipation Loss DL*) comme le décrivent les équations Eq. II-28 à Eq. II-30.

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} |S_{21}|^2 \quad \text{Eq. II-28}$$

$$ML_{dB} = 10 \log_{10} (1 - |S_{11}|^2) \quad \text{Eq. II-29}$$

$$DL_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right) \quad \text{Eq. II-30}$$

La transition TSV a été simulée sous le logiciel Ansys HFSS. Chaque TSV est modélisé par un cylindre en cuivre (avec une conductivité de  $58 \times 10^6$  S/m) couvert d'une couche d'oxyde de silicium de  $2 \mu\text{m}$  d'épaisseur. Le substrat silicium utilisé pour la simulation a une constante diélectrique  $\epsilon_r = 11.7$ , une tangente de pertes théoriquement nulle et une résistivité de  $1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ . La Figure II-15 représente le modèle électromagnétique de la transition avec les accès et les ports d'excitation. Afin de ne pas prendre en considération la propagation des modes évanescents dans l'extraction de la réponse intrinsèque de la transition, des lignes d'extension coplanaires sont utilisées pour lier les accès de la transition TSV aux ports. La distance de-embedding entre chaque port (de type *Waveport*) et le bord de la transition est de  $1 \text{ mm}$  comme le montre la Figure II-15(b).

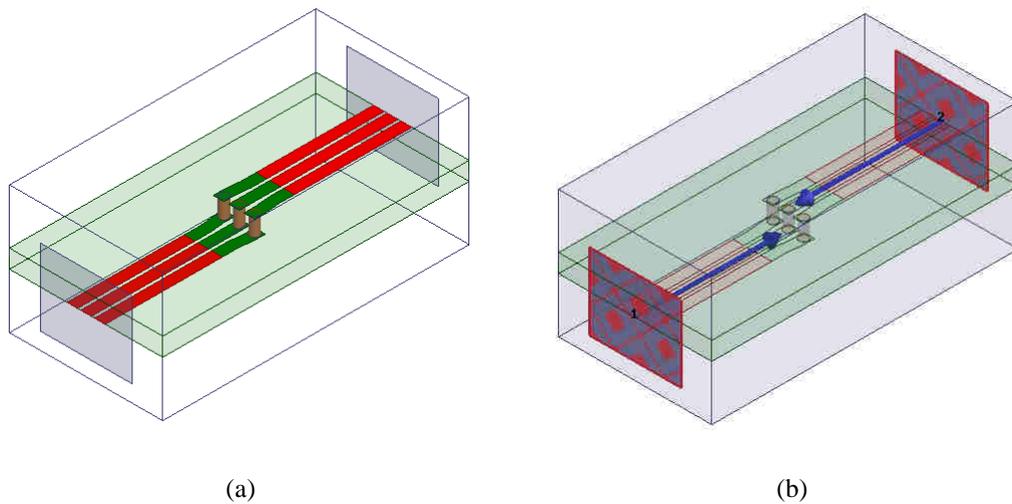


Figure II-15 Modèle électromagnétique pour la simulation de la transition TSV (a) et mise en évidence des plans de référence (b)

La Figure II-16 donne une comparaison entre les paramètres S simulés et extraits de la transition TSV. Ces paramètres sont normalisés par rapport à une impédance de référence de  $50 \Omega$ . A 60 GHz les pertes d'insertion sont de 0.6 dB, dont une contribution majeure de 0.46 dB due à la désadaptation par rapport à  $50 \Omega$  ( $S_{11} = -10$  dB). Les pertes par dissipation dans la transition sont donc de 0.14 dB (ce qui correspond à 3% de la puissance acceptée par la transition). Une bonne corrélation entre les résultats expérimentaux et la simulation peut être observée sur l'ensemble de la bande 10 MHz– 67 GHz. La courbe du paramètre  $S_{11}$  simulé montre une divergence entre la simulation et l'extraction autour du régime DC. En effet, nous nous attendons à ce que l'adaptation soit quasi-idéale autour du point DC. Or le logiciel de simulation HFSS réalise une interpolation RF-DC à partir du premier point fréquentiel de calcul. Le résultat expérimental montre un coefficient  $S_{11}$  plus cohérent de -50 dB.

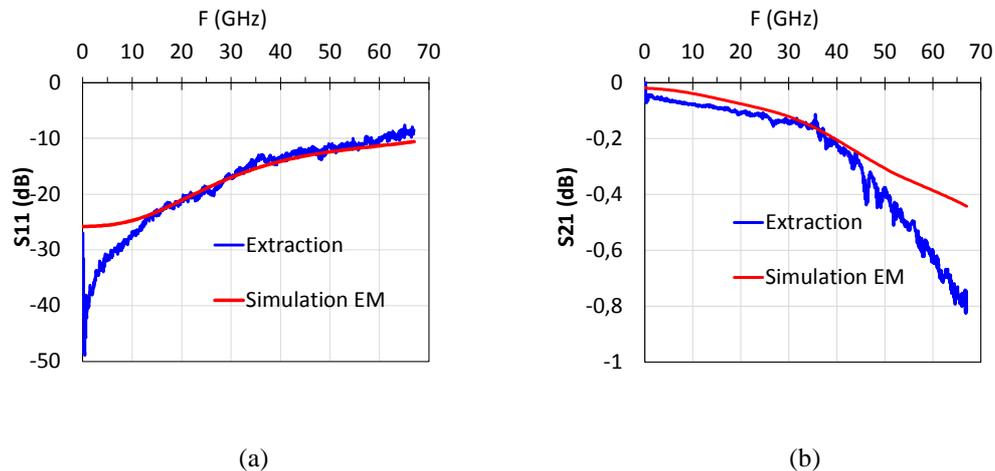


Figure II-16 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (a) et de transmission  $S_{21}$  (b) d'une transition TSV avec une impédance de terminaison de  $50 \Omega$

Le tracé de la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$  (et donc de la longueur électrique de la transition) sur la bande DC – 67 GHz démontre que celle-ci suit une évolution linéaire avec une bonne concordance entre la simulation et l'extraction (Figure II-17). A 60 GHz, la phase prédite par la simulation est de  $-36.35^\circ$  contre une valeur extraite  $-34.34^\circ$  (ce qui fait une erreur de 5%). Ce résultat démontre que la linéarité de la réponse en phase est conservée dans la chaîne formée par les TSV et les lignes de transmission, ce qui peut être intéressant, à titre d'exemple, pour la conception de déphaseurs à base de lignes à retard coplanaires et de transitions TSV utilisées pour alimenter un réseau d'antennes.

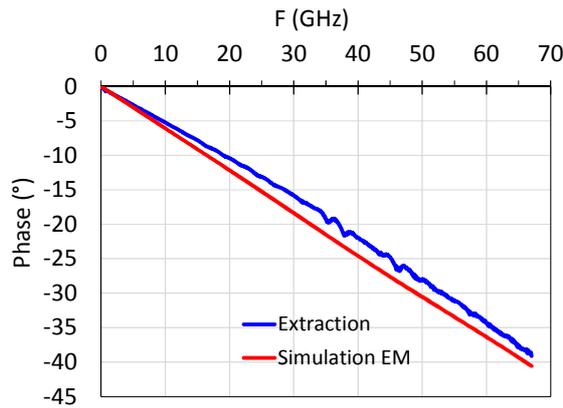


Figure II-17 Phase du coefficient de transmission S21 de la transition TSV

La réponse fréquentielle globale d'une transition TSV permet d'évaluer dans un premier temps les pertes par dissipation et par désadaptation par rapport à l'impédance de référence. Cependant, à ce stade de l'étude, les origines des pertes ohmiques dans les transitions TSV ne sont pas identifiées. Elles peuvent aussi bien résulter de la résistance du conducteur (cuivre) que du substrat silicium. Un modèle physique est donc nécessaire afin de relier cette réponse fréquentielle à la géométrie des TSV ainsi qu'aux paramètres des matériaux (substrat silicium, couche d'arrêt SiO<sub>2</sub>). La première étape vers la construction de ce modèle physique consiste à passer par un modèle intermédiaire électrique à base d'éléments passifs.

### II.3.1.4 Modèle électrique large bande

#### a) Intérêt du modèle localisé RLGC

Les transitions TSV étudiées ici font une longueur physique de 120  $\mu\text{m}$  (environ  $\lambda_0/40$  à 60 GHz). Dans ce cas, il convient de décrire le comportement électrique de ces transitions grâce à un modèle RLGC localisé. Le choix d'un modèle localisé au lieu d'un modèle distribué à base de lignes de transmission permet de faire une extraction large-bande indépendamment de l'hypothèse de propagation quasi-TEM dans la transition.

Une première manipulation matricielle est réalisée afin de convertir la matrice S en matrice chaîne ABCD. Le modèle RLGC en Pi (Figure II-18) est donc directement extrait à partir de la matrice chaîne. Afin d'avoir une base de comparaison cohérente entre les résultats de simulation électromagnétique et ceux extraits des mesures, toutes les impédances seront normalisées par rapport à une référence 50  $\Omega$ .

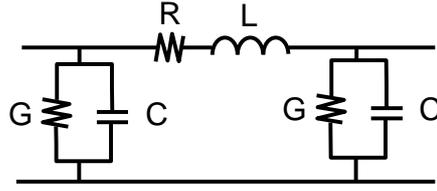


Figure II-18 Modèle électrique RLGC en Pi

Tout calcul fait, les paramètres RLGC du modèle en Pi localisé sont donnés les équations Eq. II-31 à Eq. II-34 en fonction des paramètres S, de l'impédance de référence  $Z_0$  et de la pulsation  $\omega = 2\pi f$ .

$$R = Z_0 \cdot \operatorname{Re} \left[ \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \right] \quad \text{Eq. II-31}$$

$$L = \frac{Z_0}{\omega} \cdot \operatorname{Im} \left[ \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \right] \quad \text{Eq. II-32}$$

$$G = \frac{1}{Z_0} \cdot \operatorname{Re} \left[ \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21} - 2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right] \quad \text{Eq. II-33}$$

$$C = \frac{1}{Z_0\omega} \operatorname{Im} \left[ \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21} - 2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right] \quad \text{Eq. II-34}$$

### b) Résultats et limites de validité de la méthode

La Figure II-19 donne les résultats d'extraction des paramètres L et C à partir des paramètres S. En très basses fréquences ( $\omega \rightarrow 0$ ), ces paramètres divergent du fait de la présence du terme  $\frac{1}{\omega}$  en facteur de multiplication et se stabilisent progressivement à partir de 10 GHz environ. A 60 GHz, la capacité extraite est de 34 fF et l'inductance vaut 37 pH. Ces résultats sont cohérents avec des études antérieures portant sur des modèles électromagnétiques de structures TSV utilisant une géométrie et une technologie comparables abordés dans la référence [69]. L'auteur rapporte, pour le même diamètre et facteur de forme que nos structures, une inductance de 38.3 pH. Concernant la capacité, selon la même référence, celle-ci compte deux contributions : une partie due à la couche barrière d'oxyde de silicium  $C_{ox}$  estimée à 1237 fF et une seconde contribution due au couplage entre vias à travers le substrat silicium  $C_{Si}$  de 30.3 fF. La capacité équivalente à hautes fréquences s'écrit comme la mise en série de ces deux capacités selon l'équation Eq. II-35 et vaut donc 29.5 fF.

$$C = \frac{C_{ox}C_{Si}}{C_{ox} + C_{Si}} \quad \text{Eq. II-35}$$

Les résultats d'extraction des composantes résistives se révèlent moins concluants. Les paramètres R et G sont bruités avec des valeurs négatives pour certains points fréquentiels. Ce problème est typique des méthodes d'extraction différentielles comme la méthode L2L. Un cas similaire a été rapporté dans la référence [70]. En effet, cette méthode d'extraction suppose que les conditions de mesures sont identiques pour les deux dispositifs utilisés pour l'extraction. Ceci se traduit par une mesure rigoureuse sous une même calibration (avec un intervalle temporel réduit entre les deux mesures) et avec des résistances de contact des pointes identiques.

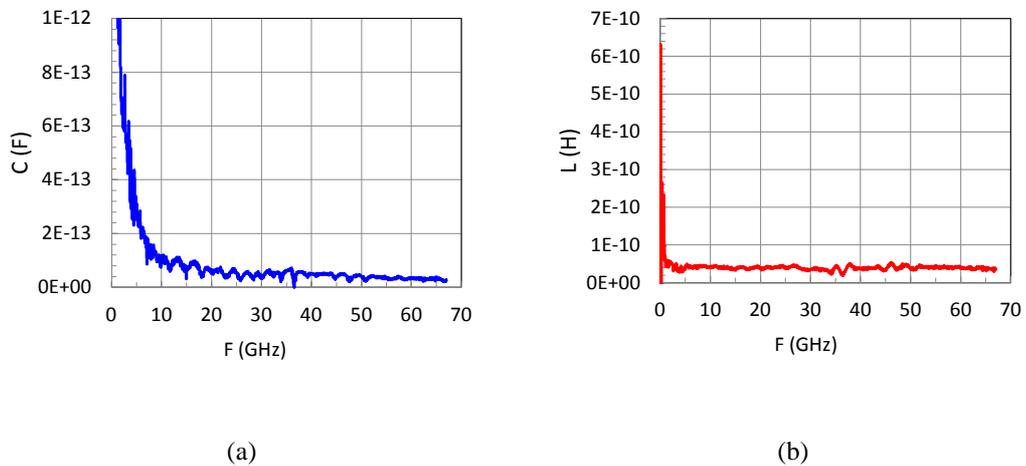


Figure II-19 Résultats d'extraction de la capacité (a) et de l'inductance (b) de la transition TSV

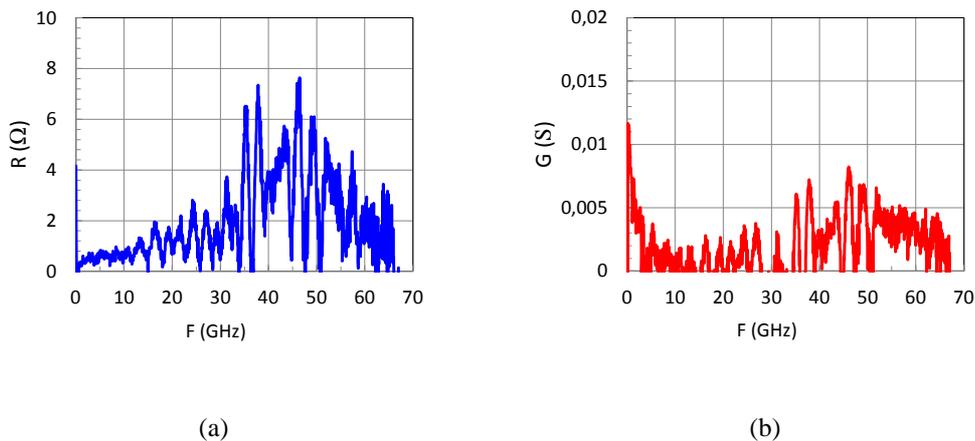


Figure II-20 Résultats d'extraction de la résistance (a) et de la conductance (b) de la transition TSV

Nous avons vu que la transition TSV a une réponse en phase quasi-linéaire sur toute la bande DC – 67 GHz (Figure II-17). Nous pouvons donc faire le lien entre les paramètres RLGC localisés et ceux distribués en normalisant par rapport à la longueur de la transition. Ceci nous donnera une estimation au premier ordre de l'impédance caractéristique de la transition (Eq. II-36). Le Tableau II-3 récapitule les paramètres RLGC localisés extraits selon la Figure II-20. L'impédance caractéristique de la transition TSV est recalculée à partir de la formule Eq. II-36. Nous donnons également et le coefficient S11 calculé à partir de cette impédance et de l'impédance de référence 50 Ω.

$$Z_c = \sqrt{\frac{R_{dis} + jL_{dis}\omega}{G_{dis} + jC_{dis}\omega}} \rightarrow \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad \text{Eq. II-36}$$

Tableau II-3 Récapitulatif des paramètres des TSV extraits à 60 GHz

@	<b>G</b>	<b>C</b>	<b>R</b>	<b>L</b>	<b>Z<sub>c</sub></b>	<b>S11</b>
<b>60 GHz</b>	3.8 mS	34 fF	1.8 Ω	37 pH	(32+2.6j) Ω	-13.55 dB

### c) Commentaires sur la modélisation des TSV

Nous veillons à préciser que le modèle électromagnétique employé pour la comparaison avec l'extraction ne prend pas en considération les imperfections géométriques dues à la fabrication des TSV. La Figure II-21 donne une coupe schématique d'un TSV reproduisant les principales dimensions mesurées au microscope électronique. Cette figure montre que l'épaisseur de la métallisation cuivre n'est pas uniforme le long du TSV. Nous pouvons envisager d'inclure ces éléments dans la perspective de construction d'un modèle physique complet des TSV.

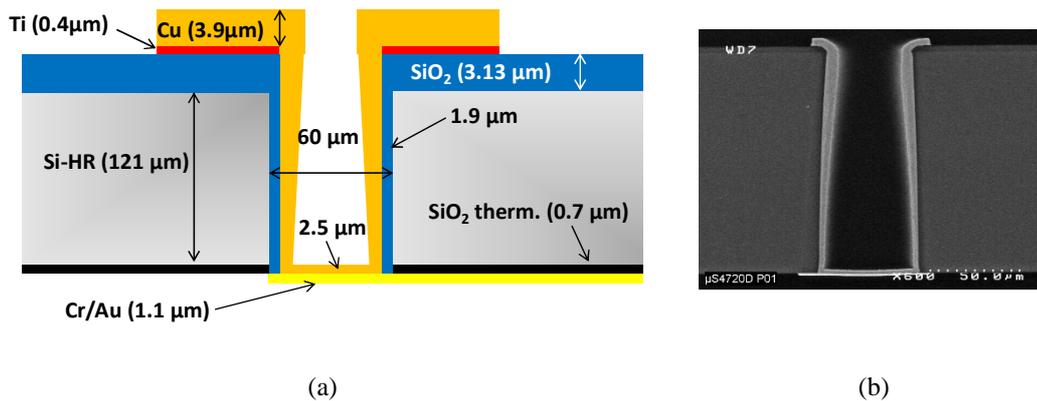


Figure II-21 Modèle électromagnétique d'un TSV (a) et coupe MEB d'un TSV-last de 120  $\mu\text{m}$  de hauteur avec facteur de forme 1:2 (b)

## II.3.2 Etudes complémentaires d'intégrité de signal et de puissance dans les TSV

### II.3.2.1 Intégrité du signal bande-de-base dans les TSV

L'étude des transitions TSV a été jusqu'ici centrée sur la caractérisation fréquentielle large-bande de la propagation du signal RF dans une perspective d'intégration 3D hétérogène où les antennes seraient alimentées depuis la face arrière de l'Interposer. Pour le module 2.5D, ces transitions servent principalement à router le signal bande-de-base (à des fréquences généralement inférieures à 5 GHz). Nous nous intéressons dans ce cas à évaluer l'intégrité du signal bande-de-base et numérique dans ces transitions. Ne disposant pas à l'heure actuelle de banc de caractérisation temporelle, une étude initiale a été menée grâce au logiciel Keysight ADS. L'approche adoptée consiste à utiliser un fichier de mesure S2P contenant les paramètres S de la transition TSV et une source de tension de type PRBS (*Pseudo-Random Bit Sequence*) avec une impédance de sortie de 50  $\Omega$ . Cette source est destinée à générer un signal numérique réaliste dans un système de communication en intégrant des paramètres permettant de modéliser les distorsions de la forme d'onde. La configuration de la source peut être réalisée de deux façon différentes : la première consiste à entrer manuellement une séquence binaire de longueur finie qui sera répétée selon une période T. Une seconde approche consiste à configurer la source PBRS grâce à un fichier binaire externe comprenant des trames de test conformes au standard souhaité (WiHD ou IEEE 802.11 ad à titre d'exemple). Pour notre cas d'étude, la large bande de mesure fréquentielle (DC – 67 GHz) fait que l'on peut reproduire assez fidèlement la réponse temporelle théorique du dispositif par transformée de Fourier inverse. La Figure II-22(a)

montre les éléments de la simulation temporelle, notamment la source PRBS, la « boîte noire » des paramètres S de la transition TSV et la résistance de terminaison. Cette étude menée pour des débits variant de 1 à 10 Gbps démontre que l'intégrité du signal est globalement conservée pour la gamme des débits visés dans le module 60 GHz. Un récapitulatif des résultats de la simulation pour un débit binaire de 5 Gbps est donné par le Tableau II-4. L'ouverture du diagramme de l'œil est de 96%. La gigue (ou temps de Jitter) du signal à la sortie de la transition est de 0.89 ps. Les seuils d'amplitude de la tension de sortie utilisés pour l'extraction de ces valeurs sont de 20% et 80% respectivement. Ces résultats encourageants ouvrent la voie vers une étude expérimentale complémentaire à l'aide d'un banc de caractérisation temporel dédié.

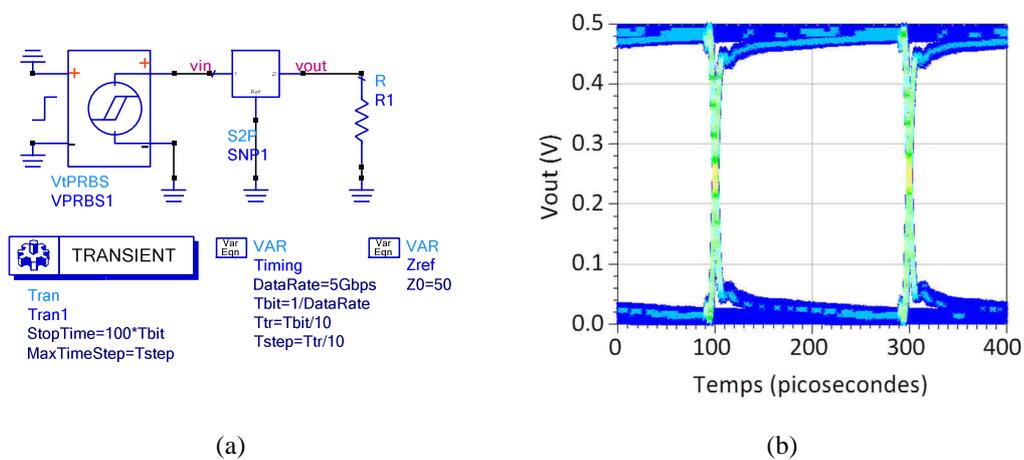


Figure II-22 Simulation temporelle sous le logiciel Keysight ADS (a) et diagramme de l'œil (b)

Tableau II-4 Résumé des résultats de la simulation temporelle

Débit	Terminaisons	Ouverture de l'œil	Temps de montée	Temps de descente	Jitter (crête-à-crête)
5 Gbps	50 Ω	96%	5.61 ps	5.54 ps	0.89 ps

### II.3.2.2 Intégrité de puissance dans les TSV aux basses fréquences

L'étude fréquentielle large-bande des paramètres S nous a permis d'évaluer les pertes induites par les transitions TSV. En complément de cette étude, et en dehors du contexte des applications RF-millimétriques, nous nous intéressons à l'analyse de la linéarité de ces transitions dans une perspective d'application à l'intégration hétérogène 3D d'amplificateurs de puissance pour des terminaux ainsi qu'à l'implémentation de réseaux PDN (*Power Distribution Networks*) de type SiP intégrés sur Interposer silicium. Cette travaux ont été

initiés conjointement avec le département DACLE du CEA-LETI et ont pour but d'évaluer la linéarité des TSV en mesurant le niveau de la seconde et troisième harmonique d'un signal RF fondamental. La source utilisée pour le montage expérimental est limitée à des fréquences inférieures à 1 GHz. Dans notre cas nous utilisons un signal fondamental à 900 MHz avec une puissance disponible à la source (ou puissance d'entrée) variant entre 0 dBm (1 mW) et 38 dBm (6.31 W). Les dispositifs sous-test utilisés sont identiques à ceux présentés dans le paragraphe II.3.1.3. Les niveaux des harmoniques H2 (1.8 GHz) et H3 (2.7 GHz) sont comparés à ceux issus de la mesure d'un motif THRU utilisé comme référence comme le montre la Figure II-23. Cette figure démontre que les TSV conservent une bonne linéarité même pour des puissances élevées. A titre d'exemple, pour une puissance d'entrée de 30 dBm, le niveau de la seconde harmonique est de -65 dBm et celui de la troisième harmonique est de -80 dBm, ce qui fait une isolation de 95 dB et 110 dB respectivement pour les deux harmoniques. Cette analyse sera approfondie dans le futur par l'utilisation d'un banc de puissance capable de monter plus haut en fréquence.

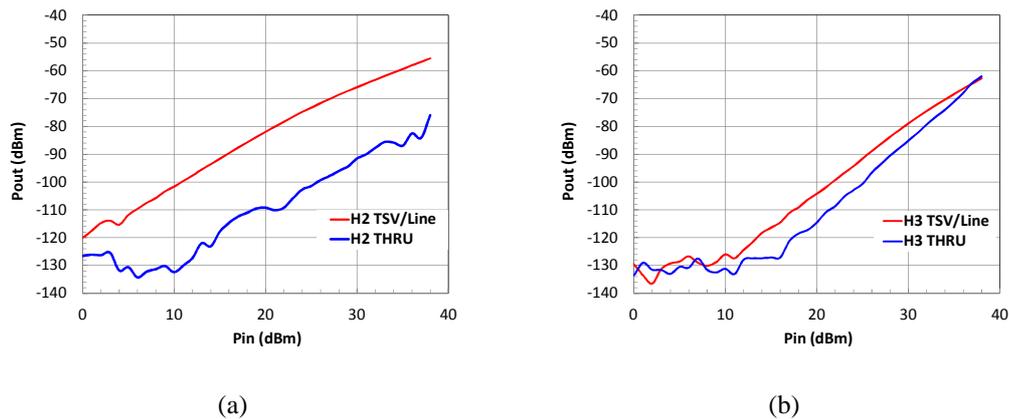


Figure II-23 Résultats de mesure de la seconde (a) et troisième (b) harmoniques pour une ligne coplanaire avec transitions TSV et un motif THRU

## II.3.3 Caractérisation haute-fréquence *in-situ* du molding

### II.3.3.1 Motivations

#### a) Propriétés diélectriques

La connaissance des propriétés diélectriques des matériaux isolants est indispensable à la conception et au dimensionnement de dispositifs électroniques et particulièrement en hautes fréquences. Les matériaux diélectriques utilisés dans l'industrie électronique sont des isolants non idéaux qui peuvent être décrits à l'aide de leur permittivité complexe  $\epsilon$  dont la partie réelle  $\epsilon'$  traduit l'aptitude du matériau à confiner le champ électrique alors que la

partie imaginaire  $\varepsilon''$  sert à décrire la dissipation de l'énergie électrique dans le matériau. Il est cependant plus intuitif de décrire le matériau à partir de sa permittivité relative  $\varepsilon_r$  par rapport à un milieu de référence (généralement l'air avec  $\varepsilon_0 \simeq 8.854 \cdot 10^{-12} F/m$ ) et de la tangente de pertes  $\tan \delta$  selon les formules Eq. II-37 et Eq. II-38. La permittivité complexe est une grandeur qui dépend de la fréquence. Les pertes dans un diélectrique non-idéal peuvent résulter aussi bien de la conductivité  $\sigma$  du matériau que des phénomènes de polarisation (dipolaire, ionique ou électronique) en présence d'un champ électrique oscillant [71]. L'équation Eq. II-40 fait apparaître dans l'expression de la partie imaginaire de la permittivité complexe deux termes  $\frac{\sigma}{\omega}$  et  $\varepsilon_0 \varepsilon_d$  afin de distinguer les deux contributions aux pertes diélectriques.

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad \text{Eq. II-37}$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad \text{Eq. II-38}$$

$$\varepsilon' = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad \text{Eq. II-39}$$

$$\varepsilon'' = \varepsilon_0 \varepsilon_d + \frac{\sigma}{\omega} \quad \text{Eq. II-40}$$

Dans le contexte du packaging microélectronique, les matériaux diélectriques sont utilisés pour réaliser des substrats, des couches intermétalliques, des passivations en couches-minces ou pour l'encapsulation et la protection des boîtiers. En particulier, de nouveaux matériaux font leur apparition pour des applications émergentes mettant en jeu l'intégration hétérogène de fonctions hautes et basses fréquences. Si les propriétés chimiques et thermomécaniques de ces matériaux sont généralement bien connues, la plupart des fiches techniques fournissent des propriétés diélectriques extraites à des fréquences allant de 100 MHz à 1 GHz. Il est donc nécessaire d'évaluer les propriétés diélectriques de ces matériaux à des fréquences plus élevées et notamment en bandes millimétriques afin d'en prendre considération dans les phases de conception des interconnexions, des antennes ainsi que d'autres dispositifs passifs intégrés.

#### **b) Intérêt d'une caractérisation *in-situ* à l'aide de lignes de transmissions**

Pas moins de douze méthodes fréquentielles et temporelles sont utilisées aujourd'hui pour l'extraction des propriétés diélectriques de matériaux isolants [72] – [73]. En l'occurrence, les méthodes de caractérisation volumiques et quasi-optiques ne permettent pas d'étudier des couches minérales ou organiques d'une épaisseur inférieure au millimètre typiques des empilements employés en microélectronique. Or les propriétés de ces matériaux sont

généralement impactées par le procédé technologique. A titre d'exemple, pour les procédés de dépôt PECVD (*Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition*) utilisés pour la réalisation de passivations minérales, les propriétés du diélectrique peuvent être considérablement impactées par le nombre de couches déposées [74], la nature et la concentration du précurseur [75] ainsi que la température de dépôt et la puissance de la source plasma [76]. Les propriétés des couches diélectriques organiques quant à elles peuvent présenter une dépendance de la température de recuit (*curing*) comme le démontre la référence [77]. Une caractérisation *in-situ* en fin de procédé nous permettra donc de reproduire les conditions exactes d'intégration et de traitement du matériau.

### **II.3.3.2 Méthodologie de caractérisation large-bande des matériaux diélectriques**

La méthode de caractérisation présentée ici a été développée par Lacrevez et Bermond [78]. Cette méthode large-bande est particulièrement adaptée à l'étude des lignes de transmissions enfouies dans un empilement de couches diélectriques. Pour la caractérisation du molding nous utilisons les dispositifs décrits dans le paragraphe II.3.1.1 formés de transitions TSV et lignes CPW de 600  $\mu\text{m}$  et 1200  $\mu\text{m}$  de longueur. La Figure II-24 montre une coupe de l'empilement technologique avec la disposition des pointes pour les mesures depuis la face avant et la face arrière respectivement. Une description plus détaillée de l'empilement double-damascène avec les couche  $\text{SiO}_2$  et  $\text{SiN}$  correspondantes est donnée par la Figure II-25. Dans la suite, nous parlerons de « substrat silicium » pour désigner l'ensemble de l'empilement du back-end. La couche diélectrique d'enrobage dite « molding » fait 200  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Elle est formée par quatre films laminés de 50  $\mu\text{m}$  d'épaisseur chacun. Le matériau utilisé décrit dans la référence [79] et testé pour la première fois pour une application RF dans le cadre de ces travaux, est un composé siliconé à très faible contrainte mécanique en comparaison avec les matériaux d'enrobage à base d'époxy.

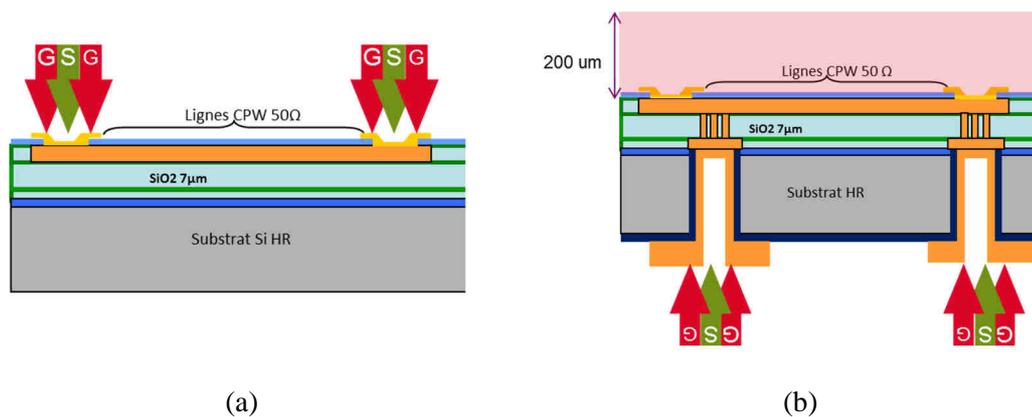


Figure II-24 Mesure des lignes coplanaires depuis la face avant (a) et la face arrière à travers des transitions TSV (b)

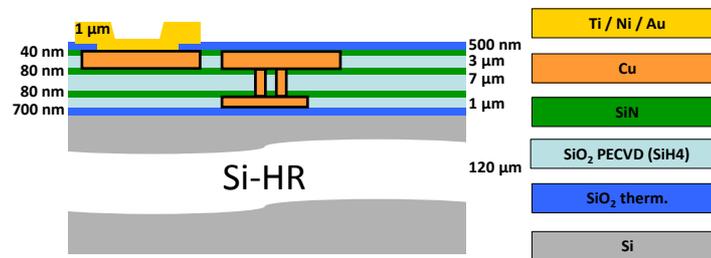


Figure II-25 Description détaillée de l'empilement damascène

### a) Hypothèses de départ sur la résistance et l'inductance linéiques

Par construction, les termes séries ( $R$  et  $L$ ) du modèle RLGC sont associés aux propriétés du conducteur et dépendent de sa longueur électrique. En approximation quasi-TEM, nous considérons au premier ordre que ces paramètres sont identiques pour les deux configurations avec et sans molding. Ainsi, la mesure directe de deux lignes de longueurs différentes sans couche de molding est suffisante pour extraire le terme  $R + jL\omega$  à partir de l'impédance caractéristique et de la constante de propagation. Nous supposons que le champ électromagnétique est confiné autour du conducteur central de la ligne CPW et que les pertes par rayonnement sont négligeables. Dans ces conditions, le terme  $R + jL\omega$  s'écrit selon Eq. II-41 pour les deux configurations :

$$\begin{aligned}
 R + jL\omega &= Z_c \text{ sans mold} \cdot \gamma \text{ sans mold} \\
 &= Z_c \text{ avec mold} \cdot \gamma \text{ avec mold}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. II-41}$$

## b) Extraction de la capacité linéique

Selon le modèle RLGC, la capacité linéique dans les deux configurations (avec et sans molding) peut s'écrire en fonction de la constante de propagation selon Eq. II-42 et Eq. II-43. Dans les deux cas, la capacité résulte de la mise en parallèle des contributions des deux couches qui enveloppent la ligne CPW en mode pair (voir Figure II-26), c'est-à-dire d'une part le substrat silicium et la couche d'oxyde et d'autre part et la couche diélectrique supérieure ou l'air. Cette somme s'exprime selon Eq. II-44 et Eq. II-45.

$$C_{avec\ mold} = \frac{1}{\omega} \frac{Im(\gamma_{avec\ mold}^2)}{R + jL\omega} \quad \text{Eq. II-42}$$

$$C_{sans\ mold} = \frac{1}{\omega} \frac{Im(\gamma_{sans\ mold}^2)}{R + jL\omega} \quad \text{Eq. II-43}$$

$$C_{sans\ mold} = C_{Si} + C_{air} \quad \text{Eq. II-44}$$

$$C_{avec\ mold} = C_{Si} + C_{mold} \quad \text{Eq. II-45}$$

Comme le substrat est identique pour les deux configurations, la différence de capacité linéique peut s'écrire uniquement en fonction des capacités dans la couche supérieure :

$$\begin{aligned} \Delta C &= C_{avec\ mold} - C_{sans\ mold} \\ &= C_{mold} - C_{air} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-46}$$

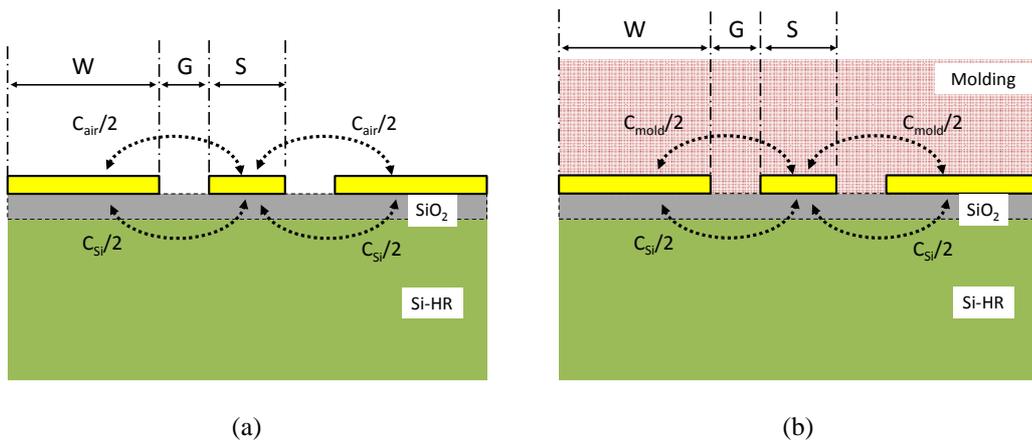


Figure II-26 Modèles simplifié de l'empilement avec mise en évidence de la capacité linéique totale pour le cas sans molding (a) et avec molding (b)

A partir de là, notre objectif est de faire apparaître la permittivité relative du molding dans l'équation Eq. II-46 et donc d'exprimer  $C_{mold}$  en fonction de  $\varepsilon_{r_{mold}}$ . Dans ce cas, il faut transformer la structure CPW en une structure à deux plans parallèles moyennant une transformée conforme qui permet de passer de la topologie d'une ligne coplanaire à celle de deux plans parallèles. Les contributions capacitives de l'air et du molding sont donc données par Eq. II-47 et Eq. II-48 où  $K(x)$  est l'intégrale elliptique complète de première espèce comme décrite dans [80].

$$C_{air} = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad \text{Eq. II-47}$$

$$C_{mold} = 2\varepsilon_0 \varepsilon_{r_{mold}} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad \text{Eq. II-48}$$

Les variables de l'intégrale notées  $k_1$  et  $k'_1$ , dites respectivement module et co-module, sont exprimées en fonction de la géométrie de la ligne selon Eq. II-49 et Eq. II-52 :

$$k_1 = \frac{S}{S + 2G} \quad \text{Eq. II-49}$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad \text{Eq. II-50}$$

Finalement, en posant  $q = \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}$ , l'équation Eq. II-46 peut s'exprimer plus simplement sous la forme donnée par Eq. II-51. Dans la littérature  $q$  est nommé facteur de remplissage (*filling factor*) car il traduit le ratio entre l'amplitude du champ électrique transverse dans la couche isolante et celle du champ électrique dans le substrat au voisinage de l'interface diélectrique.

$$\Delta C = 2q\varepsilon_0(\varepsilon_{r_{mold}} - 1) \Rightarrow \varepsilon_{r_{mold}} = \frac{\Delta C}{2q\varepsilon_0} + 1 \quad \text{Eq. II-51}$$

### c) Extraction de la conductance linéique

De même que pour la capacité linéique, la conductance linéique pour les cas avec et sans molding peut s'exprimer en fonction de la constante de propagation et des paramètres R et L selon Eq. II-52 et Eq. II-53 :

$$G_{avec\ mold} = \frac{Re(\gamma_{avec\ mold}^2)}{R + jL\omega} \quad \text{Eq. II-52}$$

$$G_{sans\ mold} = \frac{Re(\gamma_{sans\ mold}^2)}{R + jL\omega} \quad \text{Eq. II-53}$$

De façon analogue à l'expression de la capacité totale, la mise en parallèle des contributions des deux couches enveloppant la ligne CPW à la conductance linéique s'exprime selon les relations Eq. II-54 et Eq. II-55.

$$G_{sans\ mold} = G_{Si} + G_{air} \quad \text{Eq. II-54}$$

$$G_{avec\ mold} = G_{Si} + G_{mold} \quad \text{Eq. II-55}$$

Etant donné que les pertes dans la couche d'air sont très faibles, le terme  $G_{air}$  est négligeable devant la conductance totale et donc la différence de la conductance linéique entre les deux configurations avec et sans molding devient égale à la contribution du molding à la conductance linéique totale comme démontré dans Eq. II-56.

$$\begin{aligned} \Delta G &= G_{avec\ mold} - G_{sans\ mold} \\ &= G_{mold} - G_{air} \\ &= G_{mold} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-56}$$

Finalement, nous pouvons déduire la tangente de pertes dans le molding à partir de la conductance linéique, la capacité linéique et la pulsation  $\omega = 2\pi f$  selon Eq. II-57 :

$$\tan \delta = \frac{G_{mold}}{C_{mold}\omega} \quad \text{Eq. II-57}$$

### II.3.3.3 Résultats expérimentaux et discussions

#### a) Paramètres de propagation de la ligne CPW

Dans un premier temps, nous évaluons l'impact du molding sur les différentes propriétés de propagation dans la ligne CPW. La Figure II-27(a) montre la constante d'atténuation  $\alpha$  sur la bande 10 MHz – 67 GHz. Dans le cas sans molding, celle-ci atteint son maximum dans la

bande de mesure aux environs de 60 GHz avec une valeur de 0.5 dB/mm. A cette même fréquence, l'atténuation en présence de la couche de molding est de 0.63 dB/mm. La courbe de la constante de phase montre une évolution linéaire typique d'une propagation TEM selon la Figure II-27(b). L'ajout de la couche de molding fait passer celle-ci de 2.4 à 2.7 rad/mm. Cette différence se traduit également par une augmentation de la permittivité relative effective qui passe de 3.5 à 4.6 à 60 GHz selon la Figure II-28.

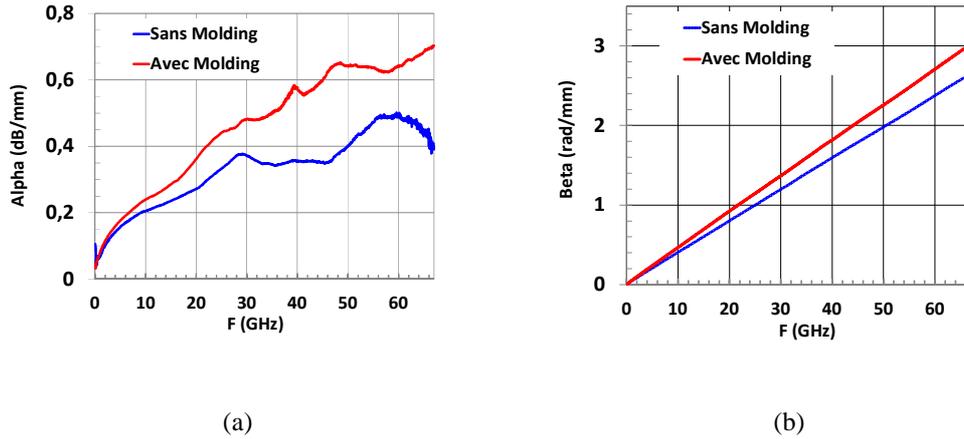


Figure II-27 Constantes d'atténuation (a) et de phase (b) de la ligne CPW

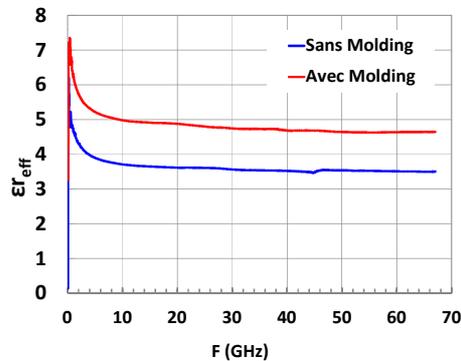


Figure II-28 Permittivité relative effective de la ligne CPW

Ces résultats montrent que l'ajout de la couche de molding induit des pertes supplémentaires qui restent raisonnables et compatibles avec notre application. L'augmentation de la constante de phase montre que la même longueur électrique peut être obtenue avec des lignes plus courtes grâce à l'ajout de la couche de molding. Nous définissons donc une figure de mérite des lignes quasi-TEM à partir de l'atténuation par unité de phase. Dans ce cas, la figure de mérite pour les lignes sans molding est de 0.2 dB/rad et celle pour le cas avec molding est de 0.23 dB/rad. Dans le Tableau II-5, nous

donnons un exemple de calculs réalisés pour une ligne quart d'onde et qui démontrent que les pertes additionnelles dues à la couche supplémentaire restent globalement limitées.

Tableau II-5 Calcul des pertes pour une ligne quart d'onde à partir de la constante de propagation

	Longueur électrique (rad)	Longueur physique (mm)	Pertes (dB)	FoM (dB/rad)
Sans molding	$\pi/2$	0.65	0.32	0.2
Avec molding	$\pi/2$	0.58	0.36	0.23

La Figure II-29 donne l'impédance caractéristique de la ligne CPW : les deux courbes convergent à haute fréquence à partir de 30 GHz avec une partie réelle de 54  $\Omega$  et 55  $\Omega$  à 60 GHz pour les deux cas respectifs. La partie imaginaire de l'impédance caractéristique quant à elle est inférieure à 2  $\Omega$  sur presque la totalité de la bande d'intérêt.

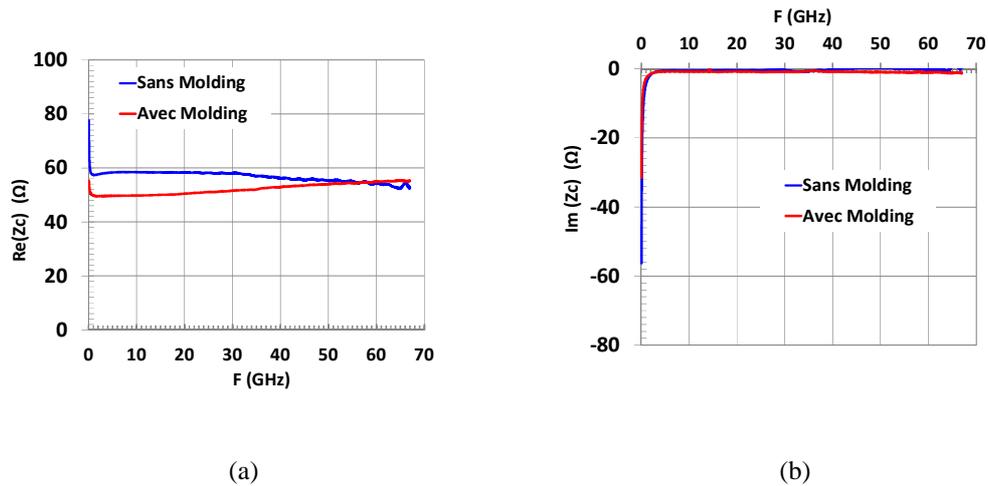


Figure II-29 Partie réelle (a) et partie imaginaire (b) de l'impédance caractéristique de la ligne CPW avec et sans molding

## b) Propriétés diélectriques du molding

Finalement, les propriétés diélectriques du molding sont données par la Figure II-30. La constante diélectrique est globalement stable sur toute la bande de caractérisation et vaut 3.6 à 60 GHz. La tangente de pertes  $\delta$  est centrée autour de 0.05 avec des variations irrégulières le long de la bande et vaut 0.065 à 60 GHz. Cette valeur est relativement élevée par rapport à celles des autres matériaux utilisés dans la même ligne back-end mais reste acceptable pour notre application. Nous rappelons à l'occasion que le matériau étudié est plus optimisé pour ces propriétés mécaniques que diélectriques [79].

