



**HAL**  
open science

# Interaction ondes-matières pour la conception d'antennes et de capteurs environnementaux

François Gallée

► **To cite this version:**

François Gallée. Interaction ondes-matières pour la conception d'antennes et de capteurs environnementaux. Electromagnétisme. Université de Bretagne Occidentale, Brest, 2017. tel-02926480

**HAL Id: tel-02926480**

**<https://imt-atlantique.hal.science/tel-02926480v1>**

Submitted on 2 Sep 2020

**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.



# Mémoire

présenté à

**l'Université de Bretagne occidentale**

par

**François Gallée**

pour l'obtention de

**l'Habilitation à Diriger des Recherches**

<p><b>Interaction ondes-matières pour la conception d'antennes et de capteurs environnementaux</b></p>
--

**26 octobre 2017**

**Jury**

Smaïl Tedjini, Professeur des Universités à l'INP Grenoble à Valence, rapporteur

Raphaël Gillard, Professeur des Universités à l'IETR à Rennes, rapporteur

Serge Verdeyme, Professeur des Universités à XLIM à Limoges, rapporteur

Eric Rius, Professeur des Universités à l'UBO à Brest, examinateur

Christian Person, Professeur des Universités à l'IMT Atlantique à Brest, examinateur

Hervé Lattard, Ingénieur & directeur de SATIMO Bretagne (MVG groupe), invité



# Sommaire

---

<b>SOMMAIRE .....</b>	<b>3</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>7</b>
<b>CURRICULUM VITAE ET ACTIVITES DE RECHERCHE ET ENSEIGNEMENT .....</b>	<b>9</b>
<b>1 Curriculum vitae .....</b>	<b>10</b>
<b>2 Activités de recherche et de développement.....</b>	<b>12</b>
2.1 Les antennes .....	12
2.2 Les capteurs environnementaux.....	13
<b>3 Activités d'enseignement .....</b>	<b>14</b>
<b>CHAPITRE 1 : LES ANTENNES EN BANDE MILLIMETRIQUE .....</b>	<b>17</b>
<b>1 Introduction .....</b>	<b>18</b>
<b>2 Antennes directives à large champ de vue pour radar ACC.....</b>	<b>19</b>
2.1 Contexte.....	19
2.2 Le radar ACC.....	20
2.3 Système antenne large champ de vue à base d'un réflecteur.....	22
2.3.1 Outils d'analyse et de synthèse.....	22
2.3.2 Optimisation du profil du réflecteur : augmentation des performances de balayage.....	23
2.3.3 Conception d'un réflecteur en technologie mousse.....	26
2.4 Système antenne large champ de vue à base d'une lentille.....	27
2.4.1 Présentation de la lentille artificielle.....	27
2.4.2 Calcul du profil de la lentille.....	28
2.4.3 Calcul du diagramme de rayonnement du système source primaire et lentille.....	29
2.4.4 Conception d'une lentille illuminée par un cornet à 77GHz.....	31
2.4.5 Lentille à large champ de vision.....	32
2.5 Système antenne pour radar monopulse.....	32
2.6 L'évolution des systèmes antennaires pour les radars automobiles.....	34
2.7 Publications.....	36
<b>3 Les systèmes de communication sans-fil haut-débit à 60GHz .....</b>	<b>37</b>
3.1 Les applications visées.....	37
3.2 Spécifications du système antenne.....	39
3.2.1 Le beamforming analogique.....	42
3.2.2 Le beamforming numérique.....	43
3.2.3 Les challenges sur la conception des systèmes antennaires à 60GHz.....	44
3.3 Antennes intégrées sur technologies monolithiques et hybrides.....	44
3.3.1 Approche SoC.....	44
3.3.2 Approche SiP (System in Package).....	46
3.4 Antenne beamforming pour application HDMI wireless.....	50
3.4.1 L'antenne élémentaire.....	52
3.5 Publications.....	56
<b>4 Le beamforming dans la standard 802.11.ad .....</b>	<b>57</b>



<b>5</b>	<b>Les challenges actuelles sur les systèmes à 60GHz : le MIMO .....</b>	<b>60</b>
5.1	Le MIMO.....	60
5.1.1	Le MIMO avec diversité.....	60
5.1.2	MIMO avec multiplexage spatial.....	61
5.2	LE MIMO en bande millimétrique 60GHz.....	62
5.2.1	Evaluation de l'impact de l'environnement de propagation sur les performances MIMO....	62
5.2.2	Prédictions des performances MIMO à 60GHz et solutions envisagées. ....	66
5.3	Le MASSIVE MIMO à 60GHz.....	67

## **CHAPITRE 2 : OUTILS D'AIDE A LA CONCEPTION D'ANTENNES..... 69**

<b>1</b>	<b>Le contexte.....</b>	<b>70</b>
<b>2</b>	<b>Analyse modale pour la conception d'antennes planaires multi-bandes .....</b>	<b>74</b>
2.1	Illustration 1 : une antenne avec diversité de diagramme de rayonnement.....	74
2.2	Illustration 2 : une antenne multi-accès & multi-bandes.....	76
2.3	Analyses des limitations.....	80
<b>3</b>	<b>La théorie des modes caractéristiques pour la conception d'antennes résonantes.....</b>	<b>81</b>
3.1	Le contexte.....	81
3.2	La théorie des modes caractéristiques.....	83
3.2.1	Antenne métallique avec diélectrique .....	85
3.2.1.1	Les technologies .....	85
3.2.1.2	Différentes méthodes de calcul des distributions de courants surfaciques .....	86
3.2.1.3	Analyse de l'impact de la technique de réduction des dimensions sur la bande passante d'une antenne.....	87
3.2.1.4	Conception d'un tag RFID compact .....	89
3.3	Antennes à résonateur diélectrique.....	91
3.3.1	La méthode d'analyse des modes résonants d'une structure diélectrique .....	91
3.3.2	Analyse d'un résonateur diélectrique cylindrique.....	92
3.3.3	Conception d'une antenne résonateur diélectrique (DRA) à 60GHz.....	97
<b>4</b>	<b>Liste des publications .....</b>	<b>101</b>
<b>5</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>102</b>

## **CHAPITRE 3 : CAPTEURS ENVIRONNEMENTAUX RADIOFREQUENCES104**

<b>1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>105</b>
<b>2</b>	<b>Capteurs radiofréquences pour des applications micro-fluidiques .....</b>	<b>105</b>
2.1	Contexte.....	105
2.2	La structure « Gap waveguide ».....	107
2.1	Comparaison entre la technologie SIW et la technologie « Gap waveguide » .....	110
2.1.1	La structure SIW .....	110
2.1.2	Comparaison des performances.....	111
2.2	Conception d'une structure gap-waveguide enttechnologie PCB.....	112
2.2.1	Dimensionnement de la structure gapwaveguide .....	113
2.2.2	Dimensionnement de la transition accès coplanaire - ligne microruban- gap waveguide...	114
2.2.3	Réalisation et test du prototype.....	116
2.3	« gap waveguide » pour des applications microfluidiques .....	117
2.4	Contribution au processus de conception en technologie LTCC.....	120
2.4.1	La technologie LTCC.....	120
2.4.2	Réalisation de cavités ouvertes en technologie LTCC .....	121

2.4.3	Réalisation de cavités fermées ou de canaux en technologie LTCC .....	122
2.4.4	Réalisation d'une structure « gap waveguide » en technologie LTCC.....	123
2.5	Liste des publications .....	124
<b>3</b>	<b>Capteurs d'environnement corrosif .....</b>	<b>125</b>
3.1	Contexte .....	125
3.2	Capteurs de corrosion atmosphérique.....	126
3.2.1	Etat de l'art sur les capteurs de corrosion atmosphérique et cahier des charges .....	126
3.2.2	Impact de la corrosion sur des dispositifs hyperfréquences .....	131
3.2.3	Conception d'un capteur pour le monitoring de la corrosion uniforme .....	133
3.2.4	Conception d'un capteur pour le monitoring de la corrosion localisée .....	134
3.2.5	Capteurs de corrosion atmosphérique sans fil .....	136
3.3	Liste des publications .....	138
<b>CONCLUSION ET PERSPECTIVES .....</b>		<b>139</b>
<b>REFERENCES .....</b>		<b>142</b>



# Introduction générale

---

Au XIX siècle, Hans, Ampère et Faraday ont démontré que les forces électrique et magnétique induites par un courant électrique dans un conducteur ou par des charges électriques sont liées. C'est en 1864, que Maxwell propose une théorie qui décrit cela et qui unifie les théories antérieures : électrostatique, électrocinétique et magnétostatique. L'électromagnétisme est alors né. Depuis, grâce à la maîtrise de ces phénomènes physiques, de nombreuses applications ont vu le jour comme la communication sans fil, le radar, le traitement de certaines pathologies dans le domaine de la santé, le chauffage de composants organiques (four à micro-onde), imagerie pour des tests non destructifs dans le domaine industriel.

Ma formation ainsi que mon expérience professionnelle dans le domaine de l'électromagnétisme m'ont permis de contribuer à l'étude et au développement de systèmes de communication, de radars automobiles et de capteurs environnementaux. Dans le cadre de ma demande d'habilitation à diriger de la recherche, ce document décrit mon travail de recherche et développement et est composé de 4 parties. La première partie est mon Curriculum Vitae ainsi qu'un descriptif global de mes activités de recherche jusqu'à aujourd'hui. Puis le document est divisé en trois chapitres correspondant chacun à mes principales activités. Le premier est dédié à la conception d'antennes dans la bande millimétrique qui est mon activité principale depuis ma thèse. Deux applications sont abordées dans ce chapitre. La première est le radar automobile qui était le sujet de ma thèse. Il y décrit succinctement les résultats obtenus lors ma thèse soutenue en 2001 et un bilan des systèmes radars actuels en se focalisant sur la partie antenne. La seconde application est la communication sans fil en bande millimétrique. Une description des travaux de recherche menés dans ce domaine est présentée puis une analyse est faite sur les orientations actuelles des technologies comme la technologie MIMO ou MASSIVE-MIMO.

Le second chapitre est dédié à la mise en œuvre d'outils de simulation, d'aide à la conception et à l'intégration d'antennes dans des environnements plus ou moins complexes. Cet axe de recherche est lié à mon expérience acquise entre autre au sein d'ANTENNESSA (Maintenant SATIMO) lors de la conception d'antennes intégrées et compactes. La conception se faisait principalement de façon expérimentale avec l'appui de la simulation numérique pour l'optimisation des performances. Etant donné la complexité et le nombre de paramètres à manipuler, l'idée est d'apporter une aide via des outils de simulations sur la compréhension du fonctionnement d'une antenne intégrée à partir d'une description modale d'une structure résonante.

Le troisième chapitre décrit un axe de recherche plus récent issu, d'une part, de mon expérience acquise sur l'interaction onde électromagnétique et la matière pour la conception d'antennes et d'autre part, par des échanges avec d'autres équipes de recherche. Ainsi un premier travail de recherche a été mené sur des structures microfluidiques dans les bandes millimétriques et, en parallèle, un travail sur la conception de capteurs de corrosion sans fil.



# Curriculum vitae et activités de recherche et enseignement

---

# 1 Curriculum vitae

## Maître de Conférences

### EXPERIENCES PROFESSIONNELLES

**Depuis septembre 2007 : Enseignant-chercheur au département micro-ondes à l'IMT Atlantique (ex Télécom Bretagne)**

- Activités de recherche : Domaine de l'électromagnétisme pour la conception d'antennes et de capteurs environnementaux
  - Encadrement de thèses
  - Participation à des projets de recherche collaboratifs
  - Contrats industriels
  - Séjour d'étude d'un an (2012-2013) à l'Université Polytechnique de Valencia (Espagne)
  
- Activités d'enseignement :
  - Participation à la formation d'ingénieurs généralistes et d'ingénieurs spécialisés par alternance
  - Responsable de modules d'enseignement sur les dispositifs radiofréquences
  - Responsable du domaine ELP (électronique et physique) de 2011 à 2015
  - Co-responsable du domaine ELP (électronique et physique) depuis 2015

**2005-2007 Responsable produit antenne à ANTENNESSA**

- Recherche et Développement
  - Animation d'une équipe de quatre ingénieurs de recherche
  - Etude et développement d'antennes et de systèmes hyperfréquences
  - Publication à des congrès en France et à l'étranger (EuMw, Eucap, Bems)
  - Participation au montage de projets de recherche via les pôles de compétitivité
  - Responsable et suivi du projet de recherche « ACC » avec AUTOCRUISE
  
- Encadrement et formation
  - Encadrant industriel de projets d'élèves ingénieurs en 3<sup>ème</sup> année à l'ENST Bretagne
  - Encadrant industriel de projets en MASTER avec l'UBO
  - Encadrement de stagiaires (niveau ingénieur)
  - Intervention en formation continue sur les antennes à l'ENST Bretagne

**2005-2002 Responsable développement de systèmes de mesures à ANTENNESSA**

- Développement de produits de mesure de champ électromagnétique
  - Développement d'un capteur tri-axe isotrope
  - Participation à un projet RNRT ADONIS : Analyse de nouvelles techniques de mesure de signaux 3G(UMTS)
  - Développement d'un produit de mesure selon le protocole de l'ANFR
  - Support technique en avant et après-vente

- Développement de systèmes hyperfréquences spécifiques
  - Système de calibration post production de radar ACC à 76GHz
  - Système de monitoring pour mesure de champ électromagnétique
- Encadrement et formation
  - Intervention en 3<sup>ème</sup> année d'ingénieur et en formation continue sur les antennes à l'ENST Bretagne
  - Encadrement de stagiaires (niveau ingénieur)

#### **2002-2000 Ingénieur de recherche en antenne à ANTENNESSA**

- Etude et développement d'antennes spécifiques entre 80MHz et 40GHz

#### **2000-1997 Thèse en hyperfréquence à l'ENST de Bretagne (Brest)**

- Etude et conception d'une antenne à 76 GHz pour radar anticollision destinée à des applications automobiles.
  - Modélisation et simulation d'antennes à base de lentille artificielle
  - Etude de systèmes radars monopulses
  - Conception et mesure d'antennes en bande millimétrique
- Enseignement et encadrement
  - Enseignement "propagation" et "antennes" en deuxième année d'ingénieur à l'ENST Bretagne
  - Enseignement "propagation" et "antennes" en 4<sup>ème</sup> année à l'ISEB à BREST
  - Encadrement de stages de 3 à 6 mois sur les antennes à 76GHz

#### **1997 Stage de fin d'étude (DEA) au département micro-ondes à l'ENST de Bretagne**

- Etude d'un résonateur à fort coefficient de qualité pour la réalisation d'un oscillateur.

#### **1993 Stage technicien supérieur à MANUMESURE à Nantes**

- *Etude et réalisation d'un hygromètre étalon (mesures sur site)*

### **FORMATION**

1997 DEA STIR (Signal Télécommunication Image Radar) à Rennes 1

1996 MAITRISE EEA (Electronique Electrotechnique Automatismes) Université de Rennes 1

1995 LICENCE EEA (Electronique Electrotechnique Automatismes) Université de Rennes 1

1994 DEUG 2<sup>ème</sup> année math physique Université de Rennes 1

1991-1993 IUT GEII (Génie Electrique et Informatique Industrielle) Université de Rennes 1



## 2 Activités de recherche et de développement

Que ce soit durant ma thèse, ma période dans l'industrie ou actuellement à l'IMT Atlantique, mes activités de recherche et de développement ont toujours été menées autour de la thématique : **Interaction onde électromagnétique & matière** pour la conception d'antennes et de capteurs. Elles peuvent se répartir en deux grandes familles : Les antennes et les capteurs radiofréquences environnementaux.

### 2.1 Les antennes

Il s'agit de ma principale activité de recherche et développement qui s'est déroulée sur les trois périodes :

- Ma thèse sur la conception d'antennes en bande millimétrique à large champ de vue pour des applications radars ACC.
- Mes activités de recherche et développement au sein d'ANTENNESSA de 2000 à 2007 liées à la conception d'antennes intégrées pour des applications comme la téléphonie mobile, les systèmes de communication dans le secteur automobile ou bien pour des applications spécifiques : radar de vitesse (doppler), réception satellite, « domotique ».
- Mes activités de recherche au sein du département micro-ondes à Télécom Bretagne en lien avec des projets autour des réseaux sans-fil à très-haut débit dans la bande de fréquence des 60GHz ou LTE.

Ces activités ont été menées, entre autre, dans le cadre de plusieurs projets de recherche avec des encadrements de thèse :

- Thèse de Christophe CALVEZ
  - Titre : “ Intégration hybride de "front-ends" millimétriques pour applications WLAN en environnement domestique à 60 GHz ”
  - Soutenue en novembre 2010
  - Directeur de thèse : Christian Person
  - Projet collaboratif : TECHIMAGE
  - Taux d'encadrement : 50%
  - Poste actuel : Ingénieur RF chez ZF TRW Autocruise à Brest
- Thèse de Amar ADANE
  - Titre : “Antennes pour Liaisons Millimétriques Adaptatives dans un contexte de systèmes embarqués”
  - Soutenue en décembre 2011
  - Directeur de thèse : Christian Person
  - Projet collaboratif : LIMA
  - Taux d'encadrement : 50%
  - Poste actuel : Ingénieur RF à l'institut de radioastronomie millimétrique à Lyon
- Thèse de Walid EL HAJJ
  - Titre : “Contribution to the analysis, design and optimization of multi-access digital antennas for opportunistic communications in broadband radio architecture”

- Soutenue en novembre 2011
  - Directeur de thèse : Christian Person
  - Projet collaboratif : TERROP
  - Taux d'encadrement : 50%
  - Poste actuel : Ingénieur chez INTEL à Nice et responsable de l'équipe test des systèmes RF et millimétriques
- Thèse de Jorge AVELLA CASTIBLANCO
    - Titre : "Electromagnetic Modeling for Antenna design and Specifications in Tunnels of any shape answering to the electromagnetic constraints of the environment of the Railway Domain"
    - Soutenue en avril 2013
    - Directeur de thèse : Michel Ney et Marion Berbineau
    - Projet collaboratif : METAPHORT
    - Taux d'encadrement : 25%
- Thèse de Tuyen Pham
    - Titre : "Antennes pour système Massive-MIMO à 60GHz"
    - Soutenance prévue en 2019
    - Directeur de thèse : Ronan Sauleau
    - Projet collaboratif : M5HESTIA
    - Taux d'encadrement : 50%

Mes activités R&D autour des antennes à travers des contrats industriels ont débuté à ANTENNESSA au début des années 2000 avec la conception d'antennes intégrées dans les téléphones portables, dans des objets communicants pour la domotique ou des antennes pour des applications spécifiques (radar doppler à 24GHz, liaison point à point à 38GHz, GPS, station de base multi-bande,...).

Depuis, l'intégration de Télécom Bretagne comme Maître de conférences en 2007, j'ai poursuivi mes activités contractuelles sur les antennes pour différentes applications :

- Lecture de masse RFID avec la société IRIS RFID
- Sondage de canal pour la 4G avec ORANGE LAB.
- Intégration d'antenne pour des communications satellites dans les trains avec la SNCF
- Impact des vitrages des trains sur la pénétration des ondes radiofréquences avec la SNCF
- La caractérisation et l'expertise d'antennes en bande millimétrique pour ST micro-électronique

## 2.2 Les capteurs environnementaux

Il s'agit d'une activité qui a débuté au sein d'ANTENNESSA sur l'étude et la conception de capteurs pour l'évaluation de l'exposition de personnes aux rayonnements électromagnétiques non ionisant. Cette activité s'est poursuivie à Télécom Bretagne à travers des projets collaboratifs. Depuis 2012, mes activités autour des capteurs se sont élargies en étudiant de nouvelles topologies de capteurs basées sur une interaction entre une onde électromagnétique radiofréquence et la matière. Pour l'instant, deux domaines d'application ont été explorés. Le premier est autour des systèmes micro-fluidiques dans les bandes millimétriques et en collaboration avec l'Université Polytechnique de

Valencia en Espagne. Le second autour des capteurs de corrosion en collaboration avec l'Université de Bretagne Occidentale et l'Institut de la corrosion.

Ces activités ont été menées dans le cadre de plusieurs thèses :

- Thèse de Cristina ARENAS-BUENDIA
  - Titre : "Enhanced fluid characterization in the millimeter-wave band using Gap Waveguide Technology"
  - Soutenue en janvier 2016
  - Directeur de thèse : Christian Person et Alejandro Valero
  - Taux d'encadrement : 75%
  - Poste actuel : ingénieur de test d'équipements RF chez THALES ALIENA SPACE à Toulouse
  
- Thèse de Maria YASRI
  - Titre : "Capteur de corrosion passif et sans contact"
  - Soutenue en février 2016
  - Directeur de thèse : Stéphane Rioual
  - Thèse CIFRE : Institut de la corrosion
  - Taux d'encadrement : 33%
  
- Thèse de Rania KHALIFEH
  - Titre : " Développement de résonateurs hyperfréquences pour la réalisation de capteurs sans puce dédiés à la maintenance prédictive des infrastructures"
  - Soutenue en novembre 2016
  - Directeur de thèse : Stéphane Rioual
  - Taux d'encadrement : 33%
  - Poste actuel : Post-doc au LEAT à Sophia Antipolis

### **3 Activités d'enseignement**

Mes activités d'enseignement s'étalent sur les trois années des deux formations d'ingénieurs au sein de Télécom Bretagne : ingénieur généraliste et ingénieur spécialisé par alternance. Je contribue principalement aux enseignements en lien avec les thématiques de la physique des ondes électromagnétiques, de l'électronique basse fréquence et radiofréquence. Je participe également à la formation de l'ingénieur par projet lors de la première année et en encadrant des projets de développement.

Une partie de la formation d'ingénieur au sein de Telecom Bretagne est basée sur un découpage en 6 domaines disciplinaires :

- Mathématiques et traitement du signal
- Électronique et physique
- Informatique
- Réseaux
- Économie et sciences humaines
- Langues

Dans le cadre de l'animation de la formation, je suis co-responsable du domaine ELP « Electronique & physique ». Je suis également responsable et animateur de deux modules au sein du domaine ELP :

- ELP 202 : Conception de fonctions analogiques radiofréquences
- ELP415 : Introduction à l'ingénierie des systèmes



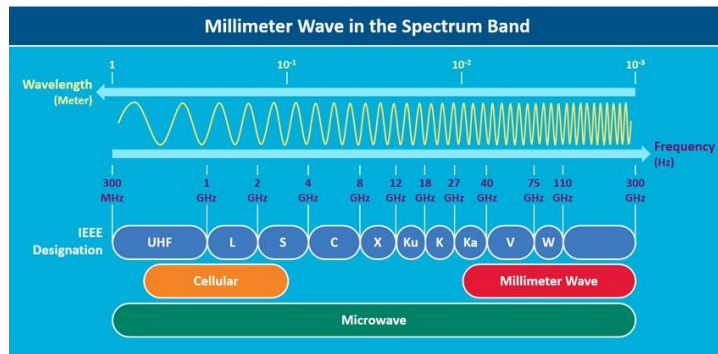
# Chapitre 1 : Les antennes en bande millimétrique

---

# 1 Introduction

L'électronique embarquée est en phase de devenir l'un des marchés les plus porteurs, tant dans le domaine des télécommunications que dans les secteurs comme l'industrie automobile ou l'aéronautique. Les communications sans fils, les réseaux locaux, les boucles locales radio, les radars embarqués, en lien avec les radiofréquences, sont autant de domaines qui connaissent aujourd'hui une croissance très importante. A performances maintenues, ce sont les contraintes de coût, de poids, d'encombrement qui prédominent aujourd'hui, et qui constituent les axes directeurs dans le développement et la mise en œuvre de filières technologiques dédiées à des systèmes électroniques embarqués.

Depuis le développement des premiers systèmes de télécommunication et de radar, il y a toujours eu un intérêt à développer de nouveaux systèmes à plus haute fréquence pour répondre à de nouveaux besoins. Les ondes millimétriques sont les ondes radioélectriques couvrant les fréquences de 30 à 300 GHz (Figure I- 1)



(Source: Millimeter-wave Mobile Broadband: Unleashing 3-300 GHz Spectrum, 2011)

Figure I- 1: Spectre de fréquence des ondes radioélectriques

Dans le domaine des télécommunications, le principal intérêt est l'utilisation de nouvelles bandes de fréquences libres permettant d'avoir des bandes passantes plus larges et donc d'atteindre des débits de transmission plus élevés. La montée fréquence est principalement liée au progrès et à la maîtrise des technologies permettant de concevoir des dispositifs avec de meilleures précisions (ex : antenne, filtre,...) ou d'augmenter les fréquences de coupure des transistors (Figure I- 2).

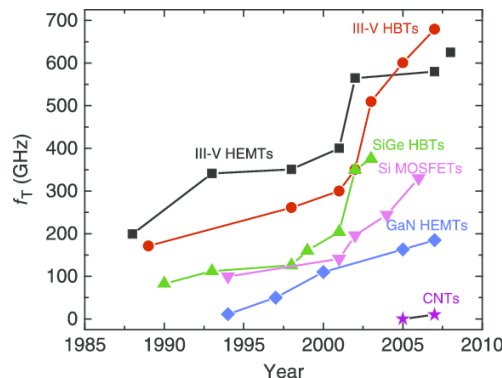
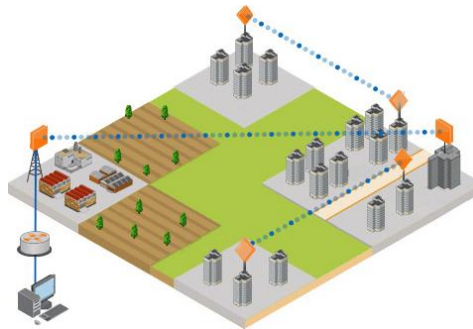


Figure I- 2: Evolution de la fréquence de coupure de différentes technologies de transistor

Les premières applications visées en bande millimétrique étaient des télécommunications « point à point » (Figure I- 3). L'intérêt majeur est d'assurer des communications sans fil courte portée. Ceci permet d'assurer des liaisons entre des lieux sans avoir de contraintes fortes sur le génie civil (coût

des travaux). L'utilisation de la bande millimétrique permet d'avoir des antennes très directives de taille raisonnable, de réduire le risque d'interférences entre les systèmes et ainsi, de pouvoir réutiliser les fréquences. Les liaisons sans fil sont également moins détectables ce qui permet d'augmenter le niveau de sécurité des transmissions (intérêt majeur pour des applications militaires).



Source : <http://www.4gon.co.uk>

Figure I- 3: Réseau sans fil point – point

Les bandes de fréquences allouées pour les systèmes de communication dans la bande millimétrique sont présentés dans le Tableau I- 1.

Communication sans fil sans licence (télécommande et télécontrôle, télémessure, transmission d'alarmes, de données)	38GHz 57 à 64 GHz 122 à 123 GHz 244 à 246 GHz
---	--

Tableau I- 1: Bandes de fréquence des systèmes de télécommunication

Dans le domaine des radars, afin d'avoir de bonnes résolutions spatiales, l'utilisation de la bande millimétrique permet d'obtenir des faisceaux directs tout en gardant des dimensions d'antennes raisonnables. On peut citer, par exemple, les radars doppler à 24GHz même si théoriquement la bande millimétrique débute à 30GHz, les radars ACC (Adaptative Cruise Control) à 77GHz, les radars météorologique à 35GHz et 94GHz.

L'étude et la conception d'antennes dans les bandes millimétriques ont constitué ma principale activité jusqu'à ce jour. J'ai débuté par une thèse sur la conception d'antennes à large champ de vue pour radar ACC (Adaptative Cruise Control). Puis, durant mes activités R&D au sein d'ANTENNESSA (racheté depuis par SATIMO et maintenant MVG groupe), j'ai eu l'occasion de développer des antennes pour des communications sans fil point à point à 28GHz et 38GHz et pour des systèmes radars à 77GHz. Depuis mon arrivée à l'IMT Atlantique, je poursuis mes activités de recherche sur les antennes en bande millimétrique pour des systèmes de communication dans la bande des 60GHz ainsi que pour des radars de détection d'objets sur des personnes, à 77GHz dans le cadre de projets collaboratifs : TECHIMAGE, QSTREAM, LIMA, SMARTVISION, M5HESTIA, OPTIMISME. Dans ce chapitre, les résultats présentés seront ceux de ma thèse dédiée à une application radar et puis ceux autour des antennes pour les systèmes de communication sans-fil à haut-débit à 60GHz.

## 2 Antennes directives à large champ de vue pour radar ACC

### 2.1 Contexte

Au début des années 2000, la notion de véhicules autonomes étaient encore quelque chose de très futuriste. Aujourd'hui, les expérimentations en milieu réel sont de plus en plus nombreuses. On peut



citer les expérimentations des véhicules des constructeurs français Easymile à Paris et Navya à Lyon (Figure I-4) et de la Google car (Figure I- 5). Cette évolution rapide s'explique par le marché potentiellement important qui a conduit à une course à l'innovation avec de gros investissements et une forte concurrence. Le véhicule autonome fait appel à des technologies de pointe dans de très nombreux domaines : les systèmes de communications, de détection de l'environnement, de traitement de données en temps réel, ....



Figure I-4: Véhicules autonomes publics

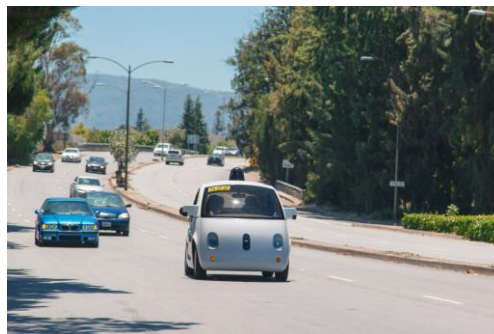


Figure I- 5: Google car

Pour cela, la notion de véhicule autonome passe d'abord par une excellente perception de l'environnement afin de pouvoir détecter pour ensuite prendre les bonnes décisions afin d'éviter les obstacles et dangers. L'erreur n'est pas permise. Le véhicule doit alors être équipé d'une multitude de capteurs multi-technologiques. Une prise de décision ne peut pas être fiable en ne se basant que sur le traitement d'informations issues d'une seule technologie comme le radar, la caméra optique ou le lidar. Prenons, par exemple, deux scénarii : le premier, sur route, par temps de brouillard et le second en ville. Dans le premier scénario, la caméra optique ou le lidar ne permet pas de détecter les obstacles à travers le brouillard alors que la technologie radar le permet. Dans le second scénario, la présence d'un piéton sur la chaussée sera plus facilement détectable avec une caméra optique ou un lidar plutôt qu'avec un radar, du fait de sa faible surface équivalente radar. C'est pourquoi, aujourd'hui, la conception d'un véhicule autonome nécessite l'intégration de technologies très avancées pour la perception de l'environnement avec des capteurs radar, lidar, caméra optique et avec des systèmes de traitement temps réel.

## 2.2 Le radar ACC

Les premiers travaux de recherche sur l'intégration de capteurs radars sur véhicule remontent au début des années 1990. Au début des années 2000, les premiers systèmes avec assistances

automatiques de freinage ont commencé à être produits et installés sur des véhicules haut de gamme. Aujourd'hui, ils équipent des véhicules de moyenne gamme.

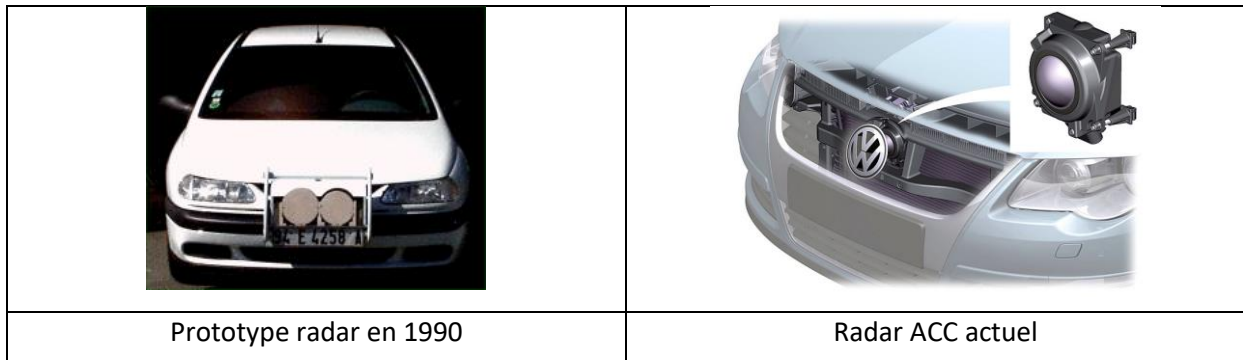


Figure I- 6: Radar ACC

Mon travail de thèse s'est focalisé sur les systèmes de détection d'obstacles à base de la technologie radar et plus précisément sur la partie antennaire. La bande de fréquence initialement allouée pour cette application était la bande 76-77 GHz qui est maintenant étendue à la bande 76-81GHz pour permettre d'utiliser des formes d'onde plus performantes pour améliorer les performances de détection et tendre vers de l'imagerie radar.

Durant ma thèse, l'objectif était de proposer des solutions innovantes sur le système antennaire permettant d'assurer une détection sur une longue portée - une centaine de mètres - tout en permettant de détecter les véhicules sur plusieurs voies de circulation (typiquement 3 voies). On se retrouve donc dans une situation où il est nécessaire d'avoir un système antennaire avec une antenne directive pour assurer la portée du radar et un système de balayage du faisceau pour pouvoir dissocier les véhicules sur les différentes voies de circulation. Je m'étais basé sur un scénario de circulation sur une autoroute à 3 voies et un rayon de courbure maximum de 300 m. Ainsi, la plage angulaire visée est de  $\pm 15^\circ$ .

Afin d'obtenir un faisceau directif, en faisant une analogie avec les dispositifs optiques, la solution est d'associer à un élément rayonnant appelé « source primaire » un dispositif focalisant de type réflecteur ou lentille (Figure I- 7).

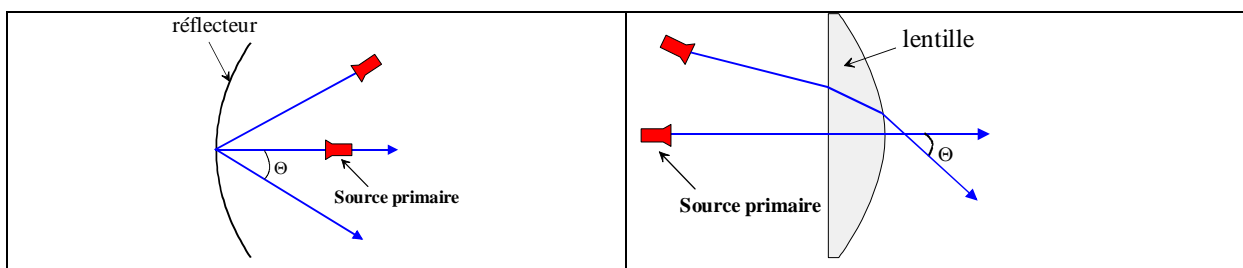


Figure I- 7: Systèmes focalisants

Selon la position de la source primaire, il est alors possible de dépointer le faisceau dans une direction donnée. Dans le cas d'un dispositif classique unifocal, lorsque la source primaire est située au point focal, le front d'onde en sortie est plan (équiphasé). La directivité est alors maximale et le niveau des lobes secondaires minimum. Mais dès qu'un dépointage du faisceau est introduit, une erreur de phase appelée aberration de phase apparaît et ceci entraîne une dégradation du diagramme de rayonnement (Figure I- 8).

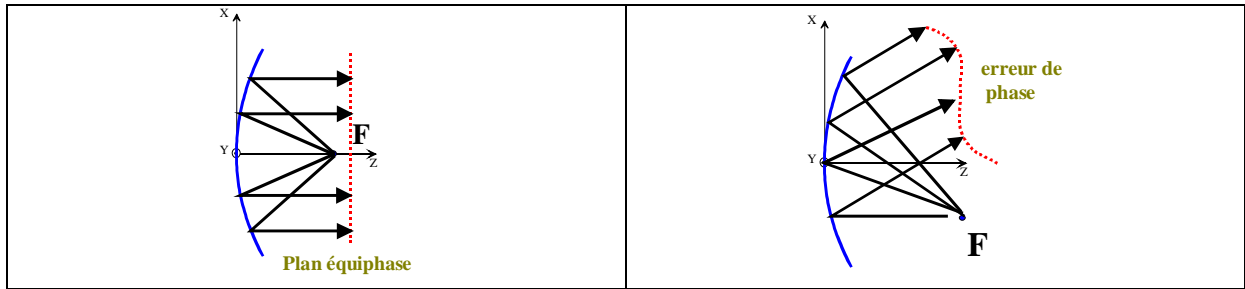


Figure I- 8: Aberration de phase dans le cas de dépointage

Dans le cadre de ma thèse, l'objectif a été d'étudier des solutions permettant de minimiser cette erreur de phase dans le cas d'un réflecteur et d'une lentille.

## 2.3 Système antenne large champ de vue à base d'un réflecteur

### 2.3.1 Outils d'analyse et de synthèse

Cette erreur de phase peut être décomposée en un polynôme d'ordre  $n$ , dont chaque terme correspond à une aberration (comme par exemple ; la distorsion, l'astigmatisme, le coma, ...). La surface synthétisée est une surface analytique à profil continu. L'analyse des antennes est basée sur des méthodes asymptotiques : la théorie de l'optique physique associée à la théorie physique de la diffraction [1]. L'étude en réception en illuminant le réflecteur par une onde plane incidente (Figure I- 9) permet de modéliser les taches focales et fournit d'une part la position optimale des sources et d'autre part le dimensionnement optimum de l'ouverture de chaque source primaire ainsi que la distribution du champ dans son ouverture (Figure I- 10).

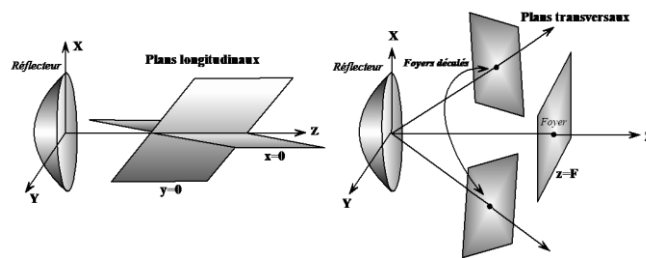


Figure I- 9: Plans d'observation

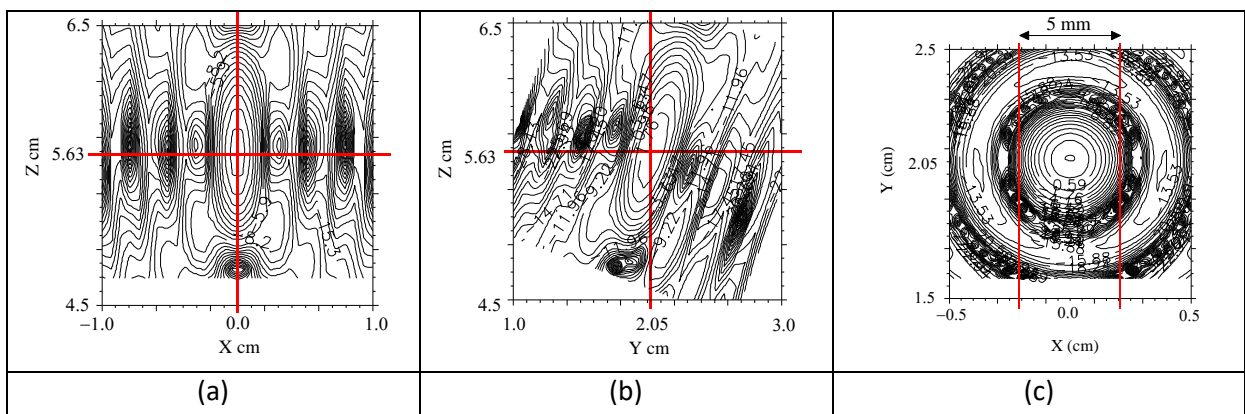


Figure I- 10: Flux de puissance dans la zone du foyer du réflecteur (plans XoZ (a), YoZ (b) et XoY (c))

L'analyse en émission, en illuminant le réflecteur par le rayonnement de la source primaire, permet de calculer le diagramme de rayonnement pour différentes positions des sources.

### 2.3.2 Optimisation du profil du réflecteur : augmentation des performances de balayage

Les dimensions du réflecteur sont fixées par l'ouverture à  $-3$  dB des diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal et élévation. Ne connaissant pas a priori le type de balayage qui sera utilisé, nous nous sommes fixés le cahier des charges le plus contraignant, directement lié au gain voulu, qui est celui d'un balayage par commutation sur une plage angulaire de  $\pm 15^\circ$  et un gain de 30 dB. Pour cela, l'angle d'ouverture à  $-3$  dB dans le plan azimutal doit être de  $1,5^\circ$  et dans le plan élévation de  $5^\circ$ . L'ouverture du réflecteur est alors une ellipse de  $15 \times 5 \text{ cm}^2$  (Figure I- 11)

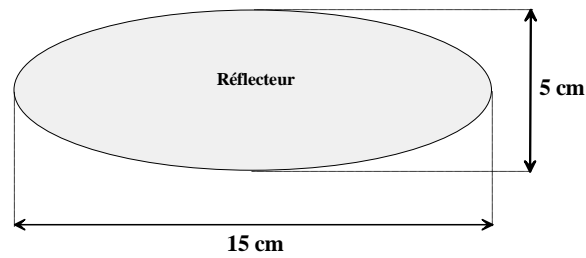


Figure I- 11: Dimension du réflecteur

La Figure I- 12 présente les repères utilisés ainsi que les différentes caractéristiques du réflecteur (F: distance focale, Dx et Dy : dimensions de l'ouverture dans les plans XoZ et YoZ , angle d'offset)

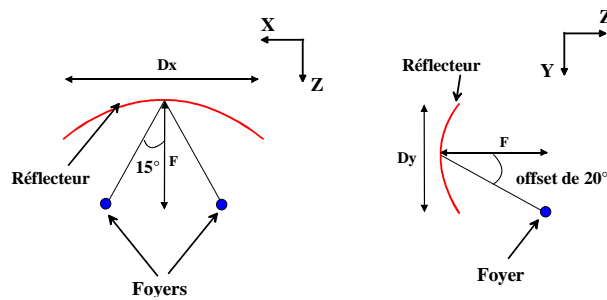


Figure I- 12: Schéma de principe

Les positions des sources primaires sont obtenues via l'outil d'analyse en réception pour un réflecteur bifocal à  $\pm 15^\circ$  et pour différents angles d'incidence de l'onde plane.

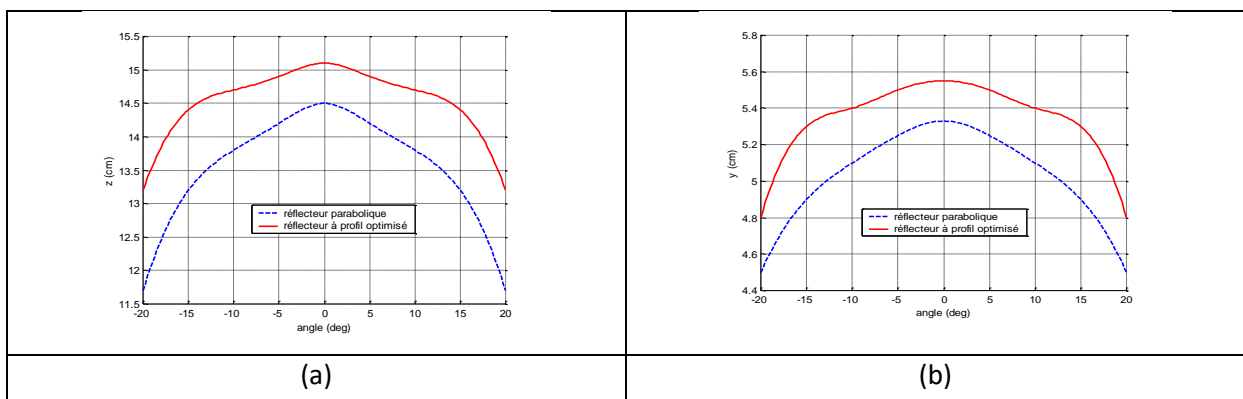


Figure I- 13: Comparaison des positions des sources primaires suivant Z (a) et Y(b) en fonction de l'angle de dépointage

Sur une plage angulaire de  $\pm 15^\circ$ , la variation de la position optimale de la source primaire suivant l'axe Z est plus faible dans le cas du réflecteur à profil optimisé que du réflecteur parabolique. Pour le réflecteur à profil optimisé, elle est de 6 mm alors que pour le réflecteur parabolique, cette variation est de 13 mm. Le module intégrant les sources primaires étant réalisé avec une technologie planaire

type PCB (Printed Circuit Board) pour des raisons de coût et d'intégration, les sources primaires envisagées sont alors dans un même plan. La position des sources primaires est alors un compromis entre la position correspondant à un dépointage de  $0^\circ$  et à un dépointage de  $15^\circ$ . Dans notre cas, elle est fixée à  $Z = 14.6\text{cm}$ .

Pour illuminer de manière efficace le réflecteur, il est nécessaire que le rayonnement de chaque source primaire soit dirigé vers le centre du réflecteur. Pour cela, il est nécessaire de réaliser un déphasage au niveau de chaque petit réseau de  $2 \times 2$  patchs suivant leur position (Figure I- 14). Afin de pouvoir couvrir un champ de vision de  $\pm 15^\circ$  avec une distance focale d'environ 15 cm, les positions extrêmes des sources primaires sont  $\pm 5,5$  cm, soit une largeur totale de la source primaire de l'ordre de 12 cm.

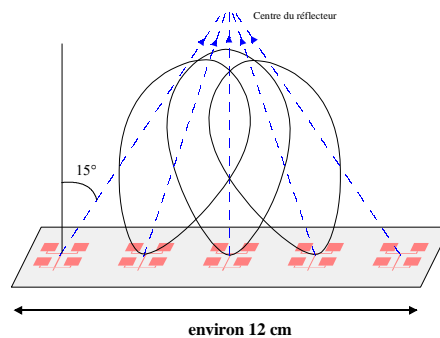


Figure I- 14: Sources primaires placées devant le réflecteur

Le réflecteur parabolique et le réflecteur à profil optimisé ont été simulés en émission afin de pouvoir comparer leurs performances, en terme de diagramme de rayonnement. La première figure (Figure I- 15 (a)) présente des diagrammes de rayonnement correspondant à différents angles de dépointage (tous les  $5^\circ$ ) dans le cas du réflecteur parabolique. La seconde figure (Figure I- 15 (b)) présente ceux obtenus par le réflecteur avec un profil optimisé pour un angle de dépointage de  $15^\circ$ .

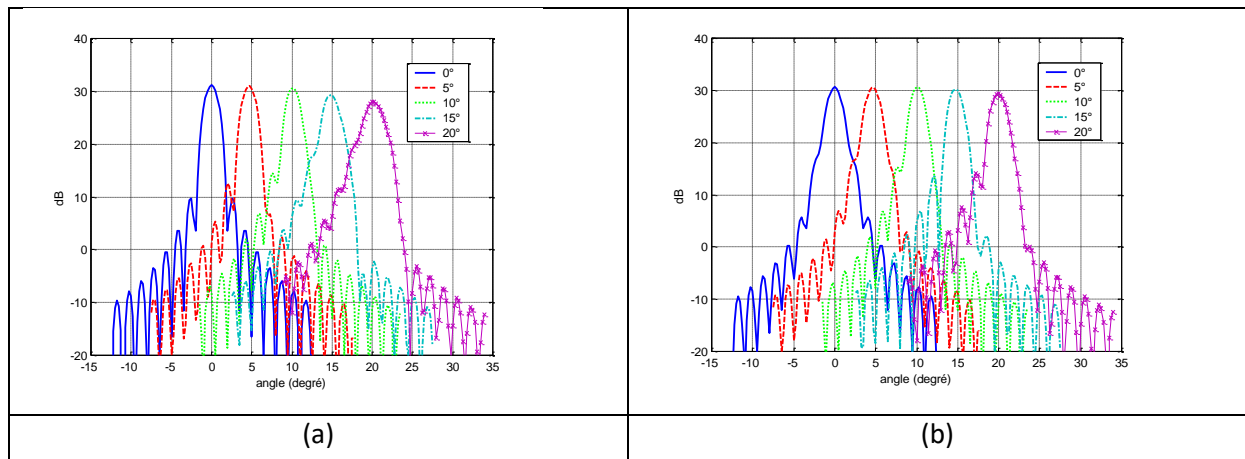


Figure I- 15: Diagramme de rayonnement du (a) réflecteur parabolique et du (b) réflecteur optimisé

Dans l'axe, pour un angle de dépointage de  $0^\circ$ , le réflecteur parabolique est légèrement plus directif. Par contre, dès que l'angle de dépointage augmente, les performances du réflecteur parabolique se dégradent plus rapidement que celles du réflecteur à profil optimisé (diminution importante du gain, remontée des lobes secondaires ...).

Un raisonnement en fonction des différentes aberrations permet d'expliquer cette dégradation du diagramme de rayonnement. Dans le cas du réflecteur parabolique, le système est exempt

d'aberration pour un angle dépointage de 0° et le diagramme de rayonnement est alors optimum. En revanche, dès que l'angle de dépointage augmente, les aberrations quadratique et cubique entraînent respectivement une remontée des lobes secondaires ainsi qu'un nivellement des creux et une remontée dissymétrie des lobes secondaires. Dans le cas du réflecteur à profil optimisé, pour un angle de dépointage de 0°, le fait d'être légèrement décalé suivant l'axe Z par rapport à la position optimale explique la présence de l'aberration quadratique qui provoque une remontée des lobes secondaires et un nivellement des creux. Puis, lorsque l'angle de dépointage augmente, la position de la source primaire suivant l'axe Z tend vers la position optimale qui minimise l'aberration quadratique et l'annule pour un angle de 15°.

Pour évaluer en détail les performances du réflecteur à profil optimisé, nous avons comparé les résultats obtenus en terme de gain (Figure I- 16), de rendement d'ouverture (Figure I- 17) et d'ouverture du faisceau à -3 dB (Figure I- 18) à ceux du réflecteur parabolique.

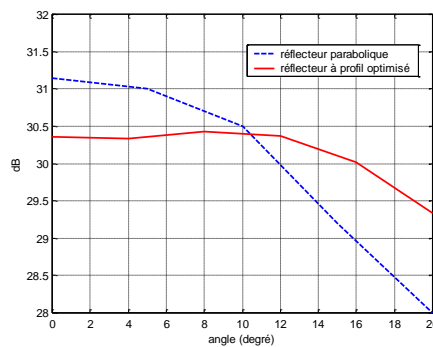


Figure I- 16: Comparaison du gain entre le réflecteur parabolique et le réflecteur optimisé

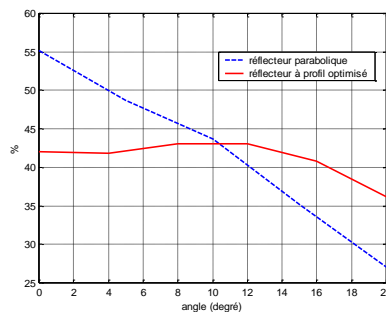


Figure I- 17: Comparaison du rendement d'ouverture

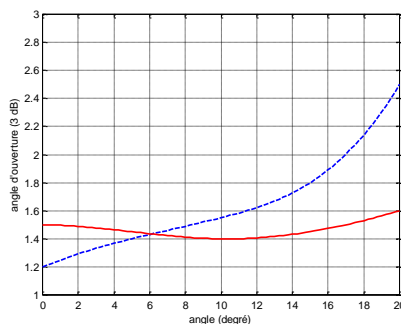


Figure I- 18: Comparaison des angles d'ouverture à -3 dB

L'utilisation d'un réflecteur à profil optimisé par rapport à un réflecteur parabolique permet de réaliser un système focalisant à large champ de vue en ayant un diagramme de rayonnement le plus stable possible sur toute la plage angulaire. Cependant, en bande millimétrique, l'aspect technologique et les tolérances de fabrication qui y sont liées ne sont pas à négliger.

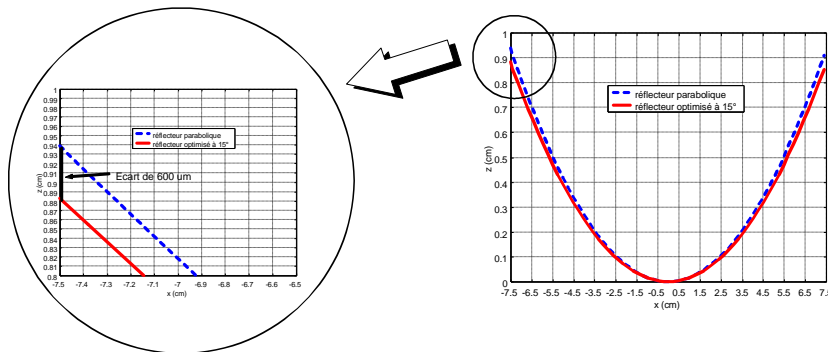


Figure I- 19: Ecart de profil entre le réflecteur parabolique et le réflecteur optimisé

On constate sur la Figure I- 19 que l'écart entre les deux profils, seulement 600 μm sur les bords, est très faible relativement à la taille du réflecteur (diamètre de 15 cm). Cela implique que le choix de la technologie utilisée pour la réalisation du réflecteur est primordial. Ces travaux ont été publiés dans la revue « Microwave and Optical Letter » [2].

### 2.3.3 Conception d'un réflecteur en technologie mousse

La technologie mousse 3D peut être intéressante pour la conception de réflecteur. Un réflecteur illuminé par une source primaire a été réalisé à 32GHz. La source primaire est un réseau planaire de 2x2 patch réalisés sur membrane. Les diagrammes de rayonnement du réseau 2x2 patch sont simulés sur HP Momentum. La Figure I- 20 représente respectivement la comparaison simulation-mesure dans les plans H et E.

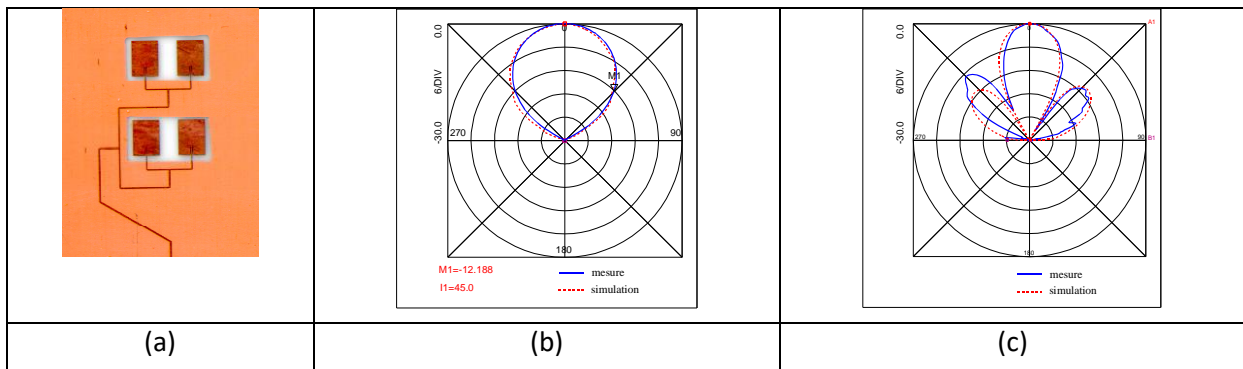


Figure I- 20: Réseau de 2X2 patch sur membrane (a), diagramme de rayonnement plan H (b) et plan E(c)

On peut noter une très bonne concordance entre la simulation et la mesure dans le plan H. Pour le diagramme de rayonnement en plan E, le fait d'avoir une distance inter-élément de  $0,9\lambda_0$  entraîne une remontée importante des lobes secondaires autour de -10 dB. La dissymétrie au niveau des lobes secondaires est liée à la présence du connecteur dans ce plan.

Pour le prototypage, le réflecteur a été usiné dans un bloc de mousse de permittivité  $\epsilon_r=1.07$  très proche de celle de l'air. Ceci permet de concevoir mécaniquement une structure rigide permettant de contrôler parfaitement la distance focale. La surface parabolique a été métallisée par peinture (Figure I- 21).



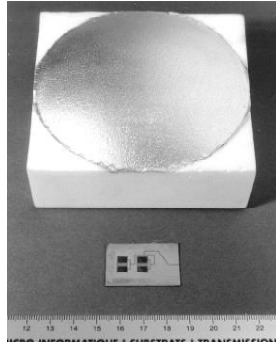


Figure I- 21: Réflecteur à 32 GHz réalisé par usinage de la mousse puis métallisation à la peinture

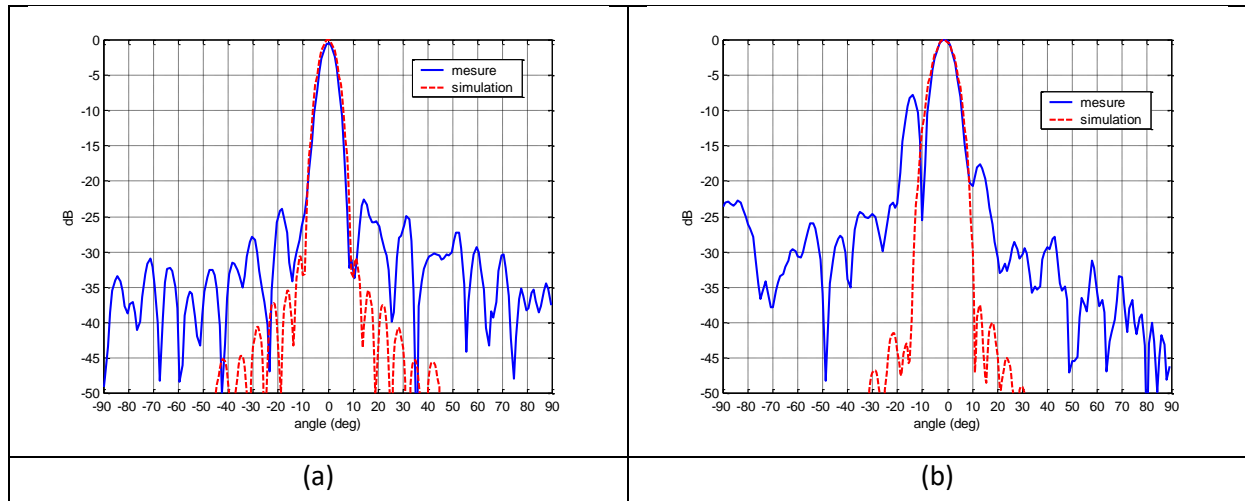


Figure I- 22: Diagramme de rayonnement plan H (a) et plan E (b) du réflecteur

Sur la Figure I- 22, dans le plan H, on peut noter une bonne concordance entre la mesure et la simulation au niveau du lobe principal. La remontée des lobes secondaires est faible et reste inférieure à  $-20$  dB. Dans le plan E, il y a une bonne concordance au niveau du lobe principal mais on note une remontée importante d'un lobe secondaire de  $-8$  dB d'un côté et de  $-18$  dB de l'autre. Elles sont dues à la présence de la source primaire (antenne + guide) présente dans ce plan et aux remontées des lobes secondaires du diagramme de rayonnement en plan E de la source primaire. Le gain du système mesuré est de 26dBi ce qui donne un rendement de 55%.

## 2.4 Système antenne large champ de vue à base d'une lentille

### 2.4.1 Présentation de la lentille artificielle

Les lentilles artificielles (Figure I- 23) sont composées de plaques métalliques parallèles fixées sur un cadre[3]. Afin de rendre le système compact, l'air est remplacé par de la mousse dont la permittivité est de 1.07. L'élément de base de la lentille est donc un guide à plans métalliques parallèles rempli d'un diélectrique de faible permittivité relative. En jouant sur la longueur des plaques pour modifier le déphasage lié à la propagation ou sur la distance entre plaques pour modifier la vitesse de phase, il est possible de transformer une onde sphérique provenant d'une source primaire en une onde plane.



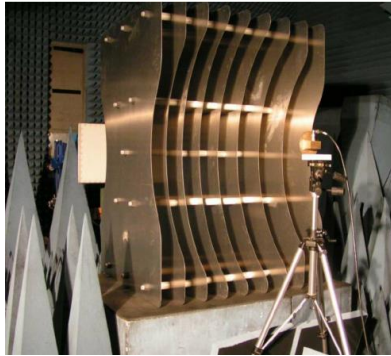


Figure I- 23: Lentille à plaques métalliques parallèles

Comme pour les lentilles diélectriques, il est possible de réaliser des lentilles unifocales ou bifocales (Figure I- 24 et Figure I- 25). Le fait de pouvoir jouer sur la distance entre plaques permet d'avoir un degré de liberté supplémentaire par rapport aux lentilles diélectriques: on joue ainsi sur l'indice de réfraction équivalent de la structure et on peut ainsi réaliser des lentilles unifocales avec deux faces planes ou des lentilles bifocales avec une face plane.