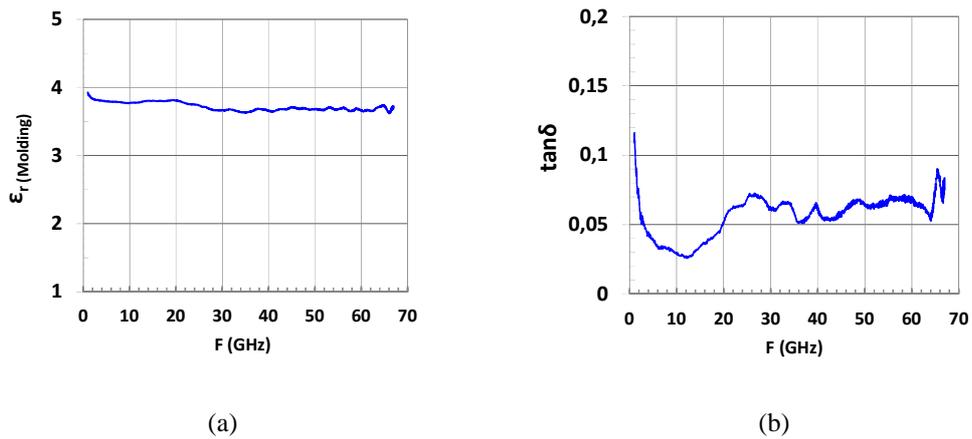


Figure II-30 Constante diélectrique (a) et tangente des pertes (b) du molding

### II.3.4 Synthèse sur les méthodes d'extraction large-bande

Dans cette partie du second chapitre, nous avons démontré une technique simple et rapide à implémenter qui permet de remonter aux paramètres S puis au modèle RLGC large-bande d'une transition TSV à partir de la mesure de quatre dispositifs (dont deux dédiés à l'extraction des accès de mesure). Ce modèle constitue une première étape vers la construction d'un modèle physique plus complet qui permettra de corrélérer les performances électriques des interconnexions verticales aux paramètres morphologiques ainsi qu'aux variations du procédé de fabrication avec comme objectif ultime la définition de règles de dessin spécifiques au TSV sur Interposer silicium pour l'intégration hétérogène 2.5D et 3D. Dans un second temps, nous avons employé une méthode de caractérisation large-bande basée sur la mesure de lignes de transmission depuis les deux faces de la puce Interposer afin de remonter aux propriétés diélectriques, jusque-là inconnues, d'un nouveau matériau d'enrobage laminé sur la face avant de l'empilement sur silicium.

## II.4 Assemblage et test du module 60 GHz

### II.4.1 Antennes 60 GHz intégrées sur Interposer

#### II.4.1.1 Tests préliminaires avec cavité micro-usinée

Dans cette section, nous menons une étude de validation des antennes intégrées à l'interposer préalable à l'assemblage final du module. Pour les tests préliminaires d'impédance, une cavité métallique est utilisée en substitut à la cavité formée par les billes BGA. La Figure II-31 montre la semelle aluminium de  $6.5 \times 6.5 \text{ mm}^2$  dans laquelle ont été usinées deux cavités d'une surface de  $2.5 \times 2.5 \text{ mm}^2$  pour  $275 \mu\text{m}$  de profondeur. Cette solution permet de vérifier le bon fonctionnement des antennes sans avoir à faire le billage de l'interposer et le report sur PCB. Pour les besoins de l'expérience, le collage de l'interposer sur la cavité a été réalisé manuellement (voir l'assemblage dans la Figure II-32). La colle a été disposée sur les bords de la semelle et non entre celle-ci et l'Interposer afin d'éviter la modification de la hauteur totale de la cavité et l'influence de celle-ci sur les performances de l'antenne.

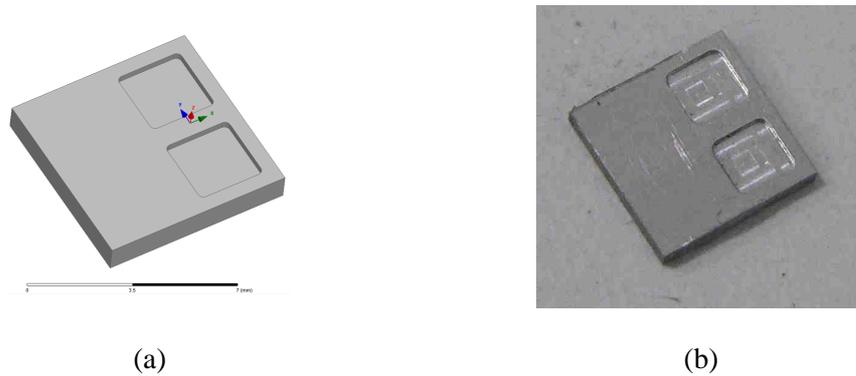


Figure II-31 Modèles 3D (a) et photographie (b) de la semelle aluminium avec cavité

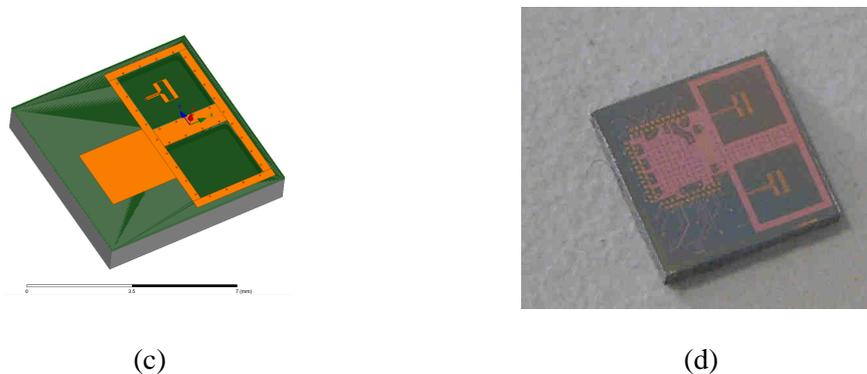


Figure II-32 Modèles électromagnétiques et photographies de la cavité métallique (a-b) et de l'assemblage final avec l'Interposer (c-d)

La Figure II-33 donne le coefficient de réflexion mesuré pour deux prototypes. Le modèle électromagnétique de l'assemblage avec cavité métallique prédit une résonance à 61 GHz avec une bande passante relative de 15% correspondant à la bande 57 – 66 GHz et définie à partir du critère d'adaptation à -10 dB. Les deux échantillons mesurés E1 et E2 présentent une adaptation optimale à 60 GHz et un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur la bande 56 – 65.8 GHz, ce qui fait une bande passante relative de 16.33% légèrement supérieure à celle prédite par la simulation. Cependant, le prototype E2 présente une meilleure adaptation d'impédance sur presque l'intégralité de la bande passante avec  $S_{11} = -25.6$  dB contre -20 dB pour E1 à 60 GHz. Cette dispersion est notamment due à la précision limitée de l'assemblage manuel en termes de hauteur et d'alignement X-Y. Ces tests nous ont permis d'avoir une première idée du comportement en impédance des antennes et ont également démontré l'impact de la précision de l'assemblage sur la réponse fréquentielle de celles-ci. Ceci devrait être grandement amélioré avec des machines de précision dans la chaîne d'assemblage microélectronique.

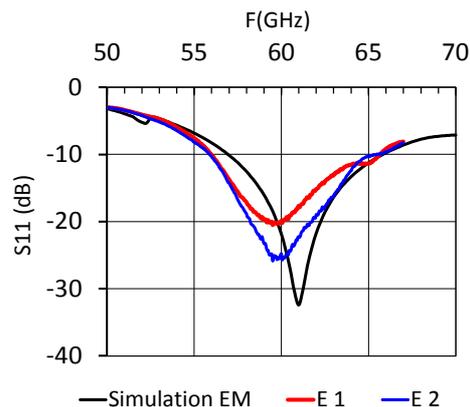


Figure II-33 Coefficient de réflexion de deux prototypes avec cavité aluminium

#### II.4.1.2 Optimisation du procédé de report sur PCB (Stacking-Last)

##### a) Description des billes BGA

La prochaine étape de validation des antennes consiste à optimiser le procédé de report de la puce Interposer sur PCB afin d'ajuster la hauteur des billes pour un fonctionnement optimal. L'étude porte sur des billes métallisées à cœur polymère (CP) et d'autres en alliage SnAgCu (SAC). La Figure II-34(a) donne une vue de coupe et une vue de dessus des pads destinés à accueillir les billes BGA. L'empilement face-arrière contient une couche supplémentaire du polymère AL-X destinée à réduire le stress mécanique sur les billes. Contrairement aux billes SAC homogènes, les billes CP sont constituées d'une sphère

plastique centrale, d'une première couche hautement conductrice (généralement en cuivre) puis d'une troisième couche externe faite d'un alliage à base d'étain selon la description donnée dans la Figure II-34(b). En conditions standards de refusion (*reflow*), la hauteur finale de ces billes (*standoff*) est minorée par celle de la sphère plastique noté  $h_{min}$ . Il est à noter également que l'augmentation du diamètre de l'UBM (*Under-Bump Metallization*) conduit à un écrasement plus important des billes et par conséquent à un *standoff* plus faible en fin d'assemblage. Le Tableau II-6 répertorie quatre configurations pertinentes parmi dix étudiées dans le cadre de ces travaux. La Figure II-35 montre deux coupes MEB correspondant respectivement aux billes SAC et CP avec mise en évidence de la sphère centrale (en sombre) pour cette dernière ainsi qu'une photographie de deux puces Interposer découpées après billage.

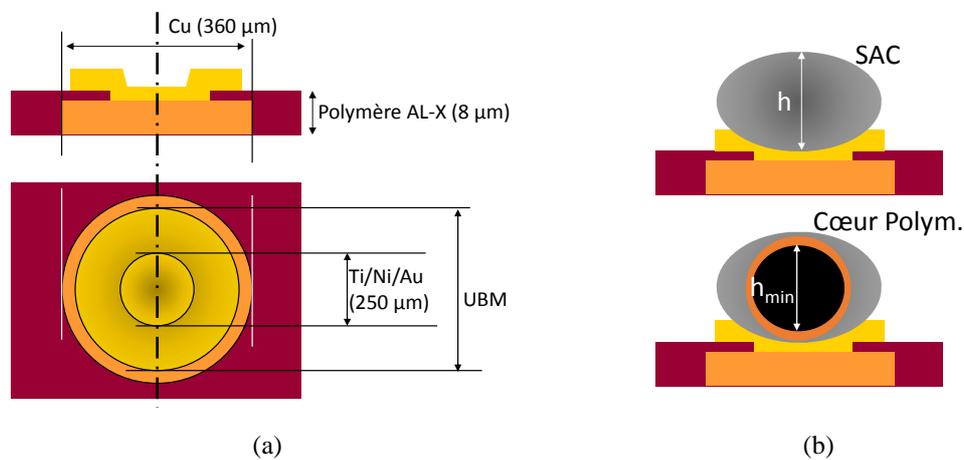


Figure II-34 Description géométrique des pads de billes BGA (a) et coupes schématiques (b)

Tableau II-6 Configuration des billes utilisées pour l'assemblage

Echantillon	CP		SAC	
	E1	E2	E3	E4
UBM (μm)	300	300	300	325
Diamètre (μm)	320	350	400	400

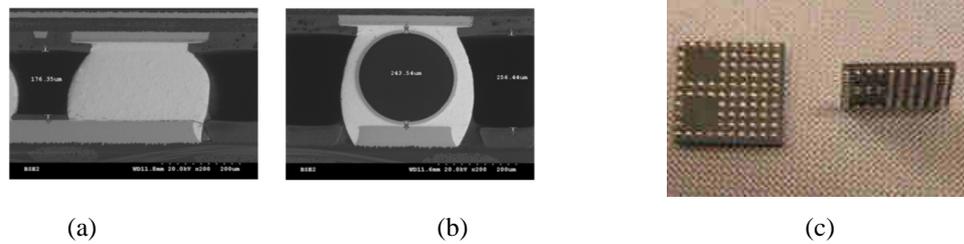


Figure II-35 Coupe MEB d'une bille SAC (a) et cœur polymère (b). Puces Interposer après formation des billes de brasure (c)

### b) Mesures d'impédance et sélection du prototype optimal

Dans le nouveau modèle électromagnétique utilisé pour simuler les antennes et présenté dans la Figure II-36(a), la semelle métallique est remplacée par une matrice de billes BGA de 270  $\mu\text{m}$  de hauteur avec deux zones évidées et un plan conducteur modélisant le réflecteur intégré au PCB. Dans la Figure II-36(b) nous pouvons voir l'Interposer nu (sans la puce RFIC) monté sur la carte.

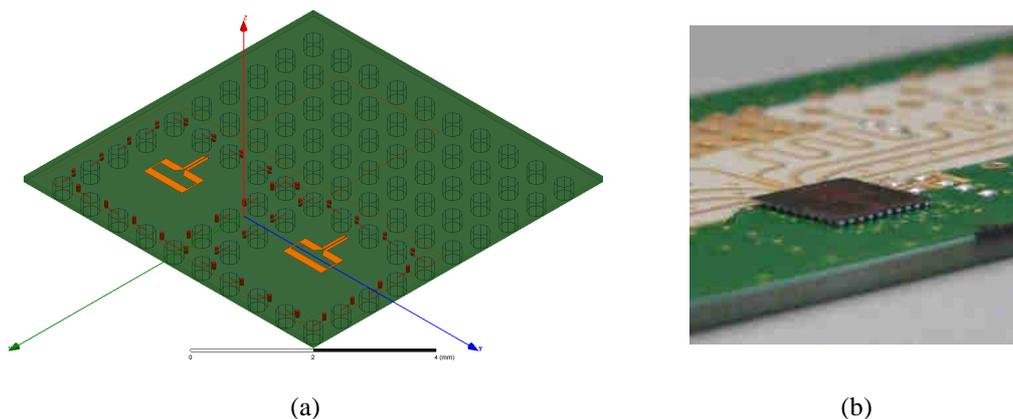


Figure II-36 Modèle HFSS (a) et photographie de l'Interposer nu monté sur PCB à l'aide de billes BGA (b)

Encore une fois, la réponse en impédance des différents échantillons est comparée à celle obtenue par la simulation électromagnétique. La tolérance sur la hauteur des billes fixée par le modèle est de  $\pm 10 \mu\text{m}$ . La Figure II-37 montre les coefficients de réflexion des antennes des quatre échantillons décrits précédemment. Nous constatons que la réponse fréquentielle de E1 et E2 (avec billes CP) est décalée vers les hautes fréquences avec un élargissement de la bande passante. L'optimum de l'adaptation se situe à 63 GHz pour E1 (avec  $S_{11} = -23 \text{ dB}$ ) et à 65 GHz pour E2 (avec  $S_{11} = -35 \text{ dB}$ ). Les réponses des échantillons E3 et E4 concordent avec la simulation avec un minimum du coefficient de réflexion à -25 dB autour de 61 GHz et 62 GHz respectivement (contre -30 dB en simulation). La bande passante relative à -10 dB est de 20% pour les deux échantillons (sur la bande 57 – 69 GHz). Les

échantillons E3 et E4 correspondent donc le mieux à la réponse en impédance attendue après l'assemblage de l'Interposer sur la carte PCB. Ce résultat est conforté par les mesures de standoff réalisées au microscope et données par le Tableau II-7. La configuration E4 a été retenue pour la suite de l'étude.

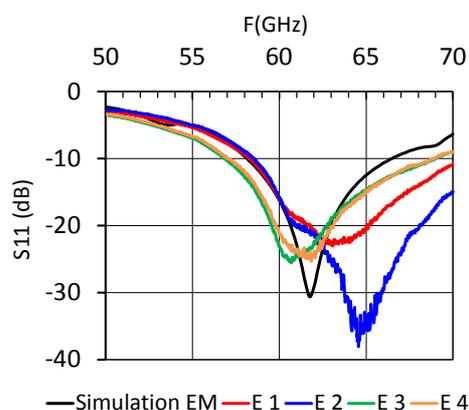


Figure II-37 Coefficient de réflexion de l'antenne Tx pour les quatre configurations de BGA

Tableau II-7 Hauteur des billes en fin d'assemblage pour les quatre échantillons

	Standoff nominal h = 270 $\mu\text{m}$			
Echantillon	E1 (CP)	E2 (CP)	E3 (SAC)	E4 (SAC)
Standoff ( $\mu\text{m}$ )	240	230	280	275
$\Delta h$ ( $\mu\text{m}$ )	-30	-40	+10	+5

### c) Diagrammes de rayonnement

Ci-dessous, nous présentons les résultats des mesures de rayonnement de l'antenne Tx de l'échantillon E4. La Figure II-38(a) montre la carte PCB disposée sur un banc de mesure millimétrique en bande V. Une description détaillée du banc peut être consultée dans les références [81] et [82].

Le gain réalisé selon l'axe principal varie entre 0.6 et 5.7 dBi pour la simulation et entre -1.2 et 5.5 dBi pour la mesure dans la bande 50 – 70 GHz. Un écart notable d'environ 3 dB entre la simulation et la mesure peut être observé autour de 57 GHz et en bord de bande vers 70 GHz. Les coupes selon les deux plans principaux montrent cependant que les diagrammes de rayonnement sont dépointés de l'axe principal et que le maximum du gain est atteint en décalage angulaire par rapport à celui-ci. La Figure II-39 donne les diagrammes de rayonnement selon les plans E et H à 64 GHz situé dans le canal numéro 4 de la bande 57 –

66 GHz. Le gain simulé dans l'axe à cette fréquence est de 5 dBi avec des valeurs maximales de 5.7 dBi (pour  $\theta = -35^\circ$ ) et 6.8 dBi (pour  $\theta = -12^\circ$ ) selon les plans E et H respectivement. Le gain mesuré dans l'axe est de 4.8 dBi avec une valeur maximale de 5.9 dBi dans le plan H pour  $\theta = -8^\circ$ .

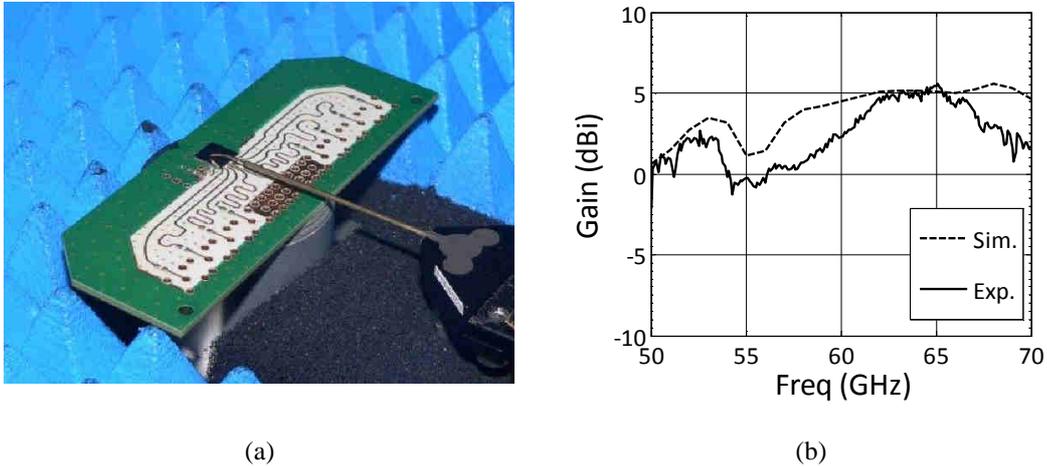


Figure II-38 Photographie de la carte PCB sur un banc de mesure millimétrique (a). Gain réalisé dans l'axe principal de rayonnement sur la bande 50–70 GHz (b)

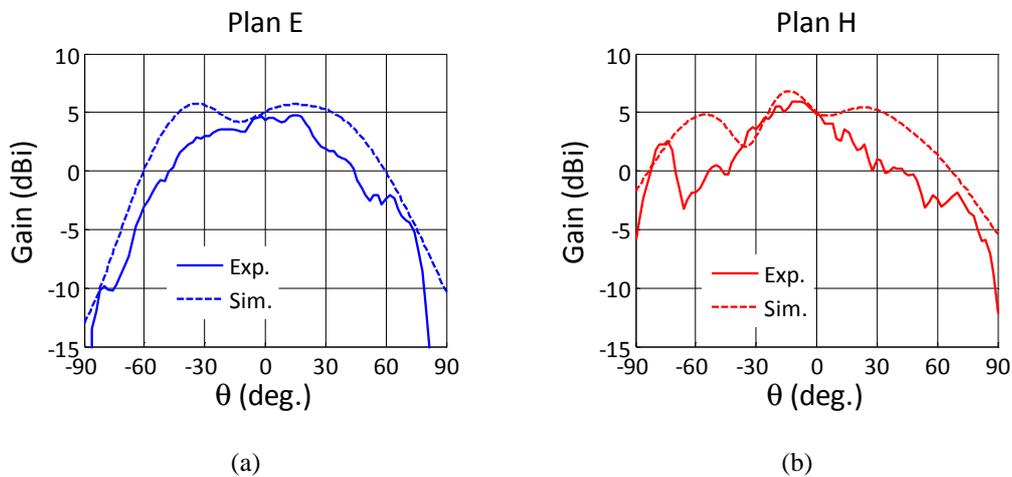


Figure II-39 Diagrammes de rayonnement dans le plan E (a) et H (b) mesurés à 64 GHz

Les résultats de caractérisation en impédance et en rayonnement nous ont permis de valider le concept d'antennes intégrées sur interposer silicium. Les performances évaluées expérimentalement sont globalement concordantes avec celles prédites par la simulation électromagnétique. Toutefois, l'étude a également permis de mettre en évidence les limites liées au procédé d'assemblage et notamment la forte corrélation entre les performances des antennes et le contrôle de la hauteur des billes de brasure (standoff).

## II.4.2 Procédés d'assemblage

Dans le cadre de notre étude, nous souhaitons tester le module 60 GHz complet tout en évaluant l'impact du molding sur les performances à l'échelle du système. Les deux variantes (avec et sans molding) correspondent à deux scénarios d'assemblage distincts dont les étapes sont résumées dans la Figure II-40. Le premier scénario dit *stacking-last* consiste à monter les billes BGA à l'échelle du wafer. Les puces Interposers sont ensuite découpées et reportées individuellement sur des cartes PCB. Ceci permet de réaliser des mesures d'impédance et de rayonnement sur les antennes selon la procédure décrite dans la section II.4.1. La puce RFIC est ensuite reportée sur l'Interposer par un procédé *flip-chip* en utilisant un chauffage de reflow localisé administré par une buse à air chaud. Ceci permet de ne chauffer que les microbilles (*microbumps*) et d'épargner à la fois les billes BGA dont la hauteur a été préalablement optimisée, les composants CMS externes soudés sur la carte (dont les capacités de découplage) et les éléments de connectique faits en plastique. Le module complet après assemblage est présenté dans la Figure II-41. Dans le second scénario dit *stacking-first*, les puces RFIC sont reportées par flip-chip à l'échelle du wafer. S'ensuit une étape de laminage de quatre films de molding faisant 50 µm d'épaisseur chacun. Une étape de collage temporaire est nécessaire dans ce cas afin d'implémenter les billes BGA sur la face arrière de l'Interposer avant de passer à l'étape de découpe. Les modules complets sont ensuite montés sur les cartes PCB.

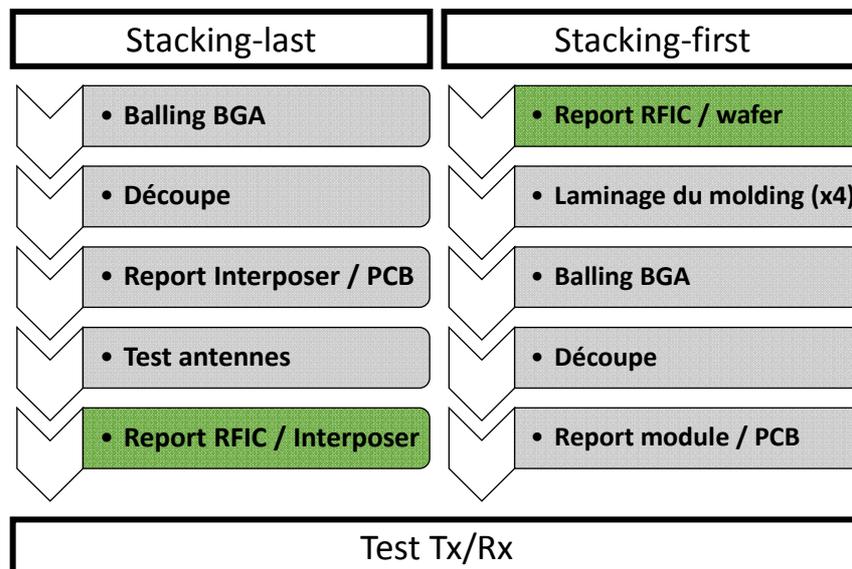
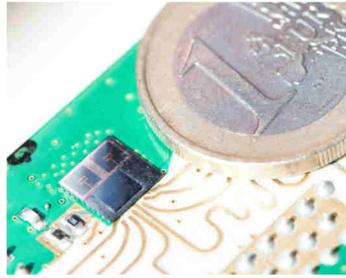
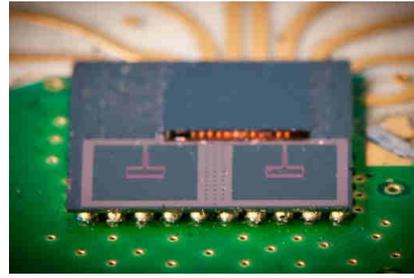


Figure II-40 Résumé des étapes d'assemblage stacking-last et stacking-first



(a)



(b)

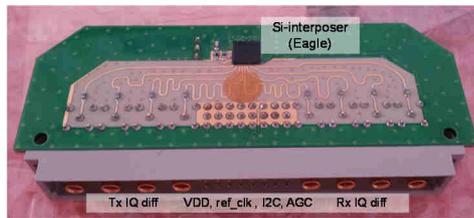
Figure II-41 Module complet 60 GHz sans molding assemblé sur carte PCB :

Vue de dessus (a) et vue latérale (b)

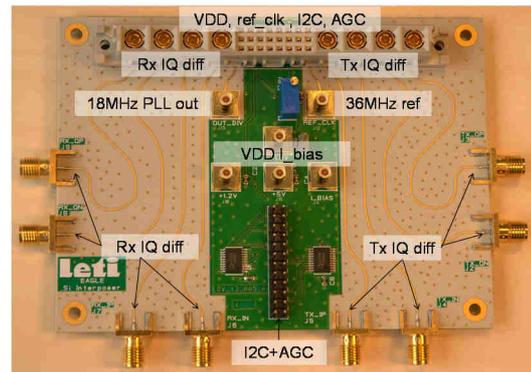
## II.4.3 Caractérisation finale du module 60 GHz

### II.4.3.1 Bilans de liaison

Finalement les performances du système émetteur-récepteur 60 GHz ont été évaluées pour les deux configurations d'assemblage (avec et sans molding). Les mesures ont été réalisées au sein du département DACLE du CEA-LETI. Le circuit RFIC Eagle en technologie CMOS 65 nm a été entièrement caractérisé par la même équipe dans le cadre d'une étude précédente portant sur un module 60 GHz intégré sur un boîtier céramique HTCC [60]. Les premiers tests ont pour objectif la validation indépendante des fonctions Tx et Rx avec des signaux non modulés CW (*Continuous Wave*). Les paramètres extraits portent sur le gain (pour les deux chaînes), la linéarité (en mode Tx), la bande passante et finalement le bruit de phase. Les cartes-filles PCB présentées précédemment sont équipées de connecteurs de type « M 24+8 » avec deux entrées/sorties différentielles pour l'émission et la réception des signaux bande-de-base et quatre interconnexions pour la polarisation, le signal d'horloge, et les signaux de commande I2C et AGC (*Automatic Gain Control*). Ces cartes sont montées sur des cartes-mères interfacées avec le reste du banc d'expérimentation (voir Figure II-42). Les quatre canaux de la bande 57 – 66 GHz font une largeur de 1.76 GHz chacun. La puissance isotrope rayonnée équivalent (PIRE) se situe dans la gamme 1.4 – 7.4 dBm sur les quatre canaux en prenant une marge de 3 dB (Back-Off) par rapport au point de compression à 1 dB de l'amplificateur de puissance. Au pire des cas, la bande passante à -3dB d'un des canaux est de 1 GHz pour le mode Tx et 1.2 GHz pour le mode Rx.



(a)



(b)

Figure II-42 Cartes d'exploitation du module émetteur/récepteur 60 GHz :  
Carte fille (a) et carte mère (b)

Dans un second temps, des trames modulés selon le standard WiHD ont été échangées entre deux modules placés en vis-à-vis et opérant respectivement en mode Tx et Rx comme le montre la Figure II-43. Les modulations utilisées sont de type QPSK (codage sur 4 états de phase) et 16QAM (codage sur 16 états d'amplitude-phase). Dans la Figure II-44, nous donnons un schéma simplifié du montage expérimental utilisé pour les tests.

Pour la modulation 16QAM, les trames sont envoyées à un débit brut de 7 Gbps (3.8 Gbps net si on prend en considération le code correcteur d'erreur) avec un EVM (*Error Vector Modulation*) de 25%. La portée maximale dans ce cas est de 80 cm pour le module sans molding et 70 cm pour le module avec molding. En sacrifiant le débit au profit de la portée, des trames QPSK à un débit brut de 3.5 Gbps peuvent être correctement démodulée pour avec des portées de 1.6 m et 1.4 m respectivement pour les deux configurations. Le Tableau II-8 donne le bilan de liaison inverse des chaînes Tx et Rx pour le quatrième canal (63.72 – 65.88 GHz). Ce bilan permet entre autres d'estimer le gain des antennes qui est supposé uniforme sur toute la bande passante du canal. En absence de la couche du molding, le gain est estimé à 5.5 dBi. Cette valeur est concordante avec les résultats de la caractérisation menée sur l'Interposer avant report de la puce RFIC. En présence de la couche de molding, le gain des antennes est estimé à 5 dBi. Ce qui veut dire que cette couche induit une pénalité de 0.5 dB qui reste raisonnable pour notre application.

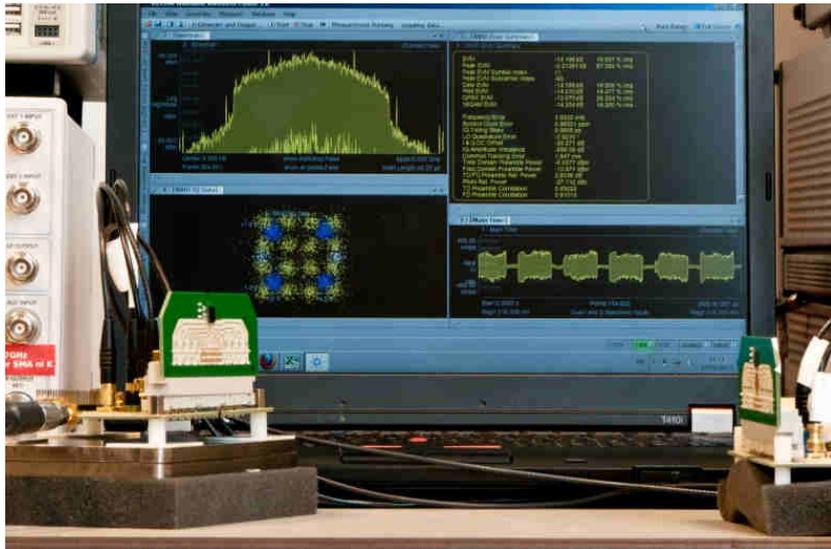


Figure II-43 Montage expérimental

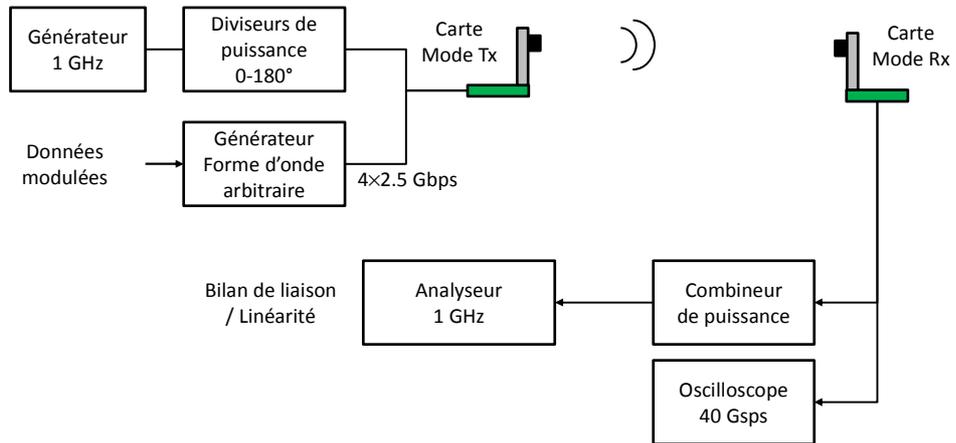


Figure II-44 Schéma de principe du montage expérimental

Tableau II-8 Résumé du bilan de liaison inverse pour le canal numéro 4

	Sans molding		Avec molding	
	QPSK	16QAM	QPSK	16QAM
<b>Débit brut (Gbps)</b>	3.5	7	3.5	7
<b>Emetteur</b>				
<b>BW (GHz)</b>	1.76			
<b>P<sub>1dB</sub> du PA (dBm)</b>	5.4			
<b>Back-off du PA (dB)</b>	3	5	3	5
<b>Gain de l'antenne Tx (dBi)</b>	5.5		5	
<b>PIRE (dBm)</b>	5.9		5.4	
<b>Canal de propagation</b>				
<b>Portée (m)</b>	1.6	0.8	1.4	0.7
<b>Affaiblissement (dB)</b>	72.8	66.7	71.6	65.6
<b>Récepteur</b>				
<b>Gain de l'antenne (dBi)</b>	5.5		5	
<b>Puissance à l'entrée du LNA (dBm)</b>	-59.3	-55.3	-59.2	-55.2
<b>Bruit thermique (dBm)</b>	-81.5			
<b>NF (dB)</b>	8			
<b>SNR à l'entrée de l'ADC (dB)</b>	14.2	18.2	14.3	18.3
<b>SNR requis (dB) (pour BER = 10<sup>-5</sup>)</b>	14	18	14	18

### II.4.3.2 Comportement thermique

La température surfacique du module a été mesurée grâce à une caméra infrarouge à une température ambiante de 23°C. En mode d'émission (Tx), la consommation DC du module est de 600 mW pour une polarisation DC de 1.8 V. Le profil de température sur la puce RFIC affiche une température moyenne de 42°C avec un minimum à 27°C et un point chaud à 50°C au niveau de l'amplificateur de puissance selon la Figure II-45(b). Sur l'Interposer silicium, une température moyenne de 36°C est enregistrée. En mode de réception (Rx), la consommation du module n'est que de 450 mW car l'amplificateur faible bruit (LNA) à l'entrée de l'étage de réception dissipe moins d'énergie que l'amplificateur de puissance activé en mode d'émission. Les températures maximales enregistrées sur la puce RFIC et l'Interposer atteignent 38°C et 32°C respectivement. La Figure II-45(d) montre une vue

latérale du module et met en évidence la participation de la matrice BGA (pointillés rouges) ainsi que la carte PCB à la dissipation de la chaleur générée au niveau de la puce RFIC. La bonne conduction thermique entre le circuit et les billes est expliquée par l'excellente conductivité thermique du silicium ( $150 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$  à  $25^\circ\text{C}$ ) et par la présence d'un grand nombre de TSV métallisés. Ce résultat illustre le potentiel de l'interposer silicium comme packaging comparé à d'autres matériaux comme les céramiques ( $< 20 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ ) ou les matériaux plastiques de type PCB ( $< 1 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ ).

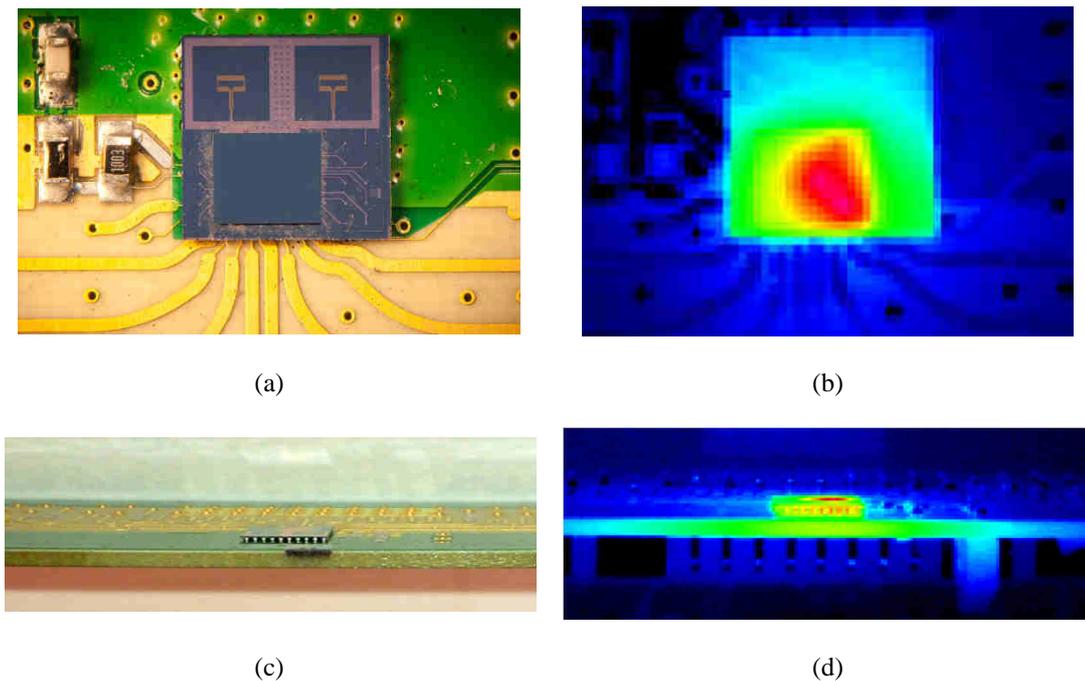


Figure II-45 Module 60 GHz en fonctionnement : Photographies (a-c) et captures IR du module en fonctionnement Tx (b-d). Echelle de température 30 – 50°C

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les différentes briques technologiques de base d'un module SiP 60 GHz intégré en 2.5D sur Interposer silicium. La première phase de l'étude a porté sur les lignes de transmission et l'évaluation de l'impact des transitions TSV et du polymère de molding sur les performances électriques de celles-ci. Une technique d'extraction qui permet de remonter aux paramètres électriques des transitions TSV a été mise en œuvre et validée à travers la simulation électromagnétique. Les résultats de l'extraction démontrent de faibles pertes (de l'ordre de 0.6 dB à 60 GHz) majoritairement dues à la désadaptation des transitions par rapport à la ligne de transmission. L'extraction d'un modèle électrique RLGC constitue un premier pas vers la construction d'un modèle physique qui permettra de lier les performances électriques des TSV à leur géométrie et aux

variations du procédé de fabrication. La caractérisation large-bande du polymère de molding a permis d'accéder à ses propriétés diélectriques jusque-là inconnues. A 60 GHz, la constante diélectrique et la tangente de pertes extraites sont de 3.6 et 0.05 respectivement. Bien que la tangente de pertes soit relativement élevée par rapport aux autres matériaux diélectriques utilisés pour le module, elle reste néanmoins compatible avec les besoins de l'application.

L'étude des antennes intégrées avec cavité réflectrice s'est faite en deux temps : Premièrement, une cavité métallique micro-usinée a été utilisée pour des mesures préliminaires d'impédance ; la hauteur des billes BGA a ensuite été réglée pour un fonctionnement optimal. Cette étape a donné le feu vert au montage du module 60 GHz et aux tests d'émission-réception. Des trames modulées en QPSK et 16QAM avec des débits bruts respectifs de 3.5 Gbps et 7 Gbps ont été envoyées avec une PIRE de 5.9 dBm sans amplification externe. Pour le module sans couche de molding, ces trames ont été réceptionnées et démodulées avec succès avec une portée de 1.6 m et 0.8 m respectivement pour les modulations QPSK et 16QAM. L'ajout de la couche de molding introduit une faible pénalité sur le gain des antennes (0.5 dB environ). Ceci se traduit par une réduction de la portée à 1.4 m et 0.7 m respectivement pour les deux modulations. L'observation du module à l'aide d'une caméra thermique a mis en évidence la contribution du substrat silicium et de la matrice BGA à la conduction thermique entre le circuit RF et la carte PCB.

Ce chapitre a également révélé certaines limitations posées par l'intégration 2.5D sur interposer silicium et en particulier l'utilisation de cavités réflectrices pour les antennes Rx et Tx. Ces cavités ajoutent des contraintes supplémentaires liées au contrôle de la hauteur des billes de brasure et occupent un volume non négligeable par rapport aux autres fonctions à l'heure où l'on cherche à miniaturiser le boîtier. De plus, le dépeuplement de la matrice BGA joue en défaveur de la fiabilité mécanique de l'assemblage et limite la conduction thermique entre le module et la carte PCB dans laquelle les billes de brasure jouent un rôle important comme l'a montré l'observation à la caméra infrarouge. Dans le chapitre suivant, nous portons un intérêt particulier à l'amélioration du module 60 GHz à travers un nouveau design d'antennes intégrées : Dans le cadre de la feuille de route de l'intégration 3D sur silicium, nous proposerons un nouveau design qui permettra de s'affranchir des cavités réflectrices et qui ouvrira la voie vers de nouveaux schémas d'intégration plus robustes.

# ***III. CONCEPT D'ANTENNES A SURFACE HAUTE-IMPEDANCE INTEGREES SUR INTERPOSER SILICIUM***

---

## **III.1 Introduction et motivations**

Dans la Figure III-1, nous rappelons la coupe schématique simplifiée du module abordé dans le chapitre précédent où nous avons vu les opportunités d'intégration offertes par l'Interposer 2.5D sur silicium haute-résistivité mais aussi quelques limitations associées à cette technologie et notamment par rapport à l'intégration des antennes. Celles-ci nécessitent une cavité réfléchissante « quart d'onde » afin de diriger le rayonnement vers le demi-espace supérieur et améliorer le gain. Cette solution présente quelques désavantages et limitations que nous relevons ci-dessous :

- Premièrement, nous avons pu voir que le fonctionnement optimal des antennes dépend d'une bonne calibration du procédé de report sur PCB, du choix des billes de brasure ainsi que du contrôle précis de la dispersion sur leur hauteur.
- Deuxièmement, la cavité occupe un volume conséquent par rapport à celui du module complet ( $2500 \times 2500 \times 270 \mu\text{m}^3$  par antenne) et le système antenne-cavité doit être inévitablement positionné en décalage par rapport à la puce RFIC. Ceci va à l'encontre du besoin en compacité pour des dispositifs portables.
- En se projetant dans un scénario d'intégration de plusieurs puces RFIC avec la possibilité de réaliser un réseau d'antennes à dépointage de faisceau, la présence de plusieurs cavités ne joue pas en faveur de la fiabilité mécanique du module.
- Enfin, cette solution implique une dépopulation des billes BGA ce qui peut générer des défaillances mécaniques notamment sur les interposers de grande taille.

Dans la référence [83], les auteurs mènent une étude expérimentale et numérique permettant de cerner les mécanismes de défaillance des billes BGA pour des Interposers de grande surface (typiquement  $15 \times 15 \text{ mm}^2$ ). L'analyse porte sur plusieurs paramètres comme le type des billes, les UBM et les dimensions de l'Interposer. Cette étude a comme objectif l'établissement de règles de conception pour les futurs systèmes RF intégrés en 2.5D et 3D

sur silicium. Les trois prototypes étudiés font respectivement 5×5, 10×10 et 15×15 mm<sup>2</sup> de surface. Les tests expérimentaux sont basés sur les recommandations des standards JEDEC pour les applications mobiles et incluent un cyclage thermique (-40°C/+125°C) ainsi que des tests de chute (*drop test*) à 1500 g. Les résultats issus de l'expérimentation, consolidés par une analyse numérique FEM, démontrent que la fiabilité de l'assemblage Interposer-PCB est dégradée par le dépeuplement de la matrice BGA.

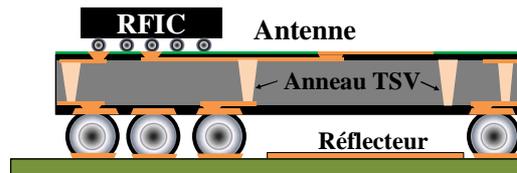


Figure III-1 Coupe schématique simplifiée du module Interposer 2.5D conventionnel

Notre objectif dans ce chapitre sera donc d'améliorer le module existant en remplaçant la cavité par un réflecteur plus compact directement intégré aux couches RDL de l'Interposer et qui permettrait de conserver globalement les performances des antennes, notamment en termes de bande passante, de gain et de rendement de rayonnement. Ce nouveau réflecteur sera conçu afin d'assurer la même fonction qu'une cavité quart d'onde tout en étant placé au voisinage immédiat de l'antenne (voir Figure III-2). Pour ce faire, il devra présenter une phase de réflexion quasi-nulle vis-à-vis de l'onde générée par l'antenne. Nous parlons dans ce cas de conducteur magnétique artificiel (CMA) ou de surface à haute-impédance (SHI).

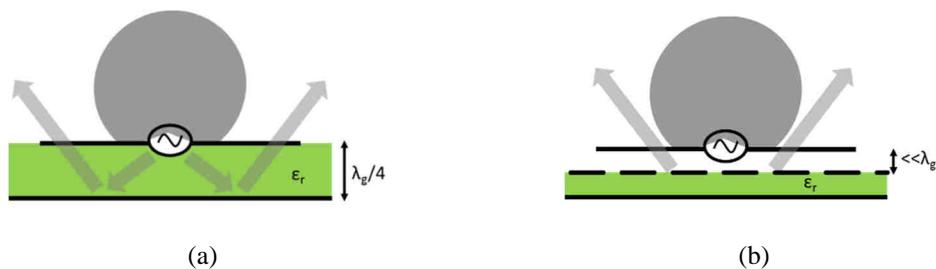


Figure III-2 Schéma de principe d'une antenne avec réflecteur quart d'onde (a) et surface haute-impédance (b)

Cette solution permettra d'évoluer vers deux schémas d'intégration avantageux présentés dans la Figure III-3 :

- Le premier schéma illustré par la Figure III-3(a) montre qu'en s'affranchissant de la cavité réfléchissante, il sera possible d'éliminer les zones dépeuplées de billes BGA. La distribution de l'effort mécanique sur un nombre plus important de billes permettra d'améliorer la fiabilité de l'assemblage. De plus, comme les

contraintes sur la hauteur des billes sont relâchées, il sera désormais possible de réduire leur diamètre et d'augmenter leur densité avec un apport considérable à la fois en termes de compacité et de nombres d'entrée/sorties réalisables.

- Le second schéma, illustré par la Figure III-3(b), est moins favorable à la fiabilité mais permettra de réduire considérablement l'empreinte totale du module. Nous envisageons de reporter la puce RFIC sur la face arrière de l'Interposer tout en l'interconnectant avec les antennes grâce à des transitions TSV. Un aspect avantageux de cette solution réside dans la possibilité d'utiliser un matériau d'interface thermique (TIM) entre la puce RFIC et le PCB afin de dissiper la chaleur générée au niveau de l'amplificateur de puissance.

Dans la section suivante, nous aborderons plus en détail les aspects techniques relatifs à la conception du réflecteur SHI autour de 60 GHz et aux nouveaux empilements technologiques utilisés. Notre objectif sera de proposer une méthodologie à base de modèles analytiques et numériques afin d'optimiser les cycles de conception des antennes avec réflecteur SHI et de limiter le recours à des études paramétriques lourdes sur le simulateur électromagnétique. Le but de la modélisation analytique est d'estimer la réponse fréquentielle de la SHI et de donner un ordre de grandeur de ses paramètres géométriques avant de passer à la simulation électromagnétique.