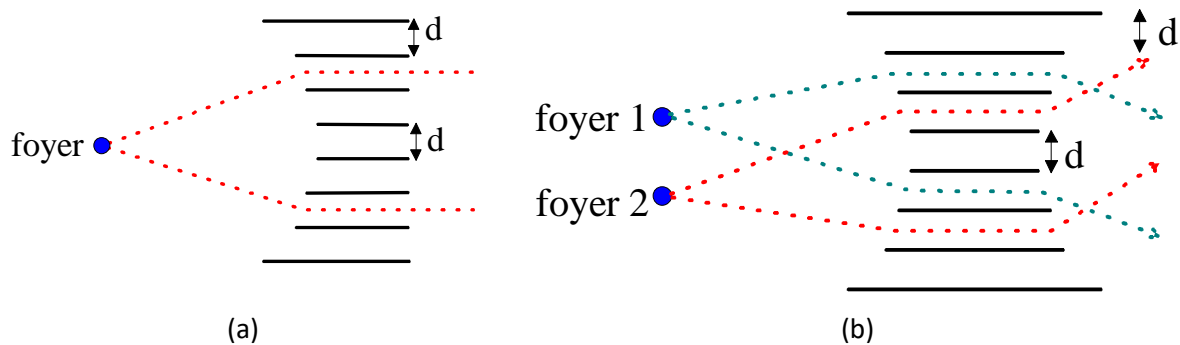


Figure I- 24: Lentille (a) unifocale et (b) bifocale à indice de réfraction constant

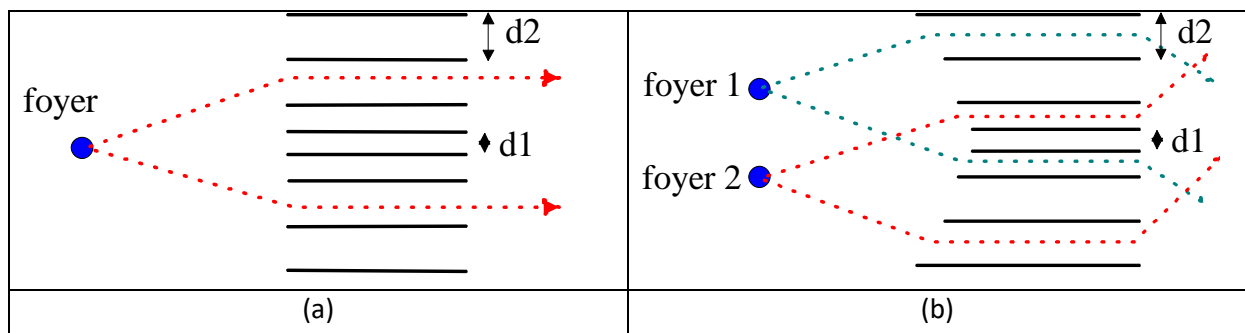


Figure I- 25: Lentille (a) unifocale et (b) bifocale à indice de réfraction variable

### 2.4.2 Calcul du profil de la lentille

Le profil de la lentille est calculé à partir de la théorie des rayons. Pour se ramener à une étude du même type que celle d'une lentille classique, il est nécessaire de déterminer un indice de réfraction équivalent.

$$n = \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2d\sqrt{\epsilon_r}}\right)^2}$$

Avec  $d$  : la distance entre plaques,  $\epsilon_r$  : la permittivité du diélectrique dans le guide et  $\lambda_0$  : la longueur d'onde dans le vide.

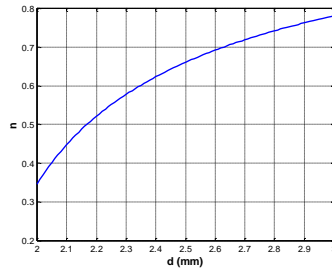


Figure I- 26: Indice de réfraction équivalent en fonction de la distance entre les plaques

Puisque la vitesse de phase est plus grande dans le guide que dans l'air, l'indice de réfraction équivalent est toujours inférieur à 1 (Figure I- 26). Il est alors facile de réaliser une lentille à indice de réfraction variable en jouant simplement sur la distance entre les plaques. Pour obtenir un bon compromis entre pertes et dimensions de la lentille, l'indice de réfraction doit être compris entre 0,5 et 0,6, soit une distance entre plaques comprises entre 2,2mm à 2,5mm. Une fois l'indice de réfraction équivalent défini, la théorie des rayons permet de calculer le profil d'une lentille unifocale ou bifocale à partir du diamètre de la lentille voulu et de la distance focale (Figure I- 27).

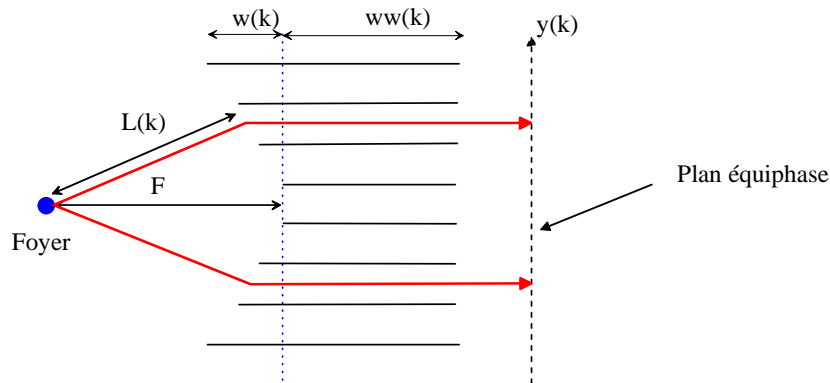


Figure I- 27: Théorie des rayons appliquée à une lentille

Le profil de la lentille est déterminé en égalant les différents chemins optiques, ce qui permet de transformer l'onde sphérique issue du foyer en une onde plane dans un plan en sortie de la lentille, soit :

$$F + n\left(\frac{N+1}{2}\right) \left( w\left(\frac{N+1}{2}\right) + ww\left(\frac{N+1}{2}\right) \right) = L(k) + n(k) \left( w(k) + ww(k) \right)$$

### 2.4.3 Calcul du diagramme de rayonnement du système source primaire et lentille

La sortie de la lentille peut être vue comme un réseau d'antennes dont l'élément de base est un guide à plaques métalliques parallèles (Figure I- 28).

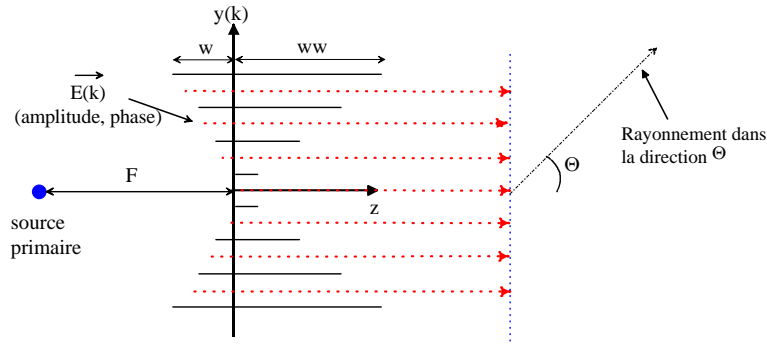


Figure I- 28: analyse de la lentille

En première approximation, nous supposons que le champ dans l'ouverture est égal au champ du mode TE1 (Figure I- 29).

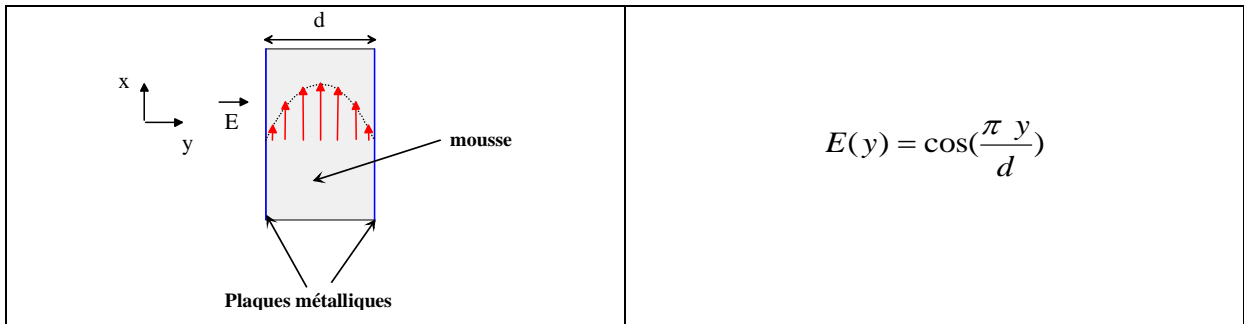


Figure I- 29: Distribution du champ électrique du mode TE1 dans l'ouverture

Le diagramme de rayonnement d'un élément de base est alors obtenu à l'aide de la formule de Goudet appliquée aux ouvertures rectangulaires.

$$A(\theta) = TF[E(y)] = \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta\right)^2} \frac{1 + \cos(\theta)}{2}$$

Le diagramme de rayonnement du système complet est obtenu en utilisant la théorie des réseaux.

$$G_\theta = \left| \sum_{k=1, N} S_\theta(k) \right|$$

Avec N : le nombre de guides à plans parallèles constituant la lentille et  $S_\theta(k)$  : la contribution du guide k dans la direction  $\theta$ .

$$S_\theta(k) = E(k) A(\theta) \alpha_l(k) e^{j\varphi(k)}$$

Dans cette équation, il apparaît un terme amplitude  $E(k) A(\theta) \alpha_l(k)$  et un terme phase  $\varphi(k)$ . Le terme  $A(\theta)$  est la fonction caractéristique de l'élément de base. Les autres termes sont les coefficients de pondération liés à la répartition de la puissance à l'entrée du réseau de guide (prise en compte de la source primaire et des pertes  $\alpha_l(k)$ ).

Le terme phase  $\varphi(k)$  est lié au déphasage le long des guides et donné par la relation suivante :

$$\varphi(k) = \varphi_{source}^k + \frac{2\pi}{\lambda} (n_k (w + ww) - ww \cos \theta - y(k) \sin \theta)$$

$n_k$  représente l'indice de réfraction équivalent qui peut varier suivant les guides.  $\varphi_{source}^k$  est la phase du champ rayonné par la source primaire au niveau du  $k^{ième}$  guide à l'entrée de la lentille. Le deuxième terme est déterminé en calculant le chemin optique jusqu'au front d'onde correspondant à un angle  $\theta$ . Afin de tenir compte de la forme non plane de la sortie de la lentille et de se ramener à un réseau d'antenne plane pour appliquer la théorie des réseaux, la phase est référencée par rapport à un plan qui correspond à l'origine du repère ( $z=0$ ).

#### 2.4.4 Conception d'une lentille illuminée par un cornet à 77GHz

La source primaire est un cornet pyramidal réalisé en technologie mousse et métallisé par peinture (Figure I- 30).

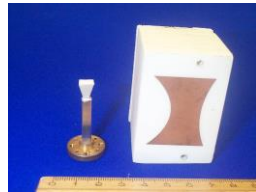


Figure I- 30 : Lentille artificielle illuminée par un cornet pyramidal en mousse usiné et métallisé à 76 GHz

La Figure I- 31 présente la comparaison simulation-mesure de l'antenne cornet dans les plans H et E.

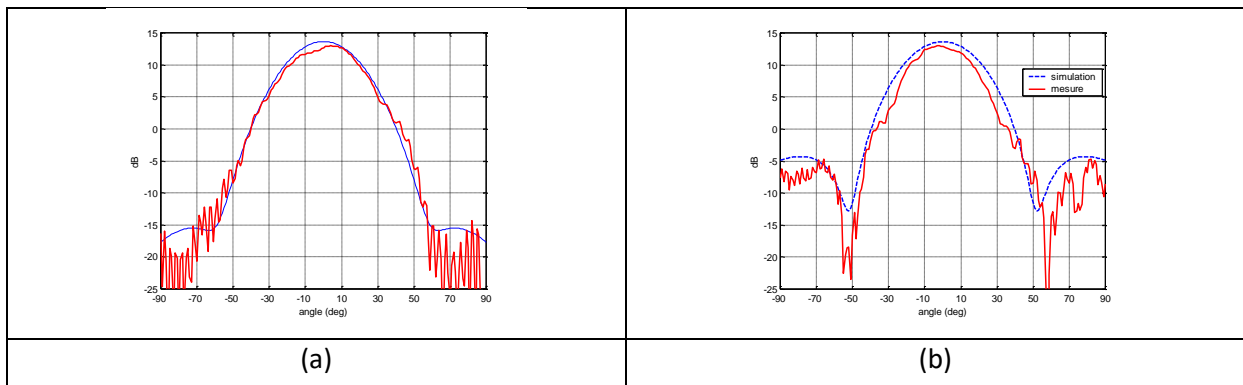


Figure I- 31: Comparaison simulation-mesure plan H (a) et plan E (b) du cornet pyramidal à 76 GHz

Les mesures des diagrammes de rayonnement du système 'cornet+lentille' dans le plan H et le plan E sont représentées respectivement sur la Figure I- 32.

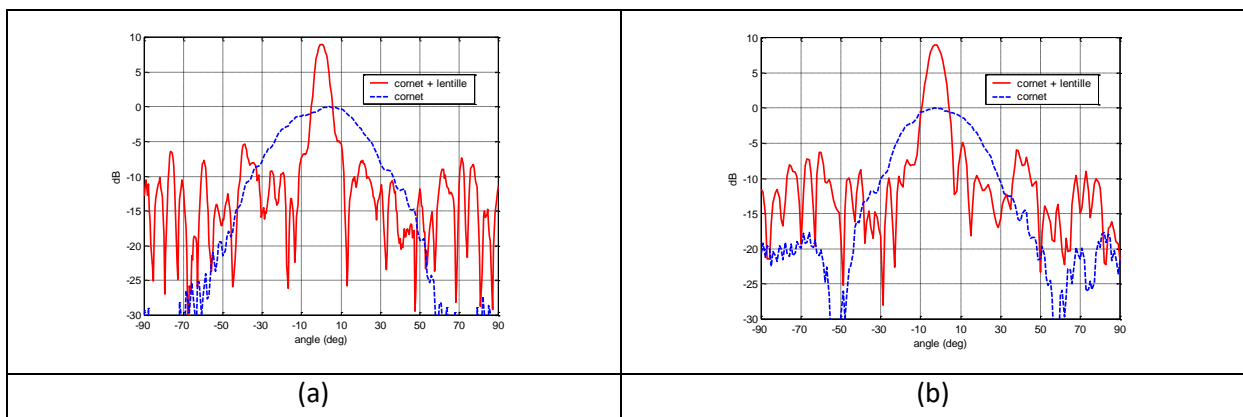


Figure I- 32: Diagramme de rayonnement mesurée en plan H (a) et en plan E (b) du cornet et du 'cornet + lentille'

### 2.4.5 Lentille à large champ de vision

Lorsque la source primaire n'est plus au foyer de la lentille, il apparaît une erreur de phase qui engendre une détérioration des diagrammes de rayonnement. La solution pour augmenter le champ de vision est de réaliser une lentille bifocale. Au lieu d'avoir une erreur de phase nulle en un seul foyer, cas d'une lentille unifocale, l'erreur de phase est nulle en deux foyers symétriques par rapport à l'axe de la lentille, ici pour un dépointage à  $\pm 10^\circ$  (Figure I- 33).

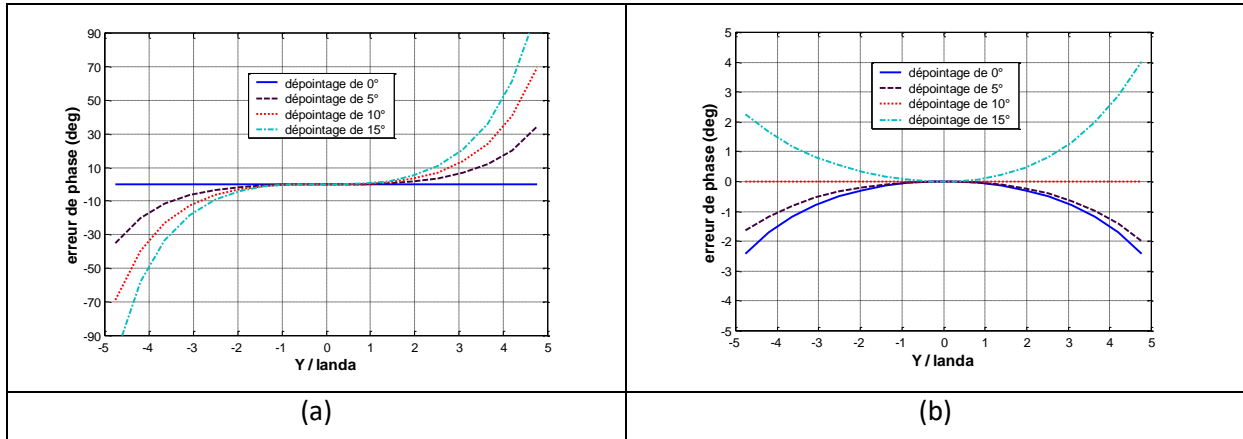


Figure I- 33: Variation de l'erreur de phase en fonction de Y normalisé par rapport à la longueur d'onde pour différents angles de dépointage  $\theta$  dans le cas d'une lentille unifocale (a) et bifocale (b)

La Figure I- 34 présente les diagrammes de rayonnement simulés d'une lentille unifocale (a) et bifocale (b) à 76GHz pour différente position de la source primaire.

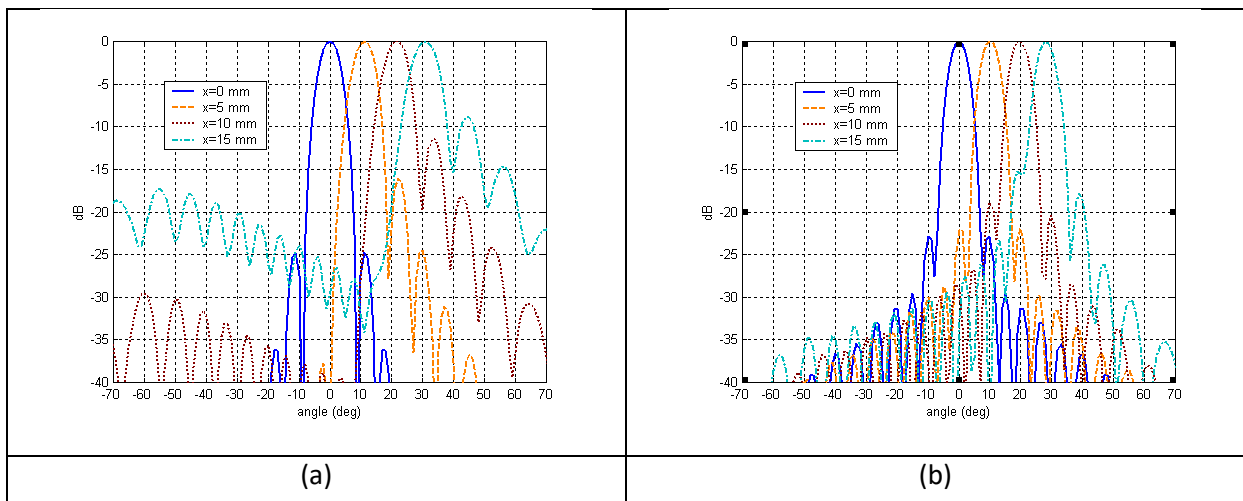


Figure I- 34: Diagrammes de rayonnement d'une lentille unifocale (a) et bifocale (b) pour différentes positions de sources

Comme attendu, dans le cas de la lentille bifocale, les remontées de lobes secondaires sont moins importantes et restent inférieures à  $-20$  dB pour un dépointage de  $20^\circ$ . De plus, l'ouverture du lobe principal reste constante et voisine de  $5^\circ$ .

## 2.5 Système antennaire pour radar monopulse

L'aboutissement de ma thèse a été la conception d'un système antennaire dédié à la localisation de cibles et basé sur la technique du radar monopulse. Il s'agit d'un système constitué de 2 antennes associées à un coupleur  $180^\circ$  permettant l'acquisition des signaux sur les voies « somme » et « différence ». Dans notre cas, les deux antennes sont placées aux foyers d'une lentille bifocale qui permet de focaliser le rayonnement des antennes avec un minimum de dégradation (Figure I- 35).

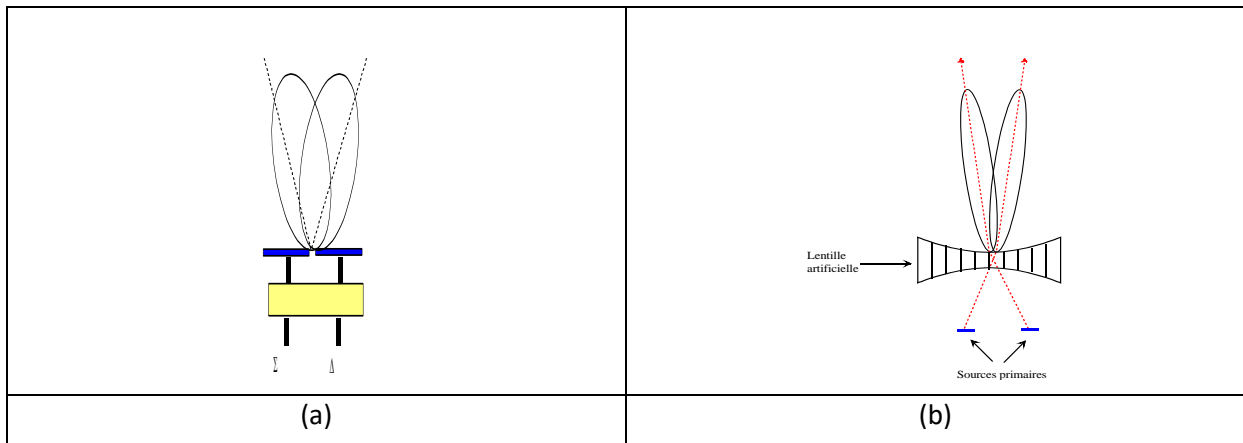


Figure I- 35: Principe du système antenne monopulse (a) – Association d’une lentille artificielle bifocale au système monopulse (b)

La Figure I- 36 présente le système complet et ses caractéristiques.

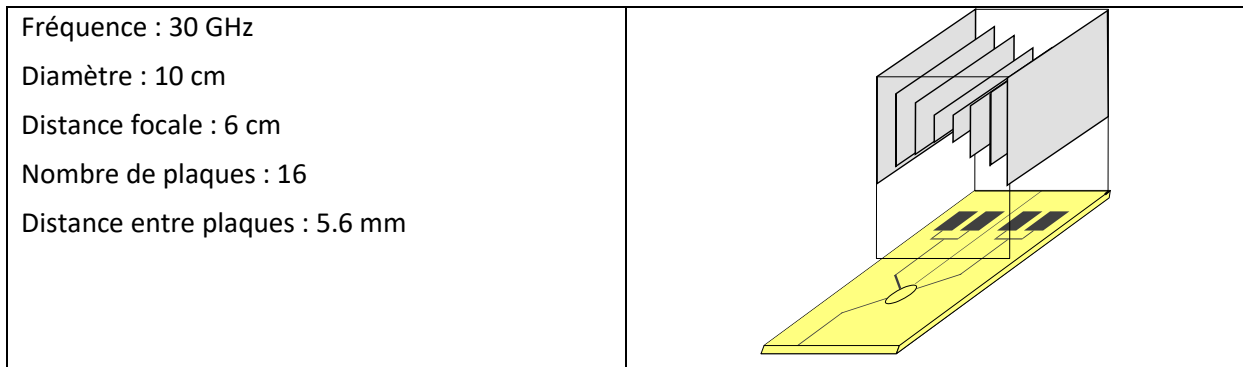


Figure I- 36: Système complet : source primaire + lentille artificielle

La source primaire intègre un anneau hybride pour la génération des voies « somme » et « différence » (Figure I- 37). Afin de maximiser l’efficacité des antennes, elles sont réalisées en technologie « membrane ».

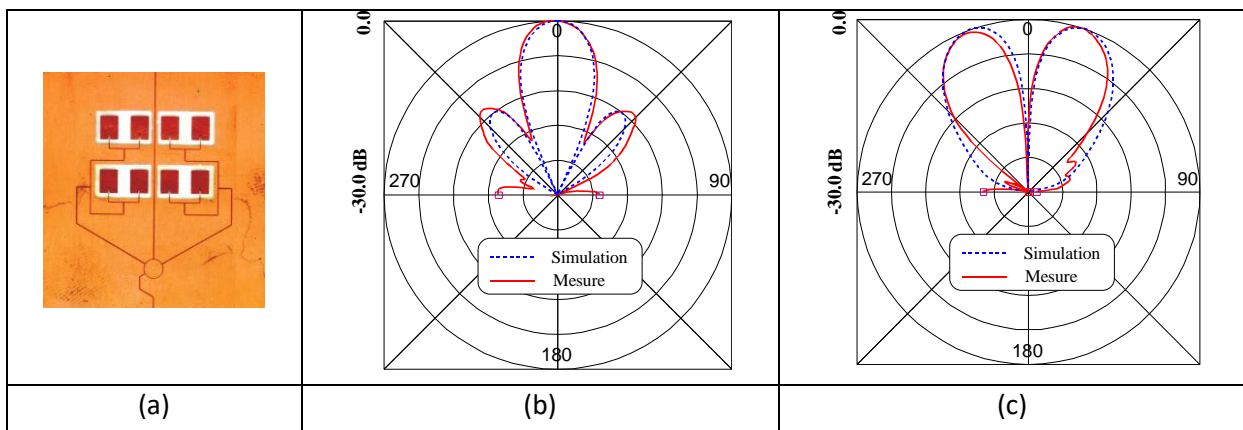


Figure I- 37: Source primaire (a) Diagramme de rayonnement de la voie somme (b) et de la voie « différence » (c)

La source primaire est associée à la lentille artificielle. La comparaison simulation mesure du système complet (source primaire + lentille) est présentée Figure I- 38.

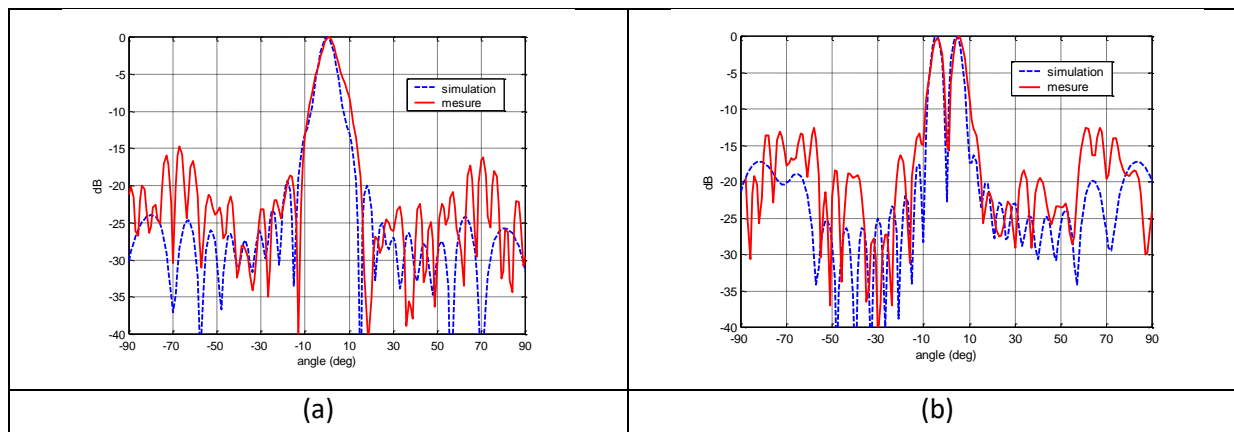
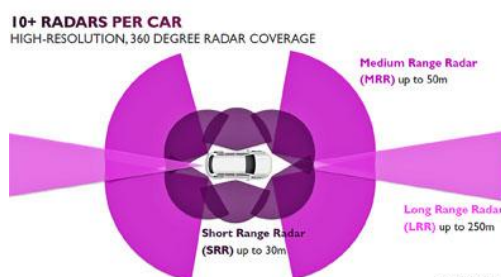


Figure I- 38: Comparaison simulation-mesure des diagrammes de rayonnement de la voie « somme » (a) et de la voie différence (b) à 32 GHz

Ces travaux ont été publiés dans [4].

## 2.6 L'évolution des systèmes antennaires pour les radars automobiles

Les premières applications des radars étaient seulement dédiées à des détections d'obstacles à longue distance ce qu'on appelle les « LRR : Long Range Radar » pour un fonctionnement dans des environnements de type routes nationales ou autoroutes avec une portée de l'ordre de 250 m et un champ de vision d'environ 30°. L'objectif étant de pouvoir détecter des obstacles dans des environnements de plus en plus complexes, avec comme cas extrême, des environnements urbains, deux nouvelles classes de radar sont apparues : la première, pour la détection d'obstacles à moyenne distance appelée « MRR : Middle Range Radar » avec une portée de l'ordre de 50 m et une couverture angulaire d'environ 90° et la seconde à courte distance mais avec un champ de vision très large appelée « SRR : Short Range Radar » (Figure I- 39). [5]



Source IMEC technology

Figure I- 39: Les différentes classes de radar automobile

Pour les systèmes LRR, une directivité élevée est exigée pour l'antenne. De ce fait, pour obtenir des antennes avec une bonne efficacité de rayonnement, les solutions actuellement retenues sont pour le moment toutes basées sur l'association d'un système focalisant et plus généralement des lentilles diélectriques (Figure I- 40).[6]



Figure I- 40: Radar ACC produit par Autocruise/TRW [7]

Pour les systèmes MRR (Figure I- 41), la directivité des antennes étant moins grande, les performances souhaitées peuvent être atteintes avec des topologies d'antennes de type réseau d'antennes avec différentes techniques de balayage de faisceau : par déphaseur actif, par commutation de faisceau et des technologies adaptés à des productions de masse comme le PCB (Printed Circuit Board). [8],[9], [10].



Figure I- 41: Radar MRR Bosch [11]

La dernière génération de classe concerne les systèmes SRR [12]. L'architecture du système radar SRR est basée sur un traitement multi-capteur (aujourd'hui typiquement 2 en TX et 4 en RX) pour faire de l'imagerie radar. La Figure I- 42 présente l'architecture de la puce AWR1642 développée par Texas Instrument. [13]

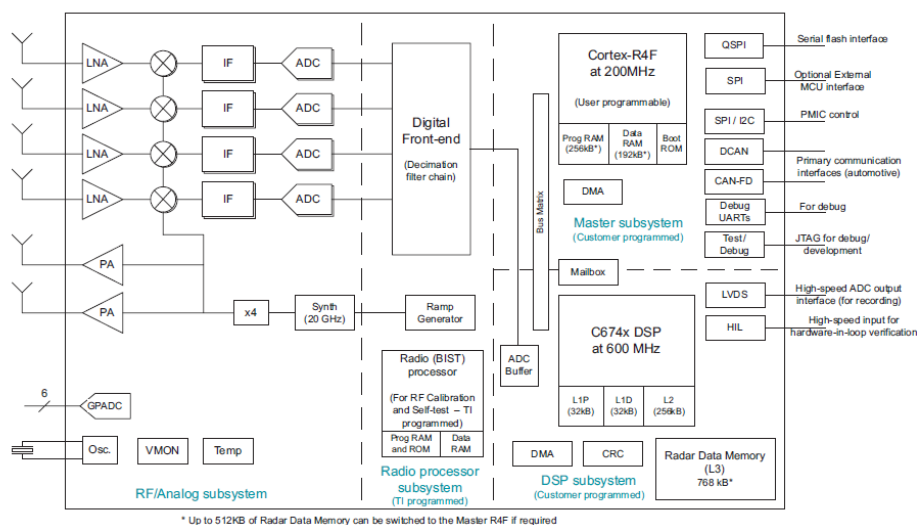


Figure I- 42: Architecture de la puce AWR1642 de Texas Instrument



Une architecture similaire est proposée par NXP [14] (Figure I- 43). Etant donné que le besoin de scanning est principalement nécessaire dans le plan azimutal, pour simplifier les systèmes, les antennes ont un faisceau fixe dans le plan élévation obtenu par une mise en réseau typiquement avec une alimentation série. Dans le plan azimutal, les antennes sont placées parallèlement et chacune est connectée à la puce pour traiter les signaux numériquement (Figure I- 44).