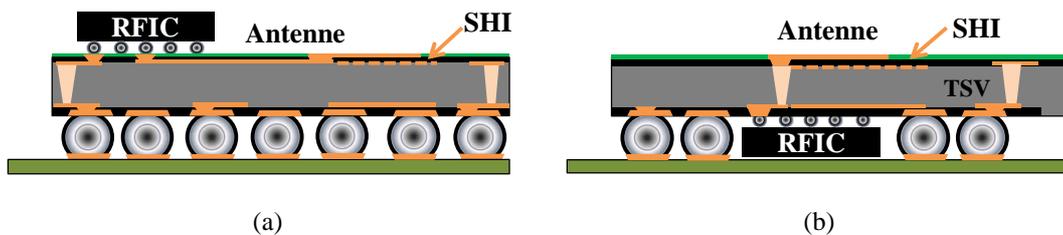


Figure III-3 Nouveaux schémas d'intégration proposés pour le module Interposer utilisant un réflecteur SHI : modèle sans cavité (a) et modèle avec puce RFIC reportée sur la face arrière (b)

## III.2 Etude des structures SHI en bande V

### III.2.1 Définition d'une SHI

Une surface est dite « haute-impédance » dans le cas où elle présente une impédance de module théoriquement infini pour une onde (plane dans le cas le plus simple) en incidence normale ou oblique sur une bande de fréquence donnée. Cette bande est généralement étroite

du fait de la nature résonante des structures de type SHI. La fréquence de résonance, à laquelle le module de cette impédance est le plus élevé, correspond à une phase nulle du coefficient de réflexion et une amplitude proche de l'unité. La surface agit donc comme un réflecteur magnétique artificiel. Divers critères sont adoptés pour définir la bande SHI. Souvent cette bande est définie pour une gamme de  $\pm 45^\circ$  ou  $\pm 90^\circ$  autour du zéro de phase du coefficient de réflexion.

### III.2.2 Dimensionnement préliminaire du substrat silicium

La bande passante des antennes planaires réalisées sur un substrat diélectrique est au premier ordre proportionnelle à l'épaisseur (électrique) de celui-ci et inversement proportionnelle à la racine carrée de sa constante diélectrique. Cependant, plus le substrat est épais, plus il est propice à l'excitation d'ondes de surfaces (ou modes de substrat) susceptibles de dégrader l'efficacité de rayonnement ou d'induire un couplage surfacique indésirable avec des antennes environnantes. Bien qu'elles soient évanescentes, ces ondes peuvent diffuser en atteignant les bords du substrat et distordre ainsi le diagramme de rayonnement [84].

L'analyse et l'anticipation du comportement de ces ondes indésirables dans le substrat silicium est donc une étape importante pour la suite de la conception. Pour notre application, le wafer silicium sera aminci avec une métallisation de la face arrière comme le montre la Figure III-4. Les fréquences de coupure des modes de surface TM et TE pour une tranche diélectrique métallisée (*Grounded Dielectric Slab*) sont donnés par les équations Eq. III-1 et Eq. III-2 ci-dessous. Il est à noter que le mode  $TM_0$  n'a pas de fréquence de coupure et doit être pris en considération quel que soit l'épaisseur du substrat.

$$f_{c, TMn} = \frac{nc_0}{2h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad \text{Eq. III-1}$$

$$f_{c, TE_n} = \frac{(2n - 1)c_0}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad \text{Eq. III-2}$$

La Figure III-5 donne les fréquences de coupure des modes  $TM_1$  et  $TE_1$  en fonction de l'épaisseur du substrat. Celle-ci varie entre  $100 \mu\text{m}$  et  $700 \mu\text{m}$  ce qui correspond à la plage offerte par la technologie Interposer silicium dans le cas précis du packaging de modules millimétriques. Afin de mieux comprendre l'impact de la constante diélectrique sur l'excitation des ondes de surface, le calcul a également été réalisé pour un substrat verre (variante à  $\epsilon_r = 5$ ). Cette structure de guidage se comporte comme un filtre passe-haut vis-à-vis des modes de substrat. Il faut donc que la fréquence de coupure soit supérieure à la limite

haute du signal RF à l'entrée de l'antenne (en l'occurrence 66 GHz pour le module étudié). Pour le substrat silicium, la fréquence de coupure du mode TE1 passe en dessous de la barre 70 GHz à partir de 340  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Les modes TM1 (silicium) et TE1 (verre) n'apparaissent qu'à partir de 600  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et ne posent donc pas de problème.

En conclusion de cette étude préliminaire, nous recommandons de limiter l'épaisseur du substrat silicium à une valeur maximale autour de 340  $\mu\text{m}$ . Cette valeur reste bien évidemment indicative car elle ne tient pas compte de l'empilement final des couches diélectriques du boîtier.

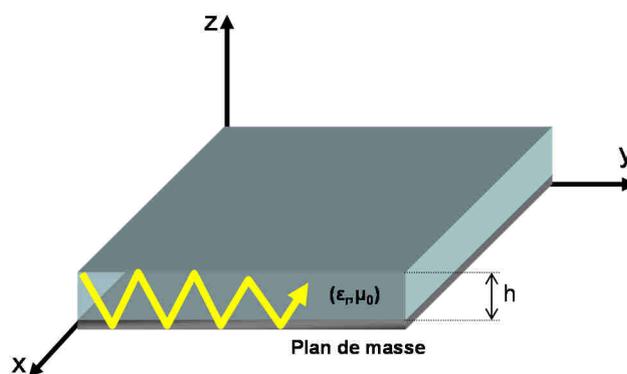


Figure III-4 Schématisation d'un substrat diélectrique métallisé

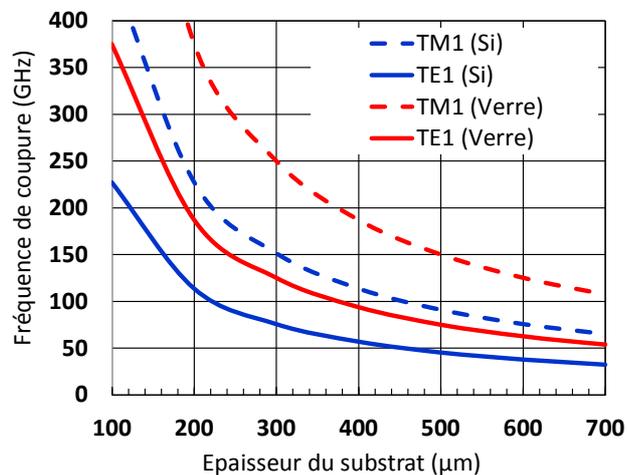


Figure III-5 Evolution des fréquences de coupure des modes de substrat TM1 et TE1 pour un substrat verre ( $\epsilon_r = 5$ ) ou silicium ( $\epsilon_r = 11.7$ )

## III.2.3 Modèles analytiques des SHI

### III.2.3.1 Modèles de Sievenpiper et de Tretyakov-Luukkonen

Les motifs élémentaires SHI ont des dimensions caractéristiques petites devant la longueur d'onde, typiquement de  $\lambda_0/100$  à  $\lambda_0/20$ . Ceci rend envisageable l'utilisation d'un modèle circuit à base d'éléments capacitifs et inductifs localisés. L'un des premiers modèles de cellules planaires de type patch ou champignon a été proposé par Sievenpiper en 1999 [85]. Selon ce modèle, la cellule SHI agit comme un résonateur L-C dont la fréquence de résonance est donnée par l'équation Eq. III-3. Le critère de bande passante adopté pour la suite de notre étude est exprimé par l'équation Eq. III-4.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Eq. III-3}$$

$$BW(\%) = \frac{f_{-45^\circ} - f_{+45^\circ}}{f_0} \quad \text{Eq. III-4}$$

Un modèle plus générique permettant de prendre en considération l'angle d'incidence de l'onde plane sur la SHI a été proposé par Tretyakov et Luukkonen [86]- [87]. Les différents éléments de l'empilement métallo-diélectrique sont cascades selon une approche de type « ligne de transmission ». L'avantage de ce modèle réside dans le fait qu'il soit indépendant de la nature de l'empilement à étudier et peut être employé aussi bien pour analyser les SHI que d'autres structures périodiques comme les écrans FSS (*Frequency Selective Surfaces*).

#### a) Description et modèle de la cellule patch rectangulaire

L'empilement d'une structure à base de cellules patches et son modèle équivalent sont décrits dans la Figure III-6. Il est composé des trois éléments suivants :

- Un plan de masse infini modélisé par un court-circuit.
- Un diélectrique homogène modélisé par une ligne de transmission de même longueur physique.
- Un réseau d'éléments périodique conducteurs (patches rectangulaires dans notre cas). L'interface définie par cet élément est modélisée par une impédance de grille entre le substrat diélectrique et la couche supérieure formée par l'air ou par un autre diélectrique.

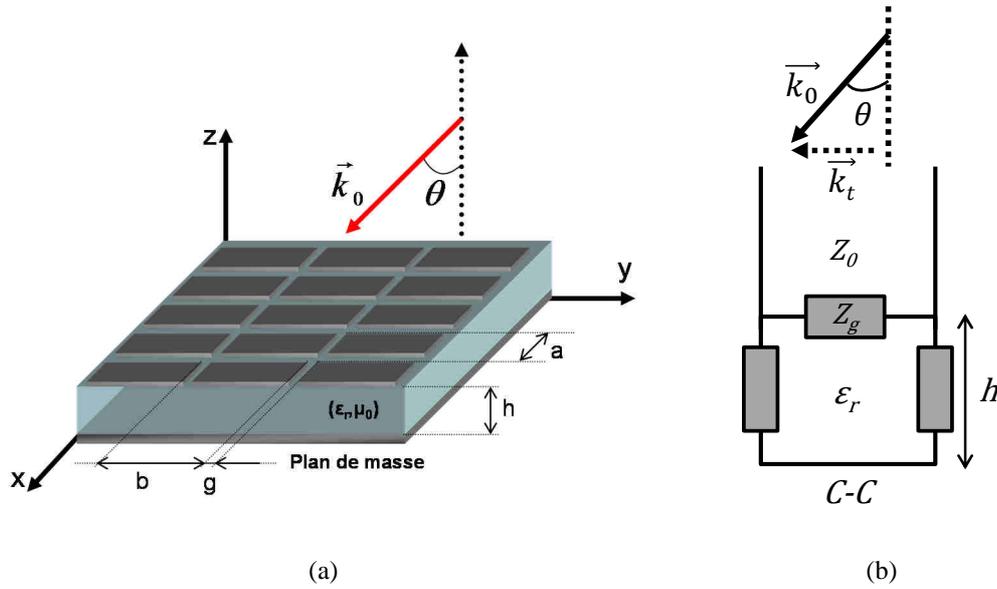


Figure III-6 SHI de type patch (a) et son modèle équivalent (b)

Dans le cas d'un réseau de patches ou d'une grille métallique, l'impédance ramenée par le plan de masse au niveau de la SHI se calcule directement à partir de la hauteur  $h$  et de la permittivité du diélectrique. L'impédance de grille est calculée à partir du principe d'équivalence de Babinet en utilisant des conditions aux limites moyennées à l'interface air-diélectrique. La même méthode est utilisée, par exemple, pour le calcul de la permittivité relative effective des substrats pour les lignes quasi-TEM planaires. Les conditions aux limites moyennées se traduisent par une permittivité relative effective donnée par la moyenne arithmétique des permittivités relatives des deux diélectriques de part et d'autre de l'interface selon l'équation Eq. III-5.

$$\epsilon_{r\,eff} \simeq \frac{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}{2} = \frac{\epsilon_{r1} + 1}{2} \quad \text{Eq. III-5}$$

A partir de la permittivité relative effective et de l'impédance de l'air  $\eta_0$ , nous définissons l'impédance d'onde dans le milieu équivalent  $\eta_{eff}$  ainsi que le nombre d'onde effectif  $k_{eff}$ .

$$\eta_{eff} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{r\,eff}}} \quad \text{Eq. III-6}$$

$$k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_{r\,eff}} \quad \text{Eq. III-7}$$

Dans le cas général d'incidence oblique ( $\theta \neq 0$ ), la composante transverse  $k_t$  du vecteur d'onde  $\vec{k}_0$  (dans le demi-espace contenant l'air) s'obtient par projection de celui-ci sur le plan Oxy. Il est à noter que dans ce cas, l'effet de l'orientation du vecteur d'onde par rapport au plan Oxy contenant les patchs (rotation en azimuth  $\phi$ ) n'est pas pris en considération. Ceci vient de l'hypothèse initiale selon laquelle les dimensions caractéristiques des cellules élémentaires sont négligeables devant la longueur d'onde et que la rotation de la SHI autour de l'axe Oz ne modifie pas le comportement global de la structure homogène. On considère donc que le vecteur  $\vec{k}_0$  est contenu dans les plans Oxz ou Oyz. La composante transverse du vecteur d'onde obtenue par projection sur le plan Oxy est donnée par l'équation Eq. III-8.

$$k_t = k_0 \sin \theta \quad \text{Eq. III-8}$$

Sous condition que le gap entre les cellules soit suffisamment petit par rapport aux périodes des cellules (typiquement  $5g \leq a, b$ ) ainsi que devant l'épaisseur du diélectrique (typiquement  $10g \leq h$ ), nous pouvons approximer la structure comme un guide d'onde TEM formé par deux conducteurs parallèles et rempli de diélectrique. On peut donc trouver la constante de phase transverse à partir de l'équation de dispersion dans le guide selon l'équation Eq. III-9.

$$\begin{aligned} \beta &= \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 (\varepsilon_r - \sin^2 \theta)} \\ &= k_0 \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta} \end{aligned} \quad \text{Eq. III-9}$$

Du côté de l'air, les impédances d'ondes relatives aux modes TE et TM sont définies à partir du rapport de l'amplitude de la composante transverse du champ électrique sur celle du champ magnétique [85] dans le demi-espace du vide.

$$Z_{0TM} = \frac{E_{tg}(\theta)}{H_{tg}(\theta)} = \frac{E_0 \cos \theta}{H_0} = \eta_0 \cos \theta \quad \text{Eq. III-10}$$

$$Z_{0TE} = \frac{E_{tg}(\theta)}{H_{tg}(\theta)} = \frac{E_0}{H_0 \cos \theta} = \frac{\eta_0}{\cos \theta} \quad \text{Eq. III-11}$$

Les coefficients de réflexion pour les modes TE et TM s'écrivent à partir des impédances d'ondes et des impédances de surface selon l'équation Eq. III-12.

$$\Gamma_{TE/TM} = \frac{Z_{sTE/TM} - Z_{0TE/TM}}{Z_{sTE/TM} + Z_{0TE/TM}} \quad \text{Eq. III-12}$$

La décomposition du coefficient de réflexion en phase et amplitude permet ainsi d'identifier les fréquences auxquelles la SHI a un comportement de conducteur magnétique

artificiel, à savoir les fréquences correspondant à un module proche de l'unité ( $\Gamma_{TE/TM} \rightarrow 1$ ) et une phase de réflexion quasi-nulle  $\varphi(\Gamma_{TE/TM}) \rightarrow 0$ . Selon le modèle équivalent présenté dans la Figure III-6(b), l'impédance de surface  $Z_{s\ TE/TM}$  est la mise en parallèle de l'impédance de grille notée  $Z_g$  et de l'impédance ramenée au plan de la grille par le diélectrique notée  $Z_d$  en partant du plan de masse.

$$Z_{s\ TE/TM} = \frac{Z_{g\ TE/TM} \cdot Z_d}{Z_{g\ TE/TM} + Z_d} \quad \text{Eq. III-13}$$

L'impédance  $Z_d$  peut être exprimée aisément à l'aide de la formule de transformation d'impédance d'une ligne de longueur électrique  $\beta h$ .

$$Z_d = \frac{j\eta_0 \tan(\beta h)}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}} \quad \text{Eq. III-14}$$

L'impédance de grille est extraite à partir des conditions aux limites introduites par le réseau de patches appliquées aux champs électriques de part et d'autre de l'interface. Il est à rappeler que le calcul se fait sous hypothèse de réseaux dont la période est très inférieure à la longueur d'onde correspondante à la fréquence d'intérêt. Les paramètres de grilles  $\alpha_{TM}$  et  $\alpha_{TE}$  permettent de décrire les conditions aux limites « moyennées » d'un réseau de patches ou plus généralement d'une fine couche d'un réseau d'éléments métalliques de forme conventionnelle (rectangles, carrés, disques) à partir de la géométrie de la cellule élémentaire. Nous renvoyons à la référence [87] pour les détails concernant le calcul de ces paramètres :

$$\alpha_{TM} = -\frac{k_{eff} a}{\pi} \cdot \log \left[ \sin \left( \frac{\pi g}{2a} \right) \right] \quad \text{Eq. III-15}$$

$$\alpha_{TE} = -\frac{k_{eff} b}{\pi} \cdot \log \left[ \sin \left( \frac{\pi g}{2b} \right) \right] \quad \text{Eq. III-16}$$

Dans notre cas d'étude l'impédance de grille s'exprime en fonction des paramètres de grille pour les polarisations TM et TE selon les équations Eq. III-17 et Eq. III-18 respectivement :

$$Z_{g\ TM} = -j \frac{\eta_{eff}}{2\alpha_{TM}} \quad \text{Eq. III-17}$$

$$Z_{g\ TE} = \frac{-j\eta_{eff}}{2\alpha_{TE} \left[ 1 - \left( \frac{k_0}{k_{eff}} \right)^2 \frac{\sin^2 \theta}{\left( 1 + \frac{b}{a} \right)} \cdot \frac{b}{a} \right]} \quad \text{Eq. III-18}$$

En posant  $\Theta = \sin^{-1} \left( \frac{\sin \theta}{\sqrt{\epsilon_r}} \right)$ , tout calcul fait, l'expression des impédances de surface pour les polarisations TM et TE s'écrivent respectivement selon les équations Eq. III-19 et Eq. III-20.

$$Z_{sTM} = \frac{j\omega\mu_0 \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \cdot \cos^2 \Theta}{1 - 2k_{eff}\alpha_{TM} \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \cdot \cos^2 \Theta} \quad \text{Eq. III-19}$$

$$Z_{sTE} = \frac{j\omega\mu_0 \frac{\tan(\beta h)}{\beta}}{1 - 2k_{eff}\alpha_{TE} \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \cdot \left(1 - \frac{\sin^2 \theta}{\epsilon_r + 1}\right)} \quad \text{Eq. III-20}$$

### b) Cellule champignon (ou *Mushroom*)

En présence d'un réseau dense de vias métalliques dont le diamètre est négligeable devant les dimensions caractéristiques de la SHI (appelé communément *Fakir's Bed of Nails* ou *Rodded Medium*), le milieu peut être modélisé par un diélectrique artificiel dont la permittivité relative effective s'exprime sous forme d'un vecteur  $[\overline{\epsilon_{eq}}]$  dont les deux composantes tangentielles sont égales au premier ordre (voir Figure III-7). La composante normale quant à elle prendra en considération l'influence des vias verticaux.

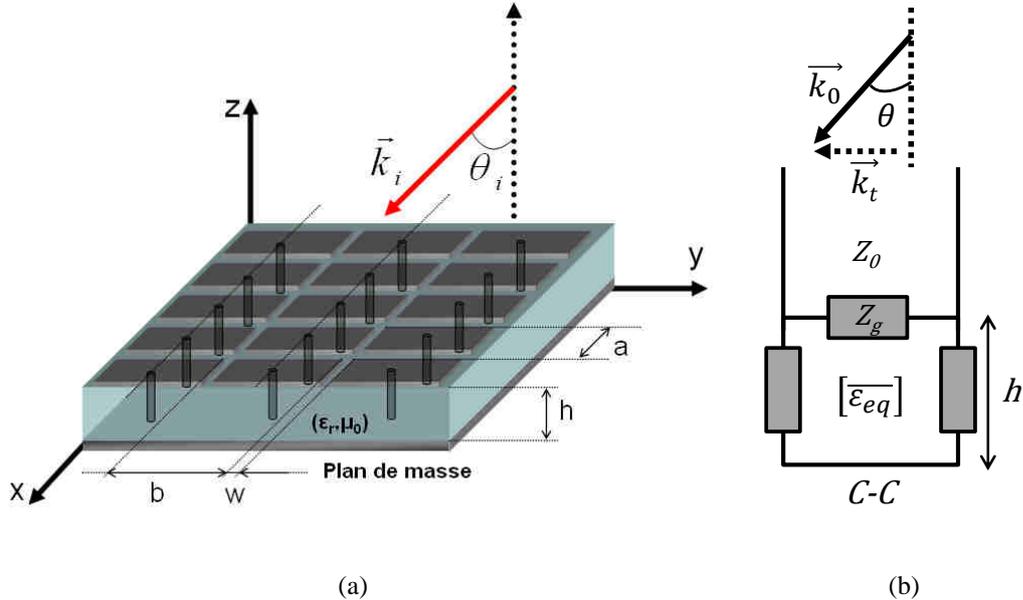


Figure III-7 SHI de type champignon (a) et son modèle équivalent (b)

Soit un réseau bidimensionnel de vias métalliques suffisamment fins plongés dans un diélectrique et tel que les périodicités suivant les axes Ox et Oy soient petites devant la longueur d'onde de propagation dans le diélectrique (voir Figure III-8). La permittivité relative du milieu équivalent s'écrit dans ce cas sous la forme vectorielle donnée par Eq. III-21:

$$[\overline{\varepsilon}_{eq}] = [\varepsilon_{xx} \ \varepsilon_{yy} \ \varepsilon_{zz}] = [\varepsilon_{tg} \ \varepsilon_{tg} \ \varepsilon_n] \quad \text{Eq. III-21}$$

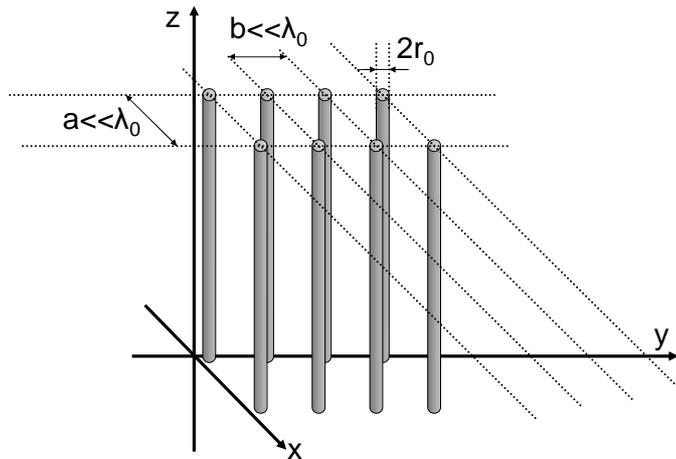


Figure III-8 Géométrie du réseau dense de vias métalliques (Fakir's Bed of Nails)

Dans le cas d'une onde plane en polarisation TE, le champ électrique incident est perpendiculaire aux vias quel que soit l'angle d'incidence. Dans le diélectrique équivalent, aucun couplage entre le champ électrique incident et le réseau de vias ne se produit et le comportement reste identique au cas précédent des cellules patches. Cependant, pour la polarisation TM (dans le cas spécifique d'une incidence oblique) la composante normale du champ électrique est non nulle.

La formulation de l'équation de dispersion se base sur les travaux de Brown et Rotman [88] portant sur la modélisation des diélectriques artificiels : dans la référence [89], W. Rotman propose une méthode expérimentale permettant d'émuler la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu plasma. La méthode se base sur l'utilisation d'un milieu équivalent dit « diélectrique artificiel » avec un comportement fréquentiel localisé similaire à celui d'un plasma. Le milieu en question est formé d'une grille dense de conducteurs filaires cylindriques dont le diamètre est négligeable devant la longueur d'onde de travail. Ces travaux seront repris plus tard par S. Tretyakov et serviront comme base de modélisation pour les diélectriques utilisés dans les cellules SHI de type Mushroom. La composante

normale du vecteur de la  $[\overline{\varepsilon_{eq}}]$  s'écrit dans ce cas selon l'équation Eq. III-22 obtenue à partir de la référence [90]:

$$\varepsilon_n = \varepsilon_r \left( 1 - \frac{k_p^2}{k_0^2 \varepsilon_r} \right) \quad \text{Eq. III-22}$$

Où  $k_p$  est le nombre d'onde dans le milieu plasma équivalent (calculé à partir de la pulsation plasma  $\omega_p$ ) pour un diamètre de via négligeable devant les grandeurs caractéristiques du réseau tel que décrit dans [87]. Ce paramètre est donné par l'équation Eq. III-23 où  $F$  est une fonction issue du développement en série de Taylor de l'équation de dispersion dans le milieu équivalent (voir Eq. III-24).

$$k_p = \frac{1}{\sqrt{ab}} \sqrt{\frac{2\pi}{\log\left(\frac{\sqrt{ab}}{2\pi r_0}\right) + F(a/b)}} \quad \text{Eq. III-23}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} F(x) = -\frac{1}{2} \log x + \sum_{n=1}^{+\infty} \left( \frac{\coth(n\pi x) - 1}{n} \right) + \frac{\pi}{6} x \\ F(1) \rightarrow 0.5275 \end{array} \right. \quad \text{Eq. III-24}$$

Pour un réseau d'éléments carrés ( $a=b$ ) :  $F(1) \rightarrow 0.5275$ .

Les formules Eq. III-25 et Eq. III-26 donnent respectivement la projection transverse du vecteur d'onde en fonction de l'angle d'incidence ainsi que le nombre d'onde dans le substrat sans vias :

$$k_t = k_0 \sin \theta \quad \text{Eq. III-25}$$

$$k = k_0 \sqrt{\varepsilon_r} \quad \text{Eq. III-26}$$

Ainsi, la constante de phase correspondante à la polarisation TM s'écrit :

$$\beta_{TM} = \sqrt{\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 - \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_n} k_t^2} \quad \text{Eq. III-27}$$

L'impédance de grille est la même que pour le cas sans via. Cependant l'impédance  $Z_d$  ramenée du court-circuit au niveau du plan de la grille change pour la polarisation TM. Celle-ci s'écrit selon Eq. III-28 :

$$Z_{dTM} = j\omega\mu_0 \frac{\tan(\beta_{TM}h)}{\beta_{TM}} \cdot \frac{k^2 - k_t^2 - k_p^2}{k^2 - k_p^2} \quad \text{Eq. III-28}$$

L'impédance « vue » par l'onde TM en incidence oblique s'écrit donc comme la mise en parallèle de l'impédance de grille  $Z_{g\ TM}$  et l'impédance ramenée  $Z_{d\ TM}$  selon Eq. III-29 :

$$Z_{s\ TM} = \frac{j\omega\mu_0 \frac{\tan(\beta_{TM}h)}{\beta_{TM}} \cdot \left(1 - \frac{\sin^2\theta}{\epsilon_n}\right)}{1 - 2k_{eff}\alpha_{TM} \frac{\tan(\beta_{TM})}{\beta_{TM}} \cdot \left(1 - \frac{\sin^2\theta}{\epsilon_n}\right)} \quad \text{Eq. III-29}$$

### III.2.3.2 Commentaires

#### a) A propos des structures Mushroom

Bien que les deux modèles pour les cellules de type Patch et Mushroom aient été implémentés dans le cadre de ces travaux, nous focaliserons notre étude pour la suite sur les cellules Patches. Etant donné que nous sommes au stade de démonstrateur, notre objectif est de simplifier au maximum l'empilement utilisé pour les prototypes antennaires. Les cellules de type Mushroom peuvent cependant présenter un intérêt pour la réalisation de surfaces EBG (*Electromagnetic Band Gap*) afin de limiter le couplage entre éléments rayonnants.

#### b) Limites du modèle analytique

Le modèle analytique de Tretyakov et Luukkonen, facile à implémenter sous un outil de calcul comme Matlab, peut s'avérer d'une grande utilité pour le dimensionnement des cellules élémentaires ainsi que pour l'interprétation de l'impact des différents paramètres (notamment la hauteur et la permittivité du substrat) sur la réponse fréquentielle de la structure. Cependant, un certain nombre d'éléments doit être pris en considération pour le scénario précis correspondant à la conception du système SHI-antenne : premièrement, l'hypothèse d'illumination par une onde plane peut être adaptée à de grandes structures comme les écrans FSS qui sont généralement placés à l'extérieur du champ proche d'une source focale. Dans le cas d'une antenne placée à proximité immédiate d'un réflecteur SHI (et donc avec un couplage champ-proche), l'onde incidente n'est pas plane. Deuxièmement, pour notre application spécifique, la surface dédiée au bloc antennaire (et par conséquent à la SHI) est limitée par les spécifications géométriques sur le boîtier du module Interposer. Les effets de bord liés à la troncature de la matrice SHI sont donc à prendre en considération.

## III.2.4 Modèle numérique des SHI

### III.2.4.1 Configuration de la simulation

#### a) Définition de l'empilement technologique

La Figure III-9(a) donne l'empilement technologique représentatif de notre cas d'étude appliqué à la co-intégration de la surface SHI avec une antenne à 60 GHz sur un substrat silicium. Ceci se compose d'un plan de masse conducteur  $M_0$ , d'un substrat silicium haute-résistivité  $D_0$  ( $\rho > 1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) de hauteur  $h_0$ , d'un second plan conducteur  $M_1$  accueillant les patches, d'un diélectrique intermétallique  $D_1$  de hauteur  $h_1$ . Finalement, un niveau conducteur  $M_2$  est dédié à la métallisation de l'antenne. Pour simplifier l'étude et réduire le nombre de variables d'optimisation, nous partons sur une configuration carrée pour toute la suite de l'étude. La géométrie de la cellule est définie donc à partir de sa période  $p$  et du gap  $g$  comme le montre la Figure III-9(b).

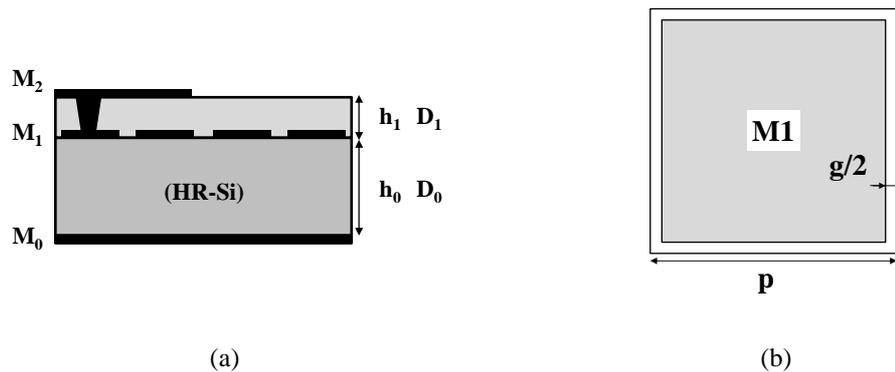


Figure III-9 Empilement technologique et paramètres géométriques d'une cellule SHI mono-couche

#### b) Méthode de simulation d'un réseau infini de cellules SHI avec port de Floquet

Il existe deux méthodes pour simuler l'incidence d'une onde plane sur un réseau infini de cellules SHI. La première, qui est la plus simple, consiste à utiliser deux plans de symétrie, l'un magnétique et l'autre électrique afin de générer un mode TEM assimilable à une onde plane en incidence normale. Cependant, cette méthode ne permet pas de paramétrer l'angle d'incidence de l'onde puisque le champ électrique et le champ magnétique sont obligatoirement contenus dans le plan transverse et par conséquent le vecteur d'onde est toujours en incidence normale sur la surface.

Cependant, le port de Floquet permet d'exciter la surface avec une superposition de modes correspondant à des ondes planes d'angles d'incidences et d'amplitude distincts. En l'occurrence, nous nous intéressons ici aux deux modes TE et TM en incidence oblique tels que décrits dans l'étude analytique précédente. La périodisation des cellules SHI est réalisée à l'aide de conditions aux limites de type Maître-Esclave comme le montre la Figure III-10. Afin d'éliminer la contribution des modes évanescents dans la structure, le port de Floquet doit être placé suffisamment loin de la surface. Pour nos simulations, nous utilisons une boîte d'air d'une hauteur de 1 mm ( $\lambda_0/5$  à la fréquence d'intérêt 60 GHz). Ensuite une opération de de-embedding permet d'évaluer la phase de réflexion au plan de la SHI selon la Figure III-10(c).

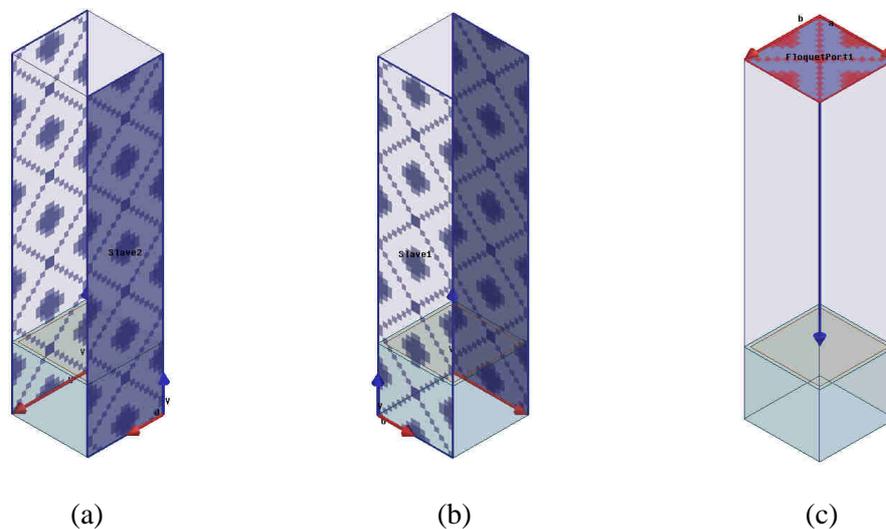


Figure III-10 Définition des conditions aux limites Maître-Esclave (a – b) et du port de Floquet sous Ansys HFSS (c)

### III.2.4.2 Résultats

#### a) Modèle simplifié la cellule patch sans couche diélectrique supplémentaire

Dans un premier temps, nous utilisons le modèle analytique pour donner des ordres de grandeur des dimensions de la cellule élémentaire SHI ainsi que pour voir l'impact de l'angle d'incidence sur la réponse en phase de la structure. Nous rappelons que ce modèle ne prend pas en considération l'influence de la couche diélectrique au-dessus de la SHI. Un modèle plus complet comprenant des couches diélectriques et métalliques supplémentaires pour des cellules multi-couches est actuellement en cours de validation. Conformément aux recommandations du procédé de fabrication de la puce Interposer, la hauteur du substrat silicium a été plafonnée à 200  $\mu\text{m}$ . La Figure III-11 donne une comparaison des diagrammes

de phase d'une structure à base d'une cellule faisant  $240 \times 240 \mu\text{m}^2$  de surface avec un gap  $g = 20 \mu\text{m}$  conçue pour résonner autour de 61.5 GHz. L'objectif étant de centrer la résonance dans la bande 57 – 66 GHz avec phase de réflexion comprise entre  $-45^\circ$  et  $+45^\circ$  et donc d'atteindre une bande passante relative de 15%. Selon la Figure III-11, la bande passante relative atteignable pour les deux modes TE et TM en incidence normale est de 12.5% (57.8 – 65.3 GHz). La réponse en phase issue du modèle numérique montre un décalage de la fréquence de résonance de 1.5 GHz vers les hautes fréquences avec une bande passante relative de 11.33% (59.9 GHz – 66.7 GHz). L'augmentation de l'angle d'incidence montre que la résonance se décale vers les hautes fréquences (jusqu'à 65 GHz pour  $\theta = 60^\circ$ ) avec un rétrécissement de la bande passante pour le mode TE (qui descend à 5.8%) et un élargissement de celle-ci pour le mode TM (au-delà de 20%) selon la Figure III-12. Ces résultats, dont une synthèse est donnée par le Tableau III-1, sont confirmés à la fois par le modèle analytique et la simulation numérique. Il est donc difficile de tirer des conclusions vis-à-vis de l'évolution de la bande passante d'une SHI sans mettre en perspective la polarisation et l'angle d'incidence de l'onde d'excitation. Dorénavant, ce critère sera évalué sur la base de la réponse de la SHI à une onde plane en incidence normale. Cette étude a révélé aussi qu'en incidence normale, même pour un substrat à  $200 \mu\text{m}$ , la SHI ne satisfait pas la spécification de bande passante établie au départ (15% pour couvrir la bande 57 – 66 GHz). Ce résultat ne prend pas en considération l'influence de la couche diélectrique supplémentaire qui servira de couche intermétallique entre la SHI et l'antenne. Cet aspect sera abordé dans le paragraphe suivant.

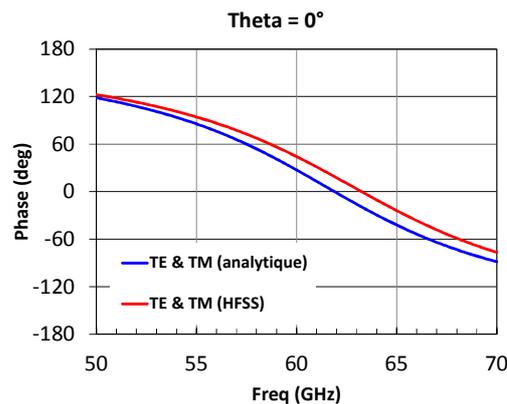


Figure III-11 Diagrammes de phases analytiques et simulés pour les modes TE et TM (réponses identiques) en incidence normale

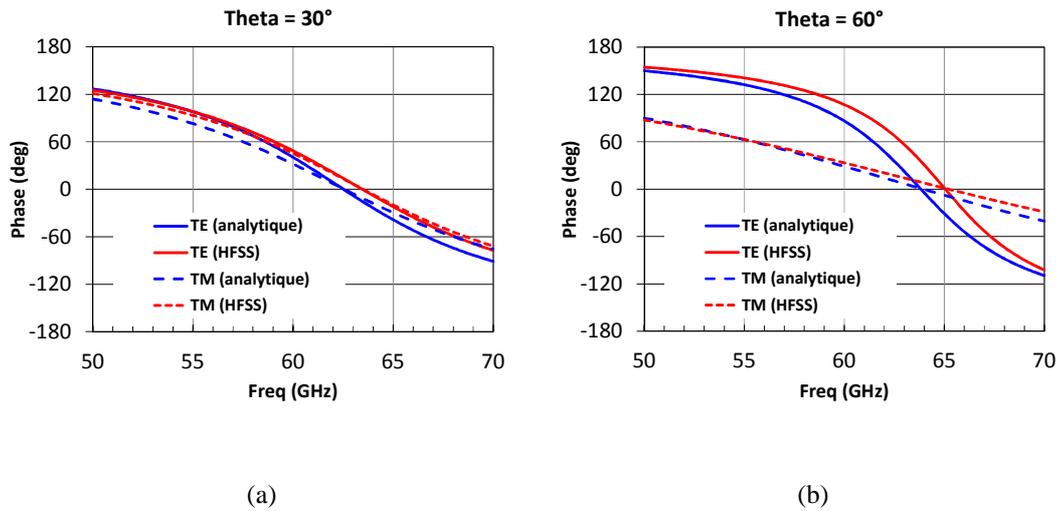


Figure III-12 Diagrammes de phases analytiques et simulés pour les modes TE et TM en incidence oblique pour  $\theta = 30^\circ$  (a) et  $\theta = 60^\circ$  (b)

Tableau III-1 Evolution de la bande passante relative en fonction de l'angle d'incidence pour les modes TE et TM

Angle d'incidence $\theta$	$0^\circ$	$30^\circ$		$60^\circ$	
Mode	TE & TM	TE	TM	TE	TM
Modèle analytique	12.5%	9.6%	12.6%	5.8%	> 20%
Modèle numérique	11.33%	10.8%	12%	5.3%	> 20%

### b) Influence de la couche diélectrique et étude numérique complémentaire sur les cellules bi-couches

La cellule SHI a été ré-optimisée en présence d'une couche  $D_1$  de hauteur  $h_1 = 15 \mu\text{m}$  faite à base d'oxyde de silicium ( $\epsilon_r = 3.9$  ;  $\tan\delta = 0.001$ ). L'ajout direct de cette couche fait décaler la résonance vers les basses fréquences du fait de l'augmentation de la capacité équivalente (voir le modèle de Sievenpiper plus haut). La bande passante relative dans ce cas est de 10.4 %. Pour un substrat silicium de  $200 \mu\text{m}$  d'épaisseur les nouvelles dimensions des patchs sont de  $180 \times 180 \mu\text{m}^2$  (avec  $p = 200 \mu\text{m}$  et  $g = 20 \mu\text{m}$ ).

Une étude complémentaire a été menée afin d'évaluer l'apport d'une SHI multi-couche en termes de miniaturisation mais aussi la possibilité de distribuer la couche diélectrique épaisse en deux couches plus minces. En effet, en réduisant la taille de la cellule élémentaire, il est possible de placer plus de cellules sur une même surface et de converger vers le

comportement nominal d'une structure infinie. Cependant, ceci se fait au prix de l'ajout d'au moins un niveau de métallisation supplémentaire et d'un second niveau de via pour interfacier l'antenne. L'empilement correspondant est donné par la Figure III-13(a) avec la représentation de la couche diélectrique supplémentaire  $D_2$  et du niveau de métallisation de l'antenne  $M_3$ . Dans cette configuration, les patches de la cellule SHI sont réalisés dans les deux niveaux conducteurs  $M_1$  et  $M_2$ . Dans la Figure III-13(b), nous pouvons voir la cellule SHI élémentaire centrée sur le patch inférieur avec quatre quarts de patches supérieurs (de taille  $p/2 \times p/2 = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$ ).

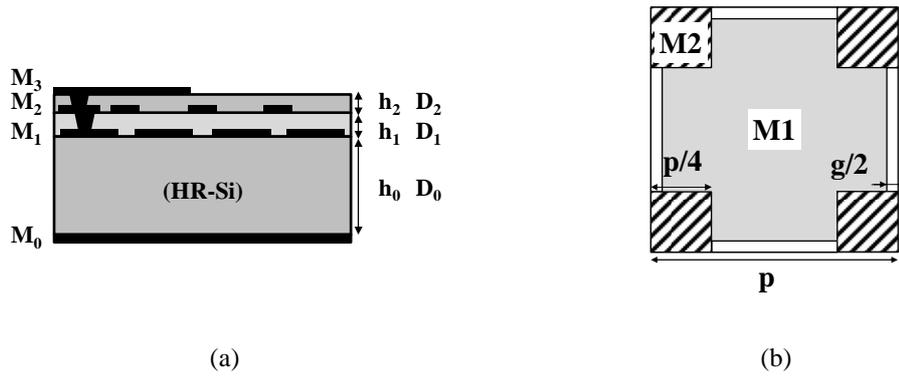


Figure III-13 Empilement technologique et paramètres géométriques d'une cellule SHI bi-couche

La Figure III-14 compare les évolutions de la période (à gap constant  $g = 20 \mu\text{m}$ ) de la bande passante des deux cellules patches carrées en configurations mono et bi-couche en fonction de l'épaisseur  $h$  du substrat silicium haute résistivité ( $\epsilon_r = 11.7$  ;  $\tan\delta = 0.003$ ). Une couche d'oxyde de silicium ( $\epsilon_r = 3.9$  ;  $\tan\delta = 0.001$ ) de  $15 \mu\text{m}$  d'épaisseur a été ajoutée à l'empilement afin de se conformer à la configuration finale lors de la co-intégration SHI-antenne. Pour  $h_0 = 100 \mu\text{m}$ , un facteur de miniaturisation de 1.8 peut être atteint grâce à la couche supplémentaire. Cet écart se réduit pour des épaisseurs plus importantes avec un facteur de miniaturisation de 1.2 pour  $h_0 = 300 \mu\text{m}$ .

L'observation de la courbe de la bande passante relative montre que celle-ci augmente quasi-linéairement en fonction de l'épaisseur du substrat pour les deux configurations et passe de 5% pour  $h_0 = 100 \mu\text{m}$  à 14% pour  $h = 300 \mu\text{m}$ . Une interprétation simple de ce résultat peut être faite à partir du modèle à base de résonateur L-C parallèle de Sievenpiper [85]. Ce modèle prédit que la bande passante est proportionnelle à la racine carrée de l'inductance équivalente.

$$BW \propto \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{Eq. III-30}$$

Etant donné que la contribution inductive est majoritairement due à la longueur électrique du substrat, on peut faire le lien entre l'augmentation de l'épaisseur du substrat et l'élargissement de la bande passante. Notons aussi que pour les deux structures, la bande passante suit la même évolution malgré la dégradation prédite par le modèle du fait de l'augmentation de la capacité équivalente pour la configuration bi-couche. Ce résultat est confirmé par la référence [91] qui prédit une limite supérieure de la bande passante principalement fixée par la constante diélectrique et l'épaisseur du substrat. Les diagrammes de phase et d'impédance de surface pour la géométrie retenue sont finalement donnés par la Figure III-15.

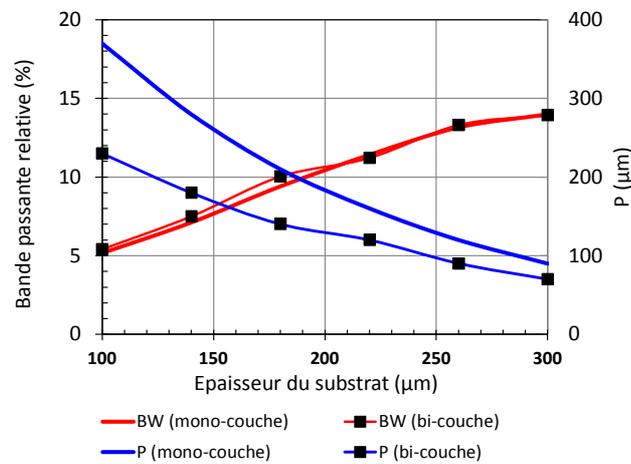


Figure III-14 Synthèse de l'évolution de la période et de la bande passante relative de cellules SHI en fonction de l'épaisseur du substrat silicium (étude réalisée pour une couche SiO<sub>2</sub> de 15 μm)

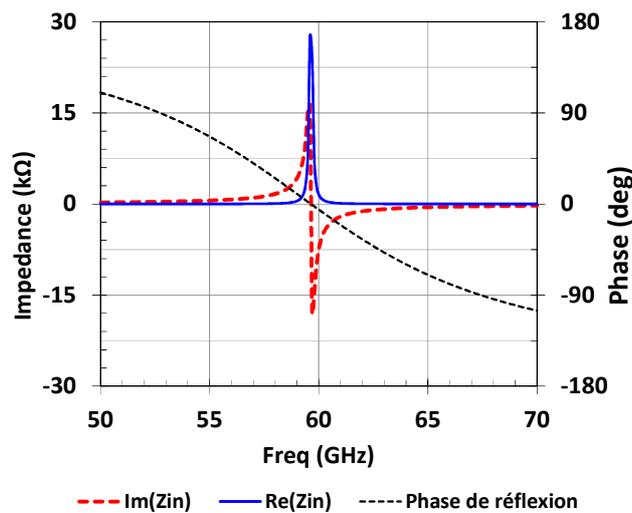


Figure III-15 Diagrammes de phase et d'impédance de surface pour la géométrie retenue (patches : 180×180 μm<sup>2</sup>, gap 20 μm, h<sub>0</sub> = 200 μm)

### **III.3 Co-design du système antenne-SHI**

#### **III.3.1 Choix de l'élément rayonnant**

Dans la phase de conception de l'antenne, la première étape consiste à identifier l'élément rayonnant capable de répondre au cahier des charges avec des performances identiques ou meilleures que celles des antennes présentées dans le chapitre précédent. Des considérations d'ordre technologique entrent aussi en jeu pour ce choix, notamment vis-à-vis de l'empilement des couches diélectriques et métalliques. Parmi les candidats retenus nous citons le patch alimenté par ligne micro-ruban, le patch alimenté par fente rayonnante et le dipôle replié.

Les patches offrent la compacité verticale requise par les modules millimétriques intégrés. Cependant, ces antennes sont connues pour leur bande passante étroite (généralement en dessous de 10% même sur des substrats à basse permittivité) ainsi que pour leur faible efficacité de rayonnement due aux pertes par ondes de surface [92]. Ce problème de bande passante peut être surmonté en alimentant le patch à travers une fente rayonnante réalisée dans un plan de masse central ou en utilisant un second patch parasite. Cette solution a récemment été implémentée pour des modules millimétriques 60 GHz intégrés sur boîtiers céramiques et organiques démontrant une bande passante supérieure à 15% [93]. Cependant, la présence d'au moins trois niveaux métalliques pour le bloc antenne (sans compter le plan SHI) est incompatible avec les schémas d'intégration envisagés pour le module traité dans le cadre de ces travaux. Finalement, le dipôle replié avec cavité réflectrice est une antenne relativement facile à concevoir et qui a déjà fait ses preuves, comme l'a démontré le chapitre II dans le cadre d'intégration du module 60 GHz sur Interposer silicium. C'est donc dans la continuité de ces travaux que seront menées les prochaines phases de l'étude.

#### **III.3.2 Conception de l'antenne 60 GHz**

##### **III.3.2.1 Méthodologie**

###### **a) Problématique du couplage « champ-proche »**

L'utilisation de la SHI comme réflecteur placé à proximité immédiate du dipôle (quelques fractions de  $\lambda_0$ ) induit un couplage champ-proche et modifie par conséquent les propriétés initiales d'impédance et de rayonnement optimisées pour le dipôle avec cavité réflectrice. Il est donc nécessaire de repenser la conception de l'élément rayonnant en présence de la SHI. De plus, comme mentionné précédemment, la synthèse des cellules patches a été basée sur un

modèle d'illumination par une onde plane incidente sur un réseau infini de cellules élémentaires. Cette hypothèse n'est plus valide dans le cas où ce réseau est tronqué. Néanmoins, les dimensions préalablement estimées par le modèle de la SHI ainsi que celui de l'antenne dipôle serviront de base de départ. Nous avons aussi vu que la réponse fréquentielle de la SHI est impactée par la nature et la hauteur du diélectrique intermétallique. Une étude paramétrique supplémentaire sera donc réalisée afin mieux comprendre l'impact de cette couche sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

### b) Empilement technologique

Les choix du diélectrique intermétallique sont faits conformément à la disponibilité des matériaux dans la ligne de fabrication 200 mm du CEA-LETI et à leur compatibilité avec les procédés industriels courants en microélectronique et les autres briques de base abordées dans le chapitre précédent. Le Tableau III-2 dresse une liste de matériaux préalablement identifiés en fonction des gammes d'épaisseurs réalisables.

Tableau III-2 Classement des diélectriques intermétalliques selon les gammes d'épaisseurs

Gammes d'épaisseur	Matériau envisagé / Technologie adaptée
< 10 $\mu\text{m}$	Passivation minérale ( $\text{SiO}_2$ , $\text{SiN}$ ) en PECVD Polymère en couche-mince (BCB, SU-8, AL-X 2010)
5 – 15 $\mu\text{m}$	Double/multi-couchage minéral Polymères couche-épaisse (SINR, AL-X 2030)
10 – 30 $\mu\text{m}$	Polymère couche-épaisse (laminage ou spin-coating)
40 – 200 $\mu\text{m}$	Polymère d'encapsulation ( <i>molding</i> ) laminé Collage permanent (Si)

### III.3.2.2 Dipôle replié avec cavité réflectrice

Nous utilisons dans un premier temps des formules simples permettant d'estimer au premier ordre la longueur physique du dipôle replié demi-onde, notée  $L$ , pour une résonance autour de 60 GHz. Cette longueur peut être approchée par l'équation Eq. III-31. La longueur d'onde effective est égale à la longueur d'onde en propagation libre  $\lambda_0$  pondérée par la permittivité relative effective équivalente aux deux demi-espaces définis par les couches diélectriques (en l'occurrence  $\epsilon_{r1} = 1$  pour l'air et  $\epsilon_{r2} = 11.7$  à 60 GHz pour le silicium).

Celle-ci s'écrit comme la moyenne arithmétique des permittivités relatives des deux milieux [94]. A 60 GHz, le calcul théorique donne une longueur L de 940  $\mu\text{m}$ .

$$L \simeq \frac{\lambda_{eff}}{2} ; \text{ avec } \begin{cases} \lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \\ \epsilon_{r_{eff}} \simeq \frac{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}{2} \end{cases} \quad \text{Eq. III-31}$$

La configuration asymétrique du dipôle offre deux degrés de liberté supplémentaires ( $w_2$  et  $w_3$  en plus de  $w_1$ ) par rapport à un design avec une largeur de brin fixe pour le réglage de l'impédance caractéristique de la ligne CPS équivalente (*Coplanar Strip Line*). Un empilement technologique simple, décrit dans la Figure III-16, est utilisé pour la simulation : cet empilement comprend un plan réflecteur (métallisation  $M_0$ ), une couche d'air  $D_0$  modélisant la cavité réfléchissante de profondeur  $h_0$ , un substrat silicium  $D_1$  d'épaisseur  $h_1$  et un niveau de métallisation  $M_1$  pour l'antenne dipôle. Afin de s'inscrire dans la continuité des travaux sur le module Interposer présenté dans le second chapitre, nous gardons l'épaisseur du substrat silicium  $h_1$  à 120  $\mu\text{m}$  et nous fixons la profondeur de la cavité  $h_0$  à 260  $\mu\text{m}$ . Les dimensions du dipôle optimisé sont données par le Tableau III-3.

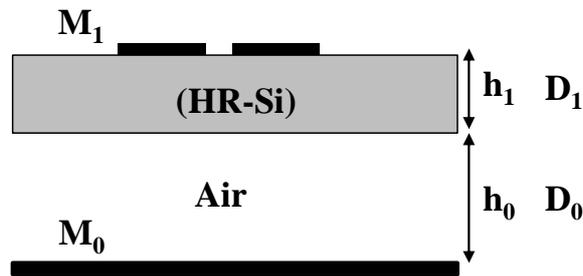


Figure III-16 Empilement technologique pour le dipôle avec cavité réfléchissante

La Figure III-17 montre les performances du dipôle sur la bande 50 – 70 GHz. Dans la Figure III-17(a) nous constatons que l'augmentation de la largeur du gap d'accès  $g_{port}$  a tendance à décaler la résonance (correspondant à une réactance d'entrée nulle) vers les basses fréquences. Cet effet est dû à la réduction de la longueur électrique du dipôle pour une longueur L fixée à 880  $\mu\text{m}$ . Nous remarquons aussi que cette variation correspond à une augmentation de la résistance d'entrée qui passe d'environ 35  $\Omega$  à 100  $\Omega$  comme le montre la Figure III-17(b). Une adaptation optimale peut être obtenue à 63 GHz pour  $g_{port} = 100 \mu\text{m}$  avec un coefficient de réflexion  $S_{11} = -31 \text{ dB}$  et l'antenne reste adaptée sur toute la bande 57 – 70 GHz (bande passante supérieure à 21%) selon la Figure III-17(c). Notons que, pour la suite de ce chapitre, la bande passante est définie à partir d'un critère d'adaptation  $S_{11} < -$

6 dB. Le gain en co-polarisation selon l'axe principal croît entre 5 dBi et 6.5 dBi sur la bande adaptée comme le montre la Figure III-17(d).

Tableau III-3 Dimensions du dipôle avec cavité réfléchrice

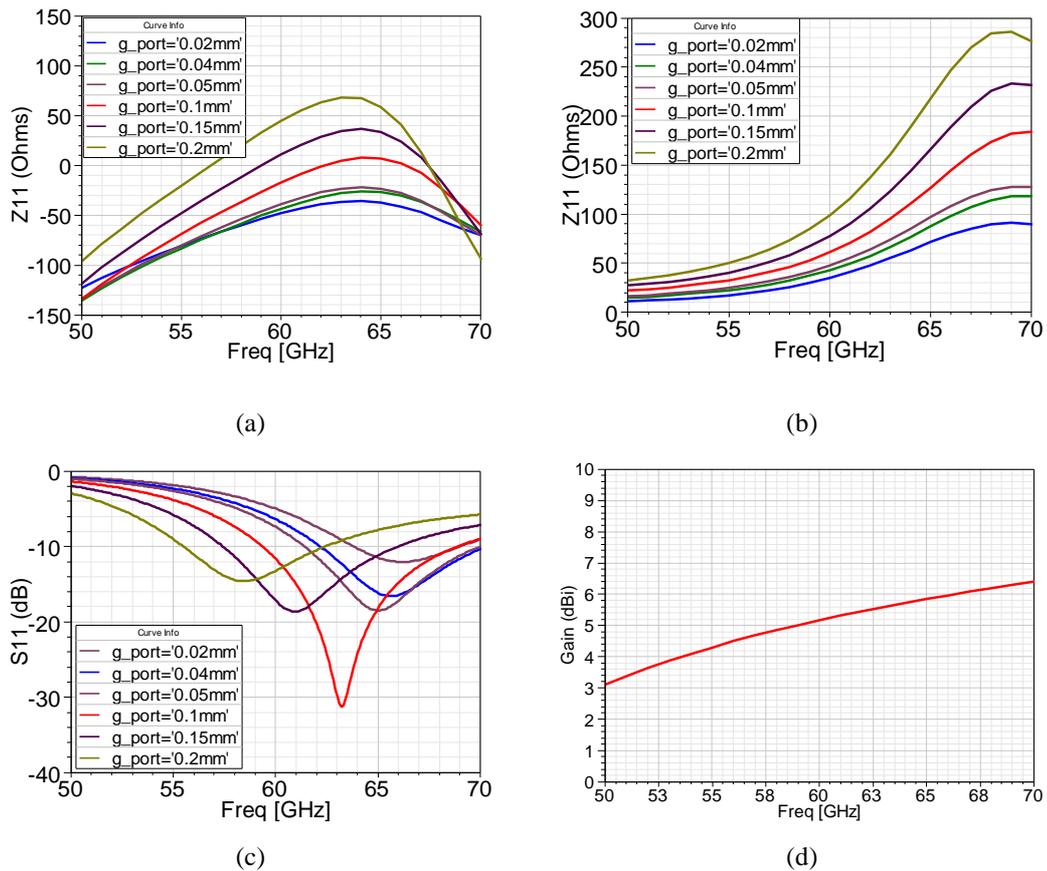
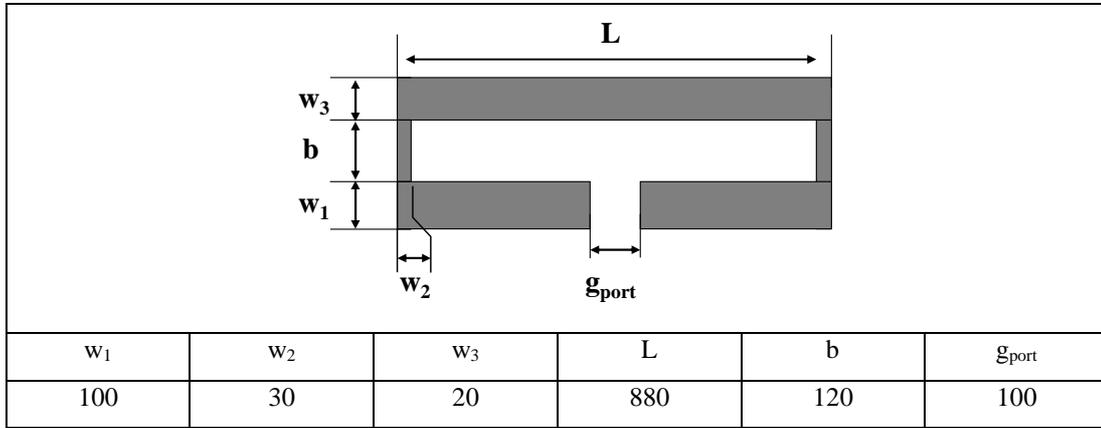


Figure III-17 Performances du dipôle avec cavité réfléchrice sur la bande 50-70 GHz

Les diagrammes de rayonnement selon les plans principaux E ( $\varphi = 90^\circ$ ) et H ( $\varphi = 0^\circ$ ) à 63 GHz sont présentés dans la Figure III-18. Le gain total dans l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) est de 5.6 dBi.

Le niveau maximal du lobe arrière est de -12.7 dBi, ce qui fait un rapport F/B de 18.3 dB. L'angle d'ouverture du faisceau  $\Theta_{3dB}$  vaut respectivement  $86^\circ$  et  $94^\circ$  pour les plans E et H. Le niveau maximal de la polarisation croisée est de -30 dBi sur le plan E, ce qui fait un rapport Co-Pol/Cross-Pol d'au moins 35.6 dB. L'efficacité de rayonnement est de 97%. Cette valeur élevée doit être considérée avec précaution étant donné qu'à ce stade, le modèle ne prend pas en considération les pertes dans les conducteurs. Ceci n'est pas le cas pour le substrat silicium dont les pertes sont prises en considération (avec  $\tan\delta = 0.003$  et  $\rho = 1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) dans le modèle.

Cette première étude nous a donc permis de reproduire les performances d'un dipôle replié avec cavité réflectrice conformément au cahier des charges ainsi que d'apprécier l'impact des paramètres géométriques sur les propriétés d'impédance et de rayonnement. Ce design va donc nous servir de base de départ pour le remplacement de la cavité par un réflecteur de type SHI.

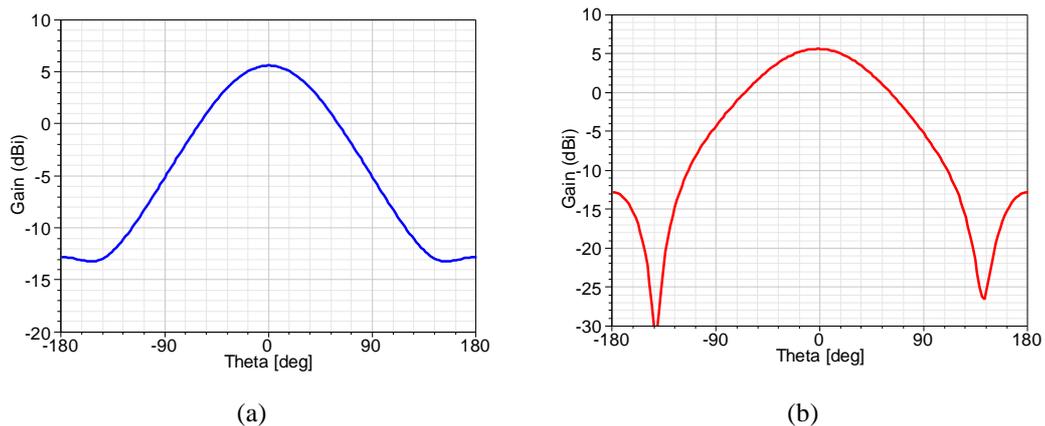


Figure III-18 Diagrammes de rayonnement simulés à 63 GHz pour un dipôle replié avec cavité réflectrice : gain total dans le plan E (a) et H (b)

Tableau III-4 Performances du dipôle replié avec cavité réflectrice

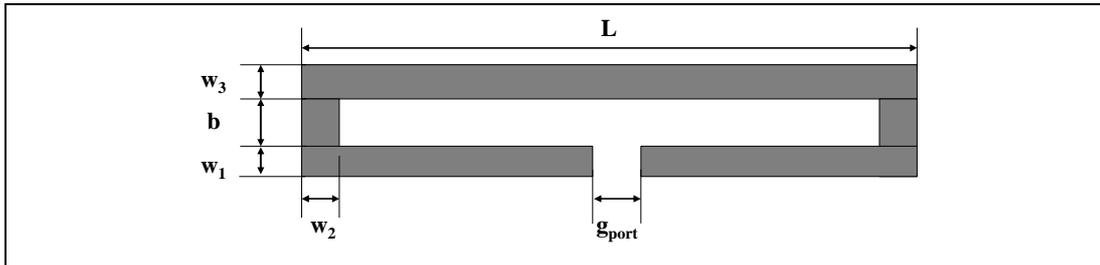
BW (%)	Gain dans l'axe (dBi)	F/B (dB)	Max Cross-Pol (dBi)		$\Theta_{3dB}$ (°)	
			<b>E</b>	<b>H</b>	<b>E</b>	<b>H</b>
21	5.6	18.3	-30	-234	86	94

### III.3.2.3 Dipôle replié 100 $\Omega$ avec réflecteur SHI

#### a) Paramétrage de la simulation

Un modèle simplifié dans lequel l'antenne et la SHI sont séparés par une couche d'air, dont l'épaisseur est paramétrée entre 10  $\mu\text{m}$  et 100  $\mu\text{m}$ , est initialement employé. Ceci permet d'alléger considérablement le temps de simulation en réduisant le nombre de mailles FEM. Du fait de la symétrie électrique, seule la demi-structure est simulée en multipliant l'impédance du port par un facteur 2. Une première étude paramétrique a révélé qu'en présence de la SHI, la spécification sur la bande passante ne peut pas être satisfaite avec un substrat silicium de 120  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Dans la suite, cette épaisseur sera fixée à 200  $\mu\text{m}$ , ce qui reste une épaisseur tout à fait convenable pour une application Interposer. La surface totale du substrat est de 2.5×2.5 mm<sup>2</sup>. La fréquence de résonance, correspondant à une réactance d'entrée nulle, peut être réglée en jouant sur la longueur (grâce aux paramètres L et b désignés sur le Tableau III-5) comme pour le design précédent. Un degré de liberté supplémentaire pour le réglage de l'impédance d'entrée est offert par la période des cellules SHI (à gap constant  $g = 20 \mu\text{m}$ ). Ce choix est motivé principalement par des considérations technologiques. En effet, la réduction du gap entre les patches de la matrice SHI en dessous de 15  $\mu\text{m}$  rend celle-ci plus vulnérable aux variations du procédé alors que des gaps plus importants nécessitent la compensation de la baisse de la capacité équivalente par un substrat silicium plus épais (contribution inductive).Préférentiellement, la fréquence de résonance doit être centrée par rapport à la bande d'intérêt 57 – 66 GHz, c'est-à-dire à 61.5 GHz. Le réglage de la résistance d'entrée, afin qu'elle se situe dans la gamme 35 – 100  $\Omega$ , se fait en ajustant la largeur du brin. Encore une fois, l'utilisation de la même largeur de brin fixe pour les trois sections du dipôle ( $w_1 = w_2 = w_3 = w$ ) permet d'éliminer deux variables d'optimisation. La largeur du port d'excitation (paramètre  $g_{\text{port}}$ ) est fixée à 60  $\mu\text{m}$ . Cet aspect sera abordé plus loin car il dépend également de la disposition et de la géométrie des lignes d'alimentation. Une matrice SHI composée de 12×10 cellules élémentaires est utilisée. Les patches carrés font 160  $\mu\text{m}$ ×160  $\mu\text{m}$  (contre 180  $\mu\text{m}$  initialement) pour un gap de 20  $\mu\text{m}$ .

Tableau III-5 Dimensions du dipôle suspendu



$w_1 = w_2 = w_3 = w$	L	b	$g_{port}$
40 $\mu\text{m}$	1140 $\mu\text{m}$	60 $\mu\text{m}$	60 $\mu\text{m}$

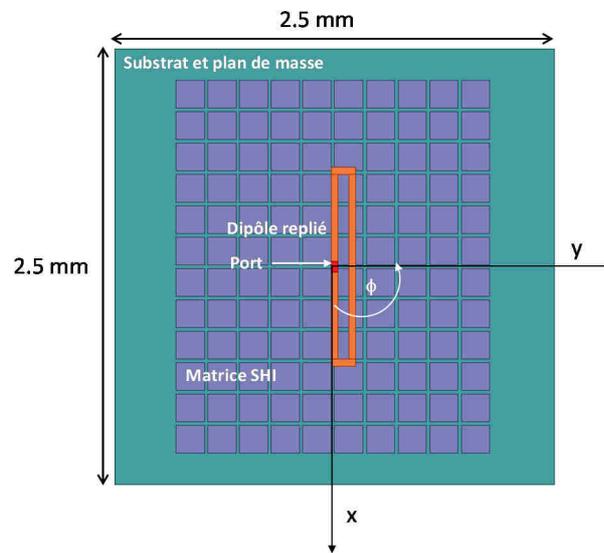


Figure III-19 Description de la géométrie du dipôle avec réflecteur SHI

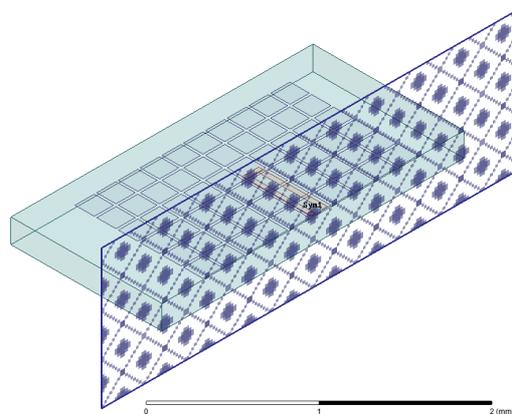


Figure III-20 Demi-structure avec plan de symétrie électrique

## b) Adaptation d'impédance

La Figure III-21 donne les résultats de l'analyse de l'impédance d'entrée du dipôle en fonction de la hauteur de la couche d'air (ou espacement diélectrique) pour  $L = 1140 \mu\text{m}$ ,  $b = 60 \mu\text{m}$  et  $w = 40 \mu\text{m}$ . Nous remarquons aussi qu'il existe deux contours de résonance qui varient de façon différente. Par exemple à 61 GHz, une autre résonance peut être repérée pour une hauteur de  $60 \mu\text{m}$ . L'observation de l'impédance d'entrée à cette fréquence (Figure III-22) montrent que l'antenne est désadaptée puisque la résistance d'entrée est supérieure à  $2.5 \text{ k}\Omega$ . Ce comportement s'apparente à celui d'un résonateur RLC série. Pour des épaisseurs plus faibles, un point optimal peut être identifié pour une hauteur de  $16 \mu\text{m}$  avec une bonne adaptation à l'impédance de terminaison  $100 \Omega$  (la résistance d'entrée est de  $93 \Omega$  et le coefficient de réflexion  $S_{11}$  vaut  $-46 \text{ dB}$ ). La bande passante est de  $11.7\%$  (contre  $22\%$  pour le design avec cavité) selon la Figure III-23.

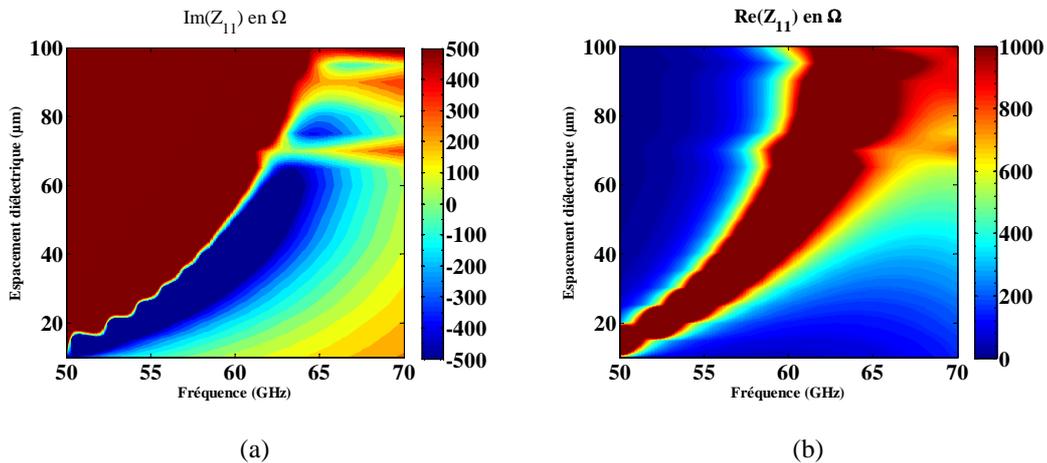
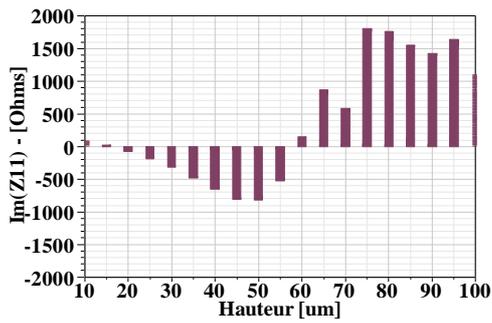
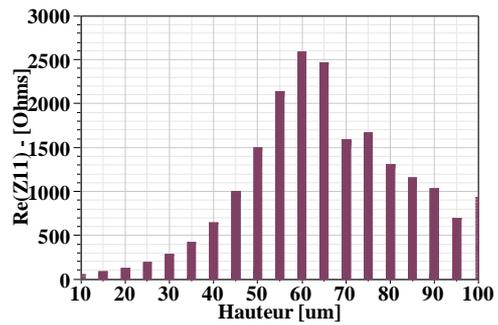


Figure III-21 Partie imaginaire (a) et réelle (b) de l'impédance d'entrée du dipôle suspendu

Les prochaines étapes consistent à vérifier la distribution du courant électrique surfacique sur le dipôle à 61 GHz afin de s'assurer de la nature de la résonance avant d'évaluer les performances rayonnées ainsi que le couplage électromagnétique entre l'antenne et la SHI.

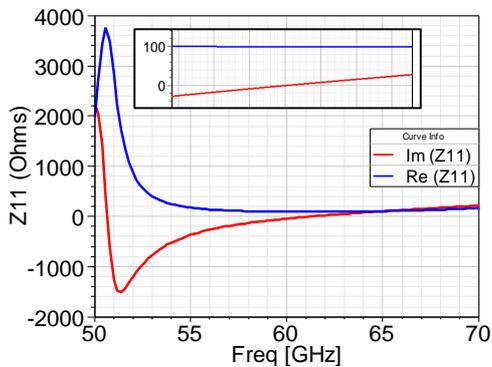


(a)

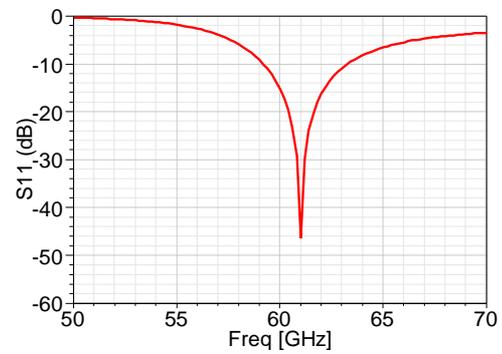


(b)

Figure III-22 Variation de la réactance et de la résistance d'entrée de l'antenne à 61 GHz



(a)



(b)

Figure III-23 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion pour un espacement de  $16 \mu\text{m}$ 

### c) Densité de courant surfacique

A 61 GHz, la distribution de la densité du courant surfacique correspond bien à une résonance du mode pair ou mode « antenne » comme le montre la Figure III-24. L'échelle a été adaptée à  $0 - 1000 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$  afin de mieux voir la distribution des lignes du courant. Celles-ci sont orientées dans le même sens pour les deux dipôles simples équivalents avec un minimum au niveau de la jonction entre les deux brins.

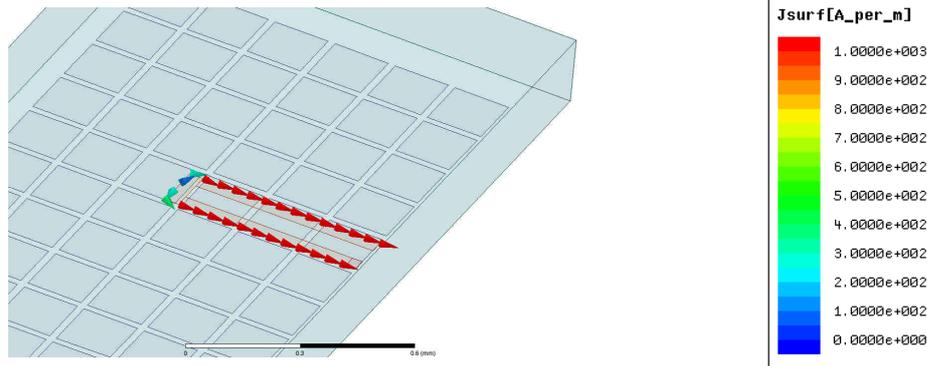
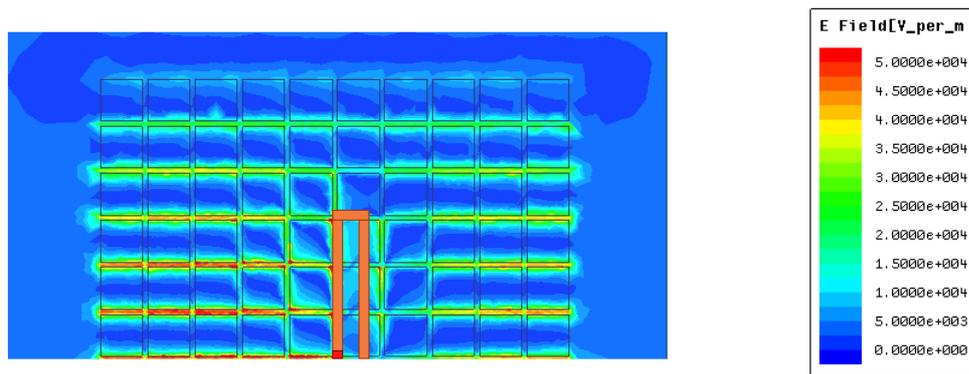


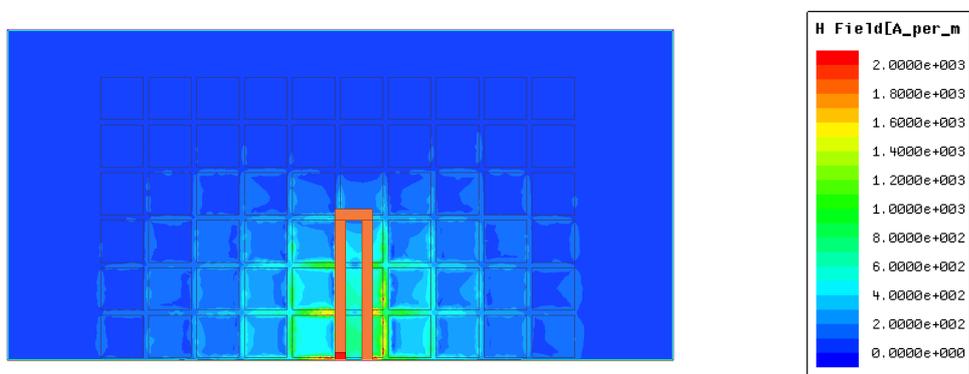
Figure III-24 Densité du courant surfacique sur le dipôle (demi-structure) à 61 GHz

#### d) Champ électromagnétique et ondes de surface

La distribution du champ électrique sur la face supérieure du substrat selon la Figure III-25(a) montre qu'il y a un fort couplage électrique entre le dipôle et les patches avec une concentration du champ électrique qui atteint son maximum au niveau des gaps des cellules élémentaires. Nous constatons que le champ électrique généré s'étend au-delà de la zone couverte par la SHI et jusqu'aux bords du substrat mais avec une amplitude atténuée d'un facteur 10 (20 dB) par rapport au maximum relevé au niveau des gaps. Nous rappelons que notre étude initiale a révélé que le mode TM<sub>0</sub> n'a pas de fréquence de coupure et est susceptible d'être excité indépendamment de la permittivité et de la hauteur du substrat. La Figure III-25(b) montre que le champ magnétique sur le substrat (et donc transverse) est localisé autour du dipôle avec un faible couplage.



(a)



(b)

Figure III-25 Distribution du champ électrique (a) et du champ magnétique (b)  
à la surface de la SHI à 61 GHz

### e) Propriétés de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de la Figure III-26 montrent que le gain total dans l'axe ( $\theta = 0^\circ$ ) est de 5.45 dBi (contre 5.6 dBi pour l'ancien design). Le niveau maximal du lobe arrière est de -9.55 dBi, ce qui fait un rapport F/B de 15 dB (avec une dégradation de 3 dB par rapport à l'ancien design). L'angle d'ouverture du faisceau  $\Theta_{3dB}$  vaut respectivement  $98^\circ$  et  $94^\circ$  pour les plans E et H (avec un léger élargissement de  $12^\circ$  selon le plan E). Le niveau maximal de la polarisation croisée est de -34 dBi sur le plan E, ce qui fait un taux de polarisation croisée de 39.45 dB. L'efficacité de rayonnement garde le même ordre de grandeur et vaut 98%.

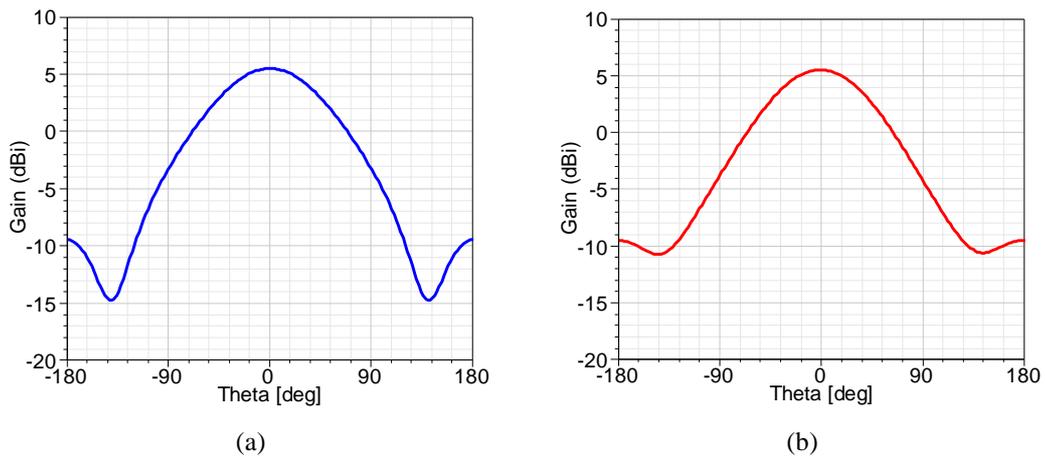


Figure III-26 Diagrammes de rayonnement simulés à 61 GHz pour le dipôle replié avec réflecteur SHI : gain total dans le plan E (a) et H (b)

Tableau III-6 Performances du dipôle replié avec réflecteur SHI

BW (%)	Gain dans l'axe (dBi)	F/B (dB)	Max Cross-Pol (dBi)		$\Theta_{3dB}$ (°)	
			E	H	E	H
11.7	5.54	15	-34	-250	98	94

#### f) Commentaires

La première étude menée sur le concept du dipôle 60 GHz avec réflecteur SHI a démontré que des performances comparables à celles offertes par la configuration classique peuvent être visées. Toutefois, ceci est obtenu au prix de la réduction de la bande passante. Cette dégradation de la bande passante prend sens si on la ramène à la réduction de l'épaisseur totale des deux structures (380  $\mu\text{m}$  pour le dipôle avec cavité et 216  $\mu\text{m}$  pour le dipôle avec SHI). D'un point de vue packaging, la miniaturisation verticale (avec un facteur de 1.7) est un aspect intéressant si on se place dans la perspective d'intégration dans un module émetteur-récepteur complet. Nous partons donc sur cette base pour la suite en remplaçant la couche d'air par un diélectrique intermétallique représentatif de l'empilement final à réaliser.

#### III.3.2.4 Implémentation de la couche intermétallique SiO<sub>2</sub>

Nous conservons dans cette phase les mêmes dimensions du substrat (avec une surface de 2.5×2.5 mm<sup>2</sup> et une épaisseur de 200  $\mu\text{m}$ ). La couche d'air de 16  $\mu\text{m}$  est remplacée ici par une couche d'oxyde de silicium SiO<sub>2</sub> ( $\epsilon_r = 3.9$  ;  $\tan\delta = 0.001$ ) de même épaisseur. Dans ces conditions, une matrice SHI contenant 10×10 cellules élémentaires est utilisée avec des

patches carrés qui font  $180\ \mu\text{m} \times 180\ \mu\text{m}$  pour un gap de  $20\ \mu\text{m}$ . Les dimensions optimisées du dipôle sont données dans le Tableau III-7.

L'analyse de l'impédance d'entrée a démontré qu'il est plus facile de réaliser une adaptation à une impédance de  $50\ \Omega$ . La résonance est située à  $60\ \text{GHz}$  avec une résistance d'entrée de  $62.7\ \Omega$  comme le montre la Figure III-27. La bande passante relative est de 15% ( $57 - 66\ \text{GHz}$ ). Les performances rayonnées restent en général comparables à la dernière configuration avec un gain total dans l'axe de  $5.4\ \text{dBi}$ , un rapport avant-arrière de  $14.4\ \text{dB}$ , un maximum de polarisation croisée de  $-33.5\ \text{dBi}$  et un angle d'ouverture  $\Theta_{3\text{dB}}$  de  $98^\circ$  et  $86^\circ$  respectivement selon les plans E et H.

Tableau III-7 Nouvelles dimensions du dipôle sur couche  $\text{SiO}_2$

$w_1$	$w_2$	$w_3$	L	b	$\xi_{\text{port}}$
$100\ \mu\text{m}$	$30\ \mu\text{m}$	$80\ \mu\text{m}$	$680\ \mu\text{m}$	$60\ \mu\text{m}$	$60\ \mu\text{m}$

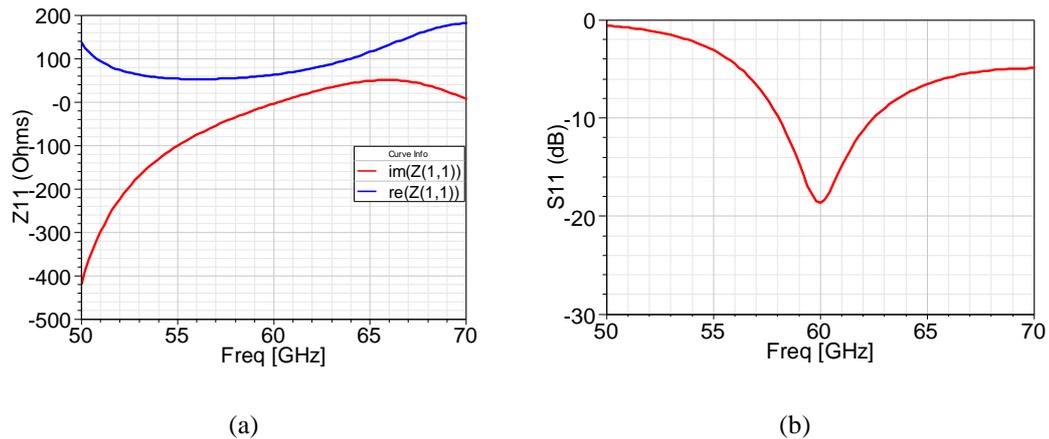


Figure III-27 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

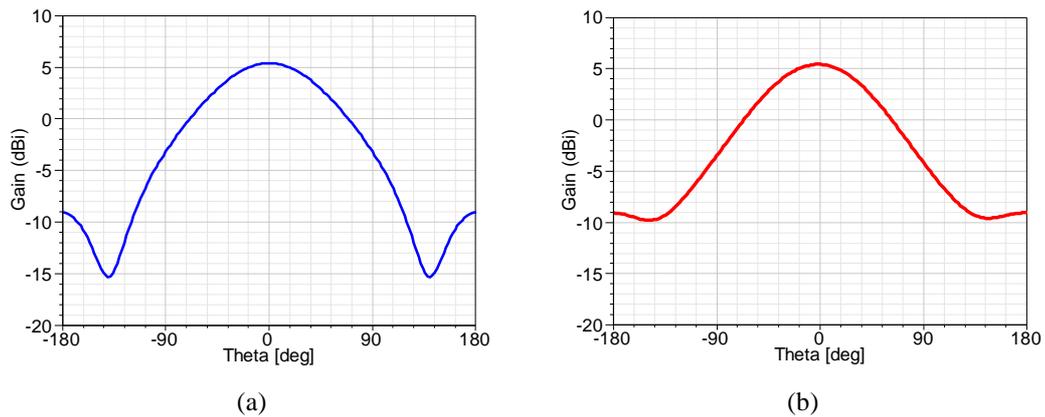


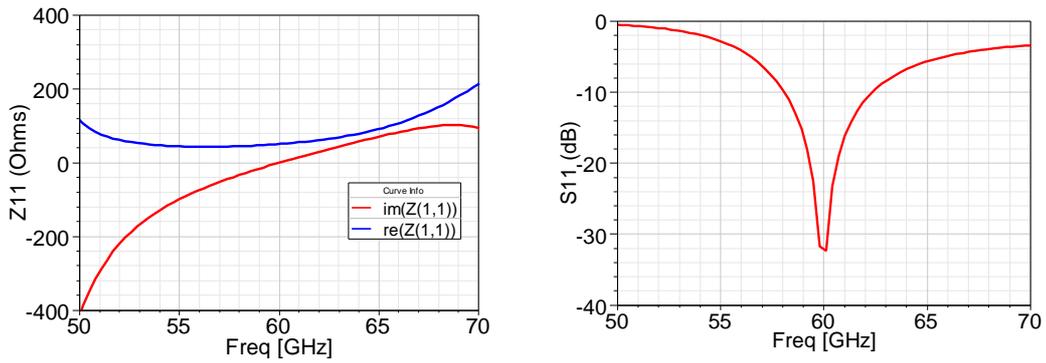
Figure III-28 Diagrammes de rayonnement simulés à 60 GHz pour le dipôle avec couche SiO<sub>2</sub> et réflecteur SHI : gain total dans le plan E (a) et H (b)

Tableau III-8 Performances du dipôle avec couche SiO<sub>2</sub> et réflecteur SHI

BW (%)	Gain dans l'axe (dBi)	F/B (dB)	Max Cross-Pol (dBi)		$\Theta_{3dB}$ (°)	
			<b>E</b>	<b>H</b>	<b>E</b>	<b>H</b>
15	5.4	14.4	-33.5	-241	98	96

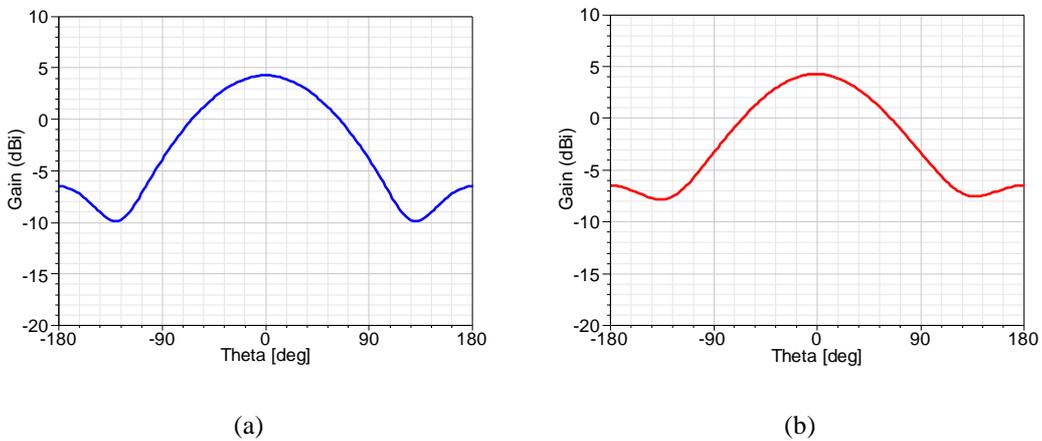
**a) Effet de réduction de la taille du substrat et de la matrice SHI**

La surface du substrat a été réduite à 2×2 mm<sup>2</sup> avec une distribution de 8×6 cellules SHI. Cette étude vise à explorer la possibilité de réduire la surface du bloc antennaire tout en conservant des propriétés de rayonnement. Dans cette configuration, l'antenne résonne toujours à 60 GHz avec une baisse de la résistance d'entrée qui passe de 62.7 Ω à 51.4 Ω (Figure III-29(a)). Ceci explique l'amélioration du niveau d'adaptation (avec S11 = -32 dB). Cependant la bande passante relative chute à 12.5 % (57 – 64.5 GHz) au lieu de 15% (Figure III-29(b)).



(a) (b)  
 Figure III-29 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

Concernant les propriétés de rayonnement, nous constatons une dégradation du gain dans l'axe. Celui-ci baisse de 5.4 dBi à 4.27 dBi avec un élargissement de l'angle d'ouverture selon les deux plans E et H. Cet effet peut être interprété par la réduction de la surface effective de l'antenne, proportionnelle au gain selon l'équation  $G = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_{eff}$ . Une hausse du niveau du lobe arrière se traduit par une dégradation notable du rapport F/B qui chute à 10.73 dB.



(a) (b)  
 Figure III-30 Diagrammes de rayonnement simulés à 60 GHz pour un substrat de  $2 \times 2 \text{ mm}^2$  et une matrice SHI de  $8 \times 6$  cellules : gain total dans le plan E (a) et H (b)

Tableau III-9 Performances du dipôle après réduction de la taille du substrat et de la matrice SHI

BW (%)	Gain dans l'axe (dBi)	F/B (dB)	Max Cross-Pol (dBi)		$\Theta_{3dB}$ (°)	
			<b>E</b>	<b>H</b>	<b>E</b>	<b>H</b>
12.5	4.27	10.73	-31	-243	106	108

### b) Effet du dépeuplement de la matrice SHI sur l'impédance

Dans une perspective d'implémentation des lignes d'alimentation sur les deux niveaux supérieurs de métallisation, une étude supplémentaire est menée afin d'anticiper l'effet de dépeuplement de la matrice SHI sur les performances de l'antenne. Plusieurs configurations ont été étudiées. Nous abordons ici le cas de suppression de  $2 \times 2$  cellules appliqué au design présenté dans le paragraphe précédent. Dans ce cas, la fréquence de résonance passe 60 GHz à 58 GHz avec une résistance d'entrée de  $34.7 \Omega$  (Figure III-31(a)). Cette désadaptation se traduit par un coefficient de réflexion  $S_{11} = -14.5$  dB (Figure III-31(b)) et une bande passante relative de 11.66% (55 – 62 GHz). Ceci démontre que la suppression de cellules SHI au voisinage de l'élément rayonnant modifie son impédance d'entrée avec comme conséquence un décalage de la fréquence de résonance et une désadaptation dans la bande d'intérêt. Pour cette raison, une optimisation finale du dipôle sera menée parallèlement à la conception du réseau d'alimentation. Cet aspect sera abordé dans la section suivante.