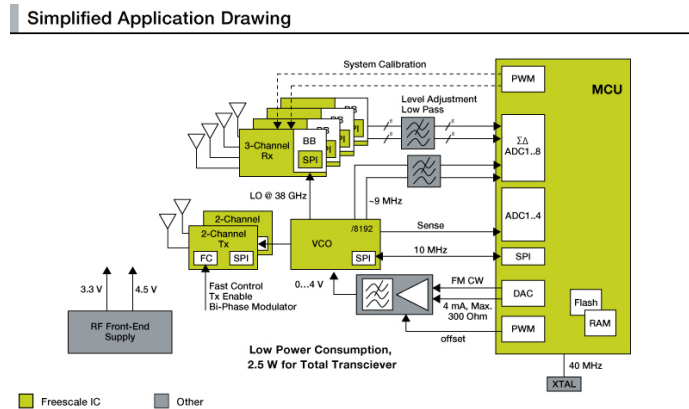


Figure I- 43: Architecture de la puce MR2001 de NXP

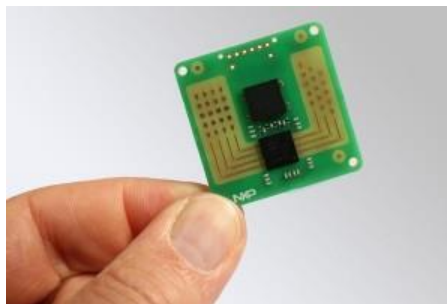


Figure I- 44: Module radar SRR à 77GHz développé par NXP

## 2.7 Publications

GALLÉE François, LANDRAC Gabrielle, NEY Michel, COUSIN Pascal, "Conception d'un réflecteur à large champ de vue à 76GHz ". JINA 98 : 10èmes journées internationales de Nice sur les antennes, 17-19 novembre, Nice, France, 1998, pp. 5-19

F GALLEE, G. LANDRAC, M. NEY, "Analysis and design of a reflector with wide scan angle for anti-collision radar " 5th International Conference on radar systems, RADAR 99, Brest, May 1999, RADAR 99 Brest May 1999

F GALLEE, G. LANDRAC, M. NEY, "Low-cost lens with wide scan angle for anti-collision radar ", 5th International Conference on radar systems, RADAR 99, Brest, May 1999

F.GALLEE, G. LANDRAC, M. NEY, "Lentille artificielle unifocale faible coût pour radar anticollision", JNM Arcachon Mai 1999

F. GALLEE, G. LANDRAC, M. NEY, "Low cost artificial lens for compact monopulse antenna detector at 76GHz", Antennas and Propagation Millennium Conference (AP2000), Davos, 10-14 April 2000.

F. SCHÄFER, F. GALLÉE, G. LANDRAC AND M. NEY, "Optimum Reflector Shapes for Anticollision Radar at 76 GHz" Microwave and Optical Tech. Letters, vol. 24, no. 6, pp. 400-404, Feb. 2000.

GALLÉE François. « Conception d'antennes pour radar automobile détecteur d'obstacles à 76 GHz. Réalisations à base de réflecteurs et de lentilles artificielles sur substrat faible coût. » Thèse Doctorale. : Electronique : Brest , 2001, 199 p.

LANDRAC Gabrielle, NEY Michel, GALLÉE François, **A compact lens-primary source structure for avoidance radar system**. EuMC 2001 : 31st European Microwave Conference, 25-27 September, London, 2001, pp. 1-4

LANDRAC Gabrielle, NEY Michel, GALLÉE François, **Monopulse millimeter wave radar antenna with an artificial lens focusing system**. European Workshop on integrated radio-communication systems, 6-7 may, Angers, France, 2002, pp. 187-190

LANDRAC Gabrielle, NEY Michel, GALLÉE François, **Low cost focusing element for millimeter wave monopulse radar**. ANTEM'02 : 9th symposium on antenna technology and applied electromagnetics, 30 July - 2 August, Montréal, Québec, Canada, 2002

ALONSO CASTRO Carlos, GALLÉE François, JEHAMY Eddy, LANDRAC Gabrielle, NEY Michel, DELLA Bernard, PINEL Serge, **Transition guide d'onde - ligne microruban à 76GHz : comparaison des performances d'une transition à sonde et d'une transition à fente**. JNM 2003 : 13èmes journées nationales microondes, 21-23 mai, Lille, France, 2003

E. JEHAMY, G. LANDRAC, S. PINEL, B. DELLA, F. GALLÉE, M. NEY,, **"A compact constrained metal plate lens for anti-collision radar at 76 GHz"**, Proc. Int. Conf. on Antenna INICA, Berlin, October 2003.

GALLÉE François, LANDRAC Gabrielle, NEY Michel, **Artificial lens for third-generation automotive radar antenna at millimeter wave frequencies**. IEE proceedings : microwaves, antennas and propagation, december 2003, vol. 150, n° 6, pp. 470-476

LANDRAC Gabrielle, JEHAMY Eddy, NEY Michel, AVERTY Florent, GALLÉE François., **High gain large scan angle antennas: from multi satellite reception to high rate wireless networks and automotive radars**, International conference on information and communication technologies from theory to applications, Vol. DAMAS SYRIE, N° April, 2004.

### 3 Les systèmes de communication sans-fil haut-débit à 60GHz

#### 3.1 Les applications visées

Les premières applications apparues dans la bande 60 GHz sont des systèmes pour des communications outdoor très haut débit (1,25 à 2,5 Gb/s) entre bâtiments en LOS (Line Of Sight) sur une distance équivalente de 2 km. Pour atteindre de tels débits sur de grandes distances, une antenne directive classique avec un gain de l'ordre de 40-46 dBi est intégrée. Il s'agit typiquement d'antennes paraboliques. Il y a eu ensuite rapidement un intérêt d'exploiter cette technologie pour la transmission de données à haut-débit pour des applications grand public avec un potentiel de marché très prometteur (Figure I- 45).

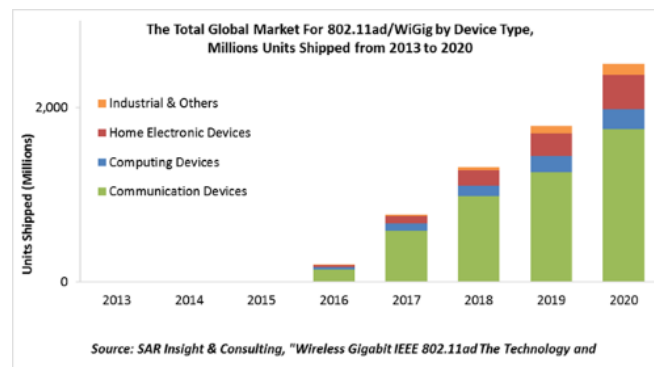


Figure I- 45: Evolution du marché du standard 802.11.ad

De ce fait, contrairement aux autres applications dans les bandes millimétriques, ce nouveau marché a relancé la recherche et le développement avec plusieurs challenges avec comme ligne de mire le coût et des performances vis-à-vis des applications visées.

Le réseau personnel/individuel/domestique sans fil (WPAN : Wireless Personal Area Networks) concerne les réseaux sans fil d'une faible portée de l'ordre d'une dizaine de mètres (Figure I- 46). Ce réseau est utilisé pour faire communiquer différents appareils entre eux sans connexion filaire tels que des périphériques (imprimante, téléphone portable) ou assistants personnels (PDA) avec un ordinateur ou la set top box du domicile. Plusieurs technologies existent déjà telles que les technologies infrarouges, Zigbee ou la plus répandue, la technologie Bluetooth. Ces technologies ne permettent pas d'obtenir des débits élevés et donc d'augmenter le transfert de fichiers de taille conséquente comme les fichiers vidéo et audio. C'est pourquoi la technologie 60 GHz est potentiellement attractive du fait d'avoir des canaux de plusieurs Gbits.



Figure I- 46: Applications WPAN

Une autre application intéressante est le remplacement du câble HDMI (High-Definition Multimedia Interface), nécessaire pour la diffusion de contenus multimédias non compressés. En effet, la présence de plus en plus importante de contenus audio/vidéo HD nécessite des débits très importants. Des solutions HDMI sans fil fonctionnant à 2,5 et 5 GHz existent déjà mais obligent, du fait de la faible bande passante, à réaliser des opérations de compression. Cela implique une augmentation de la complexité du traitement numérique et donc du coût du produit, plus une dégradation du contenu et de la qualité. La technologie 60 GHz paraît donc la plus à même de supporter de tels débits pour la diffusion de flux vidéo HD, tels que le format HDTV 1080p, format le plus répandu aujourd'hui (Figure I- 47).

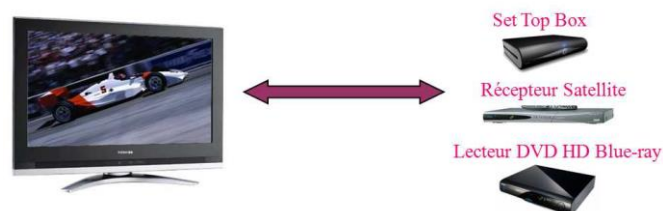


Figure I- 47: Application Wireless HDMI

Aujourd'hui, cette bande de fréquence est intégrée dans la future génération de communication mobile : la 5G [10] et dans le standard WIFI sous la référence 802.11.ad.

L'enjeu de la technologie 60 GHz, pour s'imposer dans ces différentes applications, est donc de proposer des produits performants, bas coût pour gagner le marché grand public, avec un débit cible supérieur à 2 Gb/s, pour clairement se différencier des autres solutions concurrentes. Pour répondre à ce besoin, une bande de fréquence autour des 60GHz a été allouée (Figure I- 48).

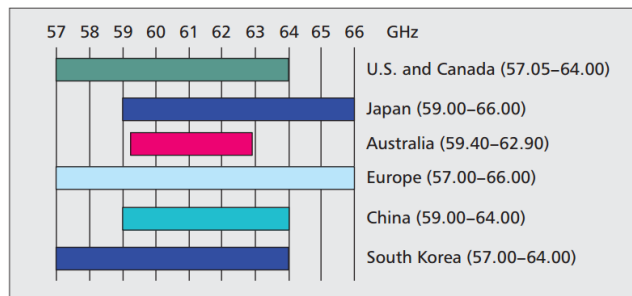


Figure I- 48: Régulation de fréquence de la bande 57-66 GHz

Pour répondre à la demande d'applications WPAN à 60 GHz, plusieurs groupes de normalisation et consortiums ont été mis en place: IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), ECMA (European Computer Manufacturer's Association), WirelessHD WiGig. Aujourd'hui, les travaux des différents groupes de normalisation ont convergés vers un standard qui se place dans la continuité des standards WIFI actuels: le 802.11.ad.

Du fait de la bande de fréquence disponible jusqu'à 9GHz, il est possible d'avoir des canaux d'environ 2GHz de bande ce qui permet d'atteindre des débits de plusieurs Gbit/s (Figure I- 49).

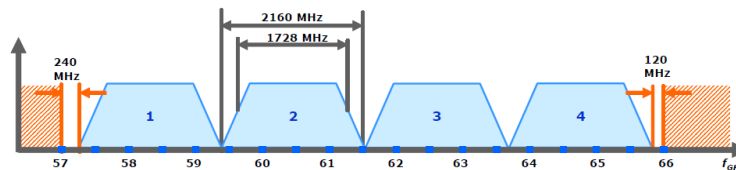


Figure I- 49: Plan de fréquence du standard IEEE 802.11.ad

### 3.2 Spécifications du système antenneaire

En terme de propagation, la différence majeure entre un système de communication sans fil dans les bandes UHF & SHF et dans les bandes millimétriques sont, d'une part, les pertes en espaces libres et d'autre part, la forte atténuation à travers les obstacles. Aujourd'hui, les antennes intégrées dans les systèmes UHF et SHF sont principalement des antennes de type dipôle ou PIFA avec des gains de l'ordre de 1 à 2 dBi permettant de s'approcher d'un rayonnement isotrope et ainsi pouvoir communiquer avec des équipements quel que soient leurs positions. En transposant les caractéristiques standards des antennes utilisées en bande UHF à la bande des 60GHz, la portée théorique des systèmes peut être estimée avec quelques hypothèses :

- Une propagation en espace libre
- Une puissance d'émission typique de 20dBm à 5GHz et 10dBm à 60GHz
- La sensibilité typique des récepteurs en fonction de l'index MCS (Modulation and Coding Scheme) (Tableau I- 2et Tableau I- 3).

MCS	Modulation	Coding Rate	Débit (Mbps)	Sensibilité (dBm)
0	BPSK	1/2	58.5	-73

1	QPSK	1/2	117	-70
2	QPSK	3/4	175.5	-68
3	16-QAM	1/2	234	-65
4	16-QAM	3/4	351	-61
5	64-QAM	2/3	468	-57
6	64-QAM	3/4	526.5	-56
7	64-QAM	5/6	585	-55
8	256-QAM	3/4	702	-50
9	256-QAM	5/6	780	-48

**Tableau I- 2: Sensibilité en fonction de l'index MCS pour le standard 802.11.ac à 5GHz avec une largeur de canaux de 160MHz**

MCS	Modulation	Coding Rate	Débit (Mbps)	Sensibilité (dBm)
1	BPSK (2 répétitions)	1/2	385	-68
2	BPSK	1/2	770	-66
3	BPSK	5/8	962	-65
4	BPSK	3/4	1155	-64
6	QPSK	1/2	1540	-63
7	QPSK	5/8	1925	-62
8	QPSK	3/4	2310	-61
9	QPSK	13/16	2502	-59
10	16-QAM	1/2	3080	-55
11	16-QAM	5/8	3850	-54
12	16-QAM	3/4	4620	-53

**Tableau I- 3: Sensibilité en fonction de l'index MCS pour le standard 802.11.ad à 60GHz avec une largeur de canaux de 1.76GHz**

La plage de sensibilité typique d'un système de communication à 60GHz est entre -68dBm pour un débit de 385Mbps et -53dBm pour une liaison à 4.62 Gbps. En se replaçant dans une configuration similaire à un système standard fonctionnant à 5GHz avec des antennes à faible directivité (environ 2dBi) et avec une puissance standard d'émission de 20dBm à 5GHz et 10dBm à 60GHz la Figure I- 50 présente les puissances reçues respectivement à 5GHz et à 60GHz en fonction de la distance. Selon les puissances reçues, les plages de fonctionnement des systèmes WIFI 802.11.ac et 802.11.ad peuvent être calculées.

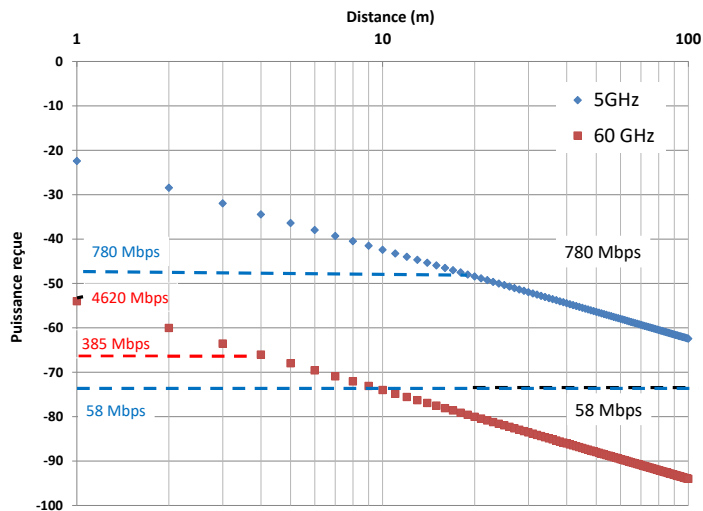


Figure I- 50: Portée des systèmes WIFI 802.11.ac à 5GHz et 802.11.ad à 60GHz pour des gains d’antennes de 2dBi

Ce graphe montre clairement la portée réduite des systèmes de communication à 60GHz avec un débit de 4.6Gbps à moins d’un mètre et de 385Mbps à 4m. On peut noter que ce standard est en concurrence directe avec le standard 802.11.ac pour certaines applications. L’utilisation d’antennes de faible directivité n’a alors d’intérêt que pour des communications sans-fil très courte portée (de l’ordre du mètre) comme par exemple pour du téléchargement rapide de données sur un support physique.

Afin d’améliorer la portée, la solution est d’augmenter le gain des antennes. Ainsi en prenant par exemple, des antennes TX et RX avec un gain de 10dBi pour la liaison à 60GHz, la Figure I- 51 présente la nouvelle plage de fonctionnement du standard 802.11.ad.

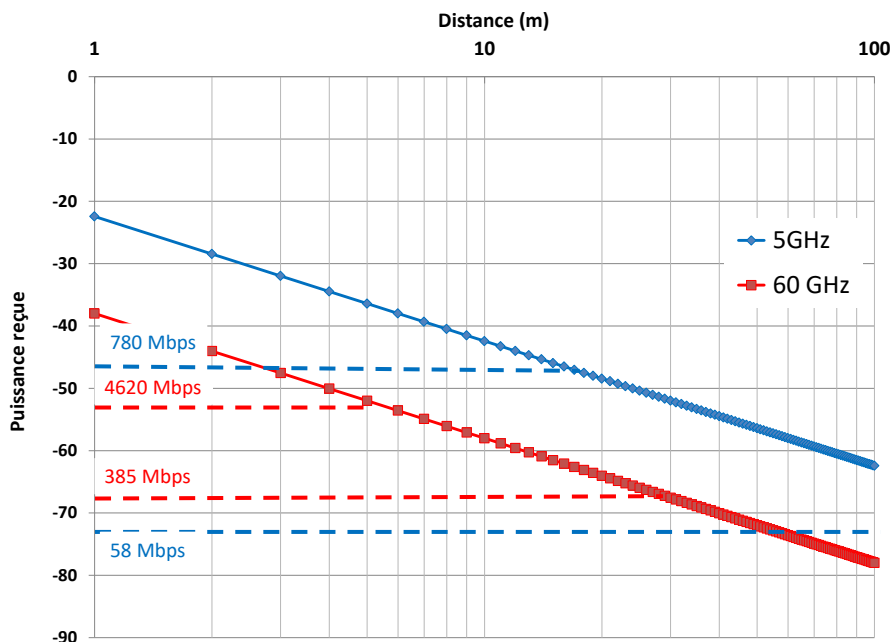


Figure I- 51: Portée des systèmes WIFI 802.11.ac à 5GHz et 802.11.ad à 60GHz pour des gains d’antennes de 10 dBi

Cela permet de passer d’une portée de 1m à 5m théorique pour obtenir un débit de 4.6Gbps. Mais le fait d’utiliser des antennes fixes directives ne permet pas de répondre à des besoins dans des conditions de mobilité ou multi-utilisateurs. Pour cela, il est alors nécessaire de pouvoir contrôler la

direction du ou des maximums de rayonnement des antennes. C'est ce qu'on appelle le « beamforming » ou le « beamsteering ». Il consiste à contrôler la forme d'un diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes en modifiant les pondérations en amplitude et phase des antennes élémentaires. Depuis de nombreuses années, beaucoup de travaux de recherche ont conduit à différentes solutions plus au moins complexes à mettre en œuvre. Les premières solutions étaient principalement centrées sur des applications radars qui nécessitaient d'avoir des faisceaux étroits et agiles afin d'obtenir une bonne résolution angulaire dans tout un espace. Les premiers systèmes étaient basés sur des systèmes à balayage mécanique. Il s'agissait d'une antenne directive fixe montée sur un système mécanique motorisé. Ces systèmes sont toujours opérationnels dans certaines applications nécessitant un balayage uniquement dans un plan comme par exemple pour les radars d'aéroport ou radar maritime. Mais pour des besoins de balayage 3D rapide, les systèmes mécaniques à asservissement sont limités en termes de performance et coût. Il y a donc eu rapidement un intérêt pour faire de la formation de faisceau électroniquement.

Concernant les systèmes de communication, les premiers besoins sont apparus pour les systèmes de communications satellite – équipements terrestres ou maritimes mobiles dans les bandes Ku et Ka nécessitant à la fois d'avoir des faisceaux directs et agiles. Concernant les systèmes de communication à 60GHz, il a très vite été identifié le besoin d'intégrer un système de beamforming afin d'améliorer le bilan de liaison tout en gardant une certaine flexibilité sur la zone de couverture pour des applications mobiles ou multi-utilisateurs. On peut classer les techniques de beamforming en deux familles : le beamforming analogique et le beamforming numérique.

### 3.2.1 Le beamforming analogique

Le beamforming analogique consiste à contrôler les pondérations en amplitude et en phase au niveau du front-end du système de communication. Du point de vue architecture système, la plus intuitive est d'intégrer juste derrière l'antenne un amplificateur à gain variable et un déphaseur (Figure I- 52). Les signaux sont alors combinés entre eux pour attaquer un démodulateur I&Q classique. On peut imaginer côté TX une architecture similaire.

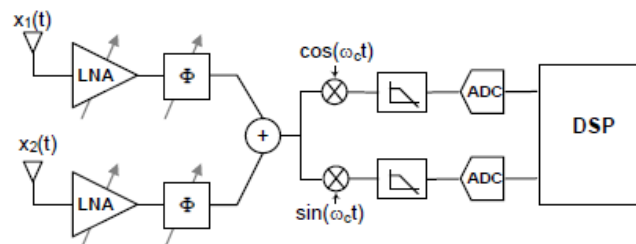


Figure I- 52: Beamforming analogique

Cette solution nécessite d'effectuer directement le traitement analogique amplitude/phase dans la bande RF ce qui peut être très contraignant en bande millimétrique en terme d'intégration, pertes, coût,..... Une autre architecture possible consiste à placer la fonction « déphasage » au niveau de l'oscillateur local. Dans le cas d'application en bande millimétrique il est possible d'effectuer le contrôle du déphasage au niveau de l'oscillateur local à une fréquence plus basse car ensuite le signal passe par un multiplicateur de fréquence (Figure I- 53).

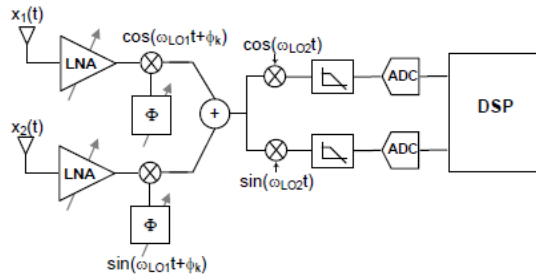


Figure I- 53: Beamforming analogique avec contrôle de la phase au niveau de l'oscillateur

La conception de déphaseurs continus et performants est quelque chose de très complexe à mettre en œuvre du point de vue technologique, intégration et coût. De ce fait, des solutions alternatives ont été proposées. L'une, aujourd'hui couramment utilisée, est la « modulation vectorielle de phase ». Elle consiste à n'utiliser que des déphaseurs à phase fixe et le contrôle de la phase ne se fait que par le contrôle de l'amplitude. Ainsi par construction vectorielle, il est possible de contrôler la phase du signal. La Figure I- 54 présente le principe de fonctionnement à partir d'une architecture simple permettant d'avoir une variation de la phase sur une plage de 90°.

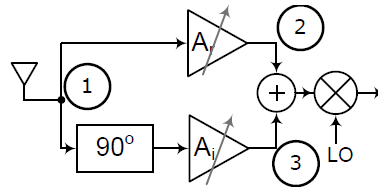


Figure I- 54: Schéma d'un système de beamforming par modulation vectorielle de phase

Les premières solutions proposées étaient basées sur un contrôle continu du gain des amplificateurs. Mais suite aux contraintes de linéarité, de stabilité des composants, de précision de contrôle, cela reste toujours assez complexe à mettre en œuvre. La solution est d'utiliser le plus possible des composants fonctionnant dans des états discrets qui peuvent être directement pilotés numériquement par des états binaires. La Figure I- 55 présente une architecture utilisant le principe de « phase oversampling ». Ce type d'architecture permet d'aboutir à un bon compromis sur la résolution de phase qui dépendra du nombre d'étages et de la complexité du système. [15], [16]

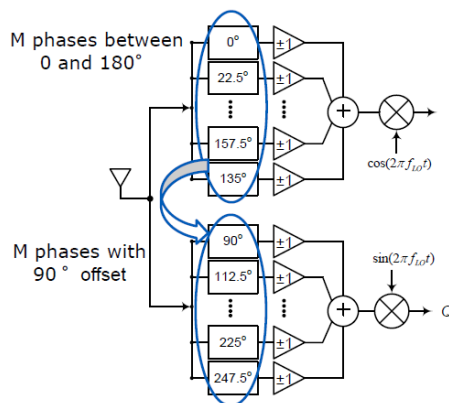


Figure I- 55: architecture utilisant le principe de « phase oversampling »

### 3.2.2 Le beamforming numérique

Avec l'évolution des technologies pour le traitement des signaux en temps réel, les signaux émis ou reçus sur chaque antenne élémentaire peuvent être traités numériquement. Le diagramme de



rayonnement est contrôlé en jouant directement sur les amplitudes et phases dans la forme d'onde du signal appliquée à chaque antenne élémentaire du réseau. Cette solution permet d'avoir, au final, une flexibilité totale sur le contrôle du diagramme de rayonnement. La limitation des performances de beamforming est alors complètement reportée sur la configuration du réseau d'antennes (diagramme de rayonnement, distance inter-éléments, polarisation,...). Le schéma de la Figure I- 56 présente une architecture type d'un système à beamforming numérique où une chaîne complète de réception ou d'émission est associée à chaque antenne élémentaire.

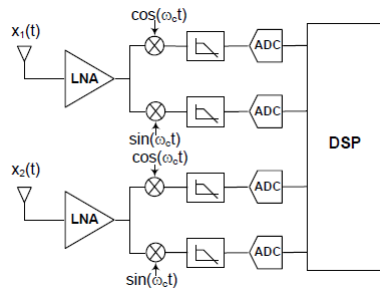


Figure I- 56: Architecture d'un système de beamforming numérique

### 3.2.3 Les challenges sur la conception des systèmes antennaires à 60GHz

Pour le système antenne, les challenges sont :

- La maximisation de l'efficacité de rayonnement des antennes
- La minimisation des pertes d'interconnexion avec le front-end
- L'intégration de techniques de beamforming
- Un coût de production et d'intégration minimum

Afin de participer à relever ces différents challenges, j'ai participé à l'encadrement de deux thèses entre 2007 et 2011 au sein du Labsticc. La première était principalement centrée sur la conception d'antennes avec les contraintes d'interconnexion avec les modules actifs RF. La seconde était focalisée sur la conception d'antennes avec l'intégration de techniques de beamforming à partir de la technologie MEMS.

## 3.3 Antennes intégrées sur technologies monolithiques et hybrides

Ces travaux ont été menés dans le cadre de la thèse de Christophe Calvez soutenue le 26 novembre 2010 « Intégration hybride de front-ends millimétriques pour applications WLAN en environnement domestique à 60 GHz ». Cette thèse a contribué aux travaux de recherche menés dans le cadre de deux projets collaboratifs :

- Tech-Image: "Test of different innovative technologies for wireless home local area networks", financement: "Pôle de compétitivité images et réseaux,
- QSTREAM : "Ultra-high Data-rate Wireless Communication", Financement:MEDEA+/CATRENE.

Les principaux objectifs de cette thèse était d'apporter des solutions innovantes sur la partie antenne et son interconnexion.

### 3.3.1 Approche SoC

Les technologies Silicium BiCMOS et CMOS sont plus appropriées pour l'intégration de front-ends millimétriques bas coût. En effet, les fonctions analogiques et numériques se trouvent ainsi intégrées sur la même puce (SoC : System on Chip). L'intégration complète du système RF est donc une

intégration monolithique de l'antenne sur Silicium. La forte permittivité des substrats Silicium ( $\epsilon_r = 11,7 - 11,9$ ) et la faible longueur d'onde à 60 GHz rendent envisageable l'intégration de l'antenne sur la puce (AoC : Antenna on Chip). L'interconnexion et le réseau d'adaptation entre la chaîne RF et l'antenne sont alors simplifiés ce qui peut permettre la réduction des pertes d'interconnexion et donc l'optimisation de la taille et des performances globales du système. La forte permittivité du substrat Silicium engendre un rayonnement principal dans la direction du substrat. Cela peut être un avantage dans le cas d'un montage par flip-chip où la puce est retournée et un inconvénient dans le cas d'un montage différent.

La technologie CMOS SOI HR (Figure I- 57) possède plusieurs couches de métallisation (de M1 à M6, + une couche d'Alucap). Il est ainsi possible d'envisager une alimentation de l'antenne par ligne TFMS ou coplanaire (CPW).

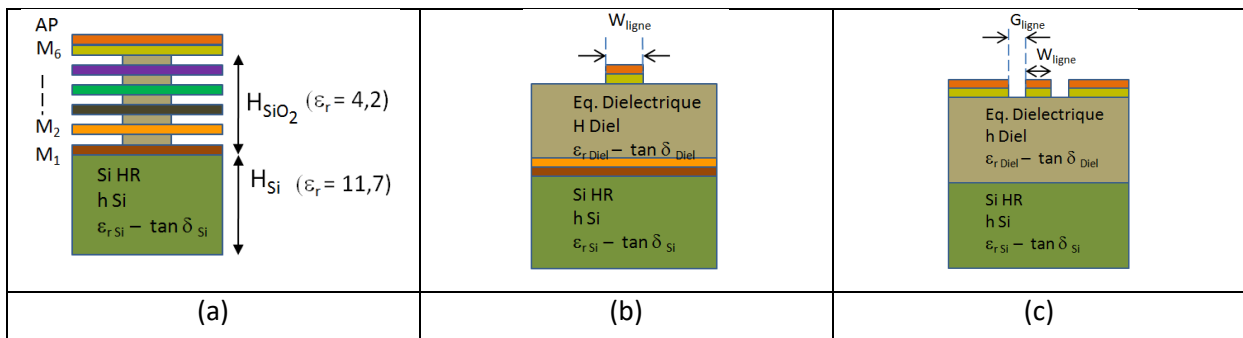


Figure I- 57: Technologie CMOS SOI (a) pour la réalisation d'accès TFMS (b) ou CPW (c)

La Figure I- 58 : présente une antenne type patch sur silicium [17].

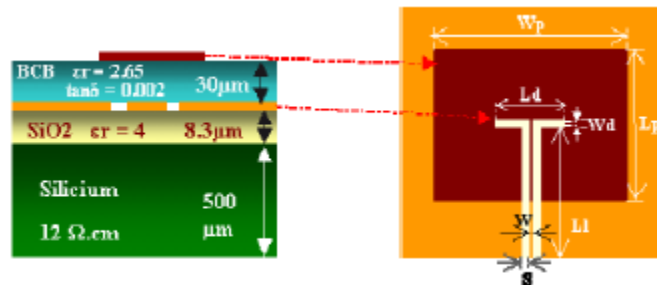


Figure I- 58: antenne patch

Afin de maximiser le gain de l'antenne dans la direction normale, il est possible d'associer une couche de diélectrique (Rexolite  $\epsilon_r = 2,53$ ) sur le substrat Si (Figure I- 59). Ainsi selon l'épaisseur de la couche diélectrique, le gain peut passer de -0,4dBi sans couche à 6dBi pour une épaisseur de 7mm.

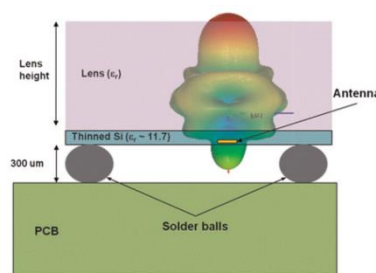


Figure I- 59: Augmentation de la directivité avec une couche de diélectrique (Rexolite).