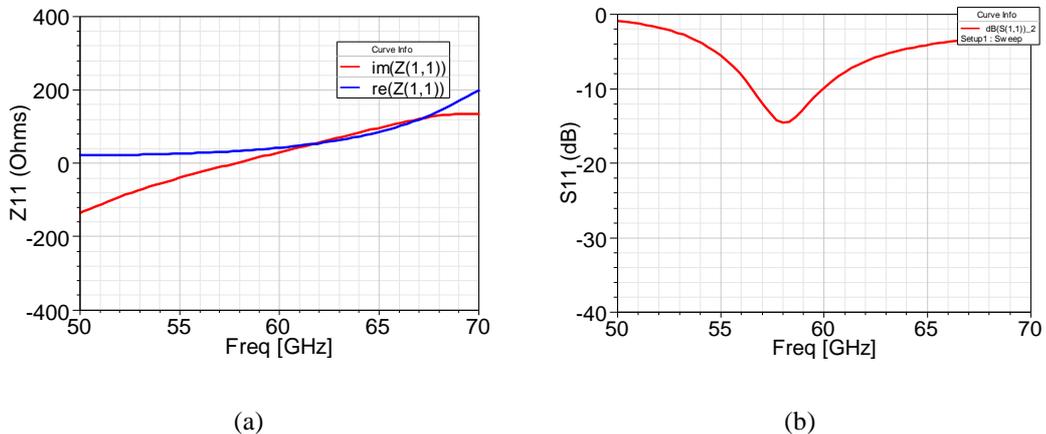


Figure III-31 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion après dépeuplement de  $2 \times 2$  cellules

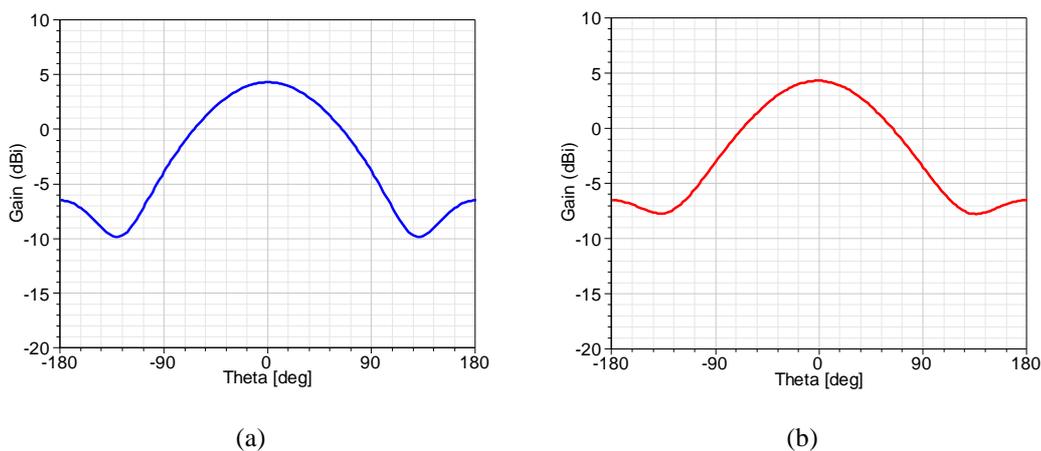


Figure III-32 Diagrammes de rayonnement simulés à 58 GHz  
après dépeuplement de 2×2 cellules : gain total dans le plan E (a) et H (b)

Tableau III-10 Performances du dipôle après dépeuplement de la SHI

BW (%)	Gain dans l'axe (dBi)	F/B (dB)	Max Cross-Pol (dBi)		$\Theta_{3dB}$ (°)	
			<b>E</b>	<b>H</b>	<b>E</b>	<b>H</b>
11.66	4.27	10.77	-32	-221	106	110

## III.4 Véhicule de test final

### III.4.1 Limitations technologiques liées à la couche SiO<sub>2</sub>

La consultation de la plateforme silicium 200 mm du CEA-LETI pour l'étude de la faisabilité du prototype a permis d'anticiper des limitations technologiques liées à l'utilisation d'une couche épaisse d'oxyde comme diélectrique intermétallique et aux difficultés de manipulation des wafers pour la suite du procédé de fabrication et notamment vis-à-vis de la flèche induite sur le silicium après amincissement à 200  $\mu\text{m}$ . La Figure III-33 schématise la flèche induite par un dépôt d'un film minéral ou organique sur un wafer silicium de diamètre  $D$  avec un rayon de courbure  $R$  et une flèche  $B$ . Pour un wafer plat avec une flèche initiale nulle (et donc un rayon de courbure infini), la flèche initiale peut être soit positive dans le cas d'une contrainte de compression ou négative dans le cas d'une contrainte de traction.

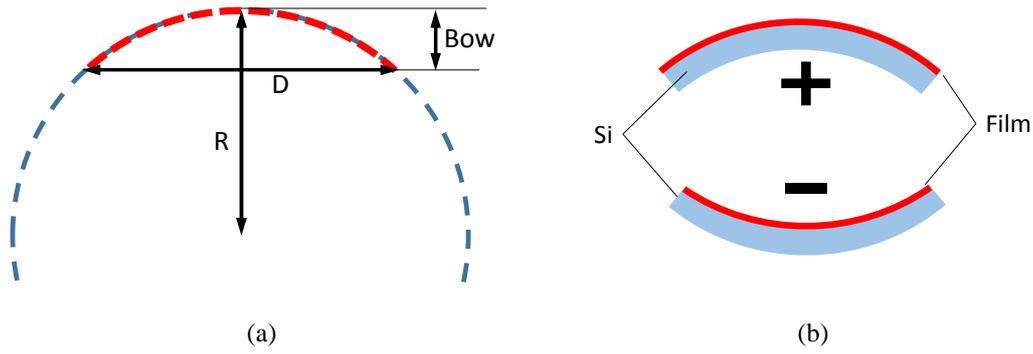


Figure III-33 Définition du rayon de courbure et de la flèche « Bow » (a). Convention de schématisation d'une contrainte de compression (stress positif) et de traction (stress négatif) (b)

Afin de calculer la variation de flèche induite par la couche d'oxyde, nous nous basons sur le modèle de Stoney détaillé dans les références [95] et [96] : La contrainte (ou stress) induite par un film d'une épaisseur  $h_f$  sur un wafer silicium d'une épaisseur  $h_{Si}$  peut s'exprimer de deux façons différentes : L'équation Eq. III-32 donne l'expression de la contrainte (en MPa) faisant intervenir le module d'Young réduit du film  $E_f$  (en MPa), les coefficients d'expansion thermique (CTE) du silicium et du film notés respectivement  $\alpha_{Si}$  et  $\alpha_f$  (en ppm/K) ainsi que la température ambiante  $T$  et la température de dépôt  $T_{dep}$ . Connaissant la contrainte, le rayon de courbure initial du wafer noté  $R_{initial}$  (en mm) et le module d'Young réduit du silicium  $E_{Si}$ , le rayon de courbure final  $R_{final}$  peut être calculé à l'aide de l'équation Eq. III-33. La flèche peut donc être déduite à partir du rayon de courbure selon la relation Eq. III-34. La variation de flèche est définie comme la différence entre la flèche initiale du wafer  $B_{initial}$  et la flèche finale après dépôt  $B_{final}$  selon Eq. III-35.

$$\sigma_f = E_f(\alpha_{Si} - \alpha_f)(T - T_{dep}) \quad \text{Eq. III-32}$$

$$\sigma_f = \frac{E_{Si}h_{Si}^2}{6h_f} \left( \frac{1}{R_{final}} - \frac{1}{R_{initial}} \right) \quad \text{Eq. III-33}$$

$$R = - \left( \frac{D^2}{8B} + \frac{B}{2} \right) \simeq - \frac{D^2}{8B} \Rightarrow B \simeq - \frac{D^2}{8R} \quad \text{Eq. III-34}$$

$$\Delta_{Bow} = B_{final} - B_{initial} \quad \text{Eq. III-35}$$

La flèche initiale du wafer  $B_{initial}$  est donnée par des mesures expérimentales de référence réalisées au LETI à partir d'un rayon de courbure initial de 5000 mm. Le module d'Young réduit du silicium  $E_{Si}$  dans notre cas est de 180.5 GPa alors que le coefficient

d'expansion thermique  $\alpha_{Si}$  est de 2.56 ppm/K à 25°C. La flèche finale  $B_{final}$  calculée dans ces conditions pour une couche de 16  $\mu\text{m}$  d'oxyde de silicium à faible stress déposé par PECVD à 400°C est de +2.85 mm ce qui fait une variation de flèche de 3.85 mm. Cette valeur élevée justifie les précautions prises au départ vis-à-vis de l'utilisation de l'oxyde de silicium. Pour remédier à ce problème, nous proposons deux options alternatives : la première option consiste à utiliser une seconde couche épaisse d'oxyde sur la face arrière du wafer afin de compenser le stress induit sur la face avant. Cette solution implique l'ajout d'étapes de fabrication supplémentaires ainsi que la modification du design des cellules SHI et de l'antenne. La seconde option, retenue pour la suite, consiste à remplacer l'oxyde par une passivation organique à faibles contraintes mécaniques. Nous avons donc sélectionné deux matériaux alternatifs disponibles dans la ligne de fabrication : l'AL-X 2010 qui peut être déposé en spin-coating et la résine SINR 3170 en film sec. Ces matériaux polymères à faibles pertes diélectriques ont une constante diélectrique  $\epsilon_r = 2.6$  contre 3.9 pour l'oxyde à 1 GHz et sont aujourd'hui couramment utilisés pour des applications de packaging microélectronique. Cette différence au niveau des constantes diélectriques se traduit par une modification non négligeable du couplage entre le dipôle et la-SHI. Afin de conserver un fonctionnement optimal des antennes, de nouvelles simulations électromagnétiques ont permis de trouver l'épaisseur adéquate du diélectrique intermétallique. Cette épaisseur a dû être réduite de 16  $\mu\text{m}$  à 12  $\mu\text{m}$ . Les propriétés des trois matériaux abordés ici sont données par le Tableau III-11.

Tableau III-11 Propriétés des différents matériaux sélectionnés pour réaliser la couche diélectrique

	<b>SiO<sub>2</sub></b>	<b>AL-X 2010</b>	<b>SINR 3170</b>
<b><math>\epsilon_r</math> (@1 GHz)</b>	3.9	2.6	2.6
<b>tan<math>\delta</math></b>	0.001	0.003	0.002
<b>Epaisseur (<math>\mu\text{m}</math>)</b>	16	12	12
<b>Technique de dépôt</b>	PECVD	Spin-coating	Film sec
<b>Temp. de dépôt/recuit (°C)</b>	400	190	190
<b>Module d'Young réduit (GPa)</b>	72 – 75	1.3 – 2.6	0.15
<b>CTE (ppm/K)</b>	0.55	60	180

Le Tableau III-12 donne la contrainte et la valeur absolue de variation de flèche  $|\Delta_{Bow}|$  pour les trois options. Le stress induit par la couche d'oxyde de silicium est de -58 MPa alors que les couches d'AL-X et de SINR induisent moins de contraintes avec +12.3 MPa pour l'AL-X et +4.12 MPa pour la SINR. Ceci se traduit par une variation de flèche moins importante de 0.61 mm et 0.2 mm pour l'AL-X et la SINR respectivement. La Figure III-34 donne l'évolution de  $|\Delta_{Bow}|$  pour une étude paramétrique que nous avons réalisé dans une gamme d'épaisseurs entre 5  $\mu\text{m}$  et 20  $\mu\text{m}$ . Tous les résultats relatifs aux performances des antennes en termes d'impédance et de rayonnement seront donnés par la suite pour le cas d'une couche intermétallique de 12  $\mu\text{m}$  à base d'AL-X.

Tableau III-12 Stress et variation de flèche calculés pour les trois couches diélectriques

	SiO <sub>2</sub> (16 $\mu\text{m}$ )	AL-X 2010 (12 $\mu\text{m}$ )	SINR 3170 (12 $\mu\text{m}$ )
<b>Contrainte sur silicium (MPa)</b>	-58	+12.3	+4.12
<b><math> \Delta_{Bow} </math> (mm)</b>	3.85	0.61	0.2

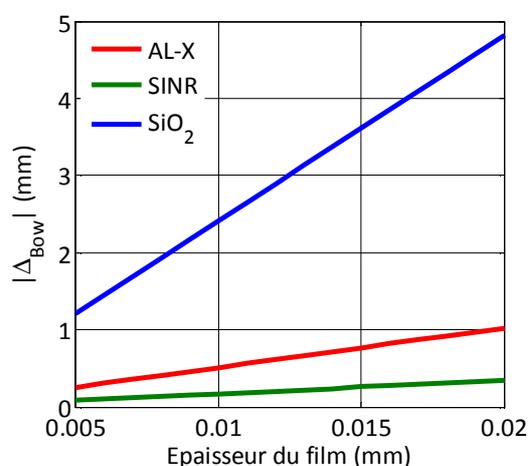


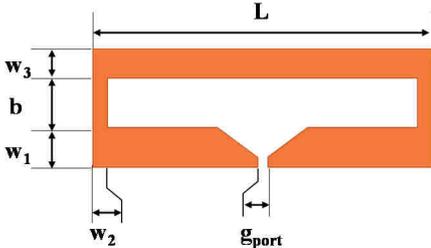
Figure III-34 Simulation de la variation de flèche en fonction de l'épaisseur du dépôt sur un wafer silicium aminci à 200  $\mu\text{m}$

### III.4.2 Optimisation finale de l'élément rayonnant

L'optimisation finale de l'élément rayonnant a été menée parallèlement avec la conception des accès et lignes de transmission destinés à alimenter le dipôle et dont les paramètres géométriques seront donnés plus loin pour chaque prototype d'antenne. Une transition douce de 37° permet d'assurer la continuité d'impédance entre le dipôle et les

lignes pour lesquelles le gap  $g$  a été fixé à  $20\ \mu\text{m}$ . Le Tableau III-13 donne la géométrie finale adoptée pour le dipôle sur AL-X du véhicule de test antennaire.

Tableau III-13 Géométrie finale de l'élément rayonnant



$w_1$	$w_2$	$w_3$	$L$	$b$	$g_{\text{port}}$
$80\ \mu\text{m}$	$30\ \mu\text{m}$	$60\ \mu\text{m}$	$680\ \mu\text{m}$	$100\ \mu\text{m}$	$20\ \mu\text{m}$

### III.4.3 Antenne avec accès CB-CPS

Pour le premier prototype antennaire, nous choisissons d'alimenter le dipôle à l'aide d'une ligne CB-CPS (*Conductor-Backed Coplanar Stripline*) dont la coupe est schématisée sur la Figure III-35. En général, les lignes CB-CPS peuvent supporter deux modes :

- Un mode commun dont la propagation est assimilable à celle de deux brins micro-rubans indépendants et pour lequel le champ électrique est confiné entre les deux couches métalliques. Ce mode domine quand l'espacement entre les deux bords de lignes est suffisamment grand devant la distance les séparant du plan de masse flottant (typiquement  $G > 5h_1$ ). Dans ce cas, les deux brins sont en phase par rapport à une masse commune.
- Un mode différentiel assimilable à une propagation le long d'une ligne fente (*Slot-line*). Ce mode est favorisé par le couplage fort entre les deux brins quand l'espacement est du même ordre de grandeur que l'épaisseur du diélectrique. Les deux brins sont donc en opposition de phase dans une configuration GS (*Ground-Signal*). Ce mode est donc le plus adéquat pour interfacer le dipôle CPS.

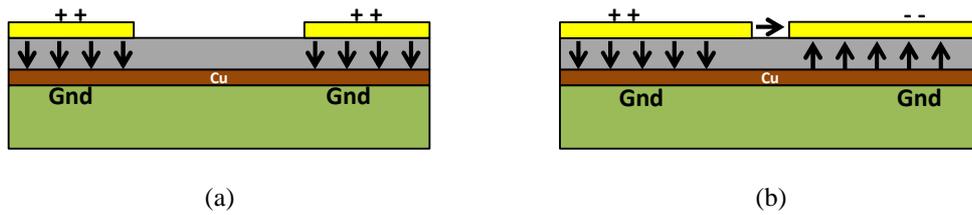


Figure III-35 Schéma explicatif entre les deux modes supportés par les lignes CB-CPS : mode commun (a) et mode différentiel (b)

Les brins ont une largeur  $W = 60 \mu\text{m}$  et sont espacés de  $G = 20 \mu\text{m}$ . Dans ce cas, l'impédance différentielle est de  $54 \Omega$ . Afin de pouvoir mesurer l'antenne avec des pointes GSG, nous utilisons un balun planaire permettant de faire la conversion entre les configurations GSG et GS. Cet élément est placé en aval des plots de mesure afin de forcer les deux masses au même potentiel.

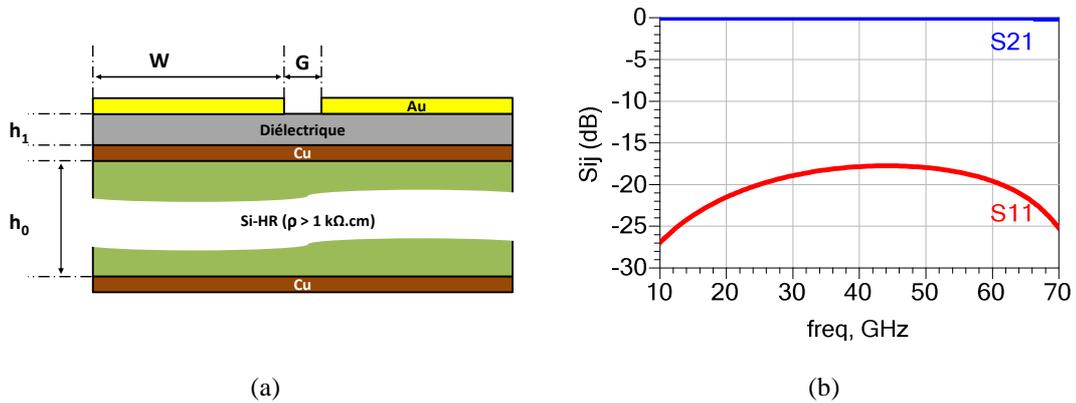


Figure III-36 Paramètres géométriques (a) et réponse fréquentielle d'une ligne CB-CPS ( $L = 700 \mu\text{m}$ )

La ligne utilisée dans notre design a une longueur de  $700 \mu\text{m}$ . A  $60 \text{ GHz}$ , le coefficient de transmission  $S_{21}$  vaut  $-0.07 \text{ dB}$  et le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est de  $-19.7 \text{ dB}$  comme le montre la Figure III-36. Pour simuler la ligne seule sans accès de mesure (balun dans ce cas), nous utilisons une excitation différentielle définie à partir des deux brins. Une matrice carrée de  $8 \times 8$  cellules SHI est utilisée dans ce cas. Six cellules ( $2 \times 3$ ) sont éliminées pour laisser place au plan de masse flottant de la ligne d'alimentation. La surface totale du substrat est de  $3.5 \times 3 \text{ mm}^2$ . La Figure III-37 donne l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne entre  $50$  et  $70 \text{ GHz}$ . Celle-ci résonne à  $61 \text{ GHz}$  avec une résistance d'entrée de  $49.3 \Omega$  ce qui explique un très bon niveau d'adaptation (avec  $S_{11} = -37.8 \text{ dB}$ ). L'antenne est adaptée sur la bande  $58 - 64 \text{ GHz}$  ce qui fait une bande passante relative de  $10 \%$ .

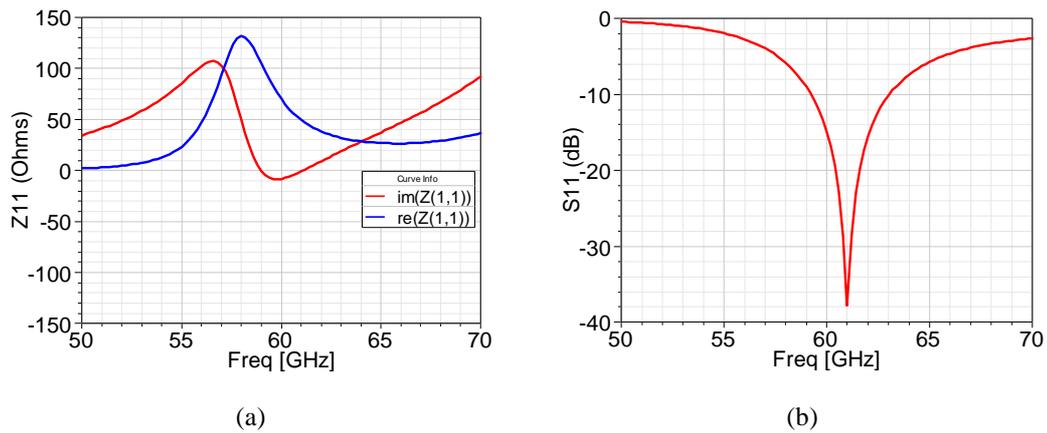


Figure III-37 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion de l'antenne associée à la ligne CB-CPS

Selon la Figure III-38, le gain de l'antenne dans l'axe varie quasi-linéairement entre 4.7 dBi et 5.6 dBi sur la bande 57 – 66 GHz et l'efficacité de rayonnement reste supérieure à 90% sur toute la bande. La Figure III-39 donne les diagrammes de rayonnement selon les deux plans principaux à la résonance : le gain dans l'axe est de 5.24 dBi avec un angle d'ouverture  $\Theta_{3dB}$  de  $106^\circ$  et  $96^\circ$  selon les plans E et H respectivement. Les niveaux de polarisation croisée restent relativement bas avec -34 dBi dans le plan E et -49.6 dBi dans le plan H. Nous notons une légère dissymétrie du diagramme autour de  $\theta = 126^\circ$  dans le plan H qui peut résulter de l'interaction entre le rayonnement de l'antenne et la métallisation de la ligne d'alimentation. L'augmentation du niveau du lobe arrière se traduit par un rapport avant-arrière F/B de 11.7%

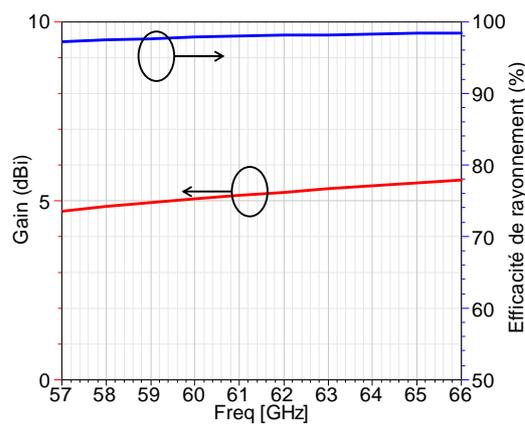


Figure III-38 Gain total selon l'axe Oz et efficacité de rayonnement sur la bande 57 – 66 GHz du dipôle avec ligne d'alimentation CB-CPS

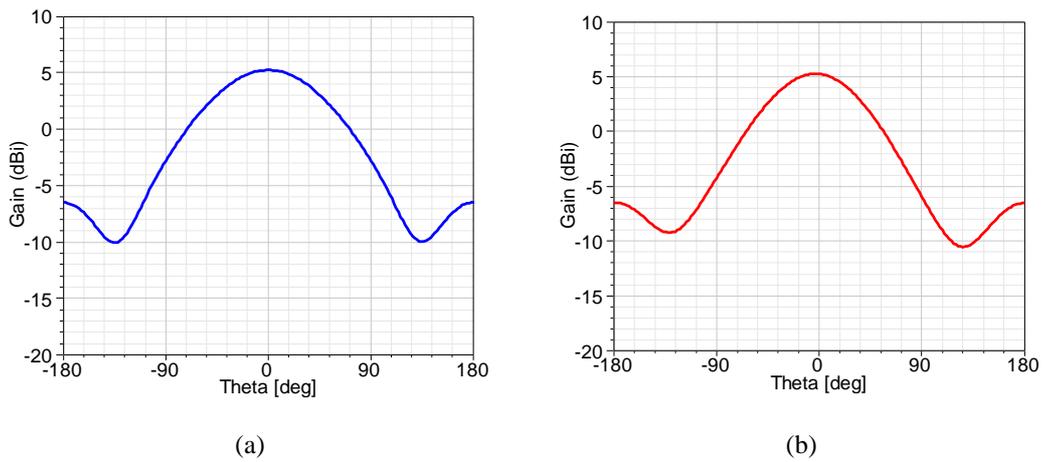


Figure III-39 Diagrammes de rayonnement simulés à 61 GHz pour l'antenne avec ligne d'alimentation CB-CPS à 61 GHz : gain total dans le plan E (a) et H (b)

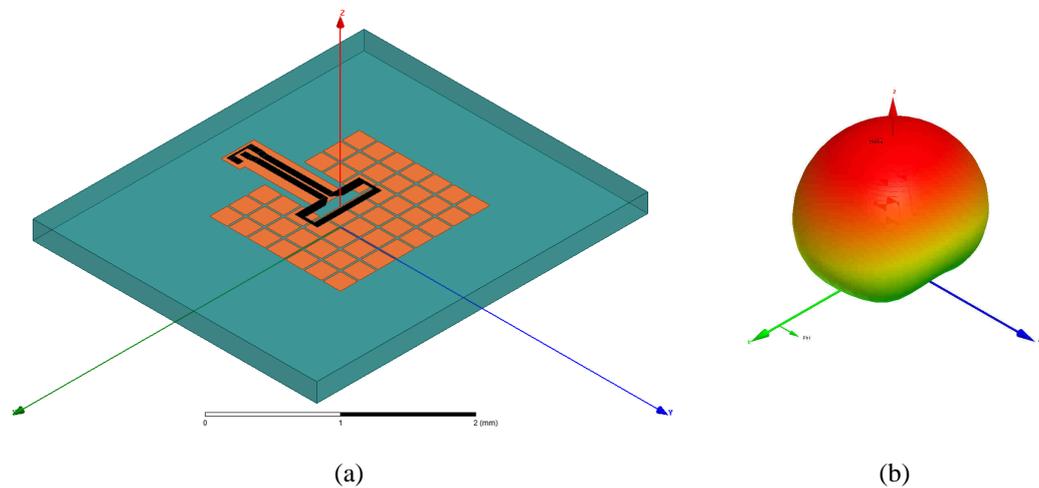


Figure III-40 Vue en perspective de l'antenne avec accès CB-CPS (a) et de son diagramme de rayonnement 3D (b)

Tableau III-14 Récapitulatif des performances de rayonnement

BW (%)	Gain dans l'axe (dBi)	F/B (dB)	Max Cross-Pol (dBi)		$\Theta_{3dB}$ (°)	
			<b>E</b>	<b>H</b>	<b>E</b>	<b>H</b>
10	5.24	11.71	-34	-49.6	106	96

### III.4.4 Réseau de deux antennes avec accès CB-CPW/CB-CPS

Ici, nous proposons la mise en réseau de deux antennes alignées selon le plan H en se basant sur le design précédent employant des lignes CB-CPS. Le but de cette démarche est d'augmenter le gain de l'antenne tout en conservant une surface totale compatible avec l'intégration du module 60 GHz. Le réseau est alimenté par une ligne CB-CPW (*Conductor-Backed Coplanar Waveguide*) suivie d'un diviseur en T connecté aux lignes CB-CPS alimentant chaque antenne. Chaque ligne CB-CPS ayant une impédance de  $50 \Omega$ , l'impédance de mode commun de la ligne CB-CPW au niveau de la jonction T doit être de  $25 \Omega$ . Pour réaliser l'adaptation, un transformateur quart d'onde en ligne CB-CPW est utilisé. Son impédance caractéristique est calculée à partir de l'équation Eq. III-36 où  $Z_1 = 50 \Omega$  et  $Z_2 = 25 \Omega$ .

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2} \approx 35 \Omega \quad \text{Eq. III-36}$$

Le Tableau III-15 donne les dimensions optimisées telle que décrites par la Figure III-41(a) pour des impédances caractéristiques de  $49.5 \Omega$  et  $36.4 \Omega$ . A 60 GHz, le coefficient de transmission de la ligne  $50 \Omega$  est de  $-0.03 \text{ dB}$  et le coefficient de réflexion est de  $-22 \text{ dB}$  comme le montre la Figure III-41(b). L'évaluation des paramètres S du transformateur se fait par rapport à des impédances de références de  $50 \Omega$  et  $25 \Omega$ . Nous notons qu'un point optimal d'adaptation est atteint au voisinage de 60 GHz avec un coefficient de réflexion minimal de  $-45 \text{ dB}$  et un coefficient de transmission de  $-0.017 \text{ dB}$  selon la Figure III-41(c). Nous rappelons qu'il est théoriquement impossible d'adapter simultanément les trois ports d'un diviseur de puissance réciproque et sans pertes [97]. Dans notre cas, ce problème ne se pose pas car seule la condition d'adaptation en entrée du système est nécessaire (transmission totale de la puissance entre le port et les antennes). L'observation de la phase du coefficient de transmission montre bien que le transformateur introduit un déphasage de  $\pi/2$  ( $90.54^\circ$  selon la Figure III-41(d)).

Tableau III-15 Dimensions optimales des lignes CB-CPW

	<b>W</b>	<b>G</b>	<b>S</b>	<b>L</b>
<b>Ligne 50 <math>\Omega</math></b>	90 $\mu\text{m}$	40 $\mu\text{m}$	34 $\mu\text{m}$	450 $\mu\text{m}$
<b>Ligne 35 <math>\Omega</math></b>	90 $\mu\text{m}$	30 $\mu\text{m}$	54 $\mu\text{m}$	730 $\mu\text{m}$

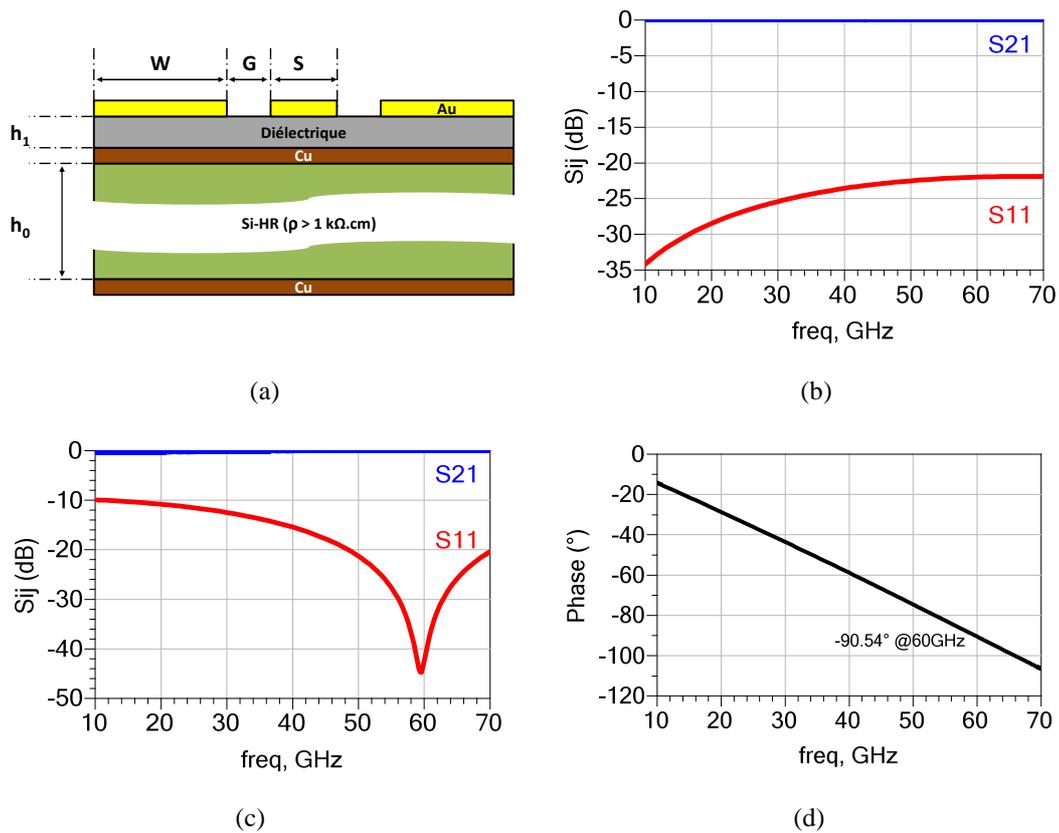


Figure III-41 Paramètres géométriques de la ligne CB-CPW (a) et réponses fréquentielles d'une ligne 50  $\Omega$  (b) et du transformateur 35  $\Omega$  (avec terminaisons asymétriques 25  $\Omega$  et 50  $\Omega$ ) (c). Phase de transmission du transformateur (d)

Pour ce design, le substrat reste inchangé à  $3.5 \times 3 \text{ mm}^2$  et nous utilisons une matrice SHI de  $14 \times 8$  cellules. Les lignes CB-CPS font  $800 \mu\text{m}$  de longueur chacune et les deux antennes sont espacées de  $1.97 \text{ mm}$  centre-à-centre (environ  $\lambda_0/2.5$ ). La Figure III-42 montre l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion du réseau d'antennes sur la bande 50 – 70 GHz. La résonance est obtenue à 62 GHz avec une résistance d'entrée de 33  $\Omega$ . Cependant, l'adaptation optimale est obtenue autour de 63 GHz (à 62.8 GHz précisément) avec un coefficient de réflexion  $S_{11} = -20.1 \text{ dB}$ . La bande passante relative est de 11.1% (à -6 dB sur la bande 59.2 – 65.85 GHz).

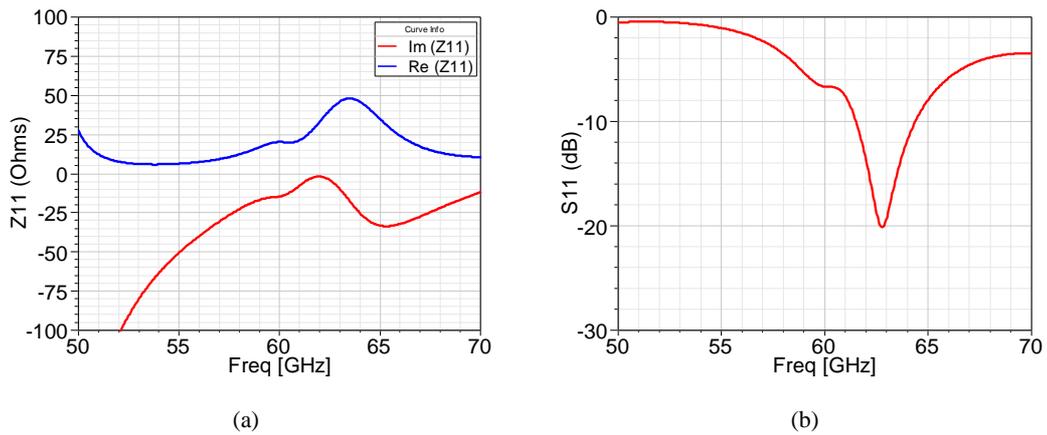


Figure III-42 Simulations de l'impédance d'entrée (a) et du coefficient de réflexion (b) du réseau de deux antennes

Le gain dans l'axe dans la bande 57 – 66 GHz varie entre 4.8 et 7.8 dBi (voir Figure III-43). Une chute du gain et de l'efficacité de rayonnement peut être observée à 59 GHz. Cette dégradation est probablement due à la résonance des lignes CB-CPS à cette fréquence. La simulation d'une ligne de 700  $\mu\text{m}$  sans les accès sous le logiciel Keysight Momentum donne une phase entre  $91^\circ$  et  $88^\circ$  dans la bande 59 – 61 GHz (et donc proche de  $\pi/2$ ). Nous pouvons dans ce cas avancer l'hypothèse selon laquelle la structure se comporte comme un dipôle fente demi-onde autour de 60 GHz, ce qui explique l'impact sur les performances rayonnées du réseau. En observant une nouvelle fois les courbes d'impédance et du coefficient de réflexion, nous constatons que celles-ci présente un « coude » dans la bande 59 – 60 GHz.

Les diagrammes de rayonnement selon les deux plans principaux E et H à 62.8 GHz sont donnés par la Figure III-44. A cette fréquence, le gain dans l'axe est de 7.72 dBi avec un angle d'ouverture  $\Theta_{3\text{dB}}$  de  $88^\circ$  et  $62^\circ$  respectivement dans les plans E et H. Ce pincement du faisceau, dû au facteur de réseau, peut être mieux observé dans le diagramme de rayonnement 3D donné par la Figure III-45(b).

Encore une fois, nous pouvons constater l'influence des lignes d'alimentation et notamment la ligne CB-CPW sur le diagramme de rayonnement. Cette influence se traduit par une dissymétrie dans le plan E comme le montre la Figure III-44(a). Finalement, nous observons un rapport avant-arrière F/B = 16.2 dB avec une amélioration de 4.5 dB environ par rapport au design avec un seul élément rayonnant.

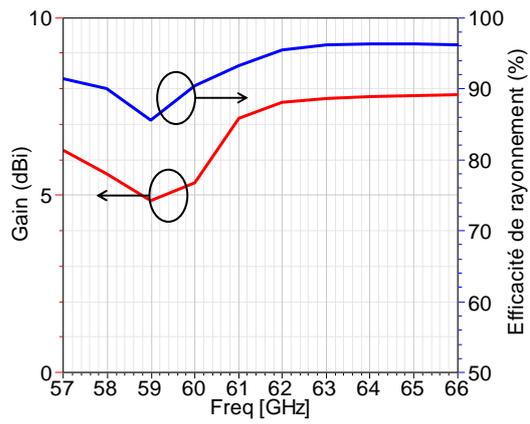


Figure III-43 Simulation du gain total selon l'axe Oz et efficacité de rayonnement du réseau

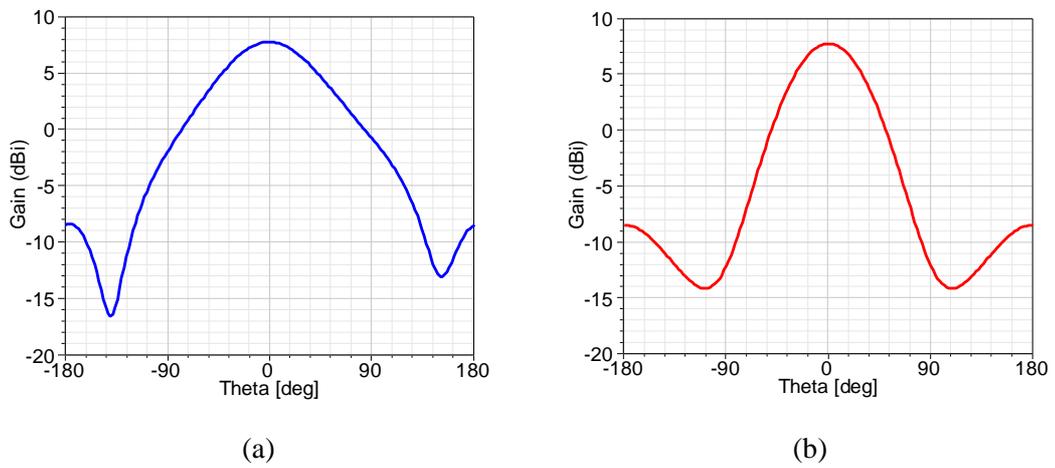


Figure III-44 Diagrammes de rayonnement simulés à 63 GHz pour le réseau de deux dipôles : gain total dans le plan E (a) et H (b)

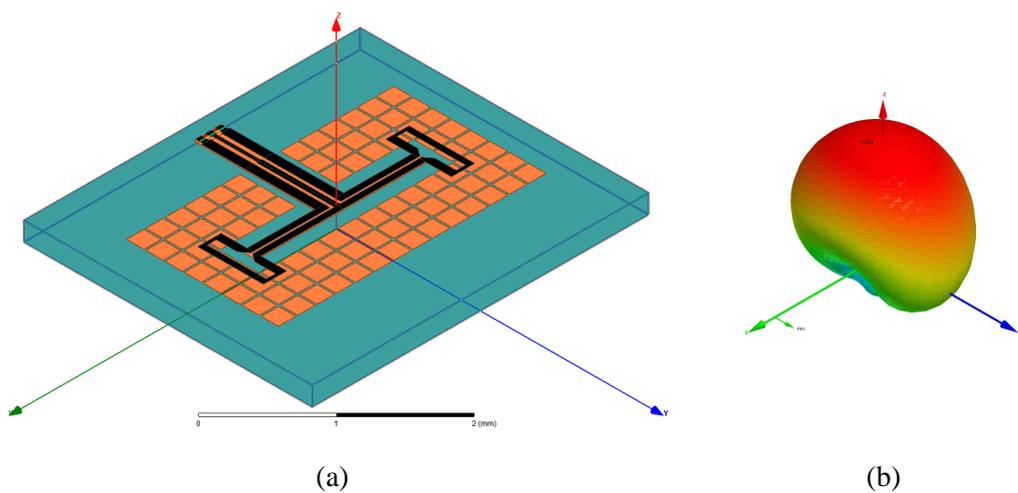


Figure III-45 Vue en perspective de la mise en réseau de deux antennes avec accès CB-CPS (a) et de son diagramme de rayonnement 3D (b)

Tableau III-16 Récapitulatif des performances de rayonnement

BW (%)	Gain dans l'axe (dBi)	F/B (dB)	Max Cross-Pol (dBi)		$\Theta_{3dB}$ (°)	
			E	H	E	H
11.1	7.72	16.2	-165	-20	88	62

### III.4.5 Antennes avec accès CPW et transition CPW/CPS

Le troisième prototype conçu est alimenté à travers une ligne CPW classique. Cette ligne nécessite l'utilisation d'une transition large-bande afin de convertir le mode CPW en mode CPS. Les dimensions de la ligne  $50 \Omega$  telles que décrites dans Figure III-46(a) sont :  $W = 60 \mu\text{m}$  ;  $G = 10 \mu\text{m}$  ;  $S = 60 \mu\text{m}$ . La Figure III-46(b) donne les paramètres S d'une ligne de  $700 \mu\text{m}$  de longueur avec  $S_{21} = -0.025 \text{ dB}$  et  $S_{11} = -24.5 \text{ dB}$  à  $60 \text{ GHz}$ .

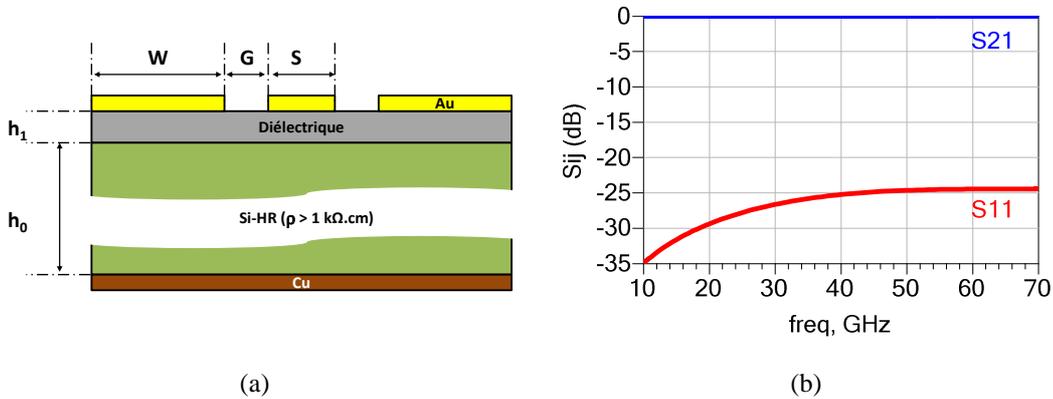


Figure III-46 Paramètres géométriques (a) et réponse fréquentielle d'une ligne CB-CPS ( $L = 700 \mu\text{m}$ )

La Figure III-47 donne une vue simplifiée en 3D d'une transition CPW-CPS avec la représentation des deux niveaux de métallisation dans le plan de la SHI (a) et celui de l'antenne (b). Pour plus de clarté, la structure montrée dans cette figure a été simplifiée avec une métallisation d'épaisseur nulle. Les deux brins de la masse de la ligne CPW sont connectés à un conducteur commun dans le niveau de la SHI à travers deux vias métallisés traversant la couche diélectrique intermétallique. Un troisième via est donc utilisé pour reprendre le contact avec l'antenne alors que le second brin CPS est directement connecté au dipôle. Cette transition a été conçue de façon à minimiser la longueur physique et électrique entre les lignes CPW et CPS.

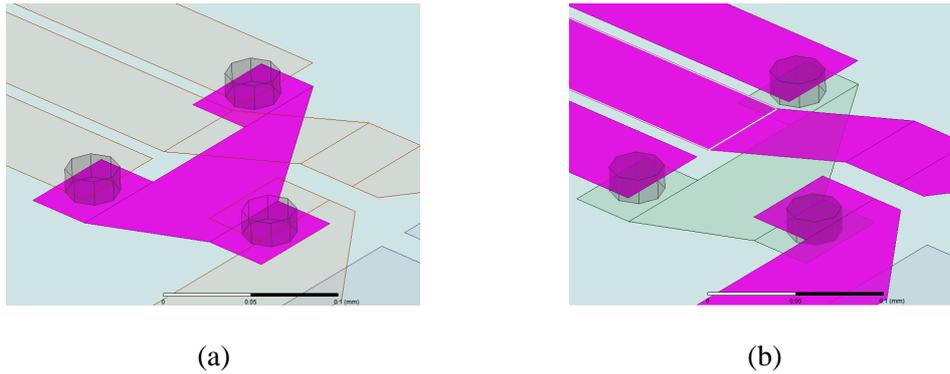


Figure III-47 Vues en perspective d'une transition CPW-CPS

Le layout et les différents paramètres géométriques de la transition sont donnés par la Figure III-48(a). Cette transition a été simulée avec le logiciel ADS/Momentum. La Figure III-48(b) présente les coefficients de transmission et de réflexion de la transition entre 10 GHz et 70 GHz. les pertes d'insertion sont inférieure à 0.5 dB sur toute la bande avec une bonne adaptation ( $S_{11} < -22.5$  dB).

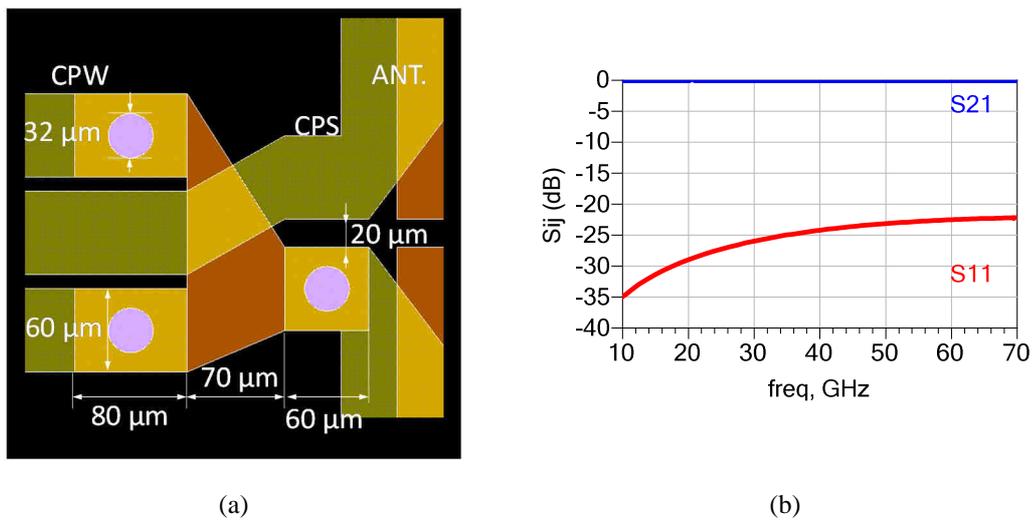


Figure III-48 Paramètres géométriques (a) et réponse fréquentielle (b) de la transition CPS-CPW

Deux variantes de cette transition avec des performances électriques sensiblement équivalentes ont également été conçues avec des vias de 16  $\mu\text{m}$  de diamètre. La première variante, présentée dans la Figure III-49(a) est basée sur le design précédent avec un raccourcissement des pads sur le niveau SHI dont la longueur passe à 40  $\mu\text{m}$ . La seconde variante, plus compacte, utilise une connexion directe entre les deux brins de masse grâce à une ligne de 160  $\mu\text{m}$  de longueur et 40  $\mu\text{m}$  de largeur comme le montre la Figure III-49(b).