### 3.3.2 Approche SiP (System in Package)

L'intégration monolithique des antennes millimétriques a ses limites quant à la conception d'un système complet bas coût intégré sur Silicium. La surface de substrat semi-conducteur nécessaire pour l'implémentation d'une antenne atteignant les performances en gain spécifiées est importante et ne permet pas d'envisager une intégration bas coût. La vision SoC atteint ici ses limites et une vision SiP (System in Package) est donc considérée. Dans un contexte SiP, le but est d'offrir un support potentiellement plus favorable à l'intégration d'antennes à rendement et rayonnement optimisés. Dans ce type d'intégration, la problématique de conception est reportée sur les contraintes de packaging et d'interconnexions entre le front-end RF et la couche rayonnante (Figure I- 60).

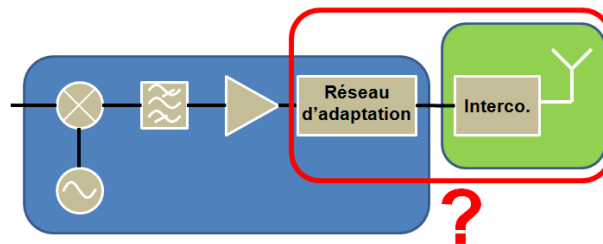


Figure I- 60: L'approche SiP (System in Package)

Ces travaux de recherche ont été menés en collaboration avec ST Microelectronics qui propose une technologie sur substrat verre orientée vers l'intégration de composants R, L, C pour la RF, intitulée IPD™ (Integrated Passive Devices). Cette technologie présente onze niveaux de masquage (Figure I- 61) et une option de cette technologie est la possibilité d'obtenir un BEOL (Back End Of Line) simplifié, c'est-à-dire avec un seul niveau de cuivre. Cette option permet ainsi d'envisager l'intégration de l'antenne avec un coût de réalisation réduit.

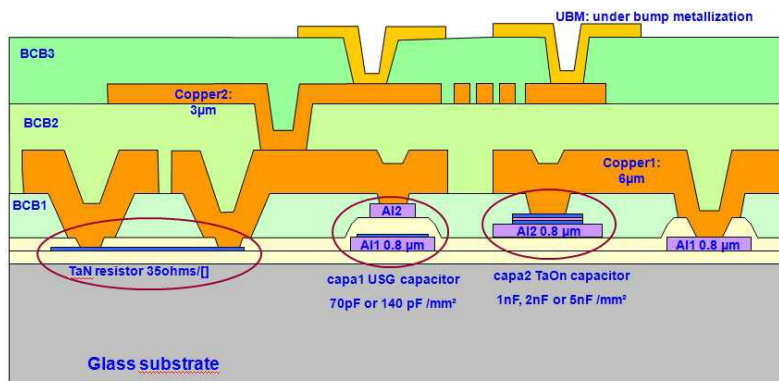


Figure I- 61: Procédé technologique IPD™ STMicroelectronics

Cette technologie d'intégration, traditionnellement utilisée pour l'intégration de composants passifs (self, lignes,...) est compatible avec les process technologiques propres au Silicium, soit une garantie de coût en production réduit. La puce IPD™ une fois bumpée peut être flip-chipée sur le Silicium ou l'inverse. L'intérêt majeur de la technologie IPD™ est d'offrir un support potentiellement plus favorable à l'intégration d'antennes à rendement et rayonnement optimisé, compte tenu de la permittivité particulière de ce support ( $\epsilon_r = 4,6$ ), et de son facteur de pertes relativement faible ( $\tan \delta = 0,0037$ ).

La technologie IPD™ étant favorable à l'intégration de composants passifs, nous proposons dans [18] d'utiliser le substrat verre comme "Interposer" c'est-à-dire comme interface entre le PCB et la puce Silicium. L'IPD™ peut ainsi servir de routage pour l'alimentation des circuits intégrés sur Silicium. Cette solution facilite également l'interconnexion entre la puce Silicium et l'antenne IPD™ car cela réduit le nombre d'interconnexion (Figure I- 62).

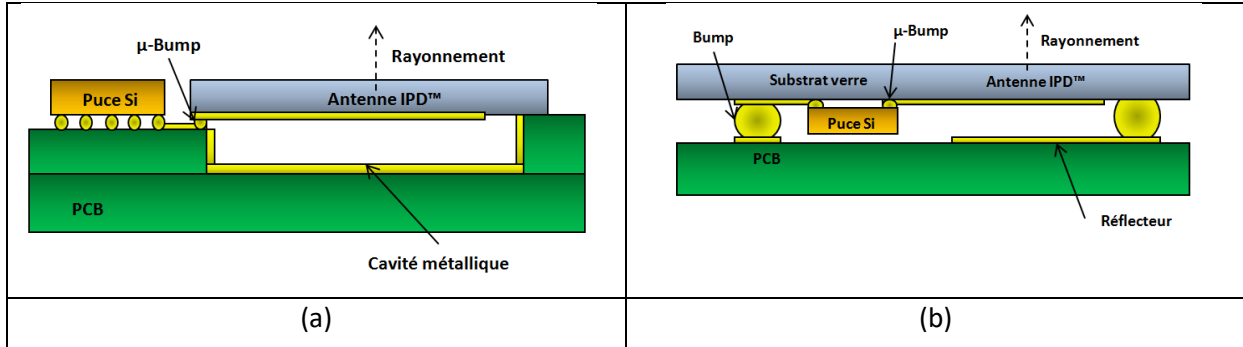


Figure I- 62: Intégration de l'antenne dans le packaging : approche classique par flip-chip (a) utilisation de l'IPD™ comme "Interposer" (b)

De notre côté, nous nous sommes focalisés sur la minimisation des pertes d'interconnexion, en exploitant la possibilité de couplage électromagnétique entre une antenne patch reportée sur substrat verre et un dipôle fente de longueur quart d'onde directement intégré sur silicium, c'est-à-dire à la sortie de l'amplificateur de puissance (PA) ou à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit (LNA). Cela peut être considéré comme un avantage supplémentaire de l'intégration hybride proposée. En effet, la co-intégration de la structure sur Silicium avec les éléments actifs peut être exploitée pour leur co-design (Figure I- 63), qui se traduit par un accroissement de l'efficacité du bilan énergétique (grâce à une réduction significative des pertes d'interconnexion). De plus, cette technique permet de s'affranchir des contraintes fortes imposées par les interconnexions RF par bump à ces fréquences (impédance caractéristique, pertes,..)

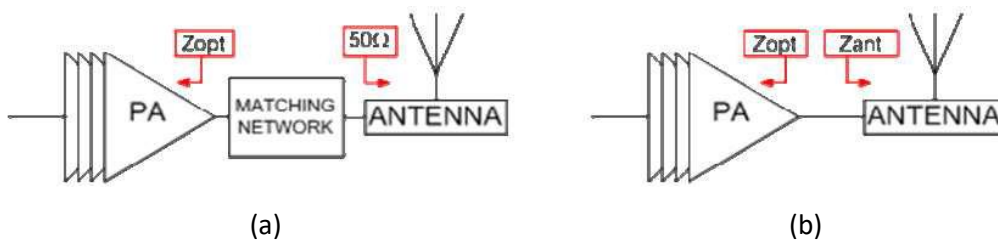


Figure I- 63: Co-intégration PA-Antenne : architecture conventionnelle (a) – architecture de co-design (b)

L'interconnexion antenne patch-module actif est assurée par couplage électromagnétique à travers un gap d'air. Ce dernier est réalisé en utilisant des μ-bumps comme plots de soutien mécanique et compatible avec un montage de type flip-chip de la puce IPD™ (Figure I- 64 et Figure I- 65).

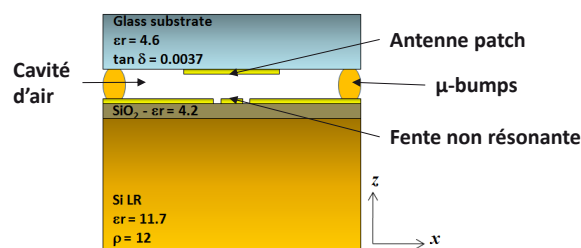


Figure I- 64: Technologies d'assemblage basées sur la technologie IPD™ : puce flip-chipée par μ-bump

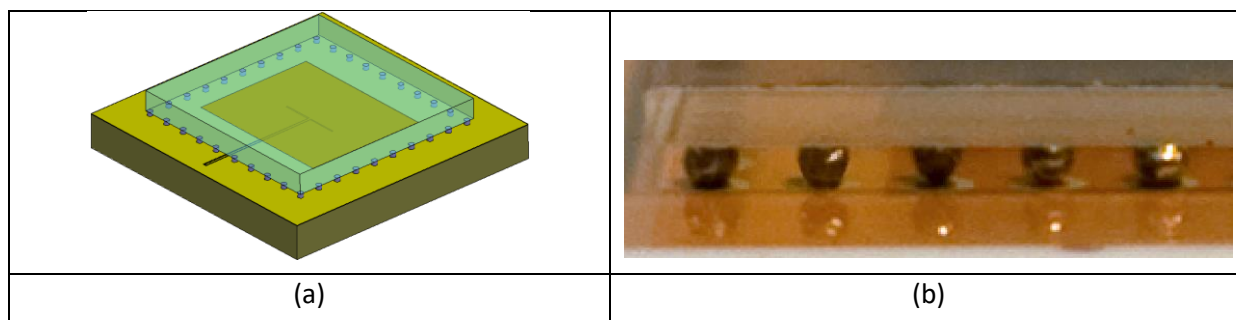


Figure I- 65: Représentation de la configuration flip-chipée

Avant la réalisation avec la technologie IPD de ST microelectronics, l'antenne a été réalisée à partir d'une technologie alternative multi-couche disponible au Lab-STICC. La source primaire de l'antenne patch est implémentée sur un substrat Alumine d'épaisseur 381  $\mu\text{m}$  qui est un substrat similaire au substrat Silicium de par sa forte permittivité. Le patch est, quant à lui, imprimé sur un substrat RO3003™ d'épaisseur 127  $\mu\text{m}$ . Une cavité est réalisée dans du clinquant cuivre afin de constituer des murs métalliques comme avec les  $\mu$ -bumps pour une configuration Si+IPD™. Les différentes couches sont collées à partir du film adhésif hyperfréquence CuClad 6250 (Figure I- 66).

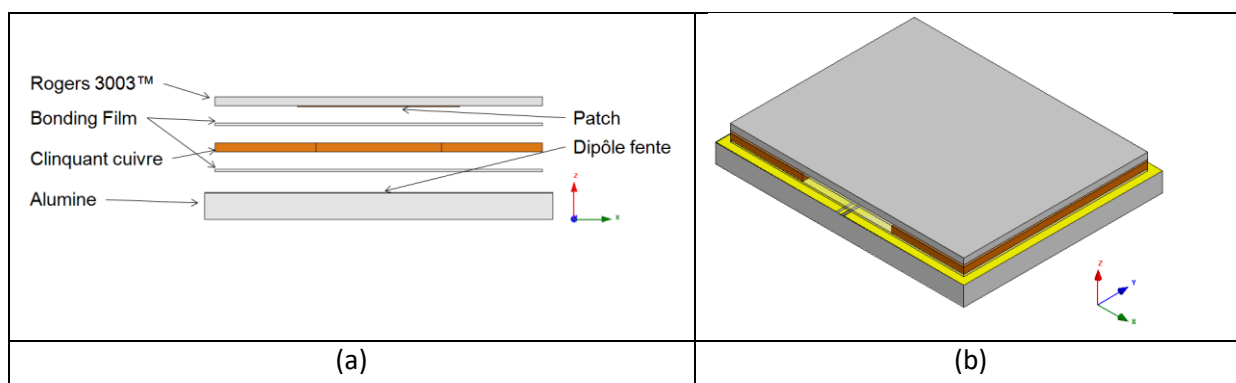


Figure I- 66: Illustration des différentes couches (a) et de la structure complète (b)

L'adaptation de l'antenne est mesurée avec une station sous-pointe (Figure I- 67) et son gain maximum est de l'ordre de 7dBi (Figure I- 68).

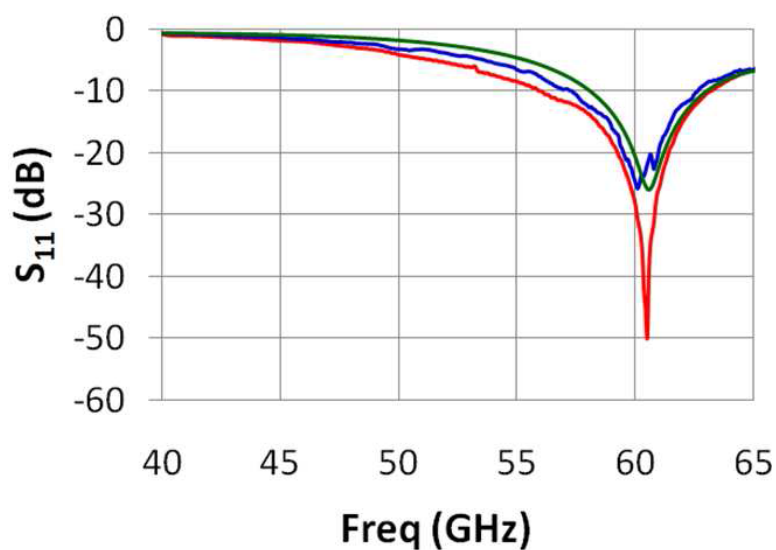


Figure I- 67: Paramètre S11 mesuré et simulé de l'antenne patch sur RO3003™ avec cavité d'air de 125  $\mu\text{m}$

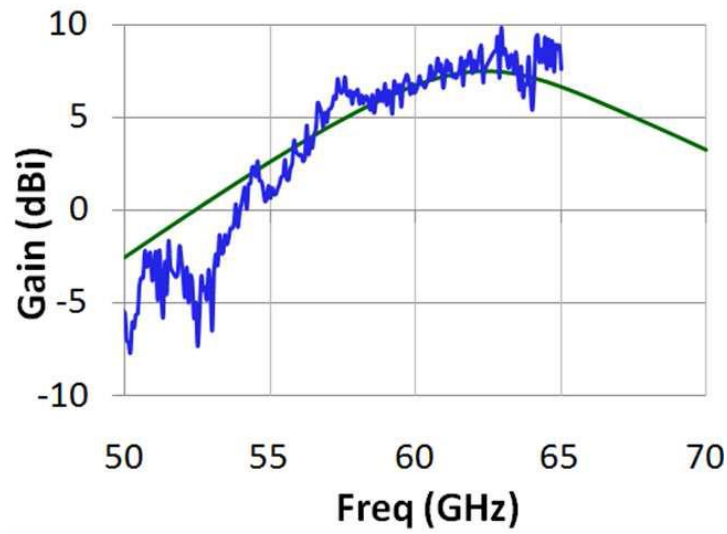


Figure I- 68: Gain mesuré et simulé de l'antenne avec cavité d'air de 125  $\mu\text{m}$

Suite à cette validation, l'antenne a été réalisée avec le procédé technologique IPD™ (Figure I- 69).

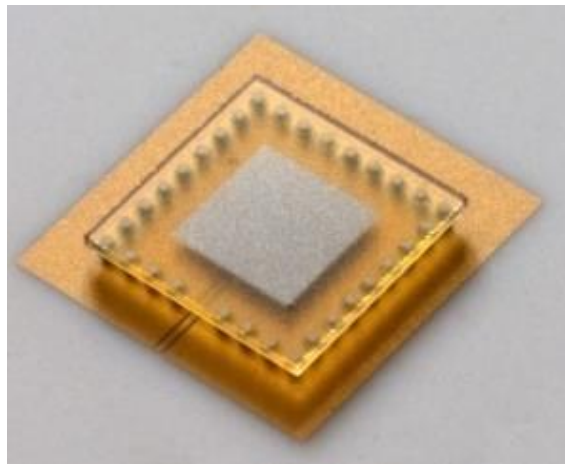


Figure I- 69: Antenne réalisée avec la technologie IPD™

Les Figure I- 70 et Figure I- 71 présentent respectivement la mesure de l'adaptation et le diagramme de rayonnement qui a été mesuré au lab-STICC et dans la chambre anéchoïque de ST.

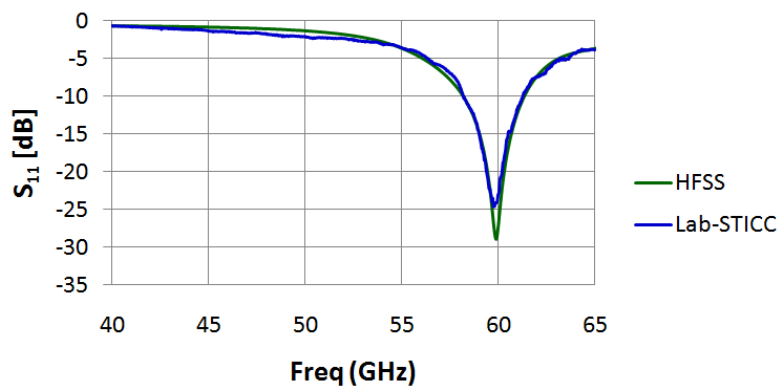


Figure I- 70: Comparaison simulation-mesure de l'adaptation de l'antenne avec la technologie IPD™

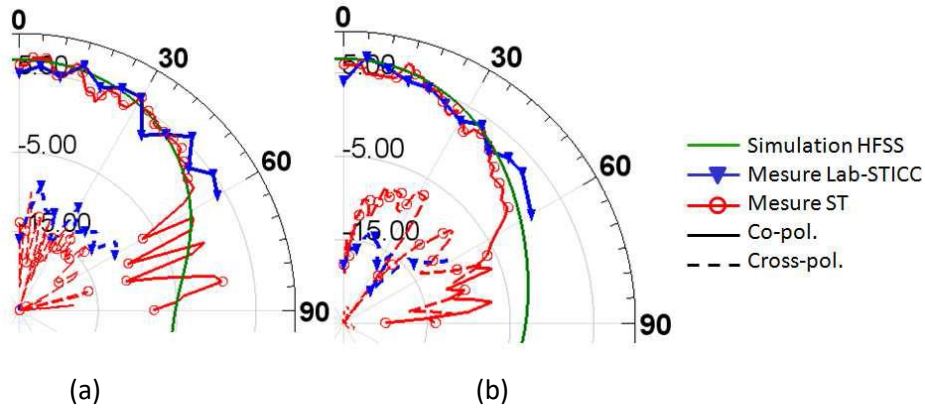


Figure I- 71: Diagramme de rayonnement mesuré : Plan E (a) - Plan H (b)

### 3.4 Antenne beamforming pour application HDMI wireless

Ces travaux ont été menés dans le cadre de la thèse d' Adane AMAR soutenue le 21 décembre 2011 « Antennes pour Liaisons Millimétriques Adaptatives dans un contexte de systèmes embarqués ». Cette thèse a contribué aux travaux de recherche menés dans le cadre du projet collaboratif LIMA en partenariat avec le LAAS et financé par la Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace (FRAE). Les principaux objectifs de cette thèse étaient centrés sur la proposition de solutions antennaires intégrant des techniques de beamforming. L'application visée était la diffusion de contenu vidéo sans fil et à haut débit dans un avion d'où l'intérêt du 60GHz. Le scénario est d'intégrer des accès-point au plafond qui assurent deux types de liaisons (Figure I- 72):

- Une liaison point - point entre les points d'accès
- Une liaison point –multipoint entre un point d'accès et un utilisateur

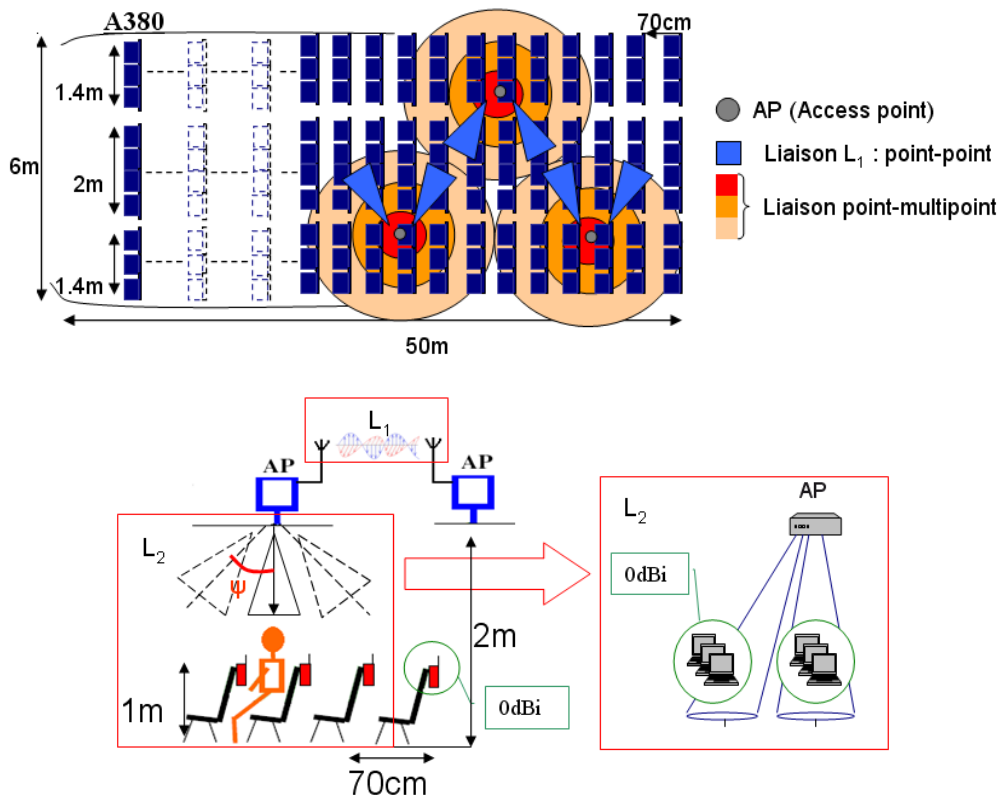


Figure I- 72: Scénario de communication dans un avion



La liaison point-point ne présente pas de difficulté particulière car il s'agit d'antennes directives avec un faisceau fixe. En revanche, afin de pouvoir assurer une qualité de service satisfaisante pour chaque utilisateur, il est nécessaire d'avoir un gain suffisant pour assurer la qualité de transmission sur une plage angulaire couvrant 120°. Ceci est impossible à partir d'un faisceau fixe. De ce fait, il est nécessaire d'intégrer des techniques de formations de faisceaux également appelée beamforming (Figure I- 73).

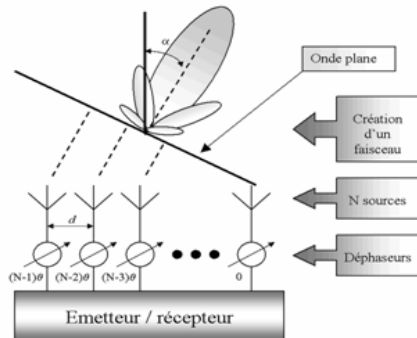


Figure I- 73: Technique de formation de faisceau

Le LAAS dispose d'une plate-forme technologique Silicium (Figure I- 74) qui permet de réaliser des dispositifs à partir de la technologie MEMS (Microelectromechanical systems)[19]. Pour concevoir le système de beamforming, les déphasages à appliquer à chaque antenne sont réalisés à partir de déphaseurs à base de MEMS (Figure I- 75).

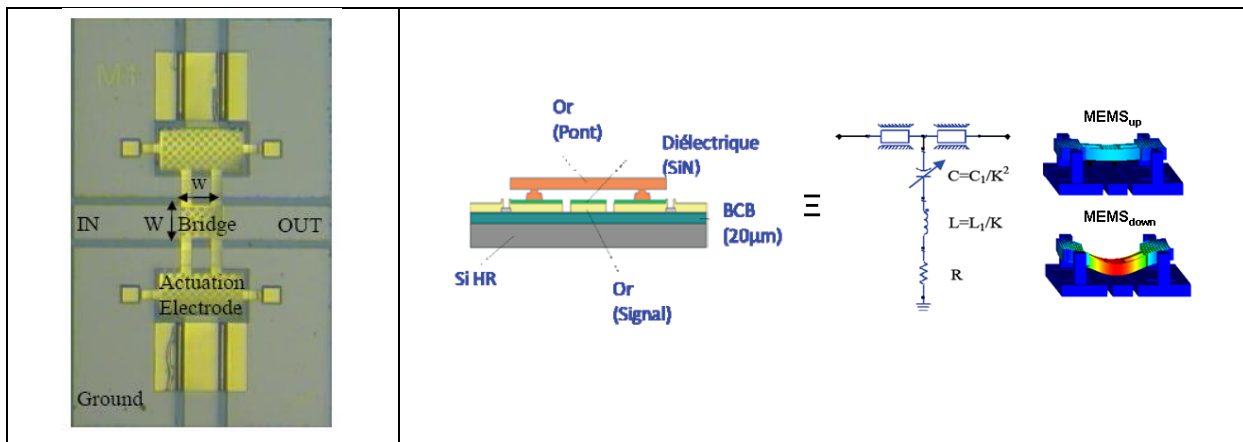


Figure I- 74: Technologie MEMS développé au LAAS

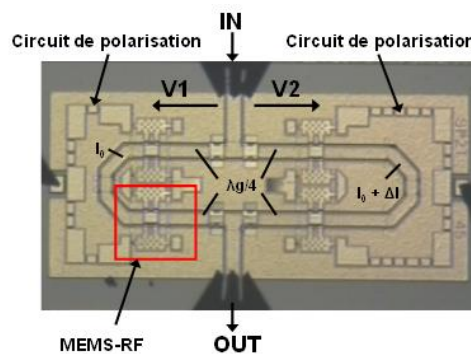


Figure I- 75: Déphaseur à lignes commutées avec la technologie MEMS



Le principe est d'aiguiller les signaux selon des chemins de longueurs différentes permettant ainsi d'obtenir des déphasages différents entre la sortie IN et la sortie OUT. Etant donné les bonnes performances en termes de pertes de ces déphaseurs et afin de chercher à limiter au maximum les pertes d'interconnexion entre les déphaseurs et les antennes, nous avons choisi d'utiliser cette même technologie pour la conception des antennes. Les spécifications du système antennaire sont données dans le Tableau I- 4.

Bande de fréquence	57GHz- 66GHz
Couverture angulaire	60°
Nombre de faisceaux	3 ( -30°, 0°, +30°)
Gain minimum intégrant les pertes du déphaseur	5 dBi
Technologie	Silicium

Tableau I- 4: Spécification du système antennaire

La thèse d'Amar Adane avait comme objectif de concevoir l'élément rayonnant en accord avec les spécifications ci-dessus et co-intégré avec le déphaseur MEMS. Ainsi ce travail a été mené en deux temps, la première sur l'antenne élémentaire puis la seconde sur la mise en réseau.

### 3.4.1 L'antenne élémentaire

Suite au choix de la technologie, le silicium est un matériau peu adapté à la conception des antennes du fait de sa forte permittivité de 11.7. La topologie de l'antenne envisagée est l'antenne patch qui permet d'avoir un rayonnement peu directif dans la direction normale au circuit. Afin de maximiser l'efficacité de rayonnement, la solution est de créer un substrat équivalent avec une permittivité plus faible. Ceci est envisageable en créant une structure de type membrane sous le patch qui est compatible avec la technologie Silicium (Figure I- 76).

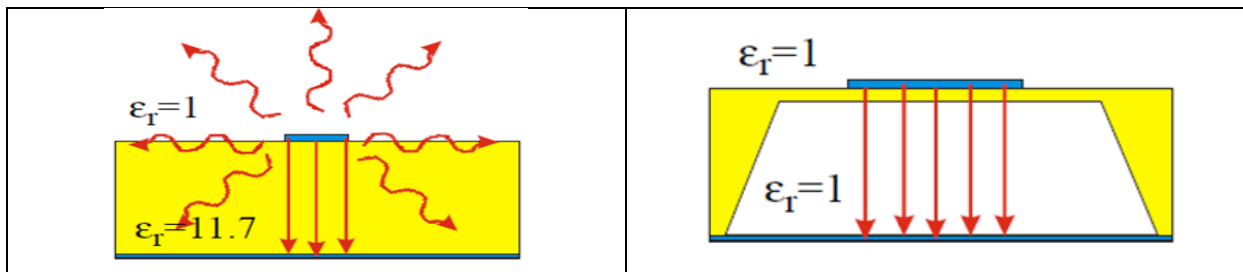


Figure I- 76: Principe de la technologie membrane

Etant donné les coûts et délais importants pour la conception de prototypes en technologie Silicium, une solution alternative d'un point de vue technologique a été mise en œuvre au sein du Lab-STICC. Pour réaliser une structure de type membrane, la technologie développée est une structure de type multicouche clinquant et DICLAD LTF-250. La cavité sous la membrane est réalisée par gravure chimique. Ainsi, il est possible d'avoir des zones en technologie TFMS puis d'autres zones en technologie « membrane » (Figure I- 77).

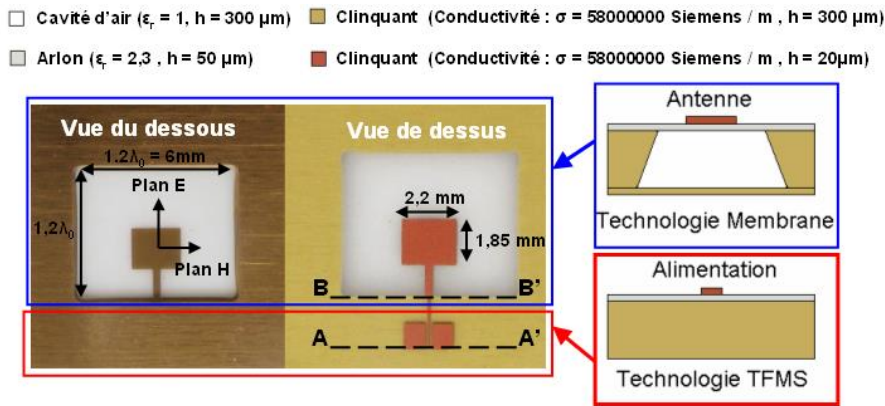


Figure I- 77: Antenne patch réalisée avec la technologie membrane au Lab-STICC

La comparaison simulation-mesure de l'adaptation est présentée sur la Figure I- 78. Les mesures en rayonnement ont été réalisées dans la chambre anéchoïque millimétrique du Lab-STICC (Figure I- 79).

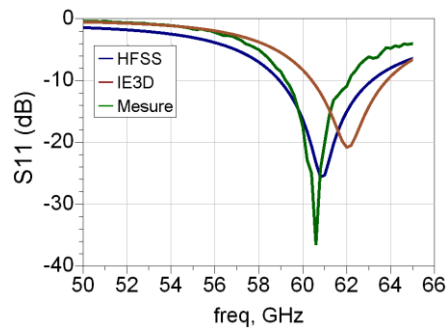


Figure I- 78: Comparaison entre la mesure et la simulation de l'antenne patch sur membrane

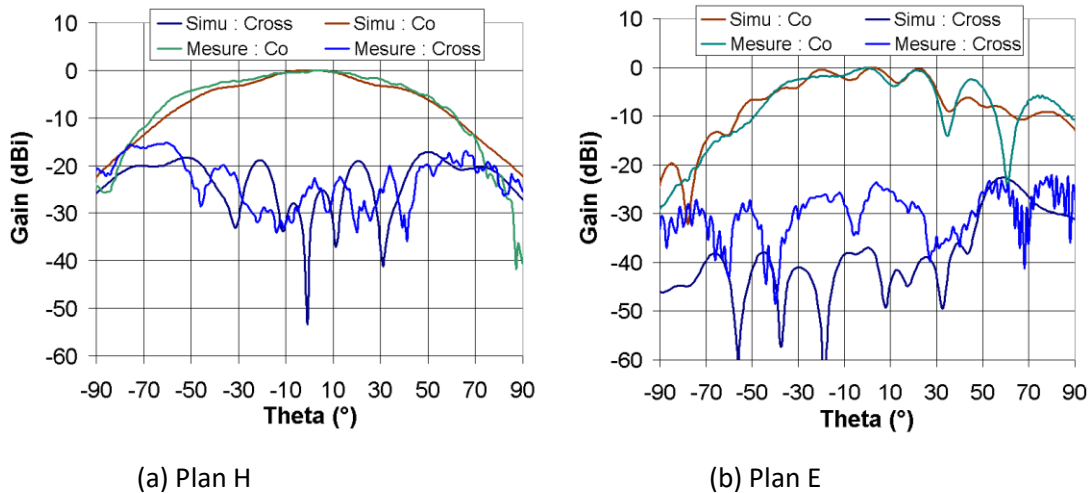


Figure I- 79: Diagramme de rayonnement dans le plan H et E

La bande passante de l'antenne mesurée est de 5%. Elle ne respecte donc pas la spécification de 15%. Le gain maximum de l'antenne est de 7 dBi ce qui est convenable pour notre application. Afin d'améliorer la bande passante, différentes solutions ont été envisagées comme l'ajout d'un patch parasite ou bien la modification de l'excitation. La solution retenue ayant le meilleur compromis dimension/performance et compatible avec la technologie est une excitation par couplage en

bordure du patch (Figure I- 80). L'antenne a été réalisée dans un premier temps avec la technologie membrane du Lab-STICC.

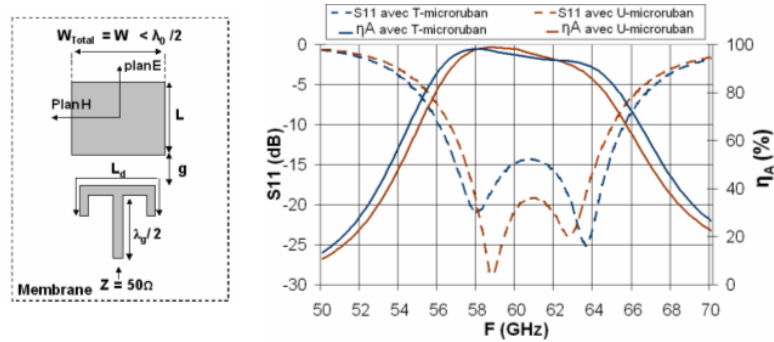


Figure I- 80: Paramètre S11 et efficacité de rayonnement ( $\eta_A$ ) de l'antenne patch avec une excitation par couplage.

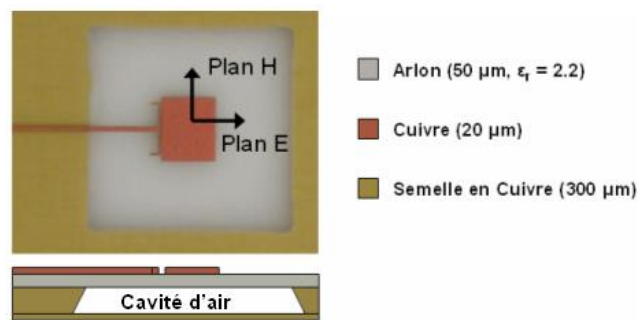


Figure I- 81: Antenne patch avec excitation capacitive sur membrane

L'adaptation de cette topologie d'antenne patch est comparée avec celle d'une antenne patch classique sur la Figure I- 82 (a). Avec ce type excitation, la bande passante de l'antenne atteint maintenant 10GHz soit un peu plus de 15%. Le gain est présenté sur la Figure I- 82 (b). Le gain est supérieur à 7dBi sur toute la bande. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont présentés sur la Figure I- 83.

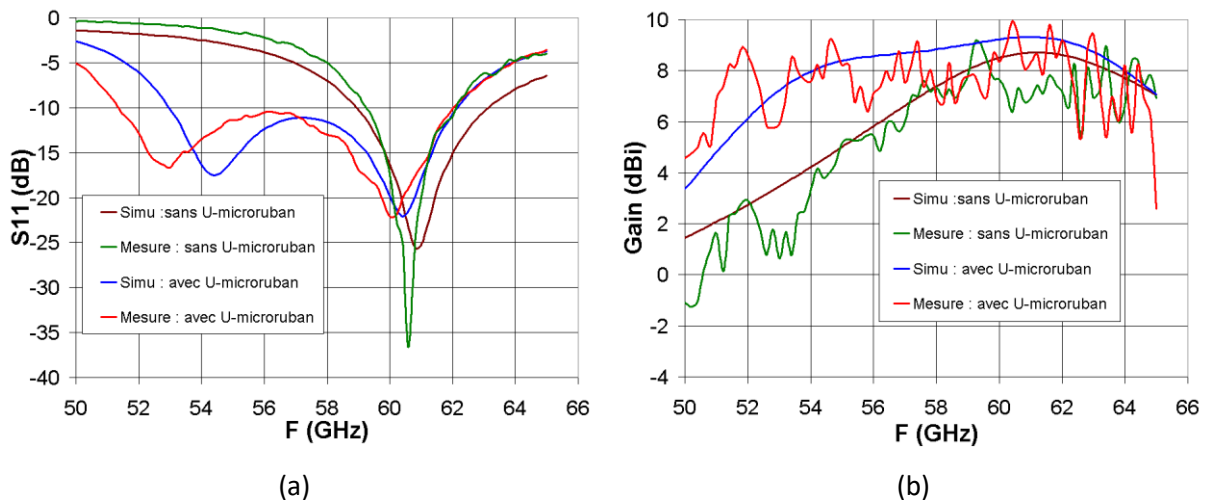


Figure I- 82: Mesure de l'adaptation (a) et du gain (b).

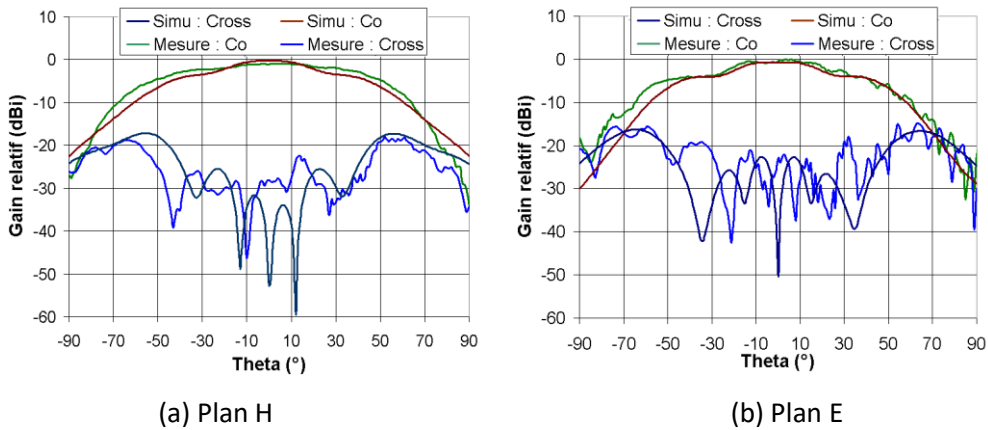


Figure I- 83: Mesure et simulation des diagrammes de rayonnement en co - et cross - polarisation de l'antenne

Une fois le principe validé, un prototype sur Silicium a été réalisé par le LAAS (Figure I- 84). L'adaptation de l'antenne est en dessous de -15dB sur la bande 57GHz-64GHz et le gain est d'environ 5dBi incluant la transition CPW-microruban (Figure I- 85).

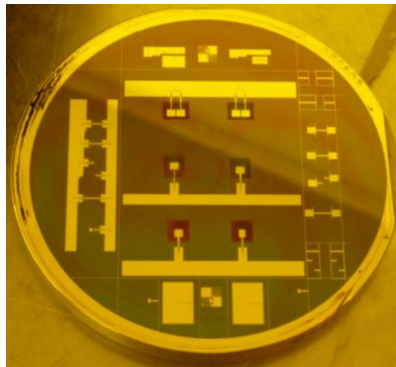


Figure I- 84: Antennes sur wafer en Si (400  $\mu\text{m}$ ) \ BCB (10  $\mu\text{m}$ ) réalisées au LAAS-CNRS.

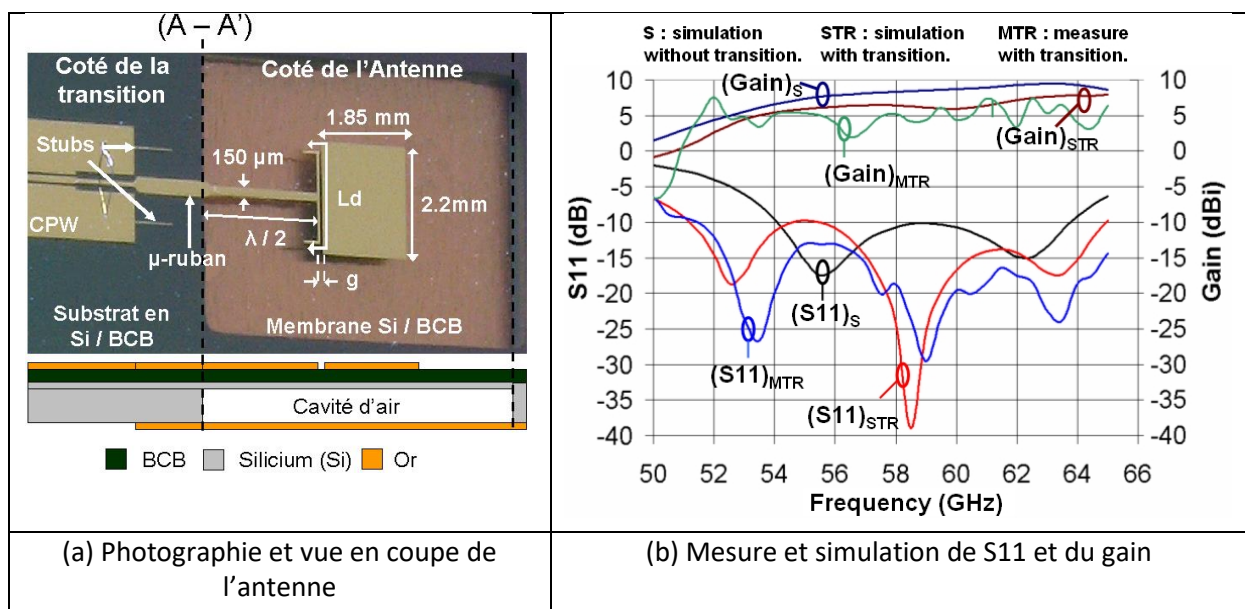


Figure I- 85: Antenne patch sur membrane en Si / BCB

Afin de valider le principe de mise en réseau, un réseau de deux patches a été réalisé et testé (Figure I- 86). Le gain dans la bande 57GHz-64GHz est de l'ordre de 8dBi.

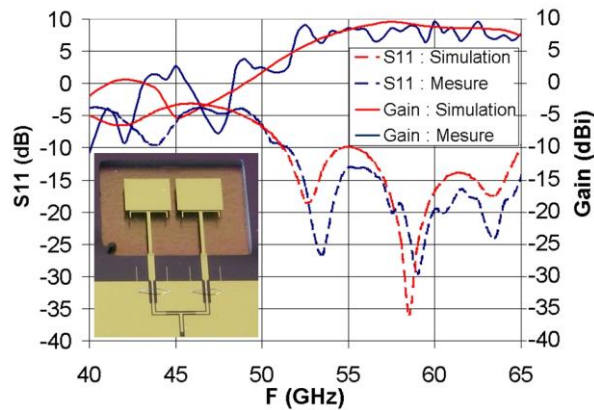


Figure I- 86: Réseau de deux patchs sur membrane Si / BCB

Pour générer la formation de faisceaux, le système complet (déphaseur MEMS + antennes) avait été réalisé. Mais suite à un défaut de fabrication sur la partie MEMS, il était défectueux. La Figure I- 87 présente le dispositif complet et les diagrammes de rayonnement dans le cas de déphaseurs MEMS 2 bits permettant ainsi de générer trois faisceaux.

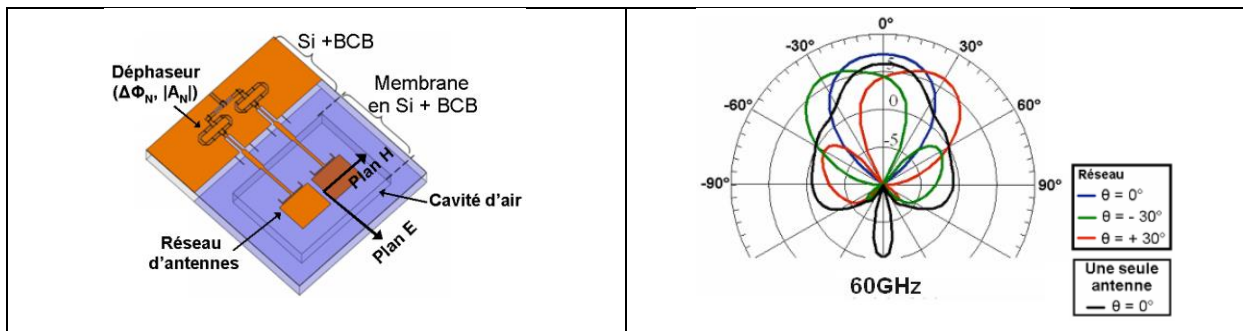


Figure I- 87: Réseau à déphasage sur Si/BCB, avec co-intégration: antenne + déphaseurs.

### 3.5 Publications

Ces travaux ont été publiés dans

ADANE Amar, PERSON Christian, GALLÉE François, **Antenne patch à 60GHz conçue sur membrane Si/BCB : amélioration de la bande passante par addition d'éléments parasites**. JNM 2009 : XVIèmes journées nationales microondes, 27-29 mai 2009, Grenoble, France, 2009

ADANE Amar, GALLÉE François, PERSON Christian, **Bandwidth improvement of 60GHz micromachining patch antenna using gap coupled U - Microstrip feeder**. European Conference on antennas and propagation, 12-16 april 2010, Barcelone, Spain, 2010

CALVEZ Christophe, PERSON Christian, COUPEZ Jean-Philippe, GALLÉE François, GIANESSELLO Frederic, GLORIA Daniel, BELOT Didier, EZZEDDINE Hilal, **Packaged hybrid Si-IPD tm antenna for 60GHz applications**. EUMC 2010 : 40th European Microwave Conference, 26 september - 01 october 2010, Paris, France, 2010

CALVEZ Christophe, PERSON Christian, COUPEZ Jean-Philippe, GALLÉE François, EZZEDDINE Hilal, CATHELIN Andreia , BELOT Didier, **New millimeter wave packaged antenna array on IPD technology**. SiRF Conference : IEEE 10th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 11-13 january 2010, New Orleans, United States, 2010

KARNFELT Camilla, NEY Michel, BOURREAU Daniel, BIKINY Adonis, GUEVEL Gaetan, PAUGAM Yannick, GALLÉE François, GUILLORY Joffray, PIZZINAT Anna, CHARBONNIER Benoît, MEYER Sylvain, BOUFFANT Olivier, DELAS Guillaume, LI Hong Wu, TANGUY Eric, BRUNET Marc, LIRZIN Guillaume, CHOUSSEAUD Anne, ALGANI Catherine, BILLABERT Anne-Laure, POLLEUX Jean-Luc, CANEPA C., GOUGEON G., GOUIN V., **Origin -a 60 GHz radio-over-**

**fiber home area network project. International symposium on Green Radio over Fiber & All optical Technologies for Wireless Access Networks**, GROWAN, 15-17 june 2011, Brest, France, 2011

CALVEZ Christophe, COUPEZ Jean-Philippe, GALLÉE François, PERSON Christian, PILARD Romain, GIANESSELLO Frederic, GLORIA Daniel, **Broadband twin tail fins antenna on HR SOI silicon substrate for 60GHz applications. 11th Topical Meeting on silicon Monolithic Integrated Circuits in RF systems** , 17-19 january 2011, Phoenix, United States, 2011, pp. 65-68

CALVEZ Christophe, PILARD Romain, PERSON Christian, COUPEZ Jean-Philippe, GALLÉE François, GIANESSELLO Frederic, GLORIA Daniel, EZZEDDINE Hilal, BELOT Didier, **Antenne millimétrique hybride Silicium-IPD pour applications WLAN à 60GHz**. JNM 2011 : 17èmes journées nationales micro-ondes, 18-20 mai 2011, Brest, France, 2011

CALVEZ Christophe, COUPEZ Jean-Philippe, PILARD Romain, PERSON Christian, GALLÉE François, GIANESSELLO Frederic, GLORIA Daniel, **Antenne "double ailettes" très large bande intégrée sur substrat silicium SOI HR pour des applications millimétriques**. JNM 2011 : 17èmes journées nationales micro-ondes, 18-20 mai 2011, Brest, France, 2011

CALVEZ Christophe, PILARD Romain, PERSON Christian, COUPEZ Jean-Philippe, GALLÉE François, GIANESSELLO Frédéric, HILAL Ezzeddine, GLORIA Daniel, BELOT Didier, **Miniaturized hybrid antenna combining Si and IPD technologies for 60 GHz WLAN applications**. AP-S 2011 : IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 03-08 july 2011, Spokane, United States, 2011

ADANE Amar, GALLÉE François, PERSON Christian, PUYAL V, VILLENEUVE C, DRAGOMIRESCU Daniele, **Réseau d'antennes patch à 60 GHz excitées par microrubans en U sur membrane Si/BCB et contrôlées par des déphaseurs à MEMS RF**. JNM 2011 : Journées nationales des micro-ondes, 18-20 mai 2011, Brest, France, 2011

ADANE Amar, GALLÉE François, PERSON Christian, **Antenne patch large bande à 60 GHz excitée en polarisation circulaire par deux microrubans en T**. JNM 2011 : Journées nationales des micro-ondes, 18-20 mai 2011, Brest, France, 2011

ADANE Amar, GALLÉE François, PERSON Christian, VILLENEUVE C, PUYAL V, DRAGOMIRESCU Daniele, **Implementation of broadband microstrip-u coupled patch array on Si/BCB membrane for beamforming applications at 60 GHz**. EUCAP 2011 : proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation , 11-15 april 2011, Rome, Italy, 2011, pp. 1263-1267, ISBN 978-1-4577-0250-1

CALVEZ Christophe, PILARD Romain, PERSON Christian, COUPEZ Jean-Philippe, GALLÉE François, GIANESSELLO Frédéric, HILAL Ezzeddine, GLORIA Daniel, **Millimeter-wave antenna designs for 60 GHz applications: SoC and SiP approaches**. International journal of microwave and wireless technologies, march 2011, vol. Volume 3, pp. 179-188

## **4 Le beamforming dans la standard 802.11.ad**

Aujourd'hui, le beamforming est intégré dans le standard 802.11.ad et son utilisation est optionnelle selon la présence ou non de cette fonctionnalité dans les équipements. Son principe de fonctionnement est basé sur la sélection d'un faisceau. La Figure I- 88 présente des scénarii typiques d'application de cette fonctionnalité.

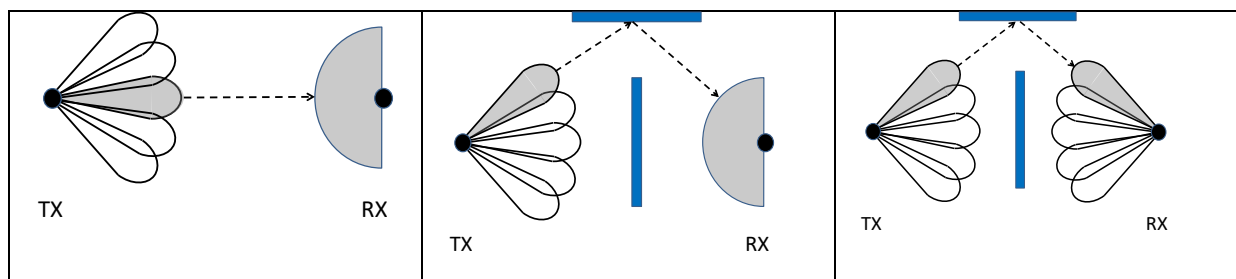


Figure I- 88: Principe de sélection du meilleur faisceau ou secteur pour différents scénarios.

Dans les systèmes équipés de l'option beamforming, le nombre de faisceaux est limité en nombre et les directions sont fixes. Une phase d'apprentissage est intégrée dans le protocole de communication (Figure I- 89). A partir d'émission et de réception de séquences, selon les différentes configurations de faisceaux possibles, la meilleure est retenue vis à vis du rapport signal sur bruit pour ensuite maximiser le débit (choix de l'index MCS) de la transmission des données.

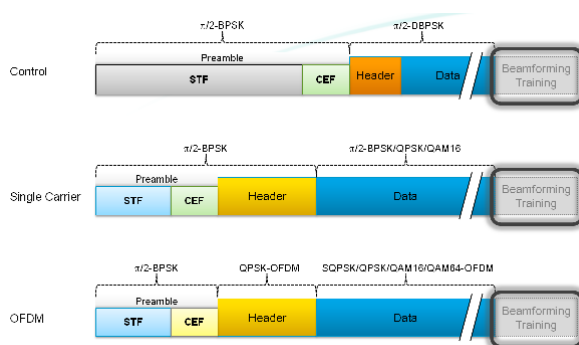


Figure I- 89: Protocole 802.11.ad

Le protocole s'appuie sur trois configurations d'antennes possibles :

- Antenne omnidirectionnelle
- Antenne sectorielle
- Antenne directive.

Ainsi, l'antenne omnidirectionnelle permet d'être à l'écoute des autres systèmes et de rentrer en communication dans un premier temps avec un très faible débit (MCS0 : 27Mbits) permettant une liaison robuste (niveau 1 sur la Figure I- 90). Puis lors de la mise en place de la communication entre deux équipements, la phase d'apprentissage pour l'optimisation du beamforming est prévue en deux étapes. La première étape est le choix du meilleur secteur (niveau 2). Ceci est typiquement réalisé via un système de commutation d'antennes. Dans les systèmes actuels, cette commutation n'est pas à 60GHz mais en bande de base du fait de pertes importantes dans les lignes d'accès en bande millimétrique. Puis une fois le meilleur secteur identifié, il s'agit de choisir le faisceau permettant d'obtenir le meilleur SNR possible (niveau 3) et ainsi de pouvoir maximiser le débit.



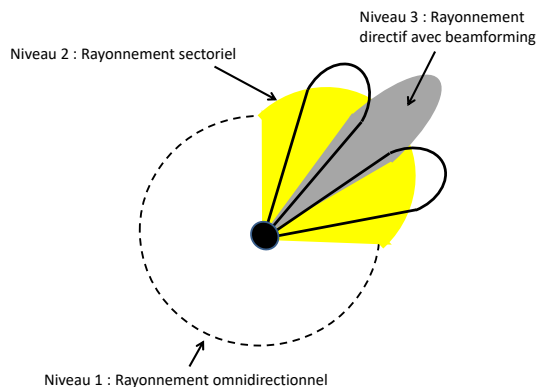


Figure I- 90: Trois configurations de rayonnement

A 60GHz, l'utilisation d'antennes de faible directivité limitant fortement la portée, l'établissement de la communication se fait généralement par un scan des antennes sectorielles ayant de ce fait un meilleur gain. Les pertes de transmissions à 60GHz dans les câbles coaxiaux ou lignes étant importantes, le principe est d'avoir une transposition de fréquence le plus proche possible de l'antenne. La Figure I- 91 issue d'un brevet [20] déposé par WELOCITY montre bien l'architecture système intégrant ces 2 niveaux. Afin de pouvoir alimenter et contrôler les différents modules et d'émettre ou recevoir les signaux au niveau du module « baseband », un multiplexage fréquentiel est réalisé permettant de n'utiliser qu'un support physique de transmission : un câble coaxial.

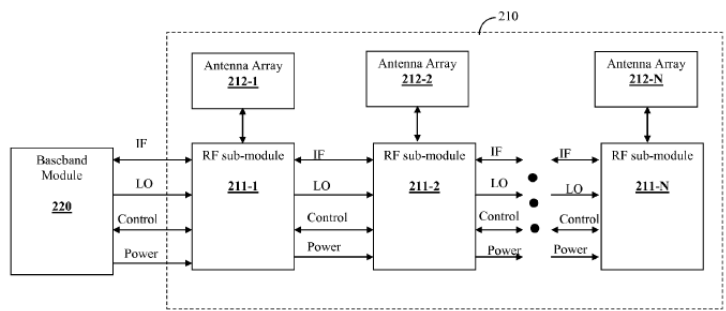


Figure I- 91: Architecture breveté par WELOCITY d'un système intégrant plusieurs modules à 60GHz

La Figure I- 92 présente le produit multi-bande WIFI intégrant le standard 802.11.ad avec l'antenne et la transposition de fréquence (Antenna M10041R).



Figure I- 92: Module INTEL 802.11.ad



Les premiers équipements intégrant le standard 802.11.ad commencent à arriver sur le marché avec par exemple le TP LINK (Figure I- 93) où l'on peut identifier les 8 systèmes antennaires sectoriels.



Figure I- 93: Routeur WIFI intégrant le standard 802.11.ad

## 5 Les challenges actuelles sur les systèmes à 60GHz : le MIMO

De manière générale, afin d'améliorer la qualité de service des systèmes de communication sans fil, on peut noter deux objectifs: l'augmentation du débit et l'amélioration de la robustesse de la communication dans des environnements multi-trajets (mobilité, NLOS,..). Les technologies MIMO permettent d'y répondre en utilisant des systèmes multi-antennes en émission et en réception.

### 5.1 Le MIMO

Selon la priorité donnée aux deux objectifs, il existe deux grandes familles de techniques MIMO :

- MIMO par diversité pour minimiser le TEB dans un environnement avec des multi-trajets.
- MIMO par multiplexage spatial pour augmenter le débit

#### 5.1.1 Le MIMO avec diversité

La diversité est obtenue soit dans le domaine temporel, fréquentiel ou bien spatial avec des combinaisons possibles comme le montre la Figure I- 94 [NUTAQ]

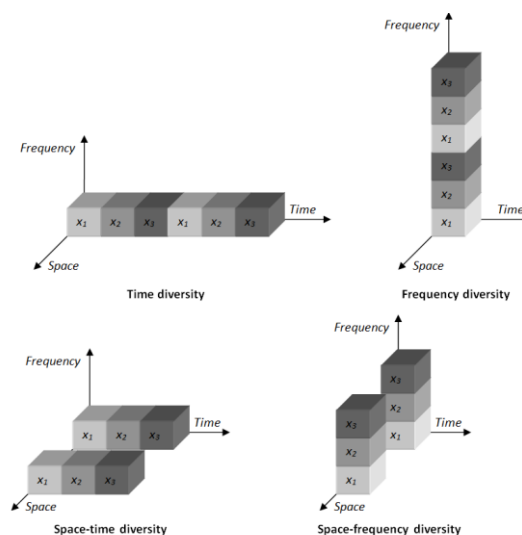


Figure I- 94: MIMO par diversité

Cette technique permet d'améliorer la robustesse de la liaison sans fil en gardant un TEB fixe au détriment du débit puisque l'information est dupliquée sur les différentes antennes. Les performances du système de communication dépendent des traitements du signal appliqués mais

également fortement des caractéristiques du système antennaire (nombres d'antennes, diagramme de rayonnement, polarisation, positionnement). Ainsi selon l'environnement de communication (indoor, outdoor, mobilité,...) une configuration optimale des antennes peut être trouvée en utilisant la diversité de polarisation, la diversité temporelle et fréquentielle.

### 5.1.2 MIMO avec multiplexage spatial

Afin d'augmenter le débit, le principe est de distribuer les informations sur les différentes antennes comme le montre la Figure I- 95. Il s'agit du MIMO par multiplexage spatial

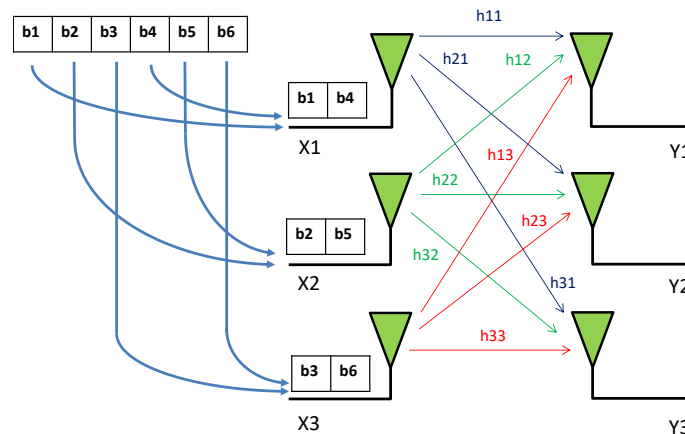


Figure I- 95: MIMO par multiplexage spatial

Ainsi l'augmentation du débit dépendra du nombre d'antennes et de la richesse des trajets multiples. Si l'environnement est riche en multi-trajets, la capacité limite SHANNON peut être calculée par la formule suivante.

$$C \approx M \log_2 (1 + SNR)$$

La Figure I- 96 montre la capacité obtenue pour un système MIMO 3x3 par rapport à un système SISO.

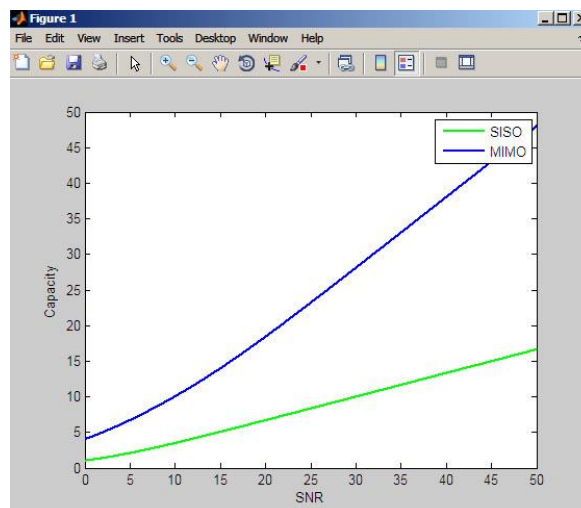


Figure I- 96: Capacité théorique d'un système MIMO 3x3 comparativement à un système SISO

Par rapport à un système SISO, théoriquement, la capacité maximale de la liaison sans fil est multipliée par le nombre d'antennes utilisées mais il est important de bien noter les hypothèses derrière ce résultat :

- Toutes les antennes ont un rayonnement identique et isotrope
- Aucune direction n'est privilégiée pour l'onde émise ou reçue
- Un environnement très riche en multi-trajets

En réalité, une antenne ne peut être isotrope et le rayonnement d'antennes intégrées dans un système (ex : setup box) ne peut pas être identique. Comme on peut le voir sur la Figure I- 96, l'apport du MIMO est principalement intéressant lorsque le SNR devient grand. Mais physiquement, cela correspond à un scénario de propagation avec une direction privilégiée et donc pas forcément avec un environnement riche en multi-trajets. Ceci peut expliquer pourquoi les débits théoriques maximum des systèmes MIMO ne sont généralement pas atteints. Cependant, il y a un réel apport à déployer un système MIMO par rapport à un système SISO justifiant ainsi son utilisation courante dans de nombreux systèmes de communication sans fil dans les bandes 2.45GHz et 5.8GHz.