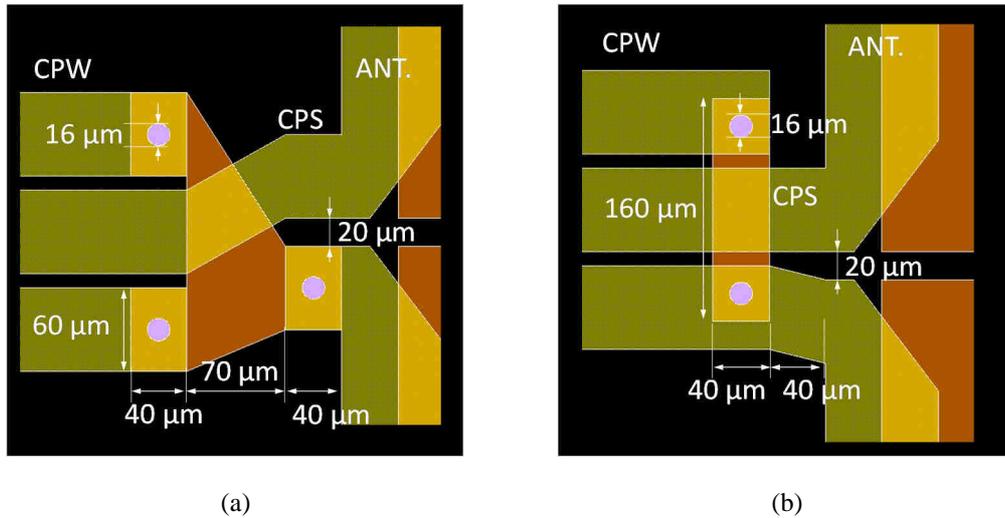


Figure III-49 Variantes de la transition CPW-CPS avec des vias de 16µm de diamètre

Le design final utilise un substrat de  $2.5 \times 3 \text{ mm}^2$  avec une matrice SHI de  $8 \times 7$  cellules. Pour laisser la place à la ligne CPW et sa transition,  $2 \times 3$  cellules SHI ont été supprimées. La Figure III-50 donne l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion de l'antenne sur la bande 50 – 70 GHz. La partie imaginaire de l'impédance d'entrée passe deux fois par un zéro à 59.6 GHz et 61.2 GHz. Ces points correspondent à des résistances d'entrée respectives de  $74 \Omega$  et  $41 \Omega$ . Le point optimal d'adaptation se situe à 60.2 GHz avec une partie imaginaire de l'impédance d'entrée de  $3.6 \Omega$  et une partie réelle de  $59 \Omega$  ce qui fait un coefficient de réflexion  $S_{11} = -25.4 \text{ dB}$  à 60.2 GHz. L'antenne est adaptée selon un critère à  $-6 \text{ dB}$  sur la bande 57 – 64.6 GHz, soit une bande passante relative de 12.7% et une amélioration de 2.7% par rapport à l'antenne avec ligne CB-CPS.

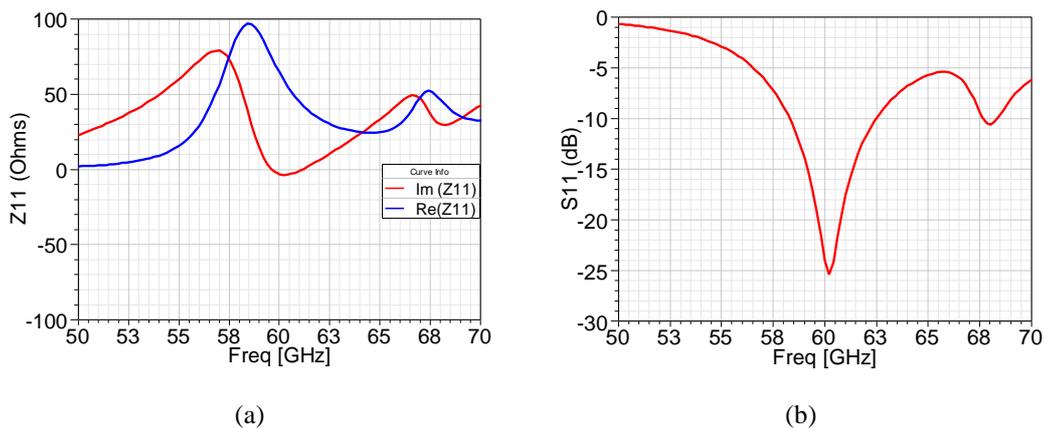


Figure III-50 Simulations de l'impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion (b) pour l'antenne avec ligne CPW

La Figure III-51 montre que le gain dans l'axe sur la bande 57 – 66 GHz varie entre 4.5 et 5.3 dBi avec une efficacité de rayonnement supérieure à 95% sur toute la bande. Selon la Figure III-52, le gain dans l'axe vaut 5.2 dBi à 60.2 GHz. Les diagrammes de rayonnement selon les deux plans principaux E et H démontrent un angle d'ouverture  $\Theta_{3dB}$  de 98° et 96° respectivement. L'influence des lignes de transmission sur le diagramme de rayonnement est minimale et les diagrammes sont quasiment symétriques selon les deux plans principaux. Cet aspect est plus visible en regardant le diagramme de rayonnement 3D donné par la Figure III-53(b). Finalement, cette antenne démontre un rapport avant-arrière F/B = 14.2 dB avec une amélioration de 2.5 dB environ par rapport à l'antenne avec ligne CB-CPS.

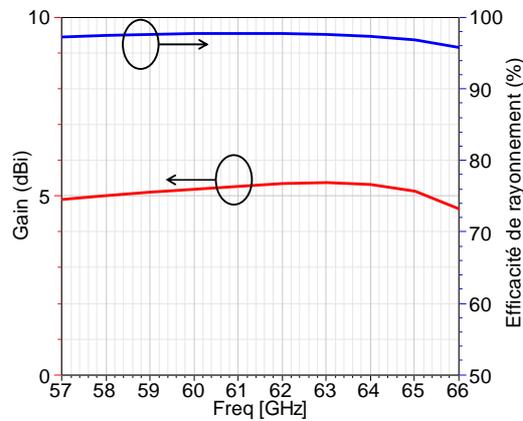


Figure III-51 Gain total selon l'axe Oz et efficacité de rayonnement simulés de l'antenne avec accès CPW sur la bande 57 – 66 GHz

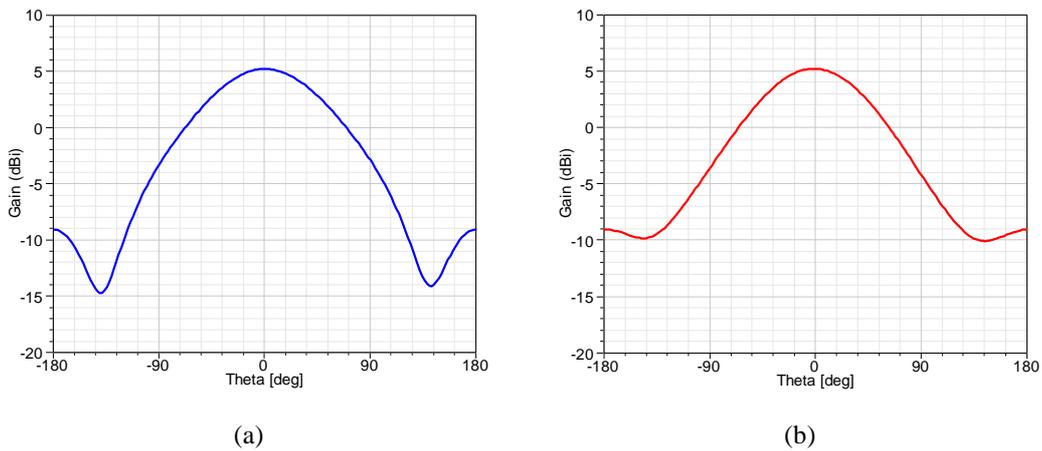


Figure III-52 Diagrammes de rayonnements simulés à 60 GHz pour l'antenne avec ligne CPW : gain total dans le plan E (a) et H (b)

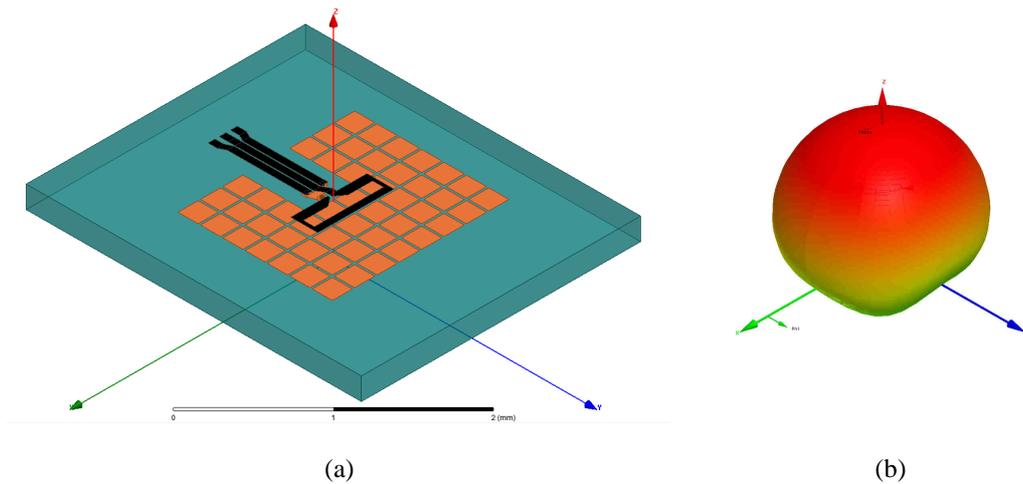


Figure III-53 Vue en perspective de l'antenne avec accès CPW (a) et de son diagramme de rayonnement 3D (b)

Tableau III-17 Récapitulatif des performances de rayonnement

BW (%)	Gain dans l'axe (dBi)	F/B (dB)	Max Cross-Pol (dBi)		$\Theta_{3dB}$ (°)	
			<b>E</b>	<b>H</b>	<b>E</b>	<b>H</b>
12.7	5.2	14.2	-17	-16.6	98	96

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle architecture d'antennes intégrées sur Interposer silicium permettant d'améliorer le module 60 GHz préalablement étudié dans le chapitre II et d'évoluer vers deux nouveaux schémas d'intégration en s'affranchissant de la cavité réflectrice utilisée dans le module initial. Ceci a été rendu possible grâce à l'utilisation d'un réflecteur de type SHI intégré à l'empilement métallo-diélectrique de l'Interposer.

Un modèle analytique a permis dans un premier temps de donner un ordre de grandeur des dimensions de la cellule SHI de type patch en bande V. Le design de la cellule a été ensuite affiné grâce un modèle numérique qui permet de prendre en considération les conditions réelles de l'empilement et notamment la couche diélectrique destinée à séparer la SHI de l'antenne. La conception de l'élément rayonnant a été menée en quatre étapes progressives à partir du design d'un dipôle avec cavité réflectrice jusqu'à l'implémentation des accès et des lignes d'adaptation. Le long du cycle de conception, les différentes contraintes technologiques et règles de dessin spécifiques à ligne de fabrication du back-end silicium ont été prises en considération.

Le passage d'un design classique d'antenne intégrée avec cavité réflectrice à celui utilisant un réflecteur SHI permet de relâcher les contraintes liées au contrôle de la hauteur de la cavité tout en réduisant l'épaisseur totale de la structure d'environ 44% (ou 23% si l'on prend en considération les billes BGA avec un diamètre minimal de 80  $\mu\text{m}$ ). Si globalement, les propriétés de rayonnement des antennes sont conservées, la bande passante relative, quant à elle, est réduite d'environ la moitié. Cette pénalité sur la bande passante peut s'expliquer d'une part par la réduction de l'épaisseur totale du substrat et d'autre part par le caractère hautement résonnant (et donc bande étroite) des cellules SHI. Le Tableau III-18 récapitule l'ensemble des performances des designs à base de réflecteur SHI comparées à celles du design de référence.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons les différentes étapes de fabrication du véhicule de test antennaire ainsi que les résultats de caractérisation morphologique et électrique.

Tableau III-18 Récapitulatif des performances simulées des antennes 60 GHz sur Interposer

	Cavité	Réflecteur SHI		
		CB-CPS	CB-CPW/CPS	CPW
<b>Dim. substrat (mm<sup>3</sup>)</b>	2.5 × 2.5 × 0.38	3.5 × 3 × 0.212	3.5 × 3 × 0.212	2.5 × 3 × 0.212
<b>Bande passante</b>	> 21%	10%	11.1%	12.7%
<b>Gain (dBi) à S11<sub>min</sub></b>	5.6	5.2	7.7	5.2
<b>F/B (dB)</b>	18.3	11.7	16.2	14.2
<b><math>\Theta_{3\text{dB}}</math> (E/H)</b>	86° / 94°	106° / 96°	88° / 62°	98° / 96°

# ***IV. FABRICATION DU VEHICULE DE TEST SUR LA LIGNE SILICIUM 200 MM ET RESULTATS EXPERIMENTAUX***

---

## **IV.1 Introduction**

Ce chapitre aborde la partie expérimentale portant sur la fabrication et la caractérisation des antennes à réflecteur SHI ainsi que les différents dispositifs de tests associés. Cette partie introductive a pour objectif de présenter le jeu de masques utilisé pour l'empilement métallo-diélectrique et de donner une description générale de l'agencement des différents dispositifs du véhicule de test. Nous présentons ensuite les différentes étapes de fabrication dans la ligne de fabrication silicium 200 mm du CEA-LETI avec des caractérisations morphologiques à l'appui. Finalement, les résultats de caractérisation DC et RF d'une partie du véhicule seront présentés et discutés. Ces résultats concernent notamment l'étude DC des vias dans la couche diélectrique intermétallique, la caractérisation en impédance et rayonnement de deux dispositifs antennaires ainsi que l'extraction des propriétés diélectriques des matériaux diélectriques AL-X et SINR.

### **IV.1.1 Présentation générale du jeu de masques**

Le jeu de masques conçu pour notre véhicule de test (SHI-1) comporte quatre niveaux décrits dans la Figure IV-1 : pour l'empilement de la face avant, le premier niveau incluant les cellules SHI et les plans de masse flottants est dénommé F1LNE1. Le niveau F1VIA1 correspond aux vias réalisés dans la couche diélectrique polymère et le niveau F1LNE2 correspond aux antennes et à la métallisation supérieure des lignes de transmission. Nous avons aussi prévu un niveau optionnel appelé F1DEC qui permet de graver les chemins de découpe dans la couche polymère et sur la face arrière du véhicule de test afin d'éviter l'encrassement de la lame de découpe et le décollement du cuivre. Des masques aligneurs sont utilisés pour les trois niveaux F1LNE1, F1VIA1 et F1DEC alors qu'un masque stepper est utilisé pour le niveau F1LNE2 afin de satisfaire les règles de dessins qui fixent la dimension critique à 10  $\mu\text{m}$ . Cette valeur correspond au gap entre les trois brins de la ligne CPW décrite dans le chapitre précédent.

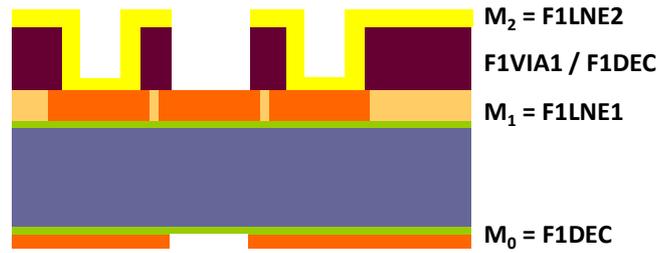


Figure IV-1 Désignation des différents niveaux du jeu de masques SHI-1

### IV.1.2 Description du champ « concepteur »

La Figure IV-2 donne la distribution des 18 puces qui composent le champ photo-répété du véhicule de test selon un classement alphanumérique. Ce champ a une largeur de 19.98 mm pour une hauteur de 11.84 mm. Les chemins de découpe suivant les deux directions Ox et Oy font une largeur de 300 µm. Le masque est présenté dans la Figure IV-3.

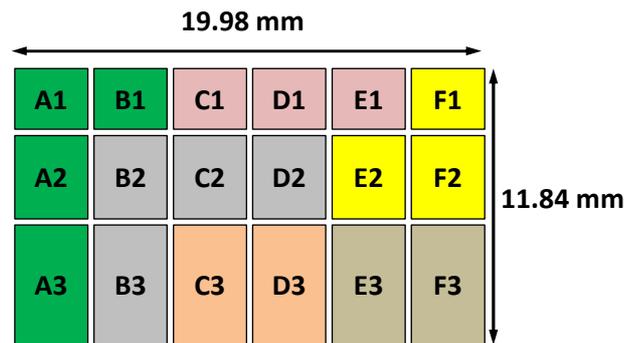


Figure IV-2 Distribution des puces dans le champ "concepteur" photo-répété

#### IV.1.2.1 Dispositifs de test RF-DC

Les puces A1, A2 et A3 sont respectivement dédiées à l'étude des lignes de transmission de type CB-CPW (50 Ω et 35 Ω), CB-CPS et CPW avec des longueurs variant entre 600 µm et 2400 µm. Des motifs de calibrage de type OPEN, THRU et SHORT ont également été conçus pour tester les différentes techniques d'extraction. La puce A3 comporte des structures de test supplémentaires incluant des transitions CPW-CPS en configuration Back-to-Back. Ces structures permettront de caractériser ultérieurement les transitions et de réaliser un de-embedding des antennes alimentées à l'aide de lignes de transmission CPW. La puce B1 est dédiée à la caractérisation DC et à l'extraction de la résistance des vias métallisés avec trois dispositifs de test incluant des vias de 16 µm, 32 µm et 50 µm de diamètre. Chaque dispositif est interfacé par 12 plots de contact disposés linéairement et

faisant  $80 \times 80 \mu\text{m}^2$  pour une période de  $160 \mu\text{m}$  et qui permettent de mesurer trois chaînes pseudo-Kelvin de 2, 6 et 14 vias.

#### **IV.1.2.2 Antennes**

Le véhicule de test comprend également 12 puces dédiées à l'étude des antennes disposées en trois groupes : le premier groupe comprend les puces C1, D1 et E1 qui correspondent aux antennes décrites dans le paragraphe III.4.5 avec les trois variantes des transitions CPW-CPS et font une taille de  $3 \times 2.5 \text{ mm}^2$ . Le second groupe est basé sur l'antenne dipôle avec une ligne d'alimentation CB-CPS décrite dans le paragraphe III.4.3. La puce F1 constitue le design de référence avec un substrat de  $3 \times 2.5 \text{ mm}^2$  et une matrice SHI de  $7 \times 8$  cellules. La puce F2 est destinée à l'étude de l'impact de la taille du substrat sur les propriétés d'impédance et de rayonnement de l'antenne avec une taille de  $3 \times 3.5 \text{ mm}^2$ . La puce E2 diffère de la puce F2 par un anneau de garde ouvert d'une largeur de  $100 \mu\text{m}$  et intégré au niveau F1LNE1 afin de bloquer la propagation des ondes de surfaces susceptibles d'être excitées par l'antenne. Finalement, le troisième groupe comprend quatre puces B2, C2, D2 et B3 basées sur le design du réseau de deux antennes décrit dans le paragraphe III.4.4. La puce B2 fait une surface de  $3 \times 3.5 \text{ mm}^2$  et constitue le design de référence alors que les puces C2 et D2 utilisent respectivement un anneau de garde ouvert et fermé de  $100 \mu\text{m}$  de largeur. La puce B3, d'une surface de  $3 \times 5 \text{ mm}^2$  est destinée à l'étude de l'impact de la surface du substrat et de la SHI. Cette dernière est formée par une matrice de  $9 \times 20$  cellules.

#### **IV.1.2.3 Dispositif d'étude du couplage inter-élément**

Pour l'étude du couplage entre deux antennes voisines, le véhicule de test comporte deux puces dénommées C3 et D3 pour l'étude du couplage selon les plans E et H respectivement entre deux antennes séparées de  $\lambda_0/2$  centre-à-centre ( $2.5 \text{ mm}$  à  $60 \text{ GHz}$ ). Ces deux puces font  $3 \times 5 \text{ mm}^2$  de surface chacune et sont basées sur le design de F1.

#### **IV.1.2.4 Réflecteur SHI**

Finalement, deux puces E3 et F3 de  $3 \times 5 \text{ mm}^2$  de surface sont dédiées à la caractérisation en amplitude et en phase de la SHI à l'aide d'un guide d'onde millimétrique WR-15 sur la bande V. E3 est une matrice de  $11 \times 20$  cellules SHI qui occupent une surface de  $2.18 \times 3.98 \text{ mm}^2$ . Sur la puce F3, la matrice SHI est remplacée par un miroir métallique qui

permettra de calibrer le zéro de phase lors de la mesure. Les dimensions internes standards du guide WR-15 sont de  $1.88 \times 3.76 \text{ mm}^2$ .

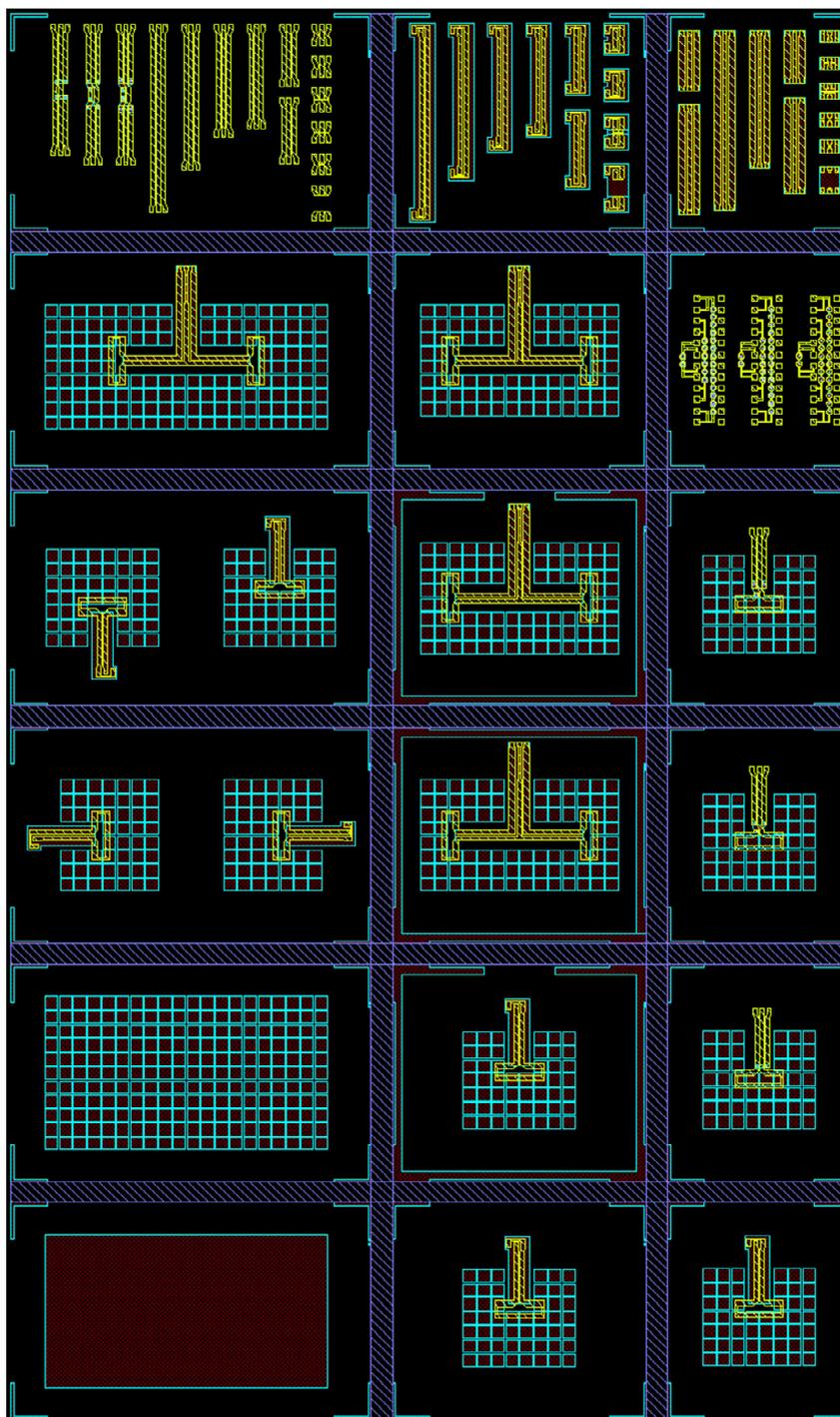


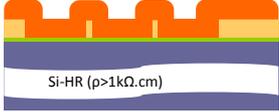
Figure IV-3 Masque du véhicule de test avec les niveaux du masque SHI-1

## IV.2 Flot de procédé dans la ligne MEMS 200 mm

### IV.2.1 Niveau F1LNE1 : procédé Damascène

Les patches des cellules SHI, les plans de masse flottants des lignes CB-CPS et CB-CPW ainsi que la métallisation inférieure des transitions CPW-CPS sont réalisés selon le procédé damascène, décrit dans le Tableau IV-1. Nous utilisons des tranches (*wafers*) silicium <100> avec une résistivité comprise entre 1 k $\Omega$ .cm et 10 k $\Omega$ .cm et une épaisseur initiale de 725  $\mu$ m. Après préparation et nettoyage des wafers, une couche barrière SiN de 40 nm est déposée par PECVD afin d'empêcher la diffusion du cuivre dans le silicium. Une couche d'oxyde à faibles contraintes faisant 1  $\mu$ m d'épaisseur est ensuite déposée par PECVD à 400°C en utilisant le silane (SiH<sub>4</sub>) comme précurseur. Les motifs du niveau F1LNE1 sont définis sur l'oxyde par photolithographie. La métallisation est réalisée par le dépôt initial d'une sous-couche (*seed layer*) TiN/Cu (50nm + 20 nm) suivi d'un dépôt électrochimique (ECD) pleine plaque à base de cuivre (2  $\mu$ m). Après un recuit métallurgique à 400°C dont le but est d'améliorer l'adhérence du cuivre, les motifs finaux sont révélés par polissage mécano-chimique (CMP).

Tableau IV-1 Etapes de réalisation du niveau SHI par procédé damascène cuivre

Macro-étape	Commentaires / Conditions
	Dépôt barrière SiN 40 nm
	Dépôt PECVD SiO <sub>2</sub> (SiH <sub>4</sub> , 400°C) / 1 $\mu$ m
	Gravure SiO <sub>2</sub> / Arrêt sur SiN Dimension critique : CD = 20 $\mu$ m
	Dépôt sous-couche TiN (50 nm) - Cu (200 nm) ECD Cu 2 $\mu$ m
	Recuit d'adhérence (400°C, 30 min) / Polissage CMP Désoxydation CuO

Ce procédé permet d'avoir un bon contrôle des dimensions des patches SHI et du gap selon les règles de dessins spécifiées lors de la conception du jeu de masques. Celles-ci

donnent une tolérance de  $\pm 2 \mu\text{m}$  par rapport à la valeur nominale du gap fixée à  $20 \mu\text{m}$ . La Figure IV-4(a) montre une microphotographie de la SHI et du plan de masse flottant de l'antenne B2. Dans la Figure IV-4(b), nous réalisons un zoom sur des cellules SHI voisines pour mesurer les gaps dans deux directions orthogonales. Des gaps de  $21.4 \mu\text{m}$  et  $21.7 \mu\text{m}$  sont respectivement mesurés selon les axes  $O_x$  et  $O_y$ . L'épaisseur finale des lignes de cuivre est égale à la profondeur du caisson oxyde ( $1 \mu\text{m}$ ), ce qui est tout à fait compatible avec les lignes back-end de réalisation de circuits RF-CMOS.

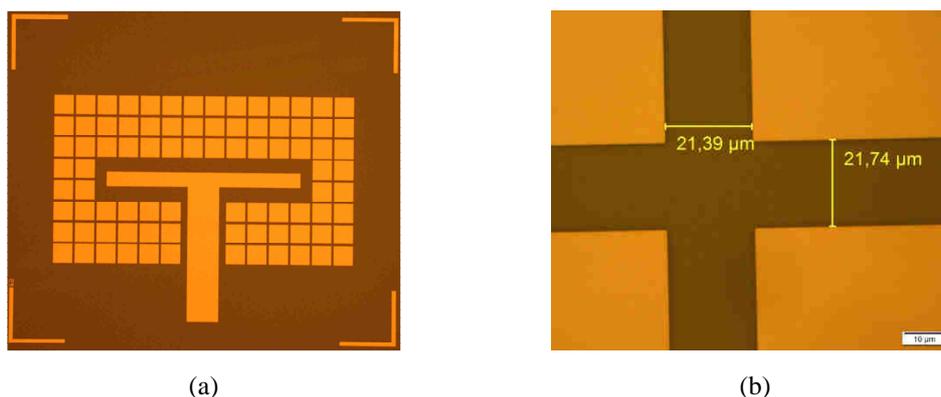


Figure IV-4 Niveau FILNE1 post-CMP: vue de la matrice SHI et du plan de masse flottant de l'antenne B2 et des motifs B1 (a) et zoom sur les gaps entre patchs SHI (b)

## IV.2.2 Briques polymères en couche épaisse

Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe III.4.1, les matériaux AL-X et SINR ont été sélectionnés à la fois pour leur propriétés diélectriques et mécaniques compatibles à la fois avec le design électrique et le procédé de réalisation du véhicule de test dans la ligne back-end silicium. Le point commun entre ces deux matériaux est qu'ils sont photosensibles ce qui permet de réaliser des motifs et des vias directement par insolation et développement photo. Cette propriété sera exploitée uniquement pour la résine SINR alors qu'une technique alternative de gravure employant un masque dur minéral sera utilisée pour l'AL-X. Pour l'expérimentation, nous disposons de la version « couche-mince » 2010 de l'AL-X qui est disposée par enduction centrifuge alors que la version 3170 de la résine SINR est fournie sous forme de films secs de différentes épaisseurs qui peuvent être laminés sur l'empilement.

### IV.2.2.1 Développement d'un nouveau procédé AL-X2010 en $12 \mu\text{m}$

#### a) Etude de l'étalement AL-X

Les séries de polymères AL-X pour le packaging avancé existent en trois formules (notées 2003, 2010 et 2030) pour des épaisseurs maximales respectives de  $3 \mu\text{m}$ ,  $10 \mu\text{m}$  et

30  $\mu\text{m}$ . Pour notre application, nous ne disposons que de la version AL-X2010. Le procédé d'étalement a donc été ré-optimisé pour atteindre une épaisseur finale de 12  $\mu\text{m}$  à moyennant des plaques d'étude. La Figure IV-5 montre l'évolution de l'épaisseur de la couche polymère pour une vitesse de tournette (*spinner*) de 500 rpm. Les mesures de l'épaisseur sont réalisées sur neuf points (un central et huit disposés en croix). Les épaisseurs mesurées se situent dans la gamme 11.17 – 12.26  $\mu\text{m}$  avec une valeur moyenne de 11.7  $\mu\text{m}$ . En prenant en considération la couche  $\text{SiO}_2$  du niveau damascène SHI et la couche SiN, une simulation électromagnétique a permis de confirmer que les antennes et les lignes de transmission conservent leurs performances globales avec ce nouvel empilement.

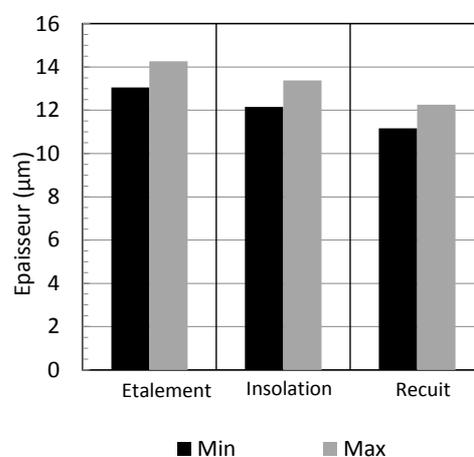


Figure IV-5 Evolution de l'épaisseur de la couche AL-X pour une vitesse de tournette de 500 rpm

#### b) Gravure du masque dur et des vias

Pour réaliser les vias, nous optons pour une gravure du polymère AL-X à l'aide d'un masque dur  $\text{SiO}_2$ . Cette méthode permet de réaliser des profils de meilleure qualité par rapport à une photolithographie classique pour les facteurs de forme visés (3:4 et 3:8 pour des diamètres de vias respectif de 16  $\mu\text{m}$  et 32  $\mu\text{m}$ ). La macro-étape débute par le dépôt d'une couche  $\text{SiO}_2$  de 2  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et d'une résine photosensible de 3  $\mu\text{m}$ . Après insolation et développement de la résine, le transfert de forme entre la résine et l'oxyde puis entre l'oxyde et l'AL-X se fait par deux étapes de gravure sèche successives selon le Tableau IV-2. Les restes du masque dur sont ensuite enlevés par gravure humide BOE (*Buffered Oxide Etch*). Finalement, une étape de décapage (*descum*) est réalisée afin de biseauter le haut des vias en préparation au dépôt métallique qui suivra. Dans ces conditions, le niveau damascène cuivre est à nouveau exposé à l'air libre au niveau des zones gravées. Cette exposition est susceptible de mener à l'oxydation du fond des vias et à la rupture du contact électrique entre les niveaux F1LNE1 et F1LNE2 comme le montre la Figure IV-6(a). Une

désoxydation à l'aide de l'acide fluorhydrique (HF) permet dans ce cas d'éliminer la couche d'oxyde selon la Figure IV-6(b).

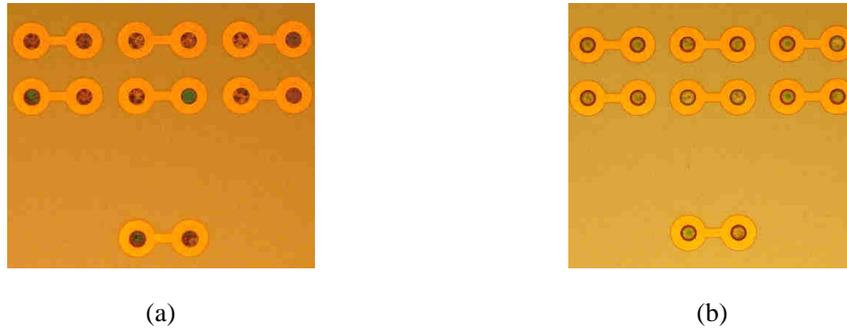
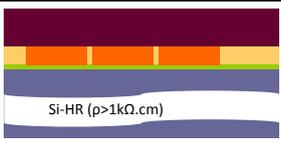
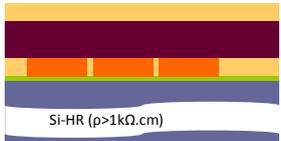
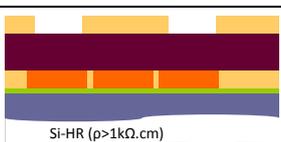
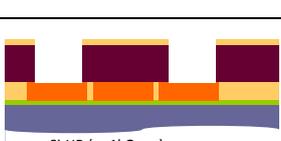
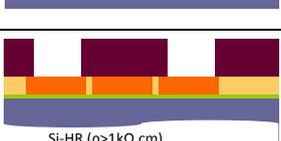


Figure IV-6 Observation d'une chaîne de vias après gravure (a) et après désoxydation (b)

Tableau IV-2 Etapes de réalisation du niveau SHI FILNE1 par procédé damascène cuivre

Macro-étape	Commentaires / Conditions
	Etalement AL-X 12 $\mu\text{m}$ / Insolation pleine plaque / Recuit
	Dépôt masque dur SiO <sub>2</sub> (2 $\mu\text{m}$ )
	Photo & Gravure sèche SiO <sub>2</sub> (30s ; O <sub>2</sub> + 70 min ; CHF <sub>3</sub> – SF <sub>6</sub> ) Arrêt sur AL-X
	Gravure via AL-X (27 min ; SF <sub>6</sub> – O <sub>2</sub> ) Arrêt sur Cu
	Retrait des restes du masque dur Décapage (Descum) Désoxydation CuO

### c) Caractérisation morphologique

La Figure IV-7 montre un des résultats de caractérisation morphologique (au microscope électronique à balayage MEB) d'un via de 32  $\mu\text{m}$  situé au centre du wafer avant la

consommation totale et le retrait du masque dur (gravure partielle). Différentes coupes ont été réalisées sur le lot d'étude pour s'assurer que la gravure débouche sur le niveau damascène cuivre. Les coupes MEB (a) et (b) donnent un diamètre final d'environ 34  $\mu\text{m}$  pour une profondeur de 11.6  $\mu\text{m}$ . A ce stade de la gravure, l'épaisseur du masque dur restante est de 0.7  $\mu\text{m}$ . La Figure IV-8 présente une vue de dessus des motifs de test DC (puce B1) avec des vias de 16, 32 et 50  $\mu\text{m}$  de diamètre.

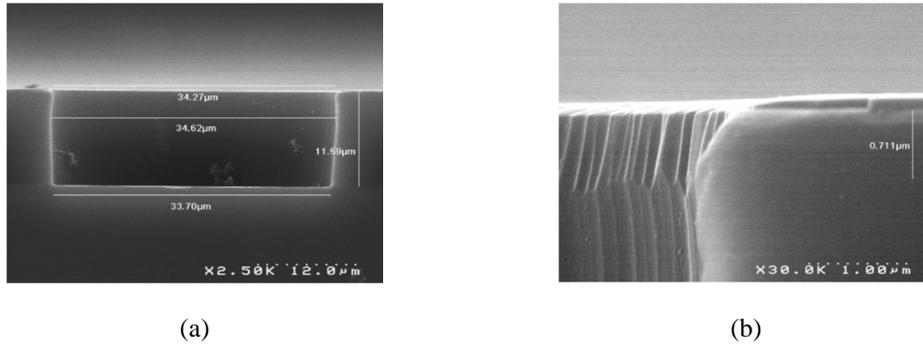


Figure IV-7 Coupe MEB d'un via de 32  $\mu\text{m}$  de diamètre (a) avec zoom sur le bord haut (b)

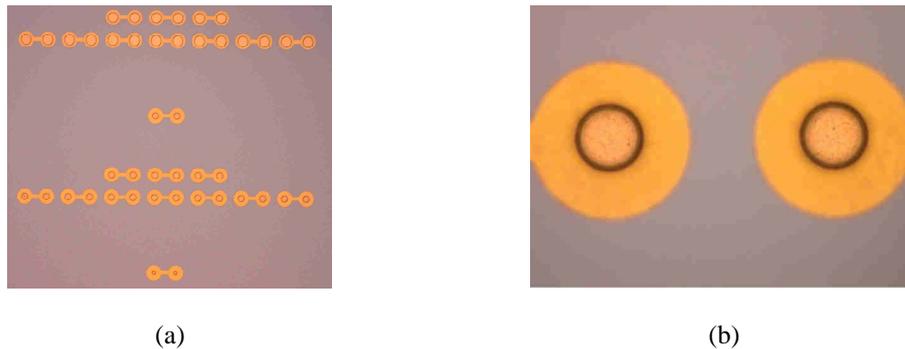
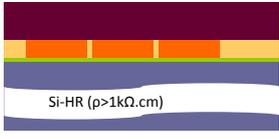
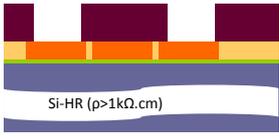


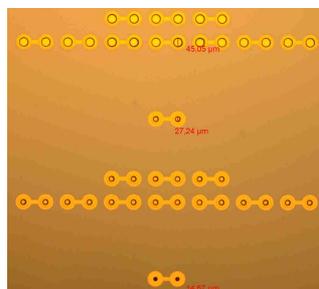
Figure IV-8 Vue de dessus des motifs de test DC (a) et zoom sur les vias de 32  $\mu\text{m}$  (b)

#### IV.2.2.2 Procédé standard SINR3170 en film sec 12 $\mu\text{m}$

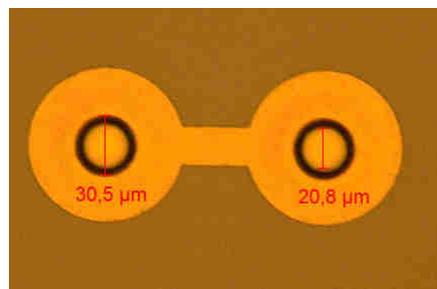
La réalisation des vias dans la résine SINR est faite directement par insolation et développement d'un film sec photosensible de 12  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Ce procédé comporte deux étapes de recuit : un PEB (Post-Exposure Bake) à 120°C est réalisé après insolation et un recuit de stabilisation à 180°C après développement. Dans ces conditions, le taux de rétrécissement du film est d'environ 4% (perte de 0.5  $\mu\text{m}$  sur l'épaisseur totale de la résine). Une vue générale des vias dans les motifs de test DC est donnée par la Figure IV-9(a) avec un zoom sur les vias de 32  $\mu\text{m}$  dans la Figure IV-9(b). Les mesures au microscope optique démontrent qu'en fin de procédé, ces vias ont un diamètre externe entre 30 et 30.5  $\mu\text{m}$ .

Tableau IV-3 Réalisation de vias dans la résine SINR3170

Macro-étape	Commentaires / Conditions
	Laminage film sec 12 μm à 110°C
	Photo SINR (insolation, PEB 120°C / 180 sec, développement) Recuit 180°C / 1h Désoxydation CuO



(a)



(b)

Figure IV-9 Vue de dessus des motifs de test DC (a) et zoom sur les vias de 32 μm (b)

### IV.2.2.3 Conclusions sur les polymères épais

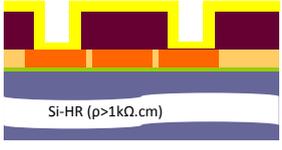
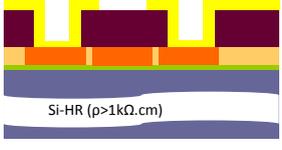
L'étude de gravure des vias dans les deux polymères sélectionnés ne révèle pas de limitations technologiques particulières. Nous retenons que la gravure à base de masque dur nécessite des étapes de fabrications supplémentaires qui ajoutent plus de complexité au procédé. Une caractérisation morphologique au MEB des vias dans la résine SINR reste envisageable voire nécessaire afin de mieux évaluer la qualité de la gravure (pente, diamètre des vias).

### IV.2.3 Réalisation des antennes sur le niveau F1LNE2

Les étapes suivantes sont communes aux deux variantes avec AL-X et SINR. Après gravure des vias dans le polymère, un dépôt pleine-plaque de deux couches successives de titane (100 nm) et d'or (1 μm) est réalisé par PVD (*Physical Vapor Deposition*). Les profils des lignes de transmission et des antennes de ce niveau sont ensuite définis à l'aide d'une gravure par faisceaux d'ions IBE (*Ion Beam Etching*). Cette technique de gravure permet de répondre aux spécifications géométriques sur les dimensions critiques du niveau F1LNE2

avec une tolérance de  $\pm 1 \mu\text{m}$ . Les deux macro-étapes relatives à ce niveau sont représentées dans le Tableau IV-4.

Tableau IV-4 Etapes de réalisation du niveau FILNE2

Macro-étape	Commentaires / Conditions
 <p>Si-HR (<math>\rho &gt; 1\text{k}\Omega\cdot\text{cm}</math>)</p>	<p>Dépôt pleine-plaquette Ti (100 nm) + Au (1 <math>\mu\text{m}</math>)</p>
 <p>Si-HR (<math>\rho &gt; 1\text{k}\Omega\cdot\text{cm}</math>)</p>	<p>Photo antennes (FILNE2) Gravure IBE (24 min) CD = 10 <math>\mu\text{m}</math></p>

Les résultats de caractérisation morphologique au MEB des vias après métallisation sont donnés par la Figure IV-10. L'épaisseur de la métallisation varie entre 0.9  $\mu\text{m}$  au fond du via et 2  $\mu\text{m}$  sur les bords. Cette observation a été complétée par une inspection optique des antennes et des motifs de test afin de vérifier l'intégrité globale des dispositifs selon la Figure IV-11.

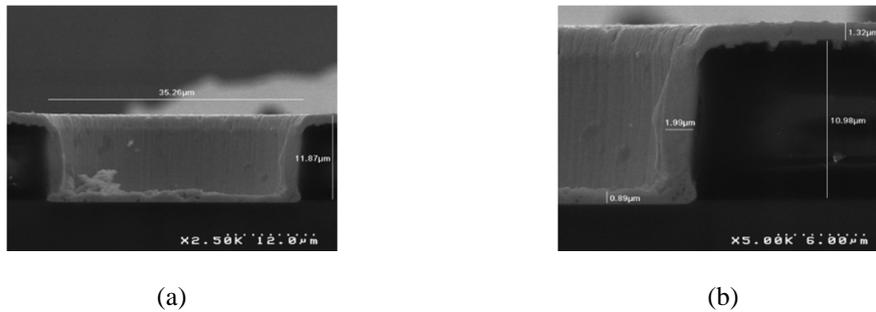


Figure IV-10 Coupe MEB d'un via de 32  $\mu\text{m}$  après dépôt TiAu (a) et zoom sur le bord du via (b)

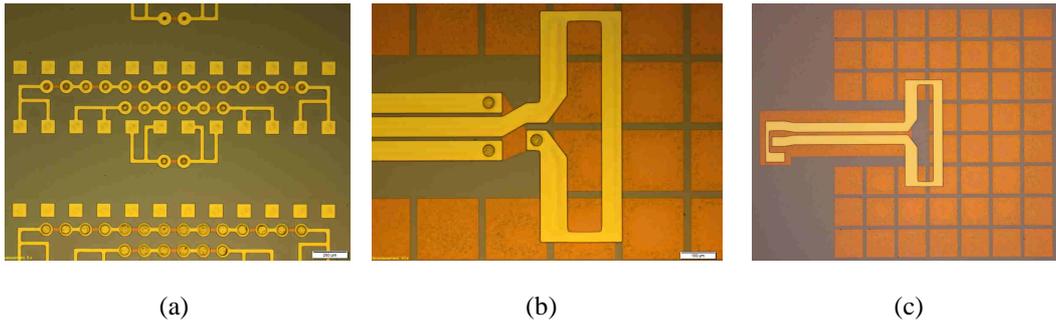
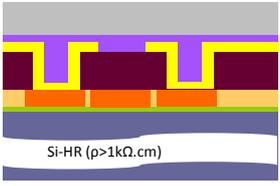
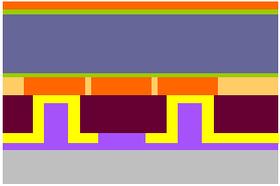
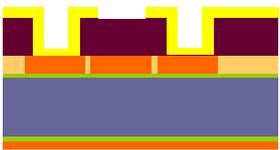


Figure IV-11 Vues de dessus des motifs de test DC (a), de l'antenne C1 (b) et de l'antenne F2 (c) en fin du procédé face-avant

#### IV.2.4 Procédé face-arrière

Une fois le procédé face-avant finalisé, nous procédons à un collage temporaire des wafers silicium à une poignée verre afin de réaliser l'empilement de la face arrière. La poignée fait  $700\ \mu\text{m}$  d'épaisseur et est collée au wafer silicium sur sa face avant à l'aide d'une colle polymère temporaire de  $30\ \mu\text{m}$  d'épaisseur. Un amincissement grossier (*coarse grinding*) permet dans un premier temps de faire passer l'épaisseur du wafer de  $725\ \mu\text{m}$  à  $230\ \mu\text{m}$ . Cette étape est suivie d'un amincissement fin (*fine grinding*) afin de s'approcher de l'épaisseur nominale de  $200\ \mu\text{m}$  avec une tolérance de  $\pm 10\ \mu\text{m}$ . De même que pour l'empilement de la face avant, une couche barrière SiN de  $50\ \text{nm}$  d'épaisseur est utilisée pour isoler la métallisation du substrat silicium. Cette métallisation est faite à partir de deux couches en titane et cuivre avec des épaisseurs respectives de  $50\ \text{nm}$  et  $400\ \text{nm}$ . Le rôle du titane est d'améliorer l'adhérence du cuivre au substrat et d'éviter sa délamination. Les wafers sont ensuite décollés de la poignée verre et transférés sur un film adhésif sensible aux rayons UV monté sur un cadre métallique (*frame*) avant d'être découpés. L'insolation du film après découpe permet finalement d'extraire les puces une à une.