## 5.2 LE MIMO en bande millimétrique 60GHz

L'utilisation du MIMO par diversité peut être envisagée pour avoir une meilleure robustesse de la communication dans un environnement perturbé (dépolarisation, fading,..). L'apport du MIMO par multiplexage à 60GHz est plus discutable du fait de l'environnement de propagation en bande millimétrique moins riche en multi-trajets. De nombreux travaux de recherche sur la modélisation du canal de propagation sont publiés [21] sur ce sujet. La Figure I- 97 présente la répartition spatiale des multi trajets dans un environnement indoor. Les points représentent les mesures et les cercles bleus le résultat de la simulation par tracé de rayons jusqu'à l'ordre 3. Bien que des multi-trajets soient présents, on identifie des directions privilégiées. De ce fait, l'hypothèse d'avoir statistiquement une répartition uniforme des directions d'arrivée dans l'espace n'est pas respectée.

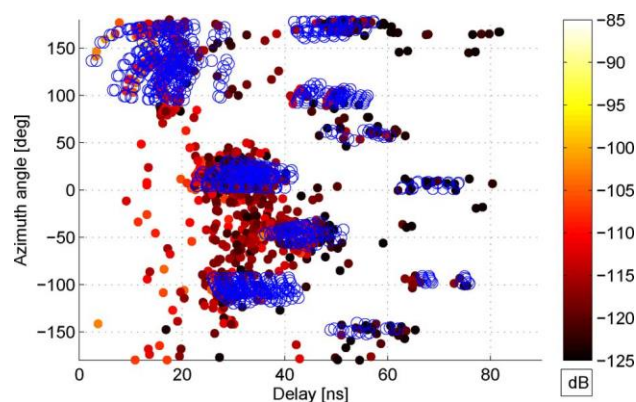


Figure I- 97: Environnement multi-trajets à 60GHz

### 5.2.1 Evaluation de l'impact de l'environnement de propagation sur les performances MIMO

Les performances d'un système MIMO en fonction de l'environnement de propagation, du diagramme de rayonnement des antennes et du couplage entre antenne peuvent être analysées à partir de quatre paramètres :

- L'enveloppe de corrélation (ECC,  $\rho$ )
- Le gain en diversité (DG)
- L'efficacité de multiplexage (ME)
- Le gain effectif moyen d'une antenne (MEG)

L'enveloppe de corrélation décrit la dépendance entre deux rayonnements d'antennes en termes d'amplitude et de phase. Il dépend du diagramme de rayonnement et de la polarisation de chaque antenne, de la distance entre antennes et des propriétés de l'onde incidente (distribution statistique de la direction d'arrivée et de la polarisation).

$$\rho_{env} = \frac{|\oint \{XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega)E_{\theta 2}^*(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega)E_{\phi 2}^*(\Omega)P_{\phi}(\Omega)\}d\Omega|^2}{\oint \{XPR \cdot E_{\theta 1}(\Omega)E_{\theta 1}^*(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega)E_{\phi 1}^*(\Omega)P_{\phi}(\Omega)\}d\Omega \times \oint \{XPR \cdot E_{\theta 2}(\Omega)E_{\theta 2}^*(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 2}(\Omega)E_{\phi 2}^*(\Omega)P_{\phi}(\Omega)\}d\Omega}$$

Avec

$E_{\theta i}(\Omega)$  : Diagramme de rayonnement de l'antenne i dans tout l'espace  $\Omega$  selon la composante  $\theta$

$E_{\phi i}(\Omega)$  : Diagramme de rayonnement de l'antenne i dans tout l'espace  $\Omega$  selon la composante  $\phi$

$P_{\theta}(\Omega)$  : Distribution de la puissance incidente dans tout l'espace  $\Omega$  selon la composante  $\theta$

$P_{\phi}(\Omega)$  : Distribution de la puissance incidente dans tout l'espace  $\Omega$  selon la composante  $\phi$

$Xpr$  : Rapport de cross-polarisation de l'onde incidente

Le gain en diversité dans le cas d'un système MIMO 2x2 est calculé à partir de l'enveloppement de corrélation selon l'équation suivante :

$$DG_{1\%} = 10\sqrt{(1-|\rho|^2)}$$

avec  $\rho$  : l'enveloppe de corrélation

Dans le cas d'une corrélation nulle, le gain en diversité maximum est de 10dB dans le cas de 2 antennes. C'est ce que l'on peut observer sur la Figure I- 98 en prenant en référence un canal de Rayleigh entre le cas M=1 antenne et M=2 antennes, il y a un gain en diversité de 10dB.

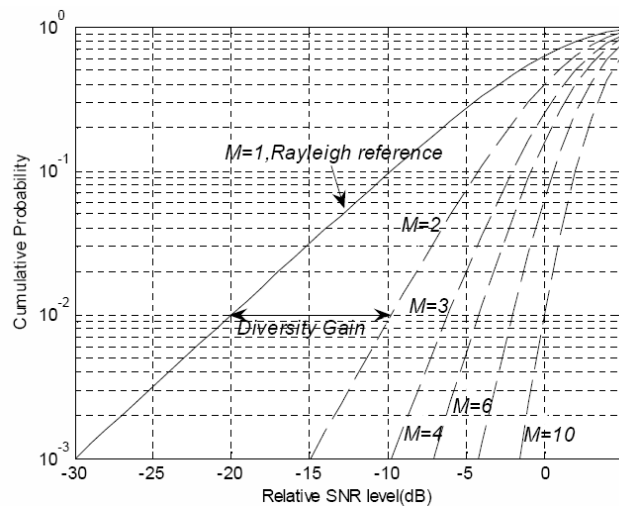


Figure I- 98: Gain théorique en diversité entre un système SISO et un système MIMO 2X2

Mais le gain en diversité décroît lorsque l'enveloppe de corrélation augmente (Figure I- 99).

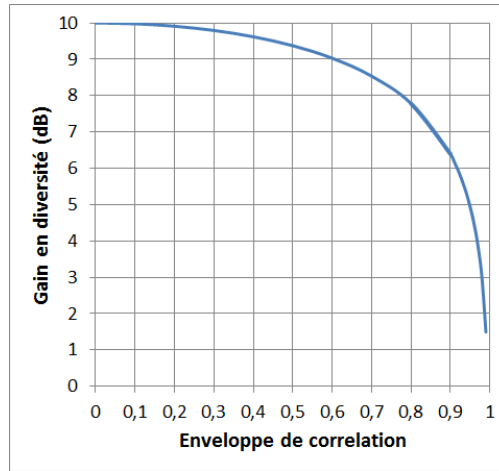


Figure I- 99: Gain en diversité en fonction de l'enveloppe de corrélation

Dans le cas d'un système MIMO par multiplexage spatial, l'efficacité de multiplexage est donnée par la formule

$$ME = \sqrt{\eta_1 \eta_2 (1 - |\rho|^2)}$$

Avec

$\eta_1$  et  $\eta_2$  : l'efficacité de rayonnement des deux antennes

$\rho$  : l'enveloppe de corrélation

Le gain effectif moyen MEG est calculé à partir du diagramme de rayonnement de l'antenne ainsi que des caractéristiques du canal de propagation (LOS et NLOS).

$$MEG = G_{NLOS} + G_{LOS}$$

$$MEG = \frac{1}{1 + Xpr} \int \frac{Xpr G_\theta(\Omega) p_\theta(\Omega)}{1 + K_\theta} + \frac{G_\phi(\Omega) p_\phi(\Omega)}{1 + K_\phi} d\Omega + \frac{1}{1 + Xpr} \left( \sqrt{\frac{Xpr K_\theta G_\theta(\Omega_0)}{1 + K_\theta}} + \sqrt{\frac{K_\phi G_\phi(\Omega_0)}{1 + K_\phi}} \right)^2$$

Avec

$Xpr$  : Rapport de cross – polarisation de l'onde incidente

$K_\theta$  et  $K_\phi$  : Coefficient la pondération du trajet LOS

$G_\theta$  et  $G_\phi$  : Gain de l'antenne

$P_\theta$  et  $P_\phi$  : Distribution de la puissance de l'onde incidente

Le meilleur système MIMO sera celui qui aura une enveloppe de corrélation la plus faible possible permettant ainsi de maximiser le gain en diversité et l'efficacité de multiplexage. Mais cela suppose bien sûr d'avoir une bonne efficacité de rayonnement des antennes et un gain effectif moyen le plus élevé possible en fonction du canal de propagation.

Pour illustrer cela, nous allons prendre un exemple de deux antennes de type « dipôle » avec différents scénarii d'espacement et de distribution de l'onde incidente (Figure I- 100).

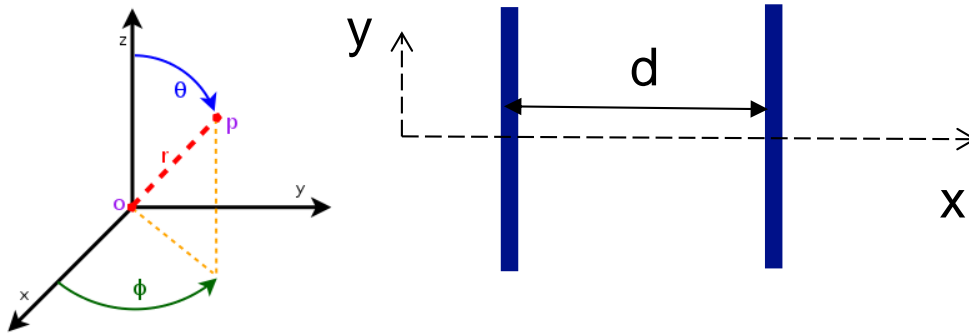


Figure I- 100: Système MIMO avec 2 antennes de type dipôle

Le premier scénario (Tableau I- 5) est l'étude de la variation de l'espacement entre les deux dipôles avec une distribution uniforme de l'onde incidente sans polarisation privilégiée.

P( $\theta$ ) Plan élévation	P( $\Phi$ ) Plan azimuthal	XPR (dB)	Distance d	Enveloppe de corrélation	Gain en diversité Max 10dB	Efficacité de multiplexage Max 0dB
Uniforme		0	$0,1\lambda$	0,29	9,8	-7.2
Uniforme		0	$0,5\lambda$	0,007	9,999	-0.72
uniforme		0	$1\lambda$	0,0007	9,99999	-0.34

Tableau I- 5: Paramètres MIMO dans le cas d'une distribution uniforme de l'onde incidente

Le gain en diversité est quasiment maximum même pour des distances très petites entre antennes. Concernant l'efficacité de multiplexage, elle est, quant à elle, très impactée pour des petites distances mais devient acceptable pour une distance inter-élément de  $0.5\lambda$ .

Le second scénario (Figure I- 101) est l'étude de l'impact d'une distribution gaussienne de l'onde incidente autour d'une direction d'arrivée. Deux cas de distribution d'onde incidente sont analysés. Le cas n°1 correspond à une onde incidente selon l'axe X avec une distribution gaussienne d'écart type 10 dans les 2 plans. Le cas n°2 correspond à une onde incidente selon l'axe y avec la même distribution gaussienne que le cas 1.

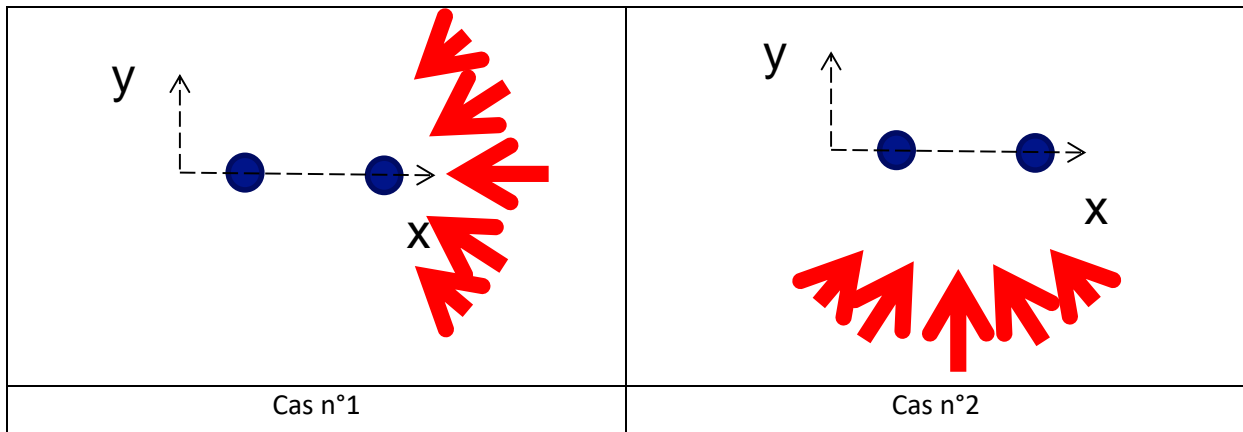


Figure I- 101: distribution gaussienne de l'onde incidente

Le Tableau I- 1 présente les résultats obtenus.

	P( $\theta$ ) Plan élévation	P( $\Phi$ ) Plan azimutal	XPR (dB)	Distance d	Enveloppe de corrélation	Gain en diversité Max 10dB	Efficacité de multiplexage Max 0dB
Cas n°1	$\theta=90,$ $\sigma=10$	$\Phi=0,$ $\sigma=10$	0	$0,5\lambda$	0,53	9,28	-20.5
Cas n°2	$\theta=90,$ $\sigma=10$	$\Phi=90,$ $\sigma=10$	0	$0,5\lambda$	0,31	9,75	-8

Tableau I- 6: Paramètres MIMO dans le cas d'une distribution gaussienne de l'onde incidente

Ce scénario montre bien que le fait de ne pas avoir un environnement très riche en multi trajets impacte fortement l'efficacité de multiplexage. De plus, selon la position des antennes par rapport à la direction d'arrivée de l'onde incidente, il y a également un impact assez important. Cela s'explique par la notion de diversité spatiale vue d'un point d'observation dans la direction de l'onde incidente.

Le troisième scénario est l'étude de l'impact de la polarisation de l'onde incidente. Etant donné la polarisation des antennes, l'orientation des antennes aura un impact direct sur le gain moyen effectif en fonction de la polarisation moyenne de l'onde incidente statistiquement. Le Tableau I- 7 présente les résultats dans le cas d'une distribution uniforme de l'onde incidente mais avec 3 valeurs de Xpr : 0dB, 10dB (polarisation verticale), -10dB (polarisation horizontale).

P( $\theta$ ) Plan élévation	P( $\Phi$ ) Plan azimutal	XPR (dB)	Distance d	Gain moyen effectif de l'antenne 1 (dB)	Gain moyen effectif de l'antenne 2 (dB)
Isotrope		0	$0,5\lambda$	-3	-3
Isotrope		10	$0,5\lambda$	-0,41	-0,41
Isotrope		-10	$0,5\lambda$	-10,4	-10,4

Tableau I- 7: Gain effectif moyen en fonction de la polarisation de l'onde incidente

Dans le cas où Xpr=0dB, il n'y a pas de polarisation de l'onde incidente privilégiée, le gain effectif moyen est donc de -3dB. En revanche, s'il y a une polarisation statistiquement privilégiée de l'onde incidente, il est alors préférable d'en tenir compte lors de l'intégration des antennes dans le système.

### 5.2.2 Prédictions des performances MIMO à 60GHz et solutions envisagées.

Dans la bande autour de 60GHz, du fait d'avoir un environnement de propagation moins riche en multi-trajets et la nécessité d'utiliser des antennes directives (voir paragraphe 5.2.2), il est illusoire d'espérer avoir le même gain en terme de débit grâce aux techniques MIMO classiquement utilisées.

Pour assurer une communication avec une bonne qualité de service, la solution est donc bien l'intégration d'un système de beamforming permettant de contrôler le diagramme de rayonnement dans des directions souhaitées. Ainsi, il est possible d'envisager des systèmes MIMO, non pas avec des antennes omnidirectionnelles, mais avec des antennes multifaisceaux agiles permettant d'exploiter les quelques multi-trajets présents dans l'environnement.

La Figure I- 102 présente un scénario avec 3 trajets qui pourront être exploités via des techniques MIMO.

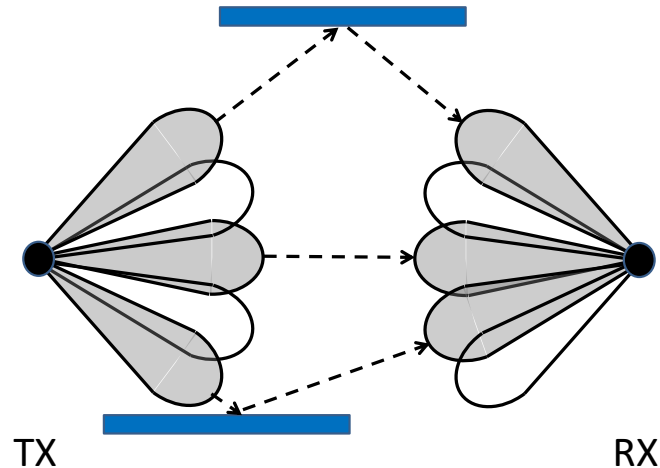


Figure I- 102: Système MIMO à antennes multifaisceaux

La nécessité d'avoir à la fois de multiples faisceaux directifs et entièrement reconfigurables implique de concevoir un système antenne avec de grands réseaux d'antennes. C'est ce qu'on appelle le MASSIVE MIMO.

### 5.3 Le MASSIVE MIMO à 60GHz

A ce jour, aucune solution antenne mature avec un grand nombre d'éléments rayonnants ou de faisceaux a été proposée. Samsung a publié un article [22] sur une architecture combinant un beamforming analogique et numérique. Les résultats présentés sont purement théoriques avec l'utilisation d'antennes isotropes mais qui montre bien l'intérêt d'un tel système pour des applications massive MIMO. Dans l'article [23], plusieurs configurations de sélection d'antennes MIMO sont analysées en fonction de l'influence du critère de sélection qui peut être soit une maximisation du rapport signal sur bruit SNR ou bien le critère de capacité optimum OCC. Il est montré qu'en se plaçant dans des conditions optimales, le gain peut être de 127% par rapport à un traditionnel système MIMO. Mais en prenant en compte les conditions réelles (diagramme de rayonnement non isotrope, pertes dans les systèmes de communication, couplage entre antennes,..) le gain n'est plus que de 11%. Ceci est en concordance avec l'analyse faite dans la partie 5.2 sur la dégradation des performances MIMO.

Les solutions aujourd'hui les plus matures sont des solutions avec des faisceaux discrets. Dans [24] une antenne de 24 fentes rayonnantes (12 pour l'antenne TX et 12 pour l'antenne RX) avec des déphaseurs numériques à 2 bits est présentée. En appliquant une pondération en phase adaptée à chaque élément, il est possible de contrôler de manière indépendante chaque faisceau en émission et en réception.



Mes travaux de recherche sur le MASSIVE MIMO se poursuivent actuellement à travers le projet collaboratif M5HESTIA. Notre contribution consiste à concevoir un système antenneur constitué de 8 antennes en réseau permettant d'effectuer un beamforming numérique. La Figure I- 103 présente l'architecture du système antenneur en cours de conception.

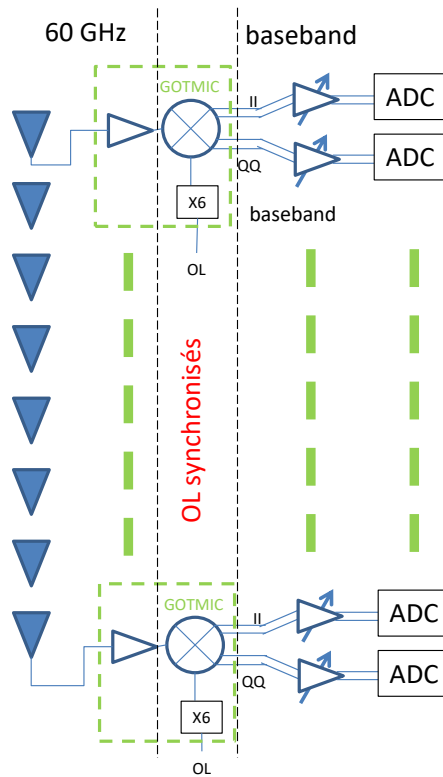


Figure I- 103: Architecture d'un système antenneur M-MIMO

## Chapitre 2 : Outils d'aide à la conception d'antennes

---

# 1 Le contexte

Il est à noter qu'aujourd'hui le « numérique » est au cœur du monde « technologique », et particulièrement au niveau des technologies de communication qui sont en phase de transition rapide de l'analogique au numérique. Néanmoins, une partie analogique Radio Fréquence (RF), est toujours nécessaire. Cette nécessité réside dans le fait que cette partie constitue le support physique qui permet de relier la plateforme numérique où les informations sont vues comme un ensemble de bits, au canal de propagation où les informations sont vues comme des états discrets des signaux analogiques.

La capacité de contrôler numériquement la chaîne de télécommunication par voie logicielle, d'une façon flexible, dynamique, et reconfigurable permet de couvrir un maximum de standards à partir d'une même plateforme matérielle. L'idéal alors, sera, malgré les difficultés existantes, de contrôler également la partie Radio par voie logicielle, de telle façon que le système complet soit flexible et reconfigurable. C'est dans cette philosophie que l'idée de la Radio Logicielle est née. Son concept a beaucoup évolué et élargi, on parle actuellement de la Radio Cognitive, mais aussi de la Radio Opportuniste.

Le principe de la radio logicielle idéale est de réaliser les conversions Analogique (A) / Numérique (N) et N/A au plus près de l'antenne afin d'effectuer un maximum de traitement en numérique. En réception par exemple, les signaux sont alors numérisés en fréquence RF, juste après l'antenne par un convertisseur analogique numérique (CAN) haute fréquence. Ensuite tous les traitements (sélection du canal, filtrage, démodulation,...) sont réalisés par logiciels. La Figure II- 1 montre l'architecture de la radio logicielle idéale.

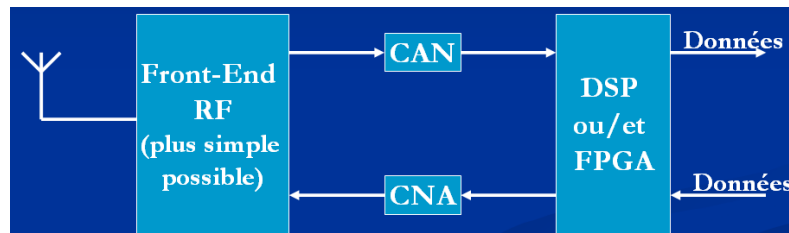


Figure II- 1 La radio logiciel idéale

Aujourd'hui, tous les systèmes intègrent au minimum dans leur front-end RF des fonctions d'amplification et de transposition de fréquence car, étant donné les niveaux de signaux RF reçus ou émis ainsi que leur fréquence, il n'est pour le moment pas possible d'assurer une conversion directe analogique – numérique si ce n'est à des coûts très élevés. En revanche, étant donné les progrès importants de nos jours sur les fréquences d'échantillonnage qui sont de l'ordre du GHz, pour certain standard, la transposition de fréquence ne sera plus nécessaire mais il y aura encore des besoins d'amplification.

Concernant l'antenne, nous pourrions penser qu'il n'y a aucun verrou sur leur conception car il existe des antennes ultra large bande qui peuvent quasiment couvrir tous les standards entre 500MHz et 6GHz. En réalité, ce n'est pas du tout le cas car, pour des raisons liées à la physique, l'antenne est souvent l'élément le plus volumineux dans un objet communicant or du point de vue packaging et ergonomie, les objectifs sont plutôt de réduire les dimensions des dispositifs. Le challenge principal de la 5G est d'avoir à disposition un environnement multistandard et donc multi-bande dans le domaine fréquentiel et d'apporter de l'intelligence à la gestion et au choix des standards selon les

besoins et la disponibilité des standards dans un environnement donné (ex : urbain, rural, indoor,...). Les dimensions des antennes « large bande » sont au minimum de l'ordre de la longueur d'onde. C'est pourquoi, les antennes intégrées « multi-standard » fonctionnent sur la base de structures résonantes ou multi-résonantes. Le Tableau II- 1 présente les fréquences des principaux standards de communication que doivent supporter un smartphone.

Standard	Fréquence
2G	900MHz & 1800MHz en Europe 800MHz & 1900MHz au US
3G	2GHz
4G	800MHz, 1800MHz & 2600MHz
5G (à venir)	700MHz, 800MHz, 900MHz, 1400MHz, 1800MHz, 2GHz, 2.35GHz, 2.6GHz, 3.6GHz
WIFI	2.4GHz & 5GHz
Bluetooth	2.4GHz
GPS	1510MHz
NFC	13.56MHz

Tableau II- 1: bande de fréquence de différents standards

Etant donné les contraintes sur les dimensions globales des systèmes de communication, il n'est pas envisageable d'avoir une antenne par bande de fréquence. Il est donc nécessaire de concevoir des antennes multi-bandes. Aux débuts des années 2000, le besoin était de couvrir les standards 2G voire 3G ce qui revenait à concevoir des antennes bi-bandes, voire tri-bandes. Ceci était envisageable avec une seule antenne de type PIFA mais au-delà cela devient vite très complexe. Avec l'arrivée de la 4G, les architectures des modules ont évoluées afin de pouvoir couvrir tous les standards. La Figure II- 2 présente le bloc diagramme du module dernière génération conçu par FUJITSU (MB86L11A 2G/3G/4G LTE)

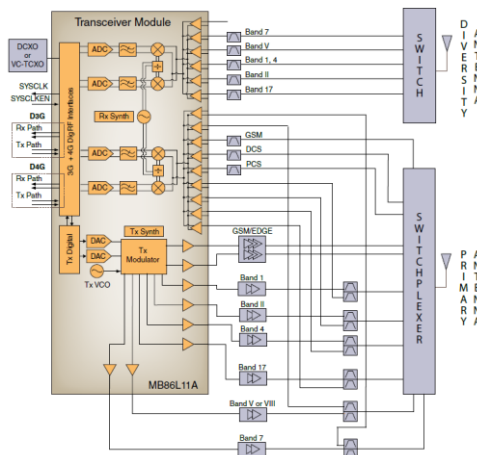
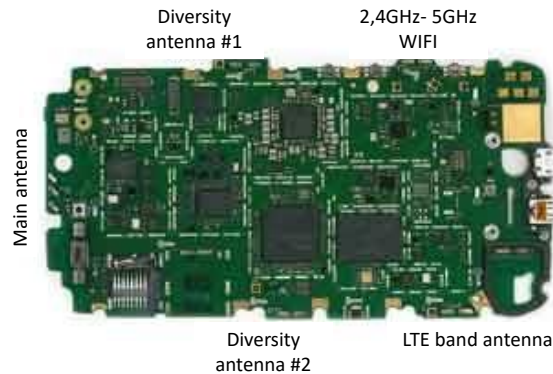


Figure II- 2: Bloc diagramme du module MB86L11A 2G/3G/4G LTE de FUJITSU

On constate qu'il n'y a plus seulement une voie TX (émission) et RX (réception) comme c'était le cas pour la 2G et la 3G, mais qu'il y a une liaison dite primaire qui assure l'émission et la réception de tous les standards 2G, 3G et 4G et une seconde liaison seulement en réception pour la 3G et 4G. Cette dernière permet d'améliorer les performances en réception en introduisant un système de

diversité (MIMO). Ainsi, chaque entrée/sortie RF du module correspond à une bande de fréquence soit pour l'émission ou bien la réception avec de la diversité. Il n'est donc pas envisageable de concevoir et d'intégrer une antenne par accès.

La Figure II- 3 présente un exemple d'antennes intégrées dans un smartphone de MOTOROLA où il y a les connexions pour l'antenne primaire ainsi que pour les antennes en réception pour la diversité ainsi qu'une antenne dédiée au LTE dans la bande des 700MHz et l'antenne pour le WIFI Bluetooth.



source : Source: Chipworks, "Motorola ATRIX HD 4G LTE," © 2012.

**Figure II- 3: Antennes intégrées dans un smartphone MOTOROLA**

Aujourd'hui, étant donné la multiplication des standards, l'intégrateur/concepteur de smartphones ou de tous systèmes de communication sans fil multistandards doit proposer la meilleure solution permettant de satisfaire les performances attendues mais avec des contraintes très fortes liées au design (dimensions, formes, ergonomie). A ce niveau, le concepteur a une liberté sur le choix du nombre d'antennes à intégrer, de leur emplacement, de leur topologie, de la technologie envisagée. Son objectif est d'arriver à une solution fonctionnelle en ayant fait le meilleur compromis entre :

- Le nombre d'antennes à intégrer
- Leur emplacement (impact sur le rayonnement)
- Leur dimension
- Le choix des technologies (2D, 3D,..)
- Le coût de fabrication et d'intégration/montage

Il s'agit donc d'un problème qui peut être très vite complexe à résoudre étant donné le nombre de paramètres mis en jeu. Ce travail doit débuter dès le début d'un projet de conception d'un système et en étroite collaboration avec les autres concepteurs car les solutions envisagées pour les antennes peuvent impacter fortement l'intégration des autres fonctions. Il doit donc être capable de fournir des informations rapidement sur l'emplacement optimal des antennes dans un système et une prédiction de leur performance sans attendre la conception finale de l'antenne.

A partir de mon expérience dans le domaine de la conception des antennes intégrées qui a débuté en 2000 au sein d'ANTENNESSA, j'ai très vite compris les enjeux importants sur la conception et l'intégration des antennes en recherchant toujours le meilleur compromis entre performance, taille et coût. La méthodologie utilisée était principalement expérimentale avec l'appui en parallèle de la simulation numérique pour l'optimisation.

Etant donné que les dimensions typiques des systèmes de communications portatifs sont de l'ordre de la longueur d'onde, il y a une interaction directe entre l'antenne et le dispositif impactant les

performances globales. La conception des antennes intégrées dépend alors directement de la forme et des dimensions du dispositif et de l'environnement proche (dimension de la carte électronique servant de plan de masse à l'antenne, packaging boîtier plastique,..). L'idée est d'avoir à disposition un outil d'analyse des modes résonants présents dans une antenne de forme quelconque ou dans une structure comprenant l'antenne et son environnement métallique et/ou diélectrique. Cela permet d'avoir accès pour chaque mode résonant à sa fréquence propre de résonance et à sa distribution de courant. A partir de cela, il est possible de :

- Choisir les modes résonants souhaités selon le type de rayonnement souhaité
- Définir l'emplacement optimal des antennes
- Optimiser la forme et les dimensions de l'antenne pour obtenir les fréquences souhaitées
- Définir la position optimale des excitations de l'antenne

Ces travaux ont débuté en 2009 dans le cadre d'un projet collaboratif : le projet TERROP (**TER**minaux **OP**portunistes). Un des lots était dédié à la conception d'un front-end RF agile en Fréquence. Notre travail se focalisait sur la conception d'antennes multi-accès multi-bande. Afin de répondre à ce besoin et de pouvoir exploiter ce travail par la suite, l'objectif de la thèse, soutenue par Walid El-Hajj, a été la mise en œuvre d'une méthodologie de conception d'antennes multi-résonantes en intégrant une étape d'analyse des modes résonants de structures planaires. La Figure II- 4 présente la méthodologie suivie intégrant cette phase d'analyse modale dans les étapes 3, 4 et 5.