Tableau IV-5 Etapes du procédé face-arrière

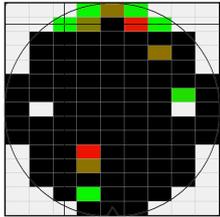
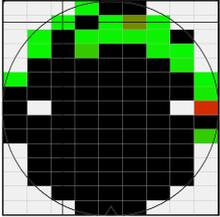
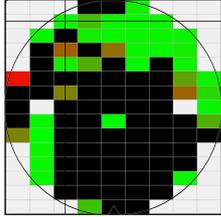
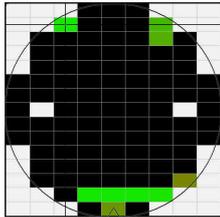
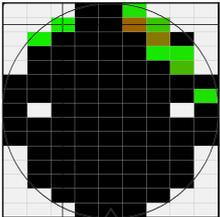
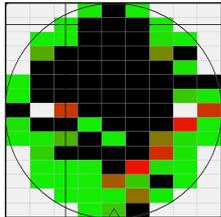
Macro-étape	Commentaires / Conditions
	<p>Scellement sur poignée verre (colle polymère 30 <math>\mu\text{m}</math>)                      Amincissement grossier à 230 <math>\mu\text{m}</math>                      Amincissement fin 200 <math>\mu\text{m}</math></p>
	<p>Dépôt barrière SiN 50 nm                      Dépôt pleine-plaque : Couche d'accroche Ti (50 nm) et Cu (400 nm)</p>
	<p>Retrait de colle (<i>debonding</i>)                      Collage sur film UV                      Découpe</p>

### IV.3 Caractérisation DC des prototypes

Avant de poursuivre le procédé de fabrication, la continuité électrique dans les vias métallisés est vérifiée à l'aide d'une caractérisation DC des motifs pseudo-Kelvin de la puce B1. Cette puce comporte trois chaînes de deux, six et quatorze vias avec des diamètres nominaux de 16, 32 et 50  $\mu\text{m}$ . Nous présentons ici les résultats de mesure de résistance pour des chaînes de 2 et 6 vias. Cette étude nous permet entre autres de voir l'impact de l'étape de désoxydation du niveau damascène cuivre F1LNE1 sur la continuité électrique ainsi que de vérifier l'ouverture des vias pour différents diamètres.

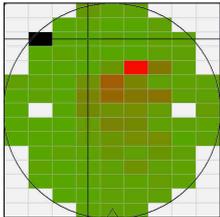
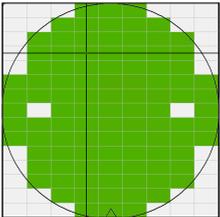
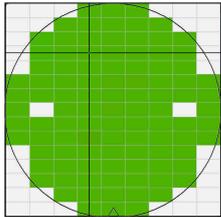
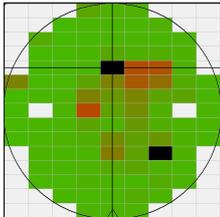
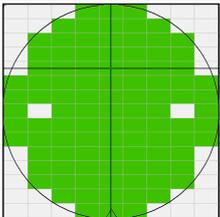
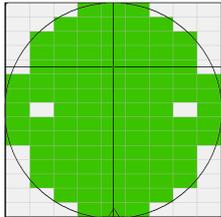
La cartographie des wafers 200 mm pour les prototypes avec AL-X sans désoxydation montre que la plupart des puces présentent une résistance totale supérieure à 10  $\Omega$  pour les deux chaînes (Tableau IV-6). Le rendement du wafer est légèrement amélioré pour les vias de 32  $\mu\text{m}$  et 50  $\mu\text{m}$  de diamètre.

Tableau IV-6 Résultats de caractérisation DC des vias dans l'AL-X sans désoxydation CuO : Champs en noir hors-spécification (résistance supérieures à la résistance de seuil)

Chaîne	$\Phi = 16 \mu\text{m}$	$\Phi = 32 \mu\text{m}$	$\Phi = 50 \mu\text{m}$
<b>Seuil <math>R_{\text{max}} = 10 \Omega</math></b>			
2			
6			

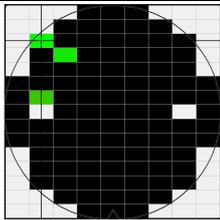
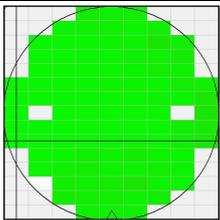
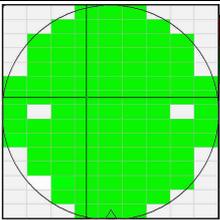
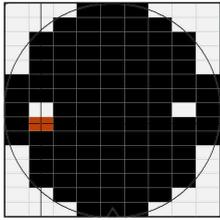
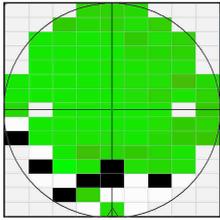
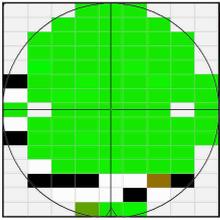
L'observation des prototypes ayant subi une désoxydation montre une nette amélioration avec un rendement de 99% pour les vias de  $16 \mu\text{m}$  et 100% pour les deux autres variantes même en réduisant le seuil de la résistance à  $1 \Omega$  (Tableau IV-7).

Tableau IV-7 Résultats de caractérisation DC des vias dans l'AL-X avec désoxydation CuO : Champs en noir hors-spécification (résistance supérieures à la résistance de seuil)

Chaîne	$\Phi = 16 \mu\text{m}$	$\Phi = 32 \mu\text{m}$	$\Phi = 50 \mu\text{m}$
<b>Seuil <math>R_{\text{max}} = 1 \Omega</math></b>			
2			
6			

Les résultats des prototypes avec la résine SINR montrent que malgré la désoxydation, les vias de 16  $\mu\text{m}$  présentent une discontinuité électrique. Ceci veut dire que pendant la phase de développement de la résine, les vias ne débouchent pas sur le niveau F1LNE1. Pour les vias de 32  $\mu\text{m}$  et 50  $\mu\text{m}$ , les rendements sont de 100% et 88% respectivement pour les chaînes de 2 et 6 vias. Il s'agit dans ce cas d'un problème d'ouverture des vias à 16  $\mu\text{m}$ .

Tableau IV-8 Résultats de caractérisation DC des vias dans la SINR avec désoxydation CuO : Champs en noir hors-spécification (résistance supérieures à la résistance de seuil)

Chaîne	$\Phi = 16 \mu\text{m}$	$\Phi = 32 \mu\text{m}$	$\Phi = 50 \mu\text{m}$
<b>Seuil <math>R_{\text{max}} = 10 \Omega</math></b>			
<b>2</b>			
<b>6</b>			

La comparaison des résultats issus des prototypes réalisés avec l'AL-X et la SINR montrent l'intérêt de l'étape de désoxydation mais aussi celui de l'adoption d'une gravure à base de masque dur pour réaliser des vias à fort facteur de forme. Etant donné que nous sommes limités à un procédé standard pour la résine SINR, une optimisation de la lithographie dans le cadre d'un développement de procédé reste aussi envisageable dans le futur. Dans le Tableau IV-9, nous donnons les résultats d'extraction de la résistance minimale par via unique à partir des mesures faites pour les trois configurations citées précédemment.

Tableau IV-9 Résistance minimale par via unique en  $\Omega$

	$\Phi = 16 \mu\text{m}$	$\Phi = 32 \mu\text{m}$	$\Phi = 50 \mu\text{m}$
<b>AL-X sans désox.</b>	0.15	0.12	0.12
<b>AL-X avec désox</b>	0.14	0.12	0.11
<b>SINR avec désox.</b>	1.26	0.21	0.14

#### IV.4 Caractérisation des antennes avec AL-X2010

L'étude expérimentale a été limitée dans le cadre de cette étude aux sept antennes sans vias du véhicule de test antennaire avec la couche diélectrique à base d'AL-X. Les prototypes réalisés avec la résine SINR ainsi que les antennes avec accès CPW et transitions CPW-CPS seront étudiées dans des campagnes de mesure futures. Pour la suite, nous présenterons les résultats de caractérisation de l'antenne F2 (avec accès CB-CPS) et du réseau B2 (avec accès CB-CPW et CB-CPS). Les deux puces en question sont présentées dans la Figure IV-12.

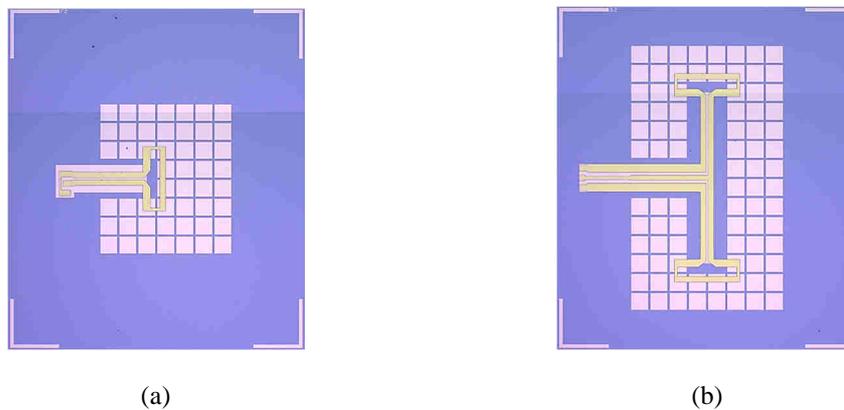
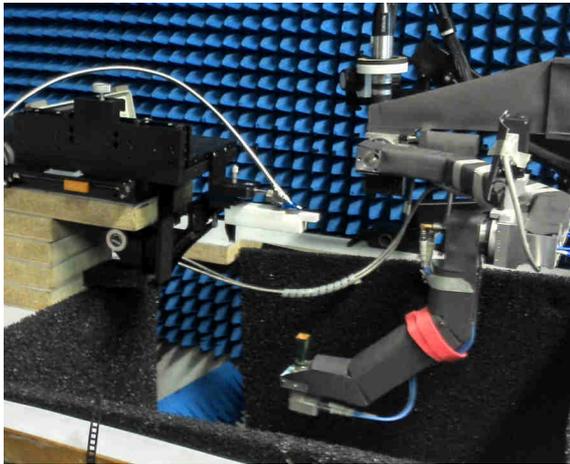


Figure IV-12 Microphotographies de l'antenne F2 (a) et du réseau B2 (b)

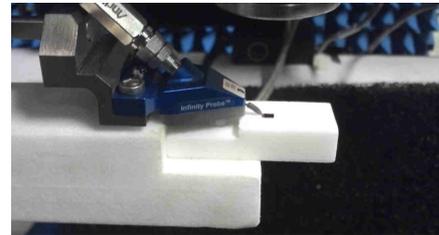
##### IV.4.1 Présentation du banc de mesure

Les mesures des antennes ont été réalisées sur un banc développé par l'université de Nice Sophia-Antipolis et décrit dans la référence [98]. Ce banc intègre une station sous pointe avec un analyseur de réseau Agilent PNA-X et permet de réaliser des mesures d'impédance et de diagramme de rayonnement en trois dimensions grâce à un bras robotisé capable de scanner en azimut et en élévation sur 74% de l'angle solide d'une sphère. La Figure IV-13(a) montre une vue globale du montage expérimental. Le support de l'antenne sous test (AUT)

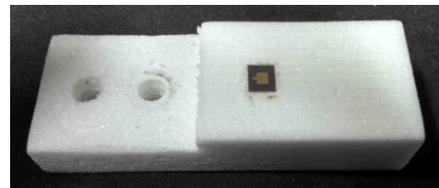
est réalisé à base d'une mousse transparente aux ondes électromagnétiques aux fréquences millimétriques comme le montre la Figure IV-13(b). Ce support comporte une partie fixe et une partie amovible usinée en fonction de la géométrie de la puce à mesurer et assemblée sur le banc à l'aide de deux vis plastiques selon la Figure IV-13(c).



(a)



(b)



(c)

Figure IV-13 Vue globale du banc (analyseur de réseau non représenté) (a) avec zoom sur la pointe (b) et la partie amovible du support en mousse (c)

#### IV.4.2 Mesures d'impédance

La Figure IV-14 donne une comparaison des coefficients de réflexion simulés et mesurés pour l'antenne simple F2 avec accès CB-CPS ainsi que pour le réseau de deux éléments B2. Concernant l'antenne F2, les mesures démontrent une bonne concordance avec la simulation électromagnétique : le coefficient de réflexion optimal  $S_{11}$  est inférieur à  $-30$  dB à  $60.72$  GHz (contre  $61$  GHz en simulation). Nous constatons une légère augmentation de la bande passante par rapport à celle prévue par la simulation. Celle-ci dépasse les  $20\%$  pour un critère d'adaptation à  $-6$  dB et vaut  $9.7\%$  pour un critère d'adaptation à  $-10$  dB sur la bande  $58.36 - 64.16$  GHz. Les résultats de la mesure du réseau B2 sont également cohérents avec ceux prédits par la simulation. Le coefficient de réflexion mesuré est  $S_{11} = -19.2$  dB à  $63$  GHz (au lieu de  $62.8$  GHz en simulation). L'antenne est adaptée à  $-10$  dB sur la bande  $60.2 - 66.7$  GHz ce qui fait une bande passante relative de  $10.8\%$ . Cette bande est supérieure à  $20\%$  si l'on prend en considération un critère d'adaptation à  $-6$  dB.

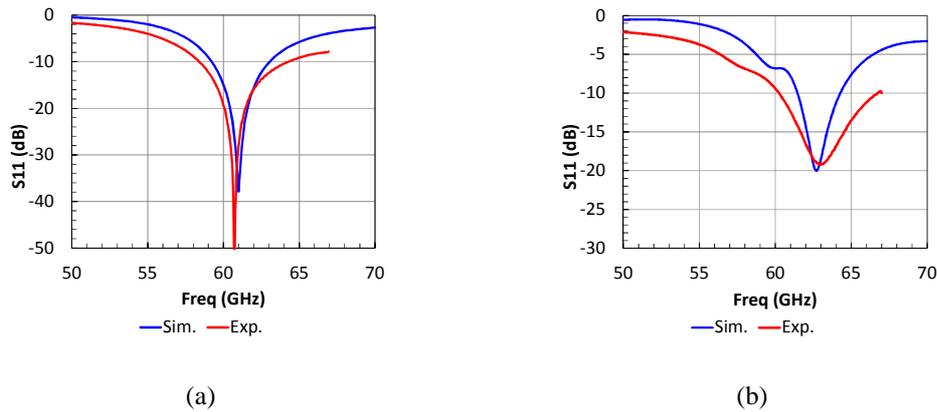


Figure IV-14 Coefficient de réflexion simulés et mesurés de l’antenne F2 (a) et du réseau B2 (b)

### IV.4.3 Mesures de rayonnement

La mesure du gain de l’antenne F2 selon l’axe principal montre que le gain en polarisation principale varie entre -1 et 2 dBi sur la bande 57 – 66 GHz alors que nous attendions des valeurs de l’ordre 5 dBi sur cette bande. Le niveau de polarisation croisée est relativement élevé mais reste en dessous de -6 dB sur toute la bande 57 – 66 GHz selon la Figure IV-15(a). Cependant, en observant les diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux (Figure IV-16) à des fréquences entre 58 GHz et 66 GHz, nous constatons que ceux-ci présentent un dépointage d’environ  $30^\circ$  dans le plan E par rapport à l’axe vertical. La valeur maximale du gain selon cet angle est de 3.6 dBi à 64 GHz selon la Figure IV-16(a). Ce dépointage n’est pas dû à la réflexion par la pointe car celle-ci se situe dans le plan H de l’antenne (d’où la zone masquée sur la Figure IV-16(b) mais pourrait s’expliquer par un déséquilibre entre les deux brins de la ligne CB-CPS dû à la dissymétrie du balun GSG-GS ; ce déséquilibre pourrait également expliquer le niveau relativement élevé de la polarisation croisée. Le rapport avant-arrière (F/B) est compris entre 16 dB et 25 dB sur toute la bande. A 60 GHz, l’angle d’ouverture  $\Theta_{3dB}$  vaut  $63^\circ$  et  $70^\circ$  dans les plans E et H respectivement. Du fait du dépointage du faisceau, l’angle d’ouverture dans notre cas est estimé à partir du point pour lequel le gain est maximal (en l’occurrence  $30^\circ$  pour le plan E et  $0^\circ$  pour le plan H). Sur la bande 57 – 66 GHz, le gain en polarisation principale du réseau B2 est compris entre 1.28 dBi (à 58.5 GHz) et 5.25 dBi (à 64.2 GHz) selon la Figure IV-15(b). Le rapport Co-Pol/Cross-Pol est supérieur à 25 dB sur toute la bande. Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont donnés par la Figure IV-17. La zone de masquage de la pointe se situe dans ce cas dans le plan E. Nous constatons que dans les deux plans principaux, l’allure générale des diagrammes est concordante avec celle prédite par la simulation électromagnétique. Ceux-ci sont centrés sur l’axe vertical ( $\theta = 0^\circ$ ). Le

rapport avant-arrière est supérieur à 14 dB sur toute la bande. L'angle d'ouverture  $\Theta_{3dB}$  mesuré à 64 GHz (point le plus proche de la résonance à 63 GHz) vaut  $60^\circ$  dans le plan E et  $55^\circ$  dans le plan H.

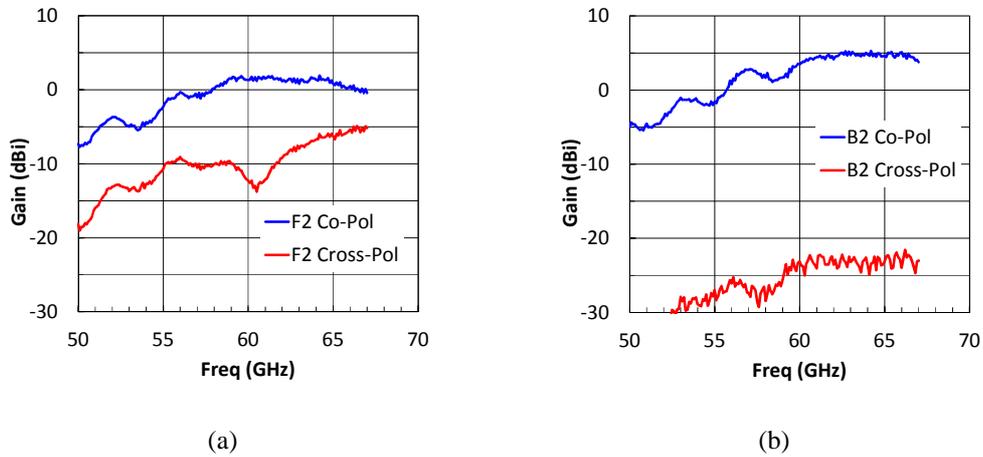


Figure IV-15 Gains mesurés en fonction de la fréquence selon l'axe vertical principal de l'antenne F2 (a) et du réseau B2 (b)

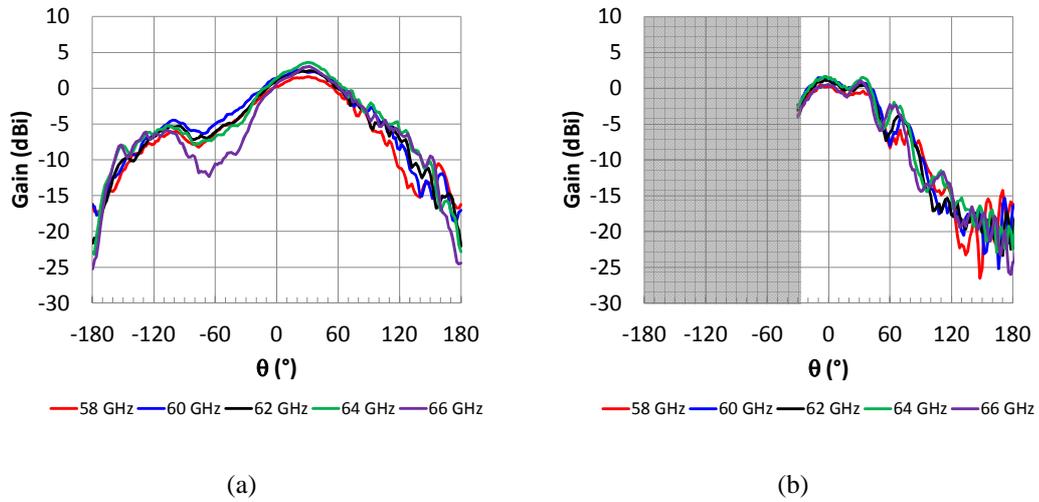


Figure IV-16 Gain mesuré de l'antenne F2 dans le plan E (a) et le plan H (b)

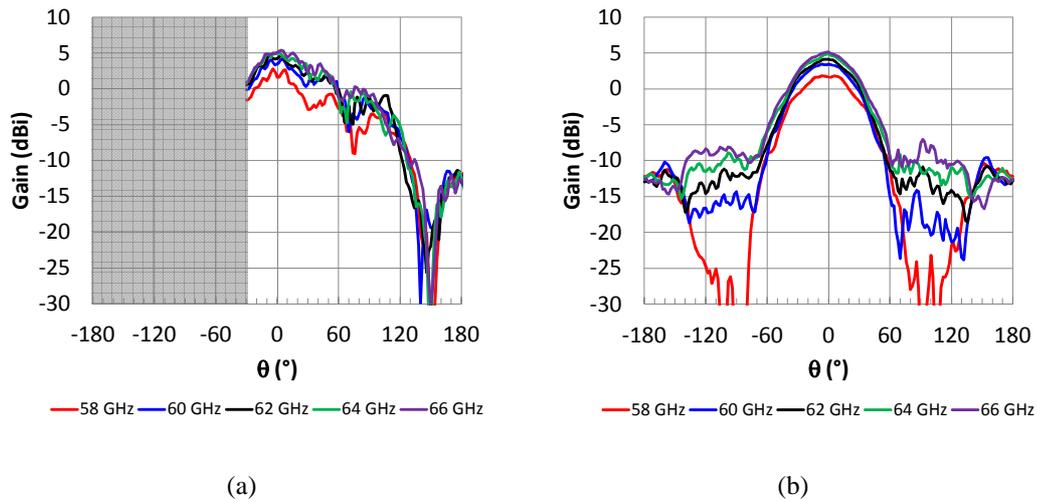


Figure IV-17 Gain du réseau B2 dans selon le plan E (a) et le plan H (b)

#### IV.4.4 Diagrammes 3D du réseau B2

Dans cette section, nous présentons les résultats des mesures des diagrammes de rayonnement en 3D qui permettront d'estimer l'efficacité de rayonnement du réseau B2. Dans le cadre de ces travaux, des prototypes supplémentaires antennaires sur silicium basse-résistivité à  $10 \Omega \cdot \text{cm}$  (dopé au bore) ont également été fabriqués. Nous en profitons donc afin de mener une étude comparative entre ces prototypes et ceux réalisés sur silicium haute-résistivité pour voir l'impact du substrat sur l'efficacité de rayonnement.

La mesure d'impédance de l'antenne B2 sur silicium basse-résistivité montre que la résonance est décalée à 66 GHz et que le coefficient de réflexion passe en dessous de -10 dB à partir de 62 GHz. Ce décalage pourrait provenir d'une différence entre la constante diélectrique des substrats basse-résistivité et celles des substrats haute-résistivité utilisée initialement pour le design ( $\epsilon_r = 11.7$ ).

La comparaison des performances rayonnées des prototypes sur silicium HR et BR reste pertinente si l'on se place dans la bande adaptée (à -10 dB partir de 62 GHz). Les diagrammes de rayonnement 3D sont représentés dans le Tableau IV-10 sur cinq points fréquentiels entre 58 GHz et 66 GHz avec un pas de 2 GHz. Le tableau rapporte les gains en polarisations principale (Co-Pol) et croisée (Cross-Pol) selon l'axe principal de rayonnement. L'évolution du gain en polarisation principale en fonction de la fréquence est donnée par la Figure IV-19(a). Pour les deux prototypes, le gain augmente en fonction de la fréquence. Sur la bande 57 – 66 GHz, celui-ci varie entre 1.8 et 5.31 dBi pour le prototype sur silicium haute-résistivité (Si-HR) et entre -2 et 2.86 dBi pour le prototype sur silicium basse-

résistivité (Si-STD). L'efficacité de rayonnement calculée par intégration de la densité de puissance rayonnée sur la zone mesurable varie entre 16.9% et 40.39% pour le prototype sur Si-HR et entre 6.5% et 22% pour celui sur Si-STD. En prenant en considération le rayonnement dans la zone masquée, nous nous attendons à des valeurs d'efficacité de rayonnement supérieures à celles rapportées ici.

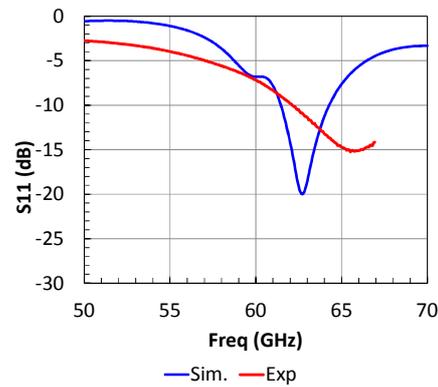


Figure IV-18 Coefficient de réflexion du réseau B2 sur silicium basse-résistivité

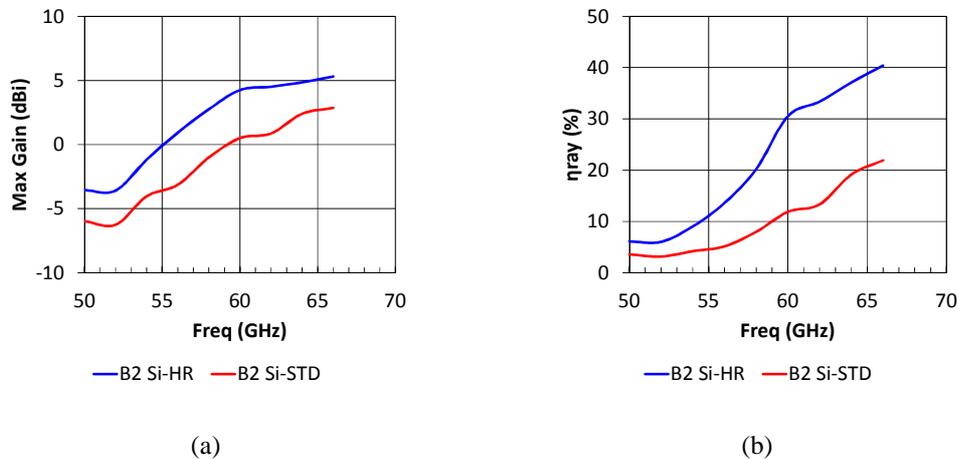
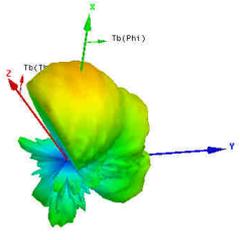
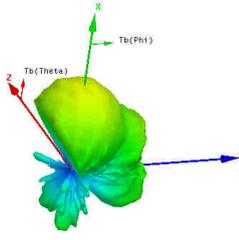
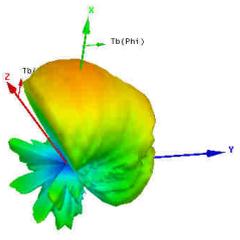
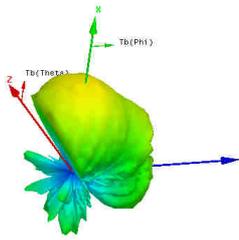
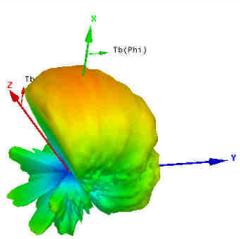
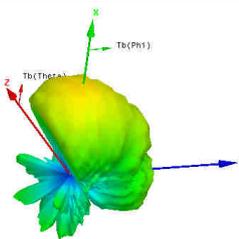
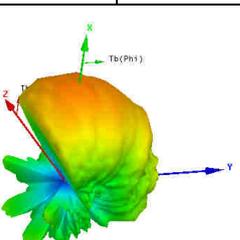
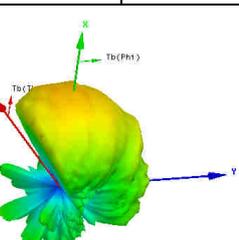
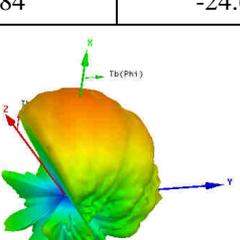
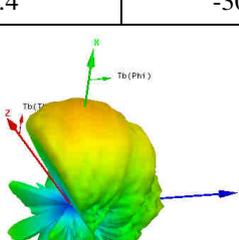


Figure IV-19 Gain maximal (a) et efficacité de rayonnement (b) du réseau B2 en fonction de la fréquence

Tableau IV-10 Diagrammes de rayonnement 3D des antennes B2 sur silicium haute et basse résistivité

Fréquence	Si-HR ( $\rho > 1 \text{ k}\Omega.\text{cm}$ )		Si-LR ( $\rho \approx 10 \Omega.\text{cm}$ )	
	Co-pol (dBi)	Cross-pol (dBi)	Co-pol (dBi)	Cross-pol (dBi)
58 GHz				
	2.74	-28.83	-1.01	-37.98
60 GHz				
	4.25	-23.05	0.5	-35.68
62 GHz				
	4.48	-23.3	0.86	-35.26
64 GHz				
	4.84	-24.66	2.4	-30.5
66 GHz				
	5.31	-22.77	2.86	-36.8

## IV.5 Caractérisation des matériaux AL-X et SINR

Dans cette section, nous nous intéressons à l'extraction des propriétés diélectriques des matériaux AL-X et SINR utilisés pour les véhicules de test antennaires. Comme nous l'avons mentionné dans le paragraphe III.4, les propriétés de ces matériaux sont connues à une fréquence maximale de 1 GHz. L'intérêt des lignes CB-CPW réside dans l'effet de blindage (*shielding*) offert par le plan de masse flottant. Il est ainsi possible d'évaluer les propriétés de la ligne de transmission indépendamment du substrat silicium. Pour la formulation théorique, nous nous basons sur les références [99] et [100] qui traitent des propriétés de propagation dans les lignes CPW classiques et CB-CPW à l'aide de transformations conformes.

### IV.5.1 Transformation conforme et facteur de remplissage

La Figure IV-20 rappelle la géométrie de la ligne 50  $\Omega$  de type CB-CPW avec  $S = 34 \mu\text{m}$ ,  $G = 40 \mu\text{m}$  et  $W = 90 \mu\text{m}$ . Pour la suite du calcul, nous supposons que le champ électromagnétique est confiné autour du conducteur central et dans la couche diélectrique. Par conséquent, les propriétés de propagation vont dépendre principalement de la largeur du conducteur central, du gap et de la hauteur du diélectrique.

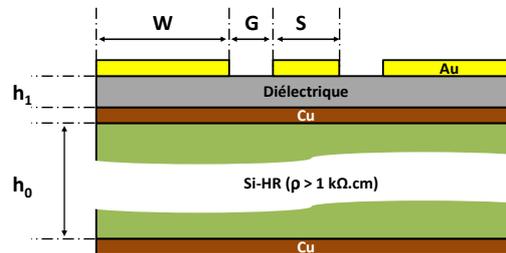


Figure IV-20 Rappel de la géométrie d'une ligne CB-CPW

La métallisation Ti-Au utilisée pour nos véhicules de test fait une épaisseur totale  $t = 1 \mu\text{m}$  qui reste non négligeable devant l'épaisseur de la couche diélectrique  $h_1 = 12 \mu\text{m}$ . La référence [100] introduit un facteur de correction  $\Delta$  qui permet de prendre en considération cette épaisseur dans la transformation conforme de la ligne CB-CPW :

$$\Delta = 1.25t \frac{1 + \ln(2h/t)}{\pi} \quad \text{Eq. IV-1}$$

Ainsi, la largeur du conducteur central et le gap sont corrigés par l'addition de  $\Delta$  à chaque terme. Les paramètres géométriques  $a$  et  $b$  utilisés pour le calcul du facteur de remplissage sont donnés par les équations Eq. IV-2 et Eq. IV-3 :

$$a = \frac{S}{2} + \frac{\Delta}{2}$$

Eq. IV-2

$$b = a + (G + \Delta)$$

Eq. IV-3

Le facteur de remplissage, tel que défini dans le paragraphe II.3.3, s'écrit dans ce cas selon Eq. IV-4, où  $k_i$  et  $k'_i$  représentent respectivement les modules et co-modules de l'intégrale elliptique complète de première espèce et sont donnés par les équations Eq. IV-5 à Eq. IV-6 :

$$q = \frac{\frac{K(k_1)}{K(k'_1)}}{\frac{K(k_1)}{K(k'_1)} + \frac{K(k_2)}{K(k'_2)}} \quad \text{Eq. IV-4}$$

$$k_1 = \frac{\tanh(\pi a/2h)}{\tanh(\pi b/2h)}$$

Eq. IV-5

$$k_2 = \frac{a}{b}$$

Eq. IV-6

## IV.5.2 Paramètres de propagation

La constante de propagation et la permittivité relative effective sont respectivement extraites à partir des équations Eq. II-11 et **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** selon la méthode détaillée dans le paragraphe II.2.2. Dans notre cas, nous utilisons deux lignes de longueurs respectives  $L1 = 600 \mu\text{m}$  et  $L2 = 2L1 = 1200 \mu\text{m}$  pour faire un de-embedding différentiel.

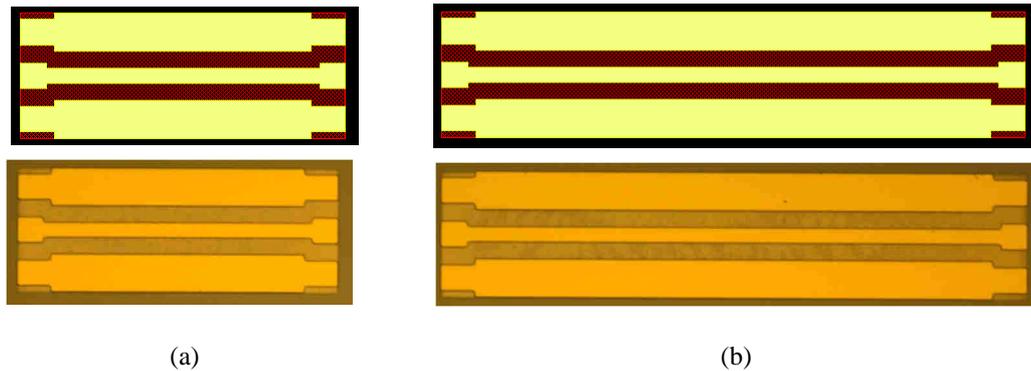


Figure IV-21 Masques et microphotographies des lignes 50 Ω CB-CPW de longueur  $L1 = 600 \mu\text{m}$  (a) et  $L2 = 1200 \mu\text{m}$  (b)

La Figure IV-22 donne les paramètres S de la ligne  $600 \mu\text{m}$  après un de-embedding  $L2L$  pour les lignes avec AL-X et SINR. La ligne est bien adaptée sur toute la bande 0 – 67 GHz avec un coefficient de réflexion S11 inférieur à -20 dB pour les deux variantes avec une adaptation légèrement meilleure pour la SINR. Les courbes d'amplitude du coefficient de

réflexion S21 suivent la même évolution sur toute la bande et démontrent des pertes d'insertion inférieures à 0.4 dB. Nous notons tout de même qu'autour de 35 GHz, le coefficient S21 remonte près de 0 dB pour la ligne sur AL-X. Cette zone fréquentielle aberrante n'est pas à prendre en considération.

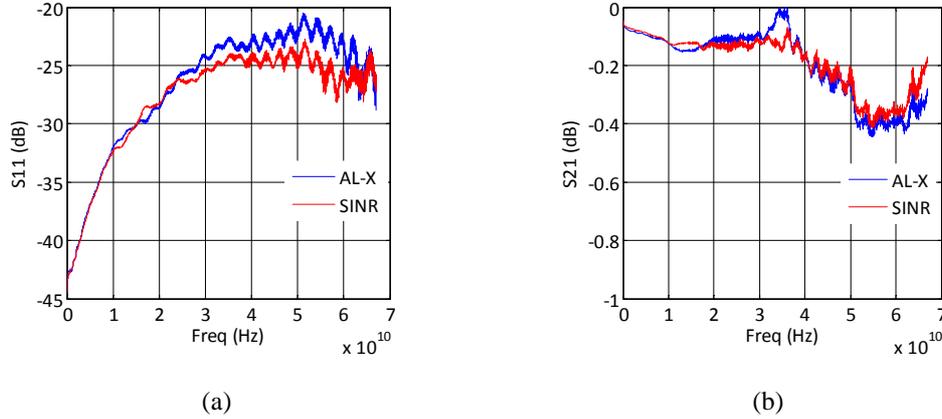


Figure IV-22 Coefficient de réflexion S11 (a) et coefficient de transmission S21 (b) de la ligne CB-CPW après de-embedding

Après le de-embedding, l'impédance caractéristique peut être extraite soit directement à partir des paramètres S de la ligne de transmission selon Eq. IV-7 comme nous l'avons démontré dans le paragraphe II.2.2, soit à partir de la permittivité relative effective en utilisant une transformation conforme selon Eq. IV-8. Dans ce dernier cas, nous supposons que la ligne est sans pertes et que la partie imaginaire de l'impédance caractéristique est nulle. Le résultat d'extraction de la permittivité relative effective sera donné plus loin.

$$Z_c^2 = Z_0^2 \frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad \text{Eq. IV-7}$$

$$Z_c = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{r \text{ eff}}}} \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K(k_1')} + \frac{K(k_2)}{K(k_2')}} \quad \text{Eq. IV-8}$$

Dans la Figure IV-23, nous donnons une comparaison entre l'impédance caractéristique extraite à partir des paramètres S (après de-embedding de la ligne CB-CPW) et celle recalculée à partir de la permittivité relative effective.

Pour la ligne sur AL-X, l'impédance caractéristique extraite suit une évolution stable à partir de 10 GHz et vaut (53.8 - 1.36 j) Ω à 60 GHz alors qu'à cette même fréquence, l'impédance recalculée est de 46.8 Ω selon la Figure IV-23(a). Nous constatons la même tendance pour la ligne sur SINR comme le montre la Figure IV-23(b), avec une impédance

extraite de  $(52.3 - 2j) \Omega$  et une impédance recalculée de  $49.5 \Omega$  à 60 GHz. Ces valeurs sont cohérentes avec celles prédites pendant la phase de conception de la ligne CB-CPW traitée par le paragraphe III.4.4.

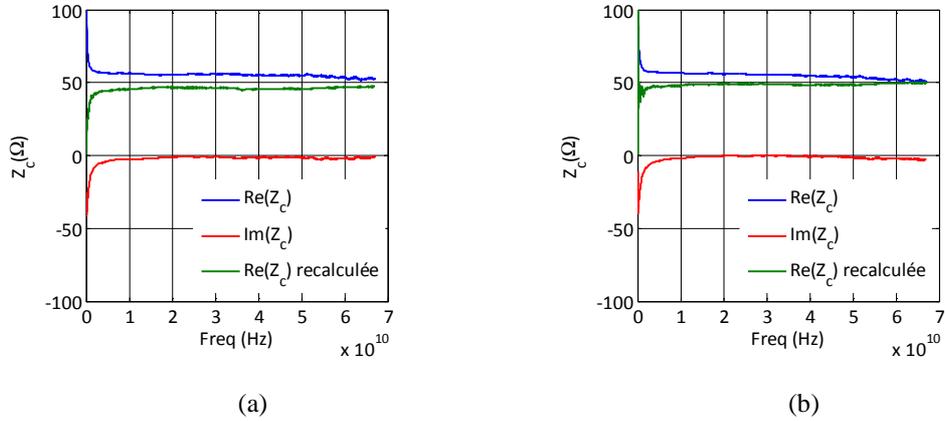


Figure IV-23 Impédance caractéristique extraite pour la ligne CB-CPW avec AL-X (a) et SINR (b)

L'extraction de la constante de propagation à partir des matrices de transfert des deux lignes de transmission (selon l'équation Eq. II-11 du paragraphe II.2.2) nous permet d'accéder à la constante d'atténuation  $\alpha$  présentée dans la Figure IV-24. Pour les deux matériaux, la constante d'atténuation reste en dessous de 0.65 dB/mm sur toute la bande de mesure.

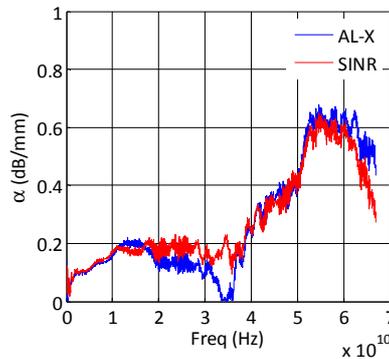


Figure IV-24 Constante d'atténuation de la ligne CB-CPW

### IV.5.3 Extraction de la permittivité relative

Selon les mêmes références citées précédemment, la permittivité relative effective est liée à la permittivité relative de la couche diélectrique par la relation Eq. IV-9 :

$$\varepsilon_{r \text{ eff}} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) \Rightarrow \varepsilon_r = \frac{\varepsilon_{r \text{ eff}} - 1}{q} + 1 \quad \text{Eq. IV-9}$$

La permittivité relative effective est extraite à partir de la constante de phase  $\beta$  (partie imaginaire de la constant de propagation) selon l'équation **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** du paragraphe II.2.2. Dans la Figure IV-25, nous donnons les résultats d'extraction de la permittivité relative effective de la ligne CB-CPW et de la constante diélectrique des matériaux AL-X et SINR. Ces deux grandeurs sont relativement stables pour les deux matériaux sur la bande 10 – 67 GHz. A 60 GHz, la permittivité relative effective de la ligne sur AL-X est de 2.35 et la constante diélectrique du matériau vaut 2.73. Ces valeurs sont respectivement de 2.1 et 2.4 pour les prototypes avec SINR.

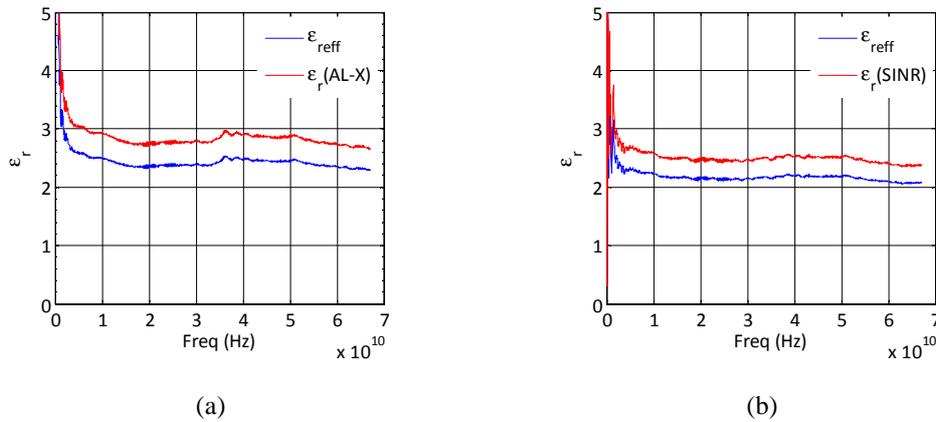


Figure IV-25 Permittivité relative effective de la ligne CB-CPW et constante diélectrique de l'AL-X (a) et de la SINR (b)

#### IV.5.4 Extraction de la tangente de pertes

Pour l'extraction de la tangente de pertes, nous procédons de façon analogue à la méthode utilisée pour caractériser le molding. Connaissant la constante de propagation et l'impédance caractéristique, nous pouvons extraire les paramètres RLGC distribués de la ligne CB-CPW après de-embedding sous l'hypothèse de propagation quasi-TEM selon les équations Eq. II-15 à Eq. II-20 données précédemment. Du fait du confinement du champ électrique autour du conducteur central, la capacité entre celui-ci et le plan de masse flottant peut être négligée devant la capacité intrinsèque de la ligne de transmission. Dans le modèle RLGC, la capacité linéique s'écrit donc comme la mise en parallèle de la contribution de la couche diélectrique (AL-X ou SINR) et celle dans l'air. En se basant sur la transformation conforme de la ligne CPW décrite dans le chapitre II de la référence [100], la capacité dans la couche diélectrique est égale à celle dans l'air pondérée par la constante diélectrique de cette couche. Ainsi la capacité totale s'écrit selon Eq. IV-10 :

$$\begin{aligned}
C &= C_{diel} + C_{air} \\
&= \left(1 + \frac{1}{\epsilon_r}\right) C_{diel}
\end{aligned}
\tag{Eq. IV-10}$$

Une fois que l'on a extrait la contribution de la couche diélectrique à la capacité linéique de la ligne CB-CPW, la tangente de pertes peut être calculée à partir de celle-ci et de la conductance linéique  $G$  selon Eq. IV-11.

$$\tan \delta = \frac{G}{C_{diel}}
\tag{Eq. IV-11}$$

Les résultats d'extraction sont présentés dans la Figure IV-26. Les deux courbes présentent des variations brusques en fonction de la fréquence. Sur la bande 10 – 30 GHz, la SINR présente des pertes supérieures à celle de l'AL-X et la tangente de pertes se situe globalement entre 0.005 et 0.05 pour les deux matériaux. Au-delà de 40 GHz, les deux matériaux présentent des comportements sensiblement similaires jusqu'à 62 GHz. Afin d'avoir une base de comparaison cohérente entre les deux matériaux autour de 60 GHz, nous limitons l'étude à la bande 59 – 61 GHz. Dans cette bande fréquentielle, les deux matériaux présentent de faibles pertes avec  $0.001 < \tan\delta < 0.01$  pour l'AL-X et  $0.001 < \tan\delta < 0.015$  pour la SINR.

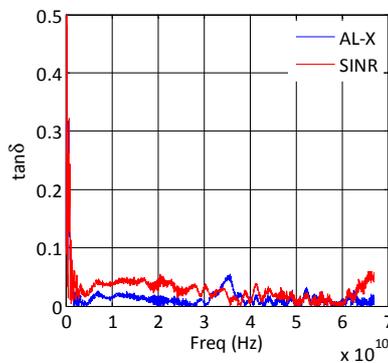


Figure IV-26 Tangente de pertes des matériaux AL-X et SINR

## IV.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de valider expérimentalement le concept d'antennes intégrées 60 GHz à réflecteur SHI sur silicium. Après avoir introduit le véhicule de test, nous avons abordé les différentes étapes de fabrication sur la ligne silicium 200 mm. La partie la plus délicate de la fabrication a porté sur la gravure et la métallisation de vias dans la couche diélectrique intermétallique à base des matériaux polymères AL-X et SINR. Un nouveau procédé d'étalement et de gravure en couche épaisse de la série AL-X2010 a été mis en œuvre. La caractérisation DC des vias a permis de mettre en évidence l'intérêt d'adopter un procédé de gravure à base de masque dur par rapport à un procédé classique basé sur l'insolation et le développement du diélectrique photosensibles. La comparaison de dispositifs ayant subi une désoxydation du niveau damascène cuivre a démontré l'intérêt de cette étape pour garantir la continuité électrique des vias. Deux prototypes antennaires (F2 et B2) ont été caractérisés en impédance et en rayonnement avec des propriétés intéressantes à l'état de l'art en matière d'antennes intégrées sur silicium et avec un gain considérable en compacité verticale par rapport aux réalisations précédentes avec cavité (typiquement 25% sur l'épaisseur totale du module si l'on prend des billes de brasure de 100  $\mu\text{m}$  de hauteur). Les matériaux AL-X et SINR, dont les propriétés diélectriques sont méconnues au-delà de 1 GHz ont été caractérisés sur toute la bande DC – 67 GHz en utilisant des lignes de transmission CB-CPW et les outils d'extraction développés dans le chapitre II. Les résultats de caractérisation viendront enrichir le catalogue des matériaux diélectriques utilisés dans la ligne de fabrication silicium et particulièrement ceux utilisés pour la conception de dispositifs passifs en bandes millimétriques.

En perspective, nous envisageons de continuer la caractérisation du reste du véhicule de test afin d'avoir une meilleure compréhension de l'impact de chaque paramètre du design ou du procédé de fabrication sur les performances des antennes. Les résultats d'évaluation de l'efficacité de rayonnement partielle des prototypes B2 sont très encourageants, notamment pour les prototypes réalisés sur silicium basse-résistivité et ouvrent la voie vers l'implémentation d'antennes à réflecteurs SHI aussi bien pour des antennes millimétriques de type AiP que AoC. Une première estimation de l'efficacité de rayonnement pourra être faite prochainement en se basant sur une méthode hybride utilisant la simulation électromagnétique pour l'intégration de la densité de puissance sur la zone non accessible à la mesure. [101].

# CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

---

## • Bilan des travaux

Cette thèse a pour objectifs de présenter et de discuter les contributions techniques au développement et à l'amélioration de modules radiofréquences millimétriques ainsi que les différentes possibilités d'intégration offertes par la technologie Interposer 3D sur silicium. Plus spécifiquement, les travaux présentés portent sur l'étude, l'assemblage, le test puis l'amélioration d'un module émetteur-récepteur opérant sur la bande 60 GHz et destiné à des liens sans fil à très haut débit (multi-Gbps) et à courte portée (1 – 10 m).

Dans le **premier chapitre**, le thème des modules radiofréquences millimétriques a été abordé progressivement selon trois axes : premièrement, nous mettons en évidence les spécificités de la propagation sur la bande 30 – 300 GHz et notamment la présence de pics d'absorption dus aux différents espèces gazeuses présentes dans l'atmosphère. Cette alternance entre pics d'absorption et fenêtres de transmission joue un rôle fondamental dans la distribution et l'allocation des bandes fréquentielles pour différentes applications relevant des domaines des radars, des télécommunications, et de l'imagerie. Dans un second temps, nous nous intéressons aux modules émetteurs-récepteurs millimétriques et particulièrement ceux avec antennes intégrées de type AiP. Nous dressons un état de l'art des derniers développements dans ce domaine en mettant l'accent sur la diversité des technologies employées pour la réalisation des boîtiers.

Le **second chapitre** a été consacré à la caractérisation, l'assemblage et le test d'un module radiofréquence 60 GHz intégré en 2.5D sur Interposer silicium développé dans le cadre d'un projet industriel. Les briques de base du module qui incluent les lignes de transmission, les interconnexions TSV ainsi que le polymère d'enrobage (*molding*) ont été caractérisées sur une large bande fréquentielle (DC – 67 GHz). Cette analyse se base sur l'utilisation de techniques de de-embedding et d'extraction adaptées ainsi que de modèles électriques RLGC localisés et distribués. Elle a permis, entre autres, de remonter aux performances électriques des transitions TSV et d'extraire les propriétés diélectriques du molding qui étaient inconnues aux premiers stades de l'étude. Le module complet a été assemblé selon deux approches différentes dites *stacking-last* et *stacking-first* selon l'ordre de report du circuit RFIC sur l'Interposer. Des tests d'émission-réception entre deux modules

en visibilité directe ont été réalisés en se conformant aux spécifications du standard WiHD. Des trames binaires ont été échangées en utilisant les modulations QPSK et 16QAM à des débits respectifs de 3.5 Gbps et 7 Gbps et des portées respectives de 1.4 m et 0.7 m (en présence de la couche de molding). L'observation des modules fonctionnants en modes Rx et Tx à l'aide d'une caméra infra-rouge a mis en évidence d'excellentes propriétés de dissipation thermique dans le PCB grâce à la conduction assurée par l'Interposer et la matrice BGA.

Dans le **troisième chapitre**, nous avons proposé un nouveau design d'antennes intégrées sur Interposer silicium en exploitant le concept de réflecteur SHI destiné à améliorer le niveau d'intégration du module tout en conservant les performances électriques. Ce réflecteur permet de s'affranchir des cavités et de relâcher les contraintes sur le contrôle de la hauteur des billes de report. Dans ce cadre, deux schémas d'intégration avantageux s'offrent à nous : La première solution, favorisant la fiabilité mécanique de l'assemblage, consiste à garder le circuit RFIC sur la face avant tout en utilisant une matrice BGA pleine (*Full-Array*). La seconde solution, qui s'inscrit dans la feuille de route 3D, permet de réduire la surface du module en reportant le circuit RFIC sur la face arrière de l'Interposer et en alimentant les antennes à travers des transitions TSV. Les recommandations de la plateforme silicium 200 mm nous ont guidé dans l'optimisation du design et de l'empilement (notamment dans le choix du diélectrique intermétallique) afin de se conformer aux règles de dessins et d'anticiper d'éventuels problèmes liés à la réalisation du véhicule de test. Ce dernier comprend trois familles d'antennes : Une antenne alimentée par une ligne CB-CPS, un réseau de deux antennes combinant des lignes CB-CPW et CB-CPS et finalement une antenne alimentée par le biais d'une ligne CPW et d'une transition CPW-CPS. Ces antennes présentent des gains théoriques de 5.24 dBi, 7.72 dBi et 5.21 dBi respectivement à leurs fréquences optimales d'adaptation pour des surfaces de substrat inférieures ou égales à 10.5 mm<sup>2</sup>.

Finalement, le **quatrième chapitre** adresse la partie expérimentale relative à la fabrication et à la caractérisation du véhicule de test. Une première section est dédiée à la description du jeu de masques SHI-1. Pour la couche diélectrique intermétallique, deux matériaux polymères ont été sélectionnés : Pour la résine SINR photosensible, disposée en film sec, nous avons réalisé des vias par insolation et développement photo selon un procédé standard. Cependant, pour le polymère AL-X, disposé par enduction centrifuge (*spin-coating*), une nouvelle brique technologique d'étalement, gravure (à base d'un masque dur SiO<sub>2</sub>) et métallisation a été mise en place. Les premiers résultats de caractérisation DC de

chaines de vias sont encourageants et seront complétés par des résultats de caractérisation RF à l'aide de lignes coplanaires combinées avec des transitions CPW-CPS. Dans ce chapitre, nous avons également donné les résultats de caractérisation en impédance et en rayonnement de deux prototypes antennaires nommés F2 (antenne avec ligne d'alimentation CB-CPS) et B2 (réseau à deux éléments avec lignes CB-CPW et CB-CPS) : les mesures d'impédance ont démontré une bonne corrélation entre les résultats de simulation et de mesure. Les performances rayonnées sont cependant relativement moins bonnes que celle prédites par la simulation électromagnétique mais restent globalement satisfaisantes. L'antenne F2 présente un gain maximal de 3.6 dBi avec un décalage du diagramme d'environ 30° dans le plan E. Pour le réseau B2, les diagrammes de rayonnement sont centrés dans les deux plans principaux et le gain maximal est de l'ordre de 5.25 dBi. Une étude complémentaire sur le réseau B2 utilisant un substrat silicium basse-résistivité a été réalisée dans une perspective d'intégration d'antennes à réflecteur SHI dans un empilement SoC. Grâce à la mesure de diagrammes de rayonnement 3D, une comparaison de l'efficacité de rayonnement partielle (sur une zone mesurable constituant 74% de la sphère) démontre que celle-ci vaut environ 20% et 40% respectivement pour les prototypes B2 sur silicium basse et haute-résistivité en bord de bande (66 GHz). Enfin, les lignes CB-CPW nous ont servi dans un second temps à extraire les propriétés diélectriques des matériaux AL-X et SINR dans la bande DC – 67 GHz.

Ces travaux permettront à court et moyen termes de contribuer à une nouvelle génération de transceivers intégrés en 3D sur silicium haute-résistivité. Les techniques de conception du packaging adressées dans ces travaux pourront être mises à l'échelle pour d'autres applications en bandes millimétriques telles les radars automobiles ou l'imagerie.

- **Travaux en cours et perspectives**

- **Finalisation de l'étude expérimentale du véhicule de test SHI-1**

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre IV, seule une partie du véhicule de test SHI-1 a été caractérisée. La suite de l'étude expérimentale porte sur la caractérisation en impédance et en rayonnement des antennes avec lignes d'alimentation CPW, la mesure des différentes lignes de transmission pour le de-embedding des antennes et finalement la caractérisation en phase de réflexion de la SHI à l'aide d'un guide d'onde.

- **Roadmap 3D : Vers une intégration verticale des modules millimétriques**

Dans la continuité des travaux sur les antennes avec réflecteur SHI, un nouveau module intégré en 3D a été conçu. Deux designs ont été proposés pour les antennes: le premier est basé sur le réseau d'antennes B2 avec l'ajout de vias dans la couche diélectrique AL-X et de transitions TSV tandis que le second utilise des antennes dipôles simples. La Figure 0-1(a) montre une coupe schématique du nouveau module avec une représentation des trois niveaux de métallisation  $M_0$  (plan de masse et routage des I/O de la puce Eagle),  $M_1$  (SHI) et  $M_2$  (antennes). Sur la Figure 0-1(b), nous pouvons voir la première version du layout avec 28 I/Os et deux antennes dipôles simples (Tx et Rx). Ce module conserve la même épaisseur totale que le précédent ( $600 \mu\text{m}$ ) avec une réduction importante de la surface de l'ordre de 33%. En effet, celle-ci passe de  $6.5 \times 6.5 \text{ mm}^2$  à  $5.3 \times 5.3 \text{ mm}^2$ . Les performances des antennes peuvent être consultées dans la référence [102].

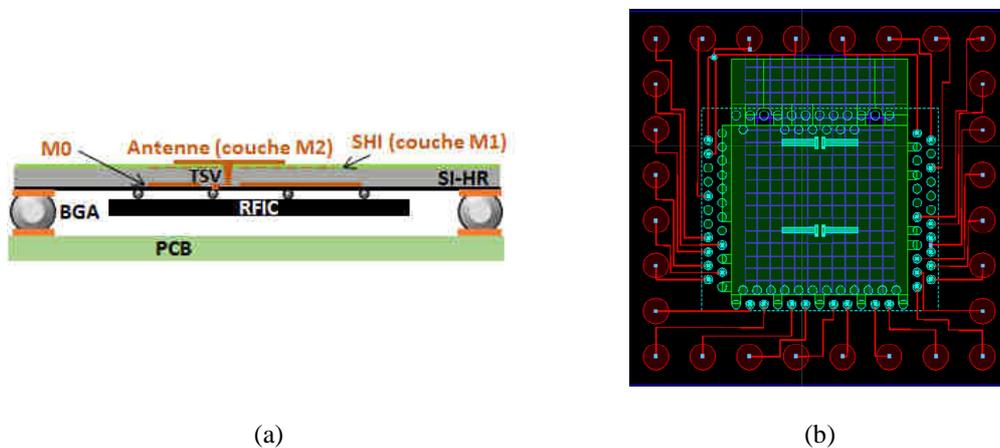


Figure 0-1 Coupe schématique (a) et layout (b) du module 60 GHz du véhicule de test SHI-2  
(Avec l'autorisation d'A. Moknache)

Toujours selon la même philosophie, de nouvelles solutions pour l'amélioration des performances du module 60 GHz sont en cours d'investigation. Deux exemples sont donnés par la Figure 0-2 : le premier concerne la réalisation de patchs parasites couplés aux antennes primaires au-dessus du molding afin d'élargir la bande passante des antennes. Cette solution nécessite la construction d'une nouvelle brique technologique de métallisation du molding par dépôt/gravure ou par jet d'encre. Le second exemple porte sur l'intégration de lentilles diélectriques afin d'augmenter la portée du système pour des liens avec une portée supérieure à 10 m. Des travaux récents ont fait la démonstration de lentilles diélectriques reportées sur des modules intégrés avec antennes AiP. Dans la référence [103], les auteurs présentent une lentille hémisphérique avec extension cylindrique réalisée à base du matériau PEEK. Cette lentille est reportée sur un module radar eWLB opérant en bande E et permet de cibler des gains entre 12 et 15 dBi dans la bande 71 – 82 GHz. Un second exemple

d'intégration de lentilles diélectrique est donné par la référence [104], où les auteurs présentent une lentille plastique imprimée en 3D à base du matériau ABS destinée à un module 60 GHz à moyenne portée avec un gain autour de 15 dBi.

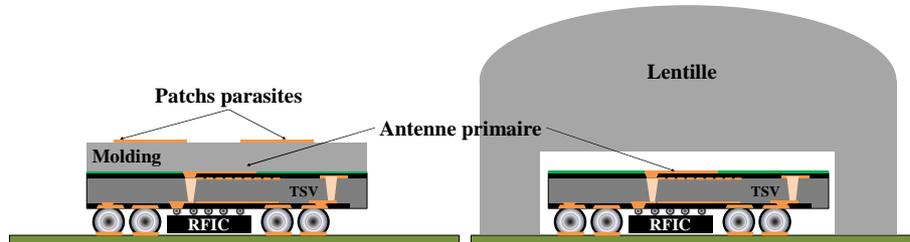


Figure 0-2 Coupes schématiques du nouveau module 60 GHz intégré en 3D avec des patches parasites et/ou une lentille diélectrique

Dans la continuité de nos travaux sur le module Interposer, nous proposons quatre designs de lentilles hémisphériques et paraboliques usinées à base du polyamide PA6 (version avec  $\epsilon_r = 4.3$ ) qui seront intégrées avec la nouvelle version du module émetteur-récepteur. Des dispositifs adaptés à une caractérisation initiale en utilisant un guide d'onde WR-15 comme source focale ont été conçus. La Figure 0-3 montre deux designs de lentilles hémisphériques de 6 mm et 1 cm de diamètre respectivement destinés au montage sur le guide d'onde. A titre indicatif, la lentille est posée sur l'Interposer afin de donner une idée de l'aspect global de l'assemblage. Suivant les variantes, les gains attendus se situent dans la gamme 12 – 16 dBi. Des lentilles plus compactes de type Fresnel micro-usinées sur silicium et imprimées en 3D font également l'objet d'études en cours.

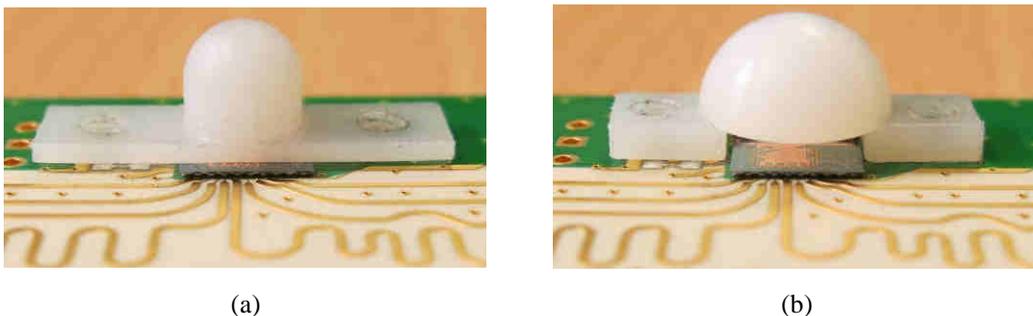


Figure 0-3 Vue du module Interposer avec lentilles diélectriques : Lentille hémisphérique avec extension cylindrique (a) et d'une lentille hémisphérique avec gap d'air (b)

- **Etude de fiabilité pour les futurs modules multi-transceivers**

Finalement, nous pouvons dire que la technologie Interposer ouvre la voie vers une nouvelle génération de modules intégrant plusieurs transceivers avec des capacités de formation et dépointage de faisceaux. Ces modules pourront à terme être déployés sous forme de points d'accès pour small-cells millimétriques dans les futurs réseaux mobiles. Cette évolution implique de nouveaux défis quant à la conservation de la fiabilité mécanique d'Interposers dont la surface dépasse les  $15 \times 15 \text{ mm}^2$ . Comme nous l'avons mentionné au début du chapitre III, le dépeuplement de la matrice BGA pour la formation de cavités réfléchissantes a tendance à dégrader la fiabilité thermomécanique du système. Ce problème est partiellement résolu grâce à des designs sans cavité à base d'antennes à réflecteurs SHI. Dans la référence [105], nous donnons des résultats d'une première étude basée sur un véhicule de test expérimental conçu par C. Ferrandon et un modèle mécanique à éléments finis (FEA) développé par le laboratoire LCFC du CEA-LETI.

# REFERENCES

---

- [1] A. Sen, "Sir J.C. Bose and millimeter waves," in *IEEE Region 10 International Conference on Global Connectivity in Energy, Computer, Communication and Control*, New Delhi, 1998.
- [2] Research and Markets, "Millimeter Wave Market - By Technology, Components, Products and Applications," [Online]. Available: <http://www.researchandmarkets.com/>.
- [3] UIT, "RECOMMENDATION UIT-R P.676-4," 1999.
- [4] J. Happe, M. Lütz, Siemens VDO, "Vehicle Integration of multiple ADAS HMI Concept and Architecture," 2006.
- [5] M. Conner, "Automobile sensors may usher in self-driving cars," 26 Mai 2011. [Online]. Available: <http://www.edn.com/design/automotive/>.
- [6] Analog Devices, "Advanced Driver Assistance Systems (ADAS)," [Online]. Available: <http://www.analog.com/>.
- [7] J. Day, "Bosch plans for autonomous driving," 2013. [Online]. Available: <http://johndayautomotiveelectronics.com/bosch-plans-for-autonomous-driving/>.
- [8] D. Kissinger, *Millimeter-Wave Receiver Concepts for 77 GHz Automotive Radar in Silicon-Germanium Technology*, Springer, 2012.
- [9] Keysight Technologies (ex Agilent Tech), "Wireless LAN at 60 GHz - IEEE 802.11ad Explained," 2013.
- [10] F. G. Theodore S. Rappaport, "The Emerging World of Massively Broadband Devices: 60 GHz and Above," University of Texas at Austin, 2009.
- [11] Olympus, "UWIT - Wireless Image Transmitter Unit," [Online]. Available: <http://www.olympus.cz/>.
- [12] National Institute of Information and Communications Technology, "Smart Wireless Laboratory," [Online]. Available: <http://www2.nict.go.jp/>.
- [13] Keyssa, "Introducing Kiss Connectivity," [Online]. Available: <http://keyssa.com/kiss-connectivity/>.
- [14] Infineon, "One-chip packaged RF Transceivers for Mobile Backhaul," [Online]. Available: <http://www.infineon.com/>.
- [15] M. Sato and K. Mizuno, *Millimeter-Wave Imaging Sensor, Microwave and Millimeter Wave Technologies from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications*, I. Minin, Ed., InTech, 2010.
- [16] Qinetiq, [Online]. Available: <https://www.qinetiq.com/>.
- [17] R. Appleby, "Millimeter-Wave Imaging (Tutorial)," in *European Microwave Conference - Defence and Security Forum*, Manchester (UK), 2011.
- [18] A. Tang, K. Cooper, R. Dengler, N. Llombart and P. Siegel, "Automatic focusing for a 675 GHz imaging radar with target standoff distances from 14 to 34 meters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, Seattle (WA), 2013.
- [19] S. L. Cotton, G., S. William and M. B. K., "Millimeter-Wave Soldier-to-Soldier Communications for Covert

- Battlefield Operations," October 2009.
- [20] S. Alipour, F. Parvaresh, H. Ghajari and D. Kimball, "Propagation Characteristics for a 60 GHz Wireless Body Area Network (WBAN)," in *Military Communications Conference (MILCOM)*, San Jose (CA), 2010.
- [21] W. Wong, "Hybrid Memory Cube Shows New Direction For High Performance Storage," Avril 2013. [Online]. Available: <http://electronicdesign.com/>.
- [22] A. Martwick and J. Drew, "Silicon Interposer and TSV Signaling," in *IEEE Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, San Diego (CA), 2015.
- [23] W.-F. Loke, J.-L. Lu, D. Peroulis and B. Jung, "Wireless chip-to-chip communication in three-dimensional integrated circuits using microbump antennas," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Seattle (WA), 2013.
- [24] J. Happich, "Contactless connectivity platform targets applications that contain moving parts," Mars 2013. [Online]. Available: <http://www.microwave-eetimes.com/>.
- [25] TE Connectivity, "Delivering Contactless Power, Data, and Signal," [Online]. Available: <http://www.te.com/>.
- [26] P. Clarke, "Well-Funded Start-up Invents 60-GHz 'Connector'," 5 Décembre 2014. [Online]. Available: <http://electronics360.globalspec.com/>.
- [27] S. Oka, H. Togo, N. Kukutsu and T. Nagatsuma, "Latest Trends in Millimeter-Wave Imaging Technology," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 1, pp. 197-204, 2008.
- [28] ESA: European Space Agency, "MIRO: Microwave Instrument for the Rosetta Orbiter," [Online]. Available: <http://sci.esa.int/rosetta/35061-instruments/?fbodylongid=1641>.
- [29] National Aeronautics and Space Administration, "ACT 2014 Awards," [Online]. Available: <http://esto.nasa.gov/>.
- [30] S. Hailey-Dunsheath and -al., "Status of SuperSpec: A Broadband, On-Chip Millimeter-Wave Spectrometer," in *Proceedings of the SPIE Astronomical Telescopes and Instrumentation Conference*, 2014.
- [31] Y. Zhang and D. Liu, "Antenna-on-Chip and Antenna-in-Package Solutions to Highly Integrated Millimeter-Wave Devices for Wireless Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 2830-2841, 2009.
- [32] C.-C. Lin, S.-S. Hsu, C. 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*, Honolulu (HI), 2007.
- [33] F. Gutierrez, K. Parrish and T. Rappaport, "On-Chip Integrated Antenna Structures in CMOS for 60 GHz WPAN Systems," in *IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM*, Honolulu (HI), 2009.
- [34] 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, 2005.
- [35] M. Kyro, V.-M. Kolmonen, P. Vainikainen, D. Titz, C. Luxey and C. Villeneuve, "60 GHz Membrane Antenna Array for Beam Steering Applications," in *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Rome, 2011.
- [36] E. Öjefors, H. Kratz, K. Grenier, R. Plana and A. Rydberg, "Micromachined Loop Antennas on Low Resistivity Silicon Substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 12, pp. 3593-3601, 2006.

- [37] R. Wu, W. Deng, S. Sato, T. Hirano, N. Li, T. Inoue, H. Sakane, K. Okada and A. Matsuzawa, "A 60-GHz efficiency-enhanced on-chip dipole antenna using helium-3 ion implantation process," in *44th European Microwave Conference (EuMC)*, Rome, 2014.
- [38] C. Calvez, C. Person, J. Coupez, F. Gallee, R. Pilard, F. Gianesello, D. Gloria, D. Belot and H. Ezzeddine, "Miniaturized hybrid Antenna combining Si and IPD™ technologies for 60 GHz WLAN Applications," in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, , Spokane (WA), 2011.
- [39] L. Dussopt, Y. Lamy, S. Joblot, J. Lantéri, H. Salti, P. Bar, H. Sibuet, B. Reig, J.-F. Carpentier, C. Dehos and P. Vincent, "Silicon Interposer with Integrated Antenna Array for Millimeter-Wave Short-Range Communications," in *International Microwave Symposium*, Montreal, 2012.
- [40] Y. Zhang, M. Sun, K. Chua, L. Wai and D. Liu, "Antenna-in-Package Design for Wirebond Interconnection to Highly Integrated 60-GHz Radios," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 2842 - 2852, 2009.
- [41] T. Zwick, D. Liu and B. Gaucher, "Broadband Planar Superstrate Antenna for Integrated Millimeterwave Transceivers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 10, pp. 2790 - 2796, 2006.
- [42] A. L. Amadjikpè, *Integrated Antennas on Organic Packages and Cavity Filters for Millimeter-wave and Microwave Communication Systems*, Georgia Institute of Technology, 2012.
- [43] A. Polyakov, *Wafer-Level Packaging Technology for RF Applications Based on a Rigid Low-Loss Spacer Substrate*, Delft University of Technology, 2006.
- [44] Supreetha Aroor, "FR-4 Packaging for Millimeter-Wave Front-end Circuits," in *IEEE Microwave Technology and Techniques Society Meeting*, 2012.
- [45] F. Gianesello, S. Montusclat, B. Martineau, D. Gloria, C. Raynaud, C. Boret, G. Dambrine, S. Lepilliet and R. Pilard, "65 nm HR SOI CMOS Technology: Emergence of Millimeter-Wave SoC," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Honolulu (HI), 2007.
- [46] Shipco Circuits, "PCB Capability Limits," 2015. [Online]. Available: <http://www.shipcircuits.com/>.
- [47] R. Pilard, D. Titz, F. Gianesello, P. Calascibetta, J. Riviere, J. Lopez, R. Coffy, E. Saugier, A. Poulain, F. Ferrero, C. Luxey, P. Brachat, G. Jacquemod and D. Gloria, "HDI Organic Technology Integrating Built-In Antennas Dedicated to 60 GHz SiP Solution," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Chicago (IL), 2012.
- [48] D. G. Kam, D. Liu, A. Natarajan, S. K. Reynolds and B. A. Floyd, "Organic Packages with Embedded Phased-Array Antennas for 60-GHz Wireless Chipsets," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. I, no. 11, p. 1806, 2011.
- [49] D. G. Kam, D. Liu, A. Natarajan, S. Reynolds and B. Floyd, "Low-cost antenna-in-package solutions for 60-GHz phased-array systems," in *IEEE 19th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS)*, Austin (TX), 2010.
- [50] Y. Sugimoto, "Ceramic Package with Antenna for 60GHz WPAN Application," in *International Microwave Symposium*, Baltimore (MD), 2011.
- [51] STATS ChipPAC, "2013 Press Release," [Online]. Available: [www.statschippac.com/](http://www.statschippac.com/).
- [52] J. Hunt, "Value Engineered Wafer Level Packages for Mobiles Devices," ASE Group, 2013.
- [53] H. Perng, "Ultra Thin 3D eWLB-PoP Technology," in *SiP Global Summit*, Taipei, 2012.

- [54] S. Kröhnert, "System-in-Package (SiP) on Wafer Level Enabled by Fan-Out WLP (eWLB)," in *SEMICON Europa*, Dresden, Germany, 2012.
- [55] M. Wojnowski, C. Wagner, R. Lachner, J. Böck, G. Sommer and K. Pressel, "A 77-GHz SiGe single-chip four-channel transceiver module with integrated antennas in embedded wafer-level BGA package," in *62nd ECTC*, San Diego (CA), 2012.
- [56] A. Fischer, Z. Tong, A. Hamidipour, L. Maurer and A. Stelzer, "A 77-GHz Antenna in Package," in *41st European Microwave Conference (EuMC)*, 2011.
- [57] S. Brebels, K. Mohammadpour-Aghdam, W. De Raedt and G. Vandenbosch, "3D System-in-Package Integration of 60 GHz Aperture-Coupled Micromachined Microstrip Antennas," in *International Microwave Symposium (IMS)*, Anaheim (CA), 2010.
- [58] S. Beer, H. Gulan, C. Rusch and T. Zwick, "Integrated 122-GHz Antenna on a Flexible Polyimide Substrate With Flip Chip Interconnect," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 61, no. 4, 2013.
- [59] J. Lanteri, L. Dussopt, R. Pilard, D. Gloria, S. Yamamoto, H. Hezzeddine and A. Cathelin, "60 GHz Antennas in HTCC and Glass Technology," in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Barcelona (Spain), 2010.
- [60] A. Siligaris and et. al, "A 65-nm CMOS Fully Integrated Transceiver Module for 60-GHz Wireless HD Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 12, pp. 3005-3017, 2011.
- [61] U. Pfeiffer, J. Grzyb, D. Liu, B. Gaucher, T. Beukema, B. Floyd and S. Reynolds, "A 60GHz Radio Chipset Fully-Integrated in a Low-Cost Packaging Technology," in *Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, San Diego (CA), 2006.
- [62] 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, 2006.
- [63] J. Zevallos Luna, L. Dussopt and A. Siligaris, "Packaged transceiver with on-chip integrated antenna and planar discrete lens for UWB millimeter-wave communications," in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Paris, 2014.
- [64] WirelessHD, "WirelessHD Specifications Overview (V 1.1)," Mai 2010. [Online]. Available: <http://www.wirelesshd.org/pdfs/WirelessHD-Specification-Overview-v1.1May2010.pdf>.
- [65] E. Vandamme, D. Schreurs and C. van Dinther, "Improved three-step de-embedding method to accurately account for the influence of pad parasitics in silicon on-wafer RF test-structures," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 4, pp. 737-742, 2001.
- [66] W. Eisenstadt and Y. Eo, "S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization," *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, vol. 15, no. 4, pp. 483-490, 1992.
- [67] P. Mendes, A. Polyakov, M. Bartek, J. Burghartz and J. Correia, "Extraction of glass-wafers electrical properties based on S-parameters measurements of coplanar waveguides," in *CONFTELE Conference on Telecommunications*, Lisboa, 2003.
- [68] Q.-H. Bu, N. Li, K. Bunsen, H. Asada, K. Matsushita, K. Okada and A. Matsuzawa, "Evaluation of a Multi-line De-embedding Technique for MillimeterWave CMOS Circuit Design," in *Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, 2010.

- [69] J. Roullard, Analyse et optimisation des performances électriques des réseaux d'interconnexions et des composants passifs dans les empilements 3D de circuits intégrés, 2011.
- [70] L. FOURNEAUD, Caractérisation et modélisation des performances hautes fréquences des réseaux d'interconnexions de circuits avancés 3D : Application à la réalisation d'imageurs de nouvelle génération, 2012.
- [71] T. Lacrevez, Caractérisation hyperfréquence de matériaux isolants de haute permittivité en vue de l'intégration de fonctions passives dans les circuits intégrés avancés, 2005.
- [72] D. Liu, B. Gaucher, U. Pfeiffer and G. Janusz, Eds., *Advanced Millimeter-wave Technologies*, Wiley, 2009.
- [73] M. Taha Jilani, M. Zaka ur Rehman, A. Muhammad Khan, M. Talha Khan and S. Muzamil Ali, "A Brief Review of Measuring Techniques for Characterization of Dielectric Materials," *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering*, vol. 1, no. 1, 2012.
- [74] J. Yota, "Effects of Deposition Method of PECVD Silicon Nitride as MIM Capacitor Dielectric for GaAs HBT Technology," *The Electrochemical Society (ECS) Transactions*, vol. 35, no. 4, pp. 229-240, 2011.
- [75] M. Ceiler, P. Kohl and S. Bidstrup , "Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition of Silicon Dioxide Deposited at Low Temperatures," *The Electrochemical Society (ECS) Transactions*, vol. 142, no. 6, pp. 2067-2071, 1995.
- [76] S. H. Cho and D. J. Choi, "The Study of Dielectric Constant Change of a-SiC:H Films Deposited by Remote PECVD with Low Deposition Temperatures," *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 55, no. 5, pp. 1920-1924, 2009.
- [77] S. Hinaga, M. Koledintseva, J. L. Drewniak, A. Koul and F. Zhou, "Thermal Effects on PCB Laminate Material Dielectric Constant and Dissipation Factor," in *IPC APEX EXPO*, 2010.
- [78] T. Lacrevez, C. Bermond, O. El Bouayadi, G. Houzet, P. Artillan, Y. Lamy, K. Dieng and B. Flechet, "Electrical Broadband Characterization Method of Dielectric Molding in 3-D IC and Results," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 9, pp. 1515-1522, 2014.
- [79] C. Ferrandon, A. Jouve, S. Joblot, Y. Lamy, A. Schreiner, P. Montmeat, M. Pellat, M. Argoud, F. Fournel, G. Simon and S. Cheramy, "Innovative wafer-level encapsulation & underfill material for silicon interposer application," in *IEEE Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, Las Vegas (NV), 2013.
- [80] G. Ghione and C. U. Naldi, "Coplanar Waveguides for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 3, pp. 260-267, 1987.
- [81] L. Dussopt, Y. Lamy, S. Joblot, J. Lanteri, H. Salti, P. Bar, H. Sibuet, B. Reig, J.-F. Carpentier, C. Dehos and P. Vincent, "Silicon interposer with integrated antenna array for millimeter-wave short-range communications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, Montreal, QC, Canada , 2012.
- [82] Y. Fu, Development of a test bench for characterization of integrated antennas at millimeter-wave frequencies, Grenoble: Université de Grenoble, 2012.
- [83] C. Ferrandon, S. Joblot, Y. Lamy, P. Coudrain, P. Bar, D. Yap, F. de Crecy, R. Coffy, J.-F. Carpentier and G. Simon, "Reliability study for large silicon interposers report on board," in *IEEE Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, Las Vegas (NV), 2013.
- [84] I. Ocket, "Millimeter Wave Antennas, Circuits and Systems in MCM-D Technology," Katholieke Universiteit Leuven, 2009.

- [85] D. Sievenpiper, High-Impedance Electromagnetic Surfaces, Los Angeles: University of California, 1999.
- [86] O. Luukkonen, "Artificial Impedance Surfaces," Helsinki University of Technology, Espoo, 2009.
- [87] S. Tretyakov, Analytical Modeling in Applied Electromagnetics, Artech House, 2003.
- [88] J. Brown, "Artificial dielectrics having refractive indices less than unity," *Proceedings of the IEE - Part IV: Institution Monographs*, vol. 100, no. 5, pp. 51 - 62, 1953.
- [89] W. Rotman, "Plasma Simulation by Artificial Dielectrics and Parallel-Plate Media," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 10, no. 1, pp. 82 - 95, 1962.
- [90] P. Belov, R. Marqués, S. Maslovski, I. Nefedov, M. Silveirinha, C. Simovski and S. Tretyakov, "Strong spatial dispersion in wire media in the very large wavelength limit," *Physical Review B*, vol. 67, 2003.
- [91] Y. Pang, H. Cheng, . Y. Zhou and J. Wang, "Upper Bound for the Bandwidth of Ultrathin Absorbers Comprising High Impedance Surfaces," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 224-227, 2012.
- [92] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, WILEY, 2005.
- [93] T. Kamgaing, A. A. Elsherbini, S. N. Oster and E. Cohen, "Low-Profile Fully Integrated 60 GHz 18 Element Phased Array on Multilayer Liquid Crystal," in *Electronic Components & Technology Conference (ECTC)*, San Diego, 2015.
- [94] H. Visser, "Improved Design Equations for Asymmetric Coplanar Strip Folded Dipoles on a Dielectric Slab," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Edinburgh, 2007.
- [95] X. Feng, Y. Huang and A. J. Rosakis, "On the Stoney Formula for a Thin Film/Substrate System With Nonuniform Substrate Thickness," *Journal of Applied Mechanics*, vol. 74, no. 6, pp. 1276-1281, 2007.
- [96] J. Laconte, D. Flandre and J. -P. Raskin, Micromachined Thin-Film Sensors for SOI-CMOS Co-Integration, Springer, 2006.
- [97] D. M. Pozar, Microwave Engineering, John Wiley & Sons (4th Edition), 2011.
- [98] D. Titz, F. Ferrero and C. Luxey, "Development of a Millimeter-Wave Measurement Setup and Dedicated Techniques to Characterize the Matching and Radiation Performance of Probe-Fed Antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 54, no. 4, pp. 188-203, 2012.
- [99] T. Hirano, "Conductor-Backed Coplanar Waveguide," 2010. [Online]. Available: <http://www-antenna.ee.titech.ac.jp/>.
- [100] R. N. Simons, Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems, John Wiley & Sons, 2001.
- [101] D. Titz, F. Ferrero, P. Brachat, G. Jacquemod and C. Luxey, "Efficiency Measurement of Probe-Fed Antennas Operating at Millimeter-Wave Frequencies," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1194 - 1197, 2012.
- [102] A. Moknache, O. El Bouayadi, L. Dussopt and Y. Lamy, "Antenne à surface haute impédance sur interposer silicium alimentée par TSV à 60 GHz," in *Journées Nationales Micro-Ondes (JNM)*, Paris, 2015.
- [103] Z. Tong, A. Fischer, A. Stelzer and L. Maurer, "Radiation Performance Enhancement of E-Band Antenna in Package," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 3, no. 11, pp. 1953-1959, 2013.
- [104] A. Bisognin, D. Titz, F. Ferrero, R. Pilard, C. Fernandes, J. Costa, C. Corre, P. Calascibetta, J.-M. Riviere, A. Poulain, C. Badard, F. Giancesello, C. Luxey, P. Busson, D. Gloria and D. Belot, "3D printed plastic 60 GHz

lens: Enabling innovative millimeter wave antenna solution and system," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Tampa (FL), 2014.

- [105] O. El Bouayadi, L. Dussopt, Y. Lamy, C. Dehos, C. Ferrandon, A. Siligaris, B. Soulier, G. Simon and P. Vincent, "Silicon interposer: A versatile platform towards full-3D integration of wireless systems at millimeter-wave frequencies," in *IEEE Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, San Diego (CA), 2015.

# CONTRIBUTIONS SCIENTIFIQUES

---

## • Liste des publications

### ○ Conférences nationales

- [1] O. El Bouayadi, L. Dussopt, Y. Lamy, C. Ferrandon, S. Joblot, T. Lacrevez, C. Bermond, B. Flechet, “Module intégré 3D sur silicium pour les transmissions sans fil haut-débit WiGig et WiHD à 60 GHz”, *Journées Nationales Microondes*, Paris, 17 Mai 2013.
- [2] O. El Bouayadi, J-F. Pintos, “Etude des performances d’antennes patches découplées par une surface BIE”, *Journées Nationales Microondes*, Paris, 17 Mai 2013.
- [3] O. El Bouayadi, Y. Lamy, L. Dussopt, T. Lacrevez, C. Bermond, “3D-Integrated mmW Transceivers on Silicon Interposer: RF Characterization of Materials and Interconnects” (Poster Session), *Micro/Nano-Electronics Packaging and Assembly Design and Manufacturing Forum - MiNaPAD*, Grenoble, 20 Mai 2014.
- [4] T. Lacrevez, C. Bermond, B. Flechet, Y. Lamy, O. El Bouayadi, G. Houzet, P. Artillan, “Performance of Molding Materials and Interconnections Integrated in Interposers Dedicated to RF or Microwave 3DIC applications”, *IMAPS European Microelectronics and Packaging Conference (EMPC)*, Grenoble, Septembre 2013.
- [5] C. Bermond, T. Lacrevez, O. El Bouayadi, P. Artillan, G. Houzet, Y. Lamy, B. Flechet, “Méthodologie et résultats de caractérisation large bande d’une couche diélectrique enfouie dans un empilement de circuits intégrés 3D”, *13èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Nantes, Mars 2014.
- [6] A. Moknache, O. El Bouayadi, L. Dussopt, Y. Lamy, “Antenne à surface haute impédance sur interposer silicium alimentée par TSV à 60 GHz”, *19èmes Journées Nationales Microondes*, Bordeaux, Juin 2015.

### ○ Conférences internationales

- [7] O. El Bouayadi, Y. Lamy, L. Dussopt, “A High-Impedance Surface Antenna On Silicon Interposer for 3D Integrated mmW Transceivers”, *European Microwave Conference (EuMC)*, Rome, Octobre 2014.
- [8] O. El Bouayadi, Y. Lamy, L. Dussopt and B. Soulier, “A New Approach for Reliable and Compact 3D Integration of mmW Transceivers on Silicon Using High-Impedance Surface Antennas” (featured talk), *IMAPS 47th International Symposium on Microelectronics*, San Diego (CA), Octobre 2014.
- [9] O. El Bouayadi, Laurent Dussopt, Yann Lamy, Cédric Dehos, Christine Ferrandon, Alexandre Siligaris, Brigitte Soulier, Gilles Simon, Pierre Vincent, “Silicon Interposer: New Trends and Upcoming Challenges Towards 3D Integration of RF-mmW Communication and Radar Systems”, *Development and Manufacturing of Electronic Systems (DEMESYS)*, Rabat, Morocco, 1 et 2 Avril 2015.
- [10] O. El Bouayadi, L. Dussopt, Y. Lamy, C. Dehos, C. Ferrandon, A. Siligaris, B. Soulier, G. Simon, P. Vincent, “Silicon Interposer: A Versatile Platform Towards Full-3D Integration of Wireless Systems at Millimeter-Wave Frequencies”, *IEEE Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, San Diego (CA), Mai 2015.

- [11] Y. Lamy, O. El Bouayadi, C. Ferrandon, S. Joblot, A. Jouve, L. Dussopt, C. Dehos, A. Siligaris, P. Vincent, T. Lacrevez, C. Bermond, “MmW devices: from WLCSP to smart interposers”, *IMAPS 11<sup>th</sup> International Conference and Exhibition on Device Packaging*, Scottsdale (AZ), Mars 2013.
- [12] Y. Lamy, O. El Bouayadi, C. Ferrandon, A. Schreiner, T. Lacrevez, C. Bermond, A. Jouve, S. Joblot, L. Dussopt, B. Flechet, “mmW Characterization of Wafer Level Passivation for 3D Silicon Interposer”, *IEEE Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, Las Vegas (NV), Mai 2013.
- [13] Y. Lamy, L. Dussopt, O. El Bouayadi, C. Ferrandon, A. Siligaris, C. Dehos, P. Vincent, “A compact 3D silicon interposer package with integrated antenna for 60GHz wireless applications”, *IEEE International Conference on 3D System Integration (3D IC)*, San Francisco (CA), Octobre 2013.
- [14] L. Dussopt, O. El Bouayadi, J.A Zevallos, C. Dehos, Y. Lamy, “Millimeter-Wave Antennas for Radio Access and Backhaul in 5G Heterogeneous Mobile Networks”, *EuCAP*, Lisbonne, Avril 2015.

- **Reuves scientifiques**

- [15] T. Lacrevez, C. Bermond, O. El Bouayadi, G. Houzet, P. Artillan, Y. Lamy, and B. Fléchet, “Electrical broadband characterization method of dielectric molding in 3D IC and results”, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* (Vol 4, Issue 9, Sept. 2014).

- **Brevets**

- [1] J-F. Pintos, O. El Bouayadi, “Electromagnetic wave propagation disruption device and method for producing same”. Bureau Européen : EP2808946 (A1), Bureau US : US2014354502 (A1).
- [2] O. El Bouayadi, Y. Lamy, L. Dussopt, A. Moknache, « Dispositif de transmission RF à réflecteur d’ondes électromagnétiques intégré », Dépôt EN 15 51121
- [3] B. Goubault, O. El Bouayadi, Y. Lamy, « Procédé de réalisation d'un dispositif de communication radio fréquence », Dépôt EN 14 62719

## ○ **Résumé**

*L'évolution des nœuds technologiques dans l'industrie des semi-conducteurs se traduit de nos jours, dans le domaine des radiofréquences, par une miniaturisation des front-ends et une amélioration des performances électriques des émetteurs-récepteurs à des fréquences de plus en plus hautes. Cette évolution a conduit à la diversification des applications en bandes millimétriques (30 – 300 GHz) dans les secteurs des télécommunications, du divertissement multimédia, de l'automobile et de la sécurité. Plus particulièrement, le secteur des télécommunications connaît aujourd'hui une réelle révolution avec la création de nouveaux standards pour les liens sans-fil millimétriques à courte portée (comme WiGiG et IEEE 802.11ad) et l'apparition de nouvelles architectures basées sur des liaisons point-à-point qui constitueront dans les prochaines années la colonne vertébrale de la cinquième génération des réseaux mobiles. Dans le cadre de ces travaux de thèse, un intérêt particulier sera porté sur les modules intégrés sans fils et à faible consommation opérant dans la bande 57 – 66 GHz (dite généralement 60 GHz). A ces fréquences, la longueur d'onde en espace libre est comparable aux dimensions caractéristiques des boîtiers standards utilisés pour l'encapsulation des transceivers. Il devient donc envisageable d'intégrer les antennes ainsi que d'autres composants passifs directement dans l'empilement technologique du circuit ou dans le boîtier. Cette nouvelle génération de dispositifs électroniques, destinés au marché des terminaux portables, introduit de nouveaux défis en termes de performances électriques, de fiabilité mécanique, de coût et de possibilités d'industrialisation. Le packaging microélectronique joue dans ce cas un rôle principal dans la définition des performances globales du système qui s'étend au-delà de la simple protection de circuits intégrés pour couvrir d'autres fonctions d'intégration de divers dispositifs actifs et passifs. L'axe principal d'étude adopté ici porte sur le packaging d'un module SiP (System-in-Package) intégré en 3D et réalisé en technologie interposer silicium.*

*Le mémoire de thèse s'articule en quatre chapitres : Le premier chapitre donne dans un premier temps une brève introduction aux bandes millimétriques et aux conditions de propagation spécifiques à ces bandes avant de présenter des exemples d'applications relevant de divers domaines civils et militaires. Ensuite, nous dressons un état de l'art des modules SiP millimétriques intégrés selon différentes approches technologiques. Le second chapitre est consacré à l'étude d'un module 60 GHz intégré sur silicium haute-résistivité en technologie interposer silicium. Nous nous intéressons aux méthodes de caractérisation adaptées aux diverses briques technologiques du back-end silicium spécifique aux applications RF-millimétriques et notamment les interconnexions, les matériaux diélectriques ainsi que les antennes intégrées. La caractérisation inclut également un test d'émission-réception entre deux modules 60 GHz. Dans le troisième chapitre, nous proposons d'améliorer le module grâce à un nouveau design d'antennes utilisant le concept de Surface Haute-Impédance (SHI). Ce design est destiné à octroyer plus de compacité et plus de fiabilité au module tout en conservant ses performances électriques. Finalement, le quatrième chapitre détaille les étapes de fabrication du véhicule de test antennaire ainsi que des résultats de caractérisation des antennes et des nouveaux matériaux diélectriques utilisés pour l'empilement technologique.*

- **Abstract**

*The evolution of semi-conductor technology nodes has led to a significant miniaturization of today's RF front-ends and to the enhancement of the electrical performance of transceivers at higher frequencies. This leads to the diversification of RF/millimeter-wave (30 – 300 GHz) applications in the fields of telecommunications, multimedia entertainment, automotive and security. More specifically, telecommunications are going through a real revolution with the creation of new standards (such as WiGiG and IEEE 802.11ad) and the introduction of new network architectures based on point-to-point links as the backbone of the 5th generation of mobile networks. In this PhD work, we will focus on integrated wireless and low consumption modules operating in the 57 – 66 GHz band (generally designated as the 60 GHz band). At these frequencies, the free-space wavelength is comparable to the characteristic dimensions of most standard transceiver packages. This opens an opportunity to integrate the antennas as well as other passive components directly to the metal/dielectric stack or in the package. This new generation of electronic devices which are dedicated to the nomad terminal market brings new challenges in terms of electrical performance, mechanical reliability, cost and manufacturability. Microelectronic packaging plays in this case a key role in defining the global performance of the system. Its functions extend beyond the protection of the IC and cover other schemes with opportunities to integrate passive and active devices. This work focuses on the study of an SiP module (System-in-Package) featuring 3D integration on Silicon interposer.*

*The dissertation comprises four chapters and is structured as follows: In the first chapter, a brief introduction of millimeter-waves and their propagation conditions is given. Then, examples of current and emerging civilian and military applications are addressed. State of the art of SiP/mmW modules is then presented according to different technology approaches proposed by industrial and academic contributors. The second chapter is dedicated to the study of a 60 GHz integrated module on a high-resistivity silicon interposer chip. We focus on electrical characterization methods which are adapted to different building blocks of the silicon back-end technology. These include interconnects, dielectrics and integrated antennas. The characterization steps also include full-scale and standard-compliant tests of two communicating 60 GHz modules. In the third chapter, we propose to improve the existing module with a novel antenna design based on a High-Impedance Surface (HIS) reflector. This design is intended to bring more compactness and higher reliability to the original one while conserving the overall electrical performance. Finally, the fourth chapter deals with the fabrications and experimental validation of the antenna test vehicle as well as the wideband characterization of the dielectrics used for the new stack.*