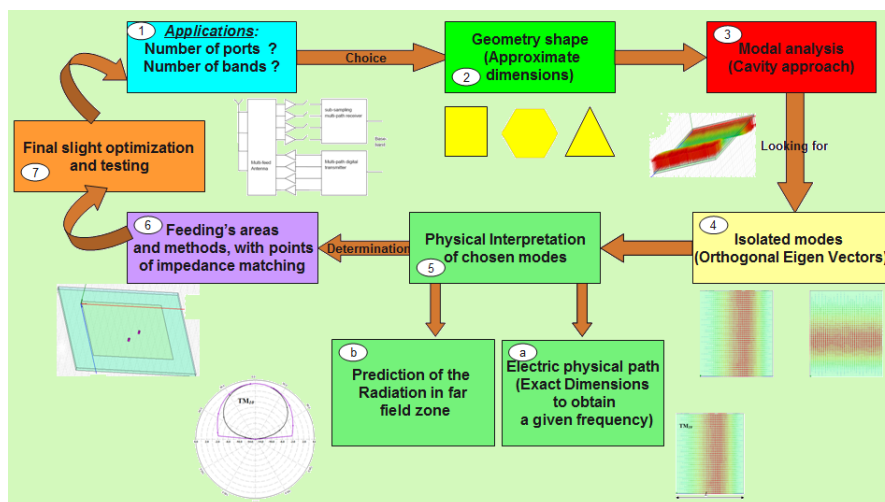


Figure II- 4: Méthodologie de conception d'antenne multi-bandes multi-accès

J'ai poursuivi cet axe de recherche lors de mon séjour d'étude d'un an à l'Université Polytechnique de Valencia dans le laboratoire ITEAM en Espagne en 2012-2013. L'équipe de recherche, qui m'a accueilli, travaille depuis plusieurs années sur la théorie des modes caractéristiques proposée initialement par Garbacz et Harrington pour l'analyse modale de structures résonantes. Marta Cabedo, Maître de Conférence à l'ITEAM, a montré l'intérêt de cette théorie pour l'analyse et le design d'antennes métalliques[1]. J'ai poursuivi ce travail avec l'analyse d'antennes résonantes métalliques associées à un diélectrique (ex: moulage d'antenne) et à des antennes résonantes diélectriques (DRA).

## 2 Analyse modale pour la conception d'antennes planaires multi-bandes

La topologie de départ est une antenne planaire de type patch dans laquelle sont insérés des fentes et des court-circuits pour générer et contrôler des modes résonants. L'analyse des modes résonants d'une antenne planaire peut être faite à partir du modèle de la cavité [2], [3]. En effet, comme le montre la Figure II- 5, l'antenne patch peut être assimilée à une cavité résonante avec des frontières de type PEC (Perfect Electrical Conductor) pour les surfaces métalliques (patch et plan de masse) et PMC (Perfect Magnetic Conductor) sur les côtés.

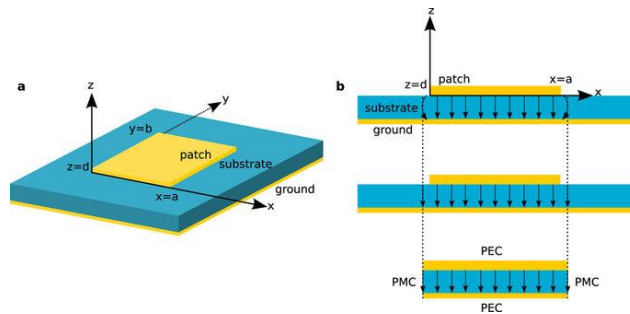


Figure II- 5: Modélisation d'un patch par le modèle de la cavité

L'outil de simulation utilisé est le logiciel ANSOFT HFSS qui possède un module appelé « Eigenmode ». Ce module permet d'analyser des structures résonantes afin d'extraire les fréquences de résonance ainsi que de visualiser la distribution de courant associé à chaque mode résonant. Il est alors possible d'y extraire la distribution du champ électrique dans la structure afin de sélectionner ou non les modes et optimiser la position de l'excitation.

Pour illustrer cette méthode, trois cas concrets sont présentés ci-dessous :

### 2.1 Illustration 1 : une antenne avec diversité de diagramme de rayonnement

L'illustration est basée sur un cas simple : une antenne patch classique. A partir de l'analyse modale de la cavité (Figure II- 6), la distribution du courant (Figure II- 7) pour les différents modes résonants peuvent être visualisés.

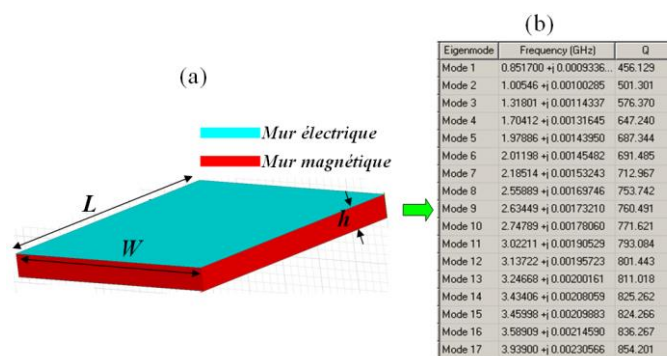


Figure II- 6: Analyse modale

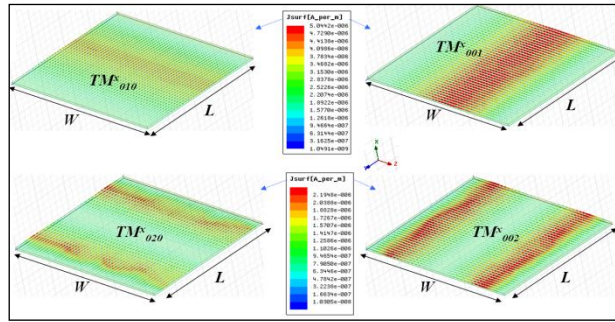


Figure II- 7: Distribution des courants des différents modes

On peut associer à chaque mode son rayonnement en champ lointain. La Figure II- 8 présente la distribution du champ électrique et le rayonnement en champ lointain des modes TM001, TM002 et TM003.

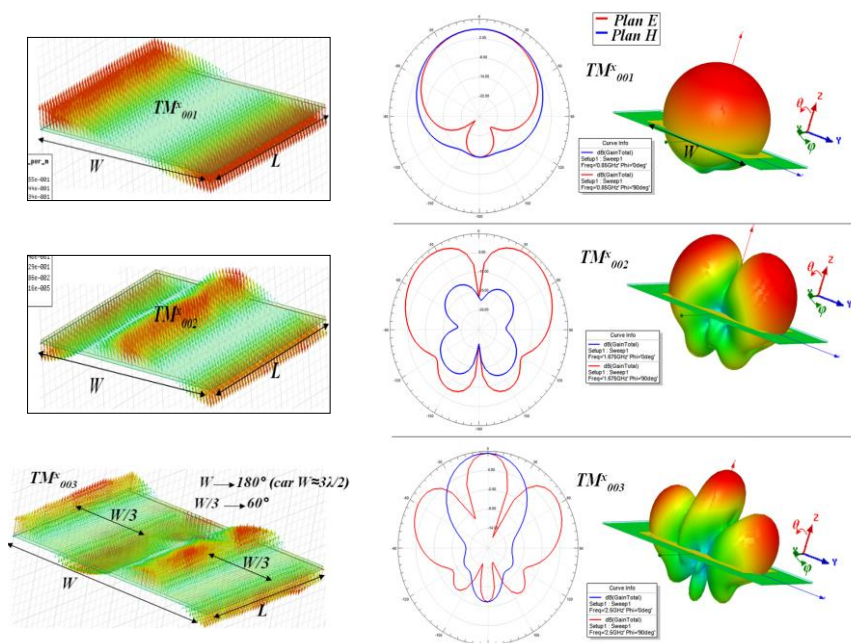


Figure II- 8: Diagramme de rayonnement des modes

En optimisant la forme de l'antenne et la position des excitations pour coupler l'énergie sur les modes désirés, il est alors possible de concevoir des antennes compactes multi-accès intégrant de la diversité de diagramme de rayonnement. Ceci peut être intéressant pour des applications MIMO par diversité. La Figure II- 9 présente la topologie d'une antenne patch optimisée à 2GHz avec deux accès isolés. La Figure II- 10 présente les diagrammes de rayonnement associés aux différentes combinaisons d'excitation des ports P1 et P2 qui permet de créer de la diversité de diagramme de rayonnement.



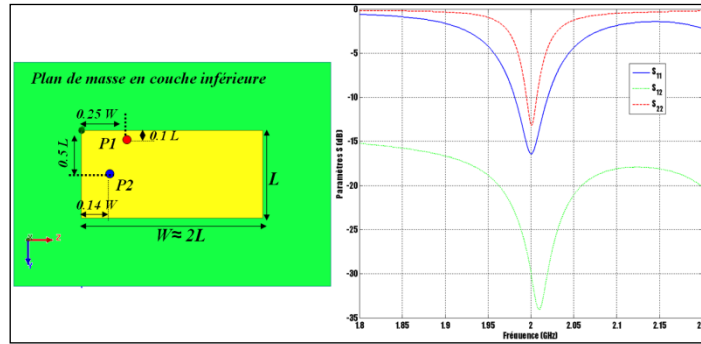


Figure II- 9: Antenne patch double accès avec la même fréquence de résonance pour les modes TM010 et TM002

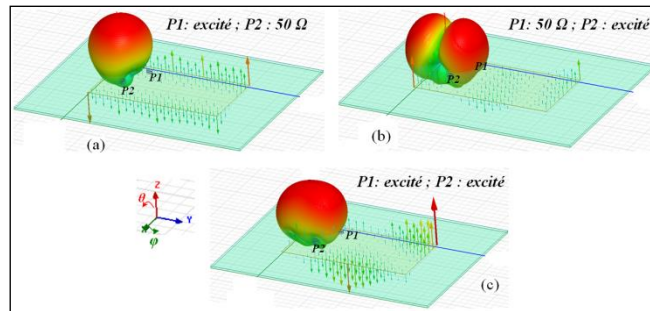


Figure II- 10: Diagramme de rayonnement pour les différentes configurations d'excitation des ports P1 et P2

## 2.2 Illustration 2 : une antenne multi-accès & multi-bandes

Une autre application de cette méthodologie est l'aide à la conception d'antennes multi-accès et multi-bandes. Dans le cas d'une antenne planaire de type patch, il est possible de venir modifier les modes résonants par l'ajout de fentes et/ou de court-circuits dans la structure. La modélisation à partir du modèle de cavité consiste à utiliser soit des murs « électriques » pour les court-circuits, soit des murs « magnétiques » pour les fentes.

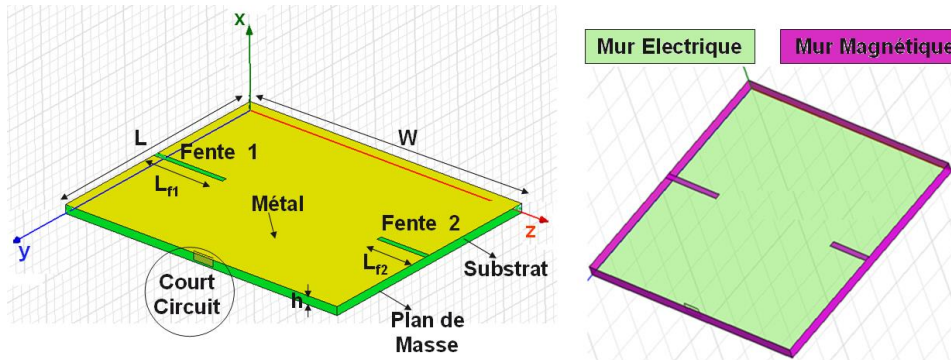


Figure II- 11: Antenne patch avec fente et court-circuit

L'analyse modale est effectuée sur une antenne patch ( $\epsilon_r=2.2$ ,  $h=1.588$  mm,  $W=118.58$  mm,  $L=100.45$  mm). Les caractéristiques de la fente sont:  $a = 26,23$ mm,  $L_f= 40$ mm,  $e_f = 4$ mm (Figure II- 12). Sur la Figure II- 13, on peut visualiser les deux premiers modes résonants de la structure. La Figure II- 14 présente la variation de la fréquence en fonction de la longueur et de la position de la fente. On peut noter que son impact est majeur sur le mode 1 (mode TM010) et quasi négligeable sur le mode 2 (TM001).

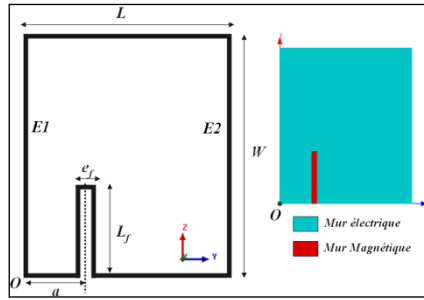


Figure II- 12: Patch avec la fente ajoutée et les conditions aux limites.

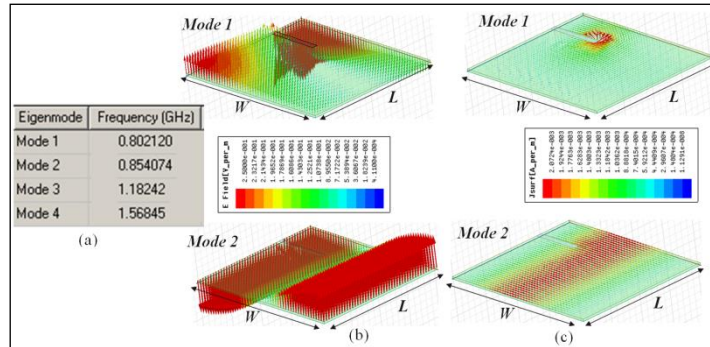


Figure II- 13: (a) Fréquences de résonances des quatre premiers modes (b) Configuration du champ E dans le patch avec fente (c) Configurations de courants dans le patch avec fente.

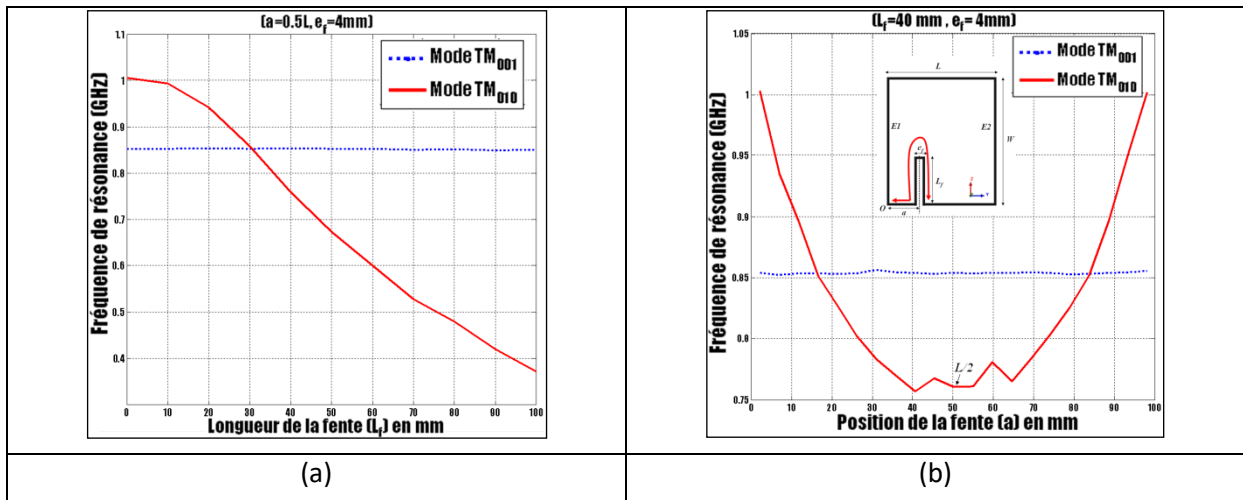


Figure II- 14: Evolution de la fréquence de résonance en fonction de la longueur (a) et de la position (b)

L'ajout d'un court-circuit sur l'antenne permet de forcer un zéro de champ électrique à un endroit du patch et ainsi modifier la configuration des modes. Son impact est majeur, lorsqu'il est placé où le champ est maximum pour un mode naturel sur le patch sans court-circuit. Ainsi, pour une même dimension de patch, la fréquence de résonance est approximativement divisée par 2. Ensuite selon ses dimensions et son positionnement (Figure II- 15) (Figure II- 16), cela permet d'ajouter un degré de liberté supplémentaire pour optimiser les différentes fréquences de résonance des différents modes (Figure II- 17). L'autre intérêt d'utiliser un court-circuit est d'inhiber le rayonnement d'un mode en le court-circuitant où son champ électrique est le plus élevé.

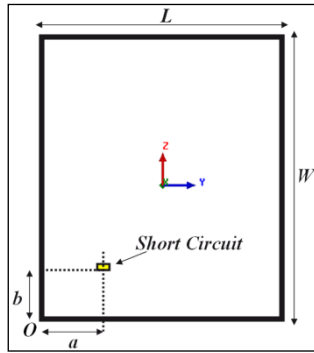


Figure II- 15: Patch avec court-circuit

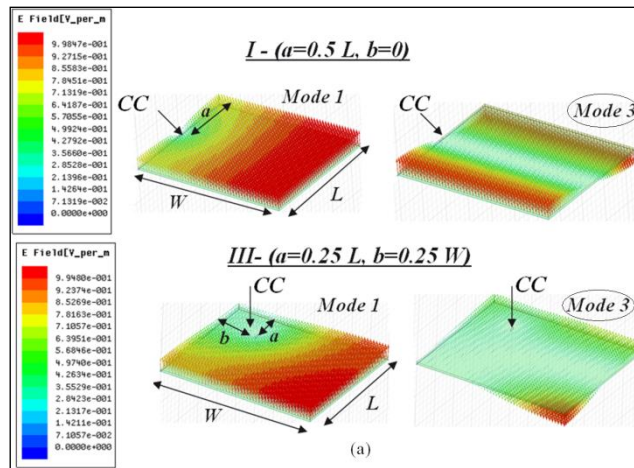


Figure II- 16: Impact d'un court-circuit sur les modes résonants.

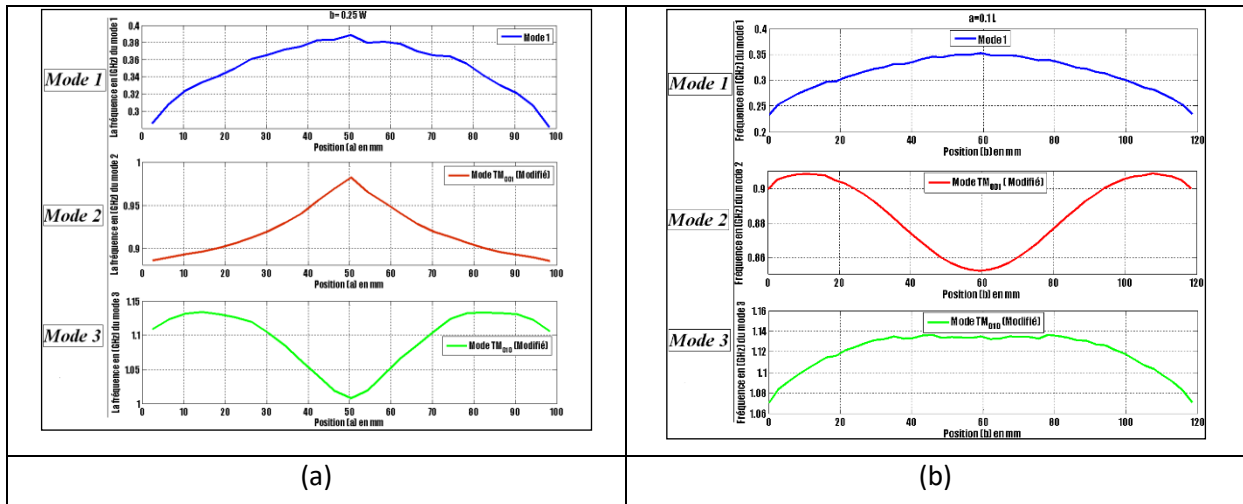


Figure II- 17: Variation de la fréquence de résonance des modes en fonction de la position horizontale (a) et de la position verticale (b) du court-circuit

Ceci a été mis en application pour la conception d'une antenne multi-bandes & multi-accès. La topologie de base de l'antenne, présentée sur la Figure II- 18, est une antenne patch avec deux fentes situées de part et d'autre du patch et d'un court-circuit.

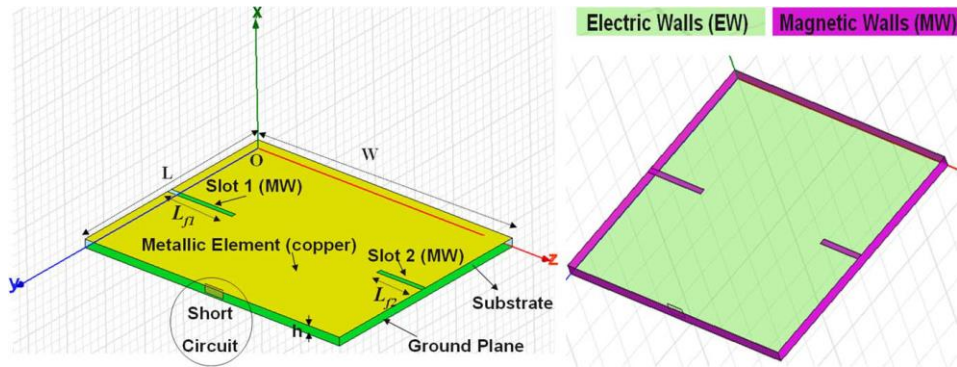


Figure II- 18: Topologie de l'antenne patch avec deux fentes et un court-circuit

A partir de l'analyse modale et de l'analyse des modes résonants (Figure II- 19), on peut voir que le mode 1 ne pourra pas être isolé des autres modes car le champ électrique est non nul, sauf au niveau du court-circuit. Ce premier mode ne sera donc pas exploiter. En revanche, les modes 2, 3 et 4 sont exploitables et leurs fréquences de résonance sont optimisées en jouant sur les différents paramètres de l'antenne (taille de l'antenne, taille et position des fentes et du court-circuit) afin de correspondre à des standards de communication (Tableau II- 2).

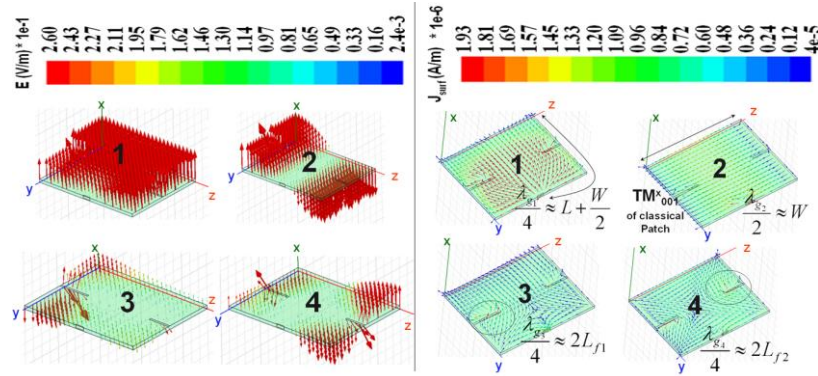


Figure II- 19: Distribution du champ électrique et du courant pour les différents modes résonants

MODE	Fréquence de résonance	Standard
Mode 1	0.68 GHz	
Mode 2	1.8GHz	DCS
Mode 3	2GHz	3G
Mode 4	2.45GHz	WIFI

Tableau II- 2: Fréquence de résonance des différents modes

A partir de cela, la position optimale des excitations sont prédéfinies et ensuite optimisées par une modélisation numérique des paramètres [S] intégrant les excitations. L'antenne réalisée et sa mesure sont présentées sur la Figure II- 20. Un premier port est dédié au standard DCS et un second port dédié au standard 3G et WIFI. L'intérêt d'avoir des ports isolés est entre autre dans le cas de la radio opportuniste de pouvoir communiquer avec un standard tout en étant en veille sur un autre standard.

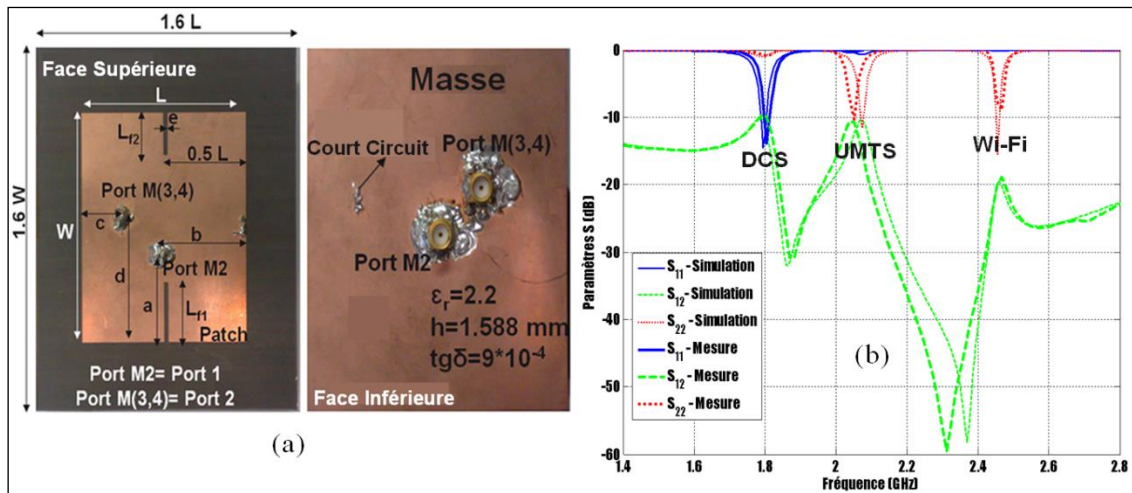


Figure II- 20: Antenne tri-bande à double accès

### 2.3 Analyses des limitations

La méthode numérique utilisée pour la simulation des structures est la méthode des éléments finis. Le module «Eigenvalue» du logiciel HFSS est à l'origine dédiée à l'analyse des modes résonants dans des cavités fermées comme, par exemple, pour la conception de filtre. Nous avons élargi son application aux antennes microstrip de type patch car elles peuvent être étudiées à partir du modèle de cavité. Mais le fait de considérer les parois autour du patch comme des murs magnétiques ne permet pas de prendre en compte les débordements de champs qui sont à la base du phénomène de rayonnement. Cet effet rallonge le chemin électrique et donc les fréquences de résonance réelles sont plus faibles que celles obtenues à partir de l'analyse de la cavité issue du modèle. L'impact du débordement de champs devient plus important lorsque la permittivité du substrat diminue et sa hauteur augmente. Afin de quantifier cette erreur, une comparaison entre les résultats issus du module eigenmode de HFSS, des calculs théoriques (via matlab) et de la simulation de l'adaptation de l'antenne avec HFSS est présentée dans le Tableau II- 3. L'analyse a été faite sur une antenne patch avec un substrat classique de permittivité 2.2 et d'épaisseur 1.5mm.

Mode	Ordre sur HFSS	Fréquence de la cavité sur HFSS (GHz)	Fréquence sur Matlab sans effet de bout (GHz)	Fréquence sur Matlab avec effet de bout (GHz)	Fréquence de l'antenne sur HFSS (GHz)
$TM^x_{001}$	1	0.8517	0.852803	0.849254	0.84
$TM^x_{010}$	2	1.0055	1.006730	1	0.985
$TM^x_{011}$	3	1.318	1.319385	1.311958	1.315
$TM^x_{002}$	4	1.7041	1.705606	1.698508	1.675
$TM^x_{012}$	5	1.9789	1.980554	1.971023	1.96
$TM^x_{020}$	6	2.012	2.013460	2	
$TM^x_{021}$	7	2.1851	2.186617	2.172840	2.15

Tableau II- 3: Comparaison des fréquences obtenues



Pour les différents modes, on peut constater que les écarts restent relativement faibles. Cette méthode permet donc d'apporter une aide pour l'optimisation d'antennes planaires multi-bandes et multi-accès. Cependant, les antennes intégrées ne se limitent pas seulement aux antennes planaires de type patch. Suite à cette thèse soutenue en 2011, j'ai donc souhaité poursuivre cet axe de recherche en cherchant à généraliser cette méthodologie pour tous types d'antennes 3D métallique et/ou diélectrique.

### 3 La théorie des modes caractéristiques pour la conception d'antennes résonantes

#### 3.1 Le contexte

Les topologies des antennes intégrées dans des objets communicants sont très diverses. On peut trouver, par exemple, des antennes de types dipôles, monopoles, PIFA,... Selon les contraintes d'intégration, d'interconnexion, de protection à l'environnement extérieur, de nombreuses technologies sont envisageables. On peut citer par exemple :

- La technologie PCB permet d'intégrer l'antenne directement sur la carte électronique permettant ainsi de proposer des solutions optimales en termes d'interconnexion avec les modules RF ou bien de concevoir des antennes 2D bas coût (Figure II- 21).

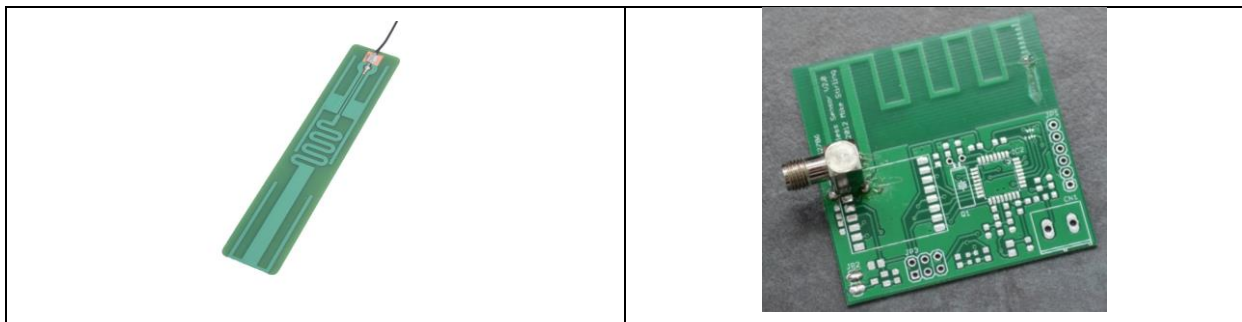


Figure II- 21: Antennes en technologie PCB

La plasturgie permet de réaliser des antennes 3D de forme quelconque augmentant ainsi les degrés de liberté afin d'optimiser au mieux les performances de l'antenne en fonction des contraintes d'intégration (volume disponible, environnement). L'utilisation de la plasturgie comme support d'antennes a vraiment débutée au début des années 2000 avec l'intégration des antennes dans les téléphones portables. Les premières antennes étaient réalisées par l'association d'une ou plusieurs pièces métalliques réalisées par emboutissage et pliage avec une plasturgie réalisée par moulage à injection (Figure II- 22)

Figure II- 22: Antenne de téléphone portable

- Une autre technologie disponible pour la conception d'antennes 3D est la technologie LDS (Laser Direct Structuring). Le principe est d'utiliser un matériau organique métallique qui est activé par l'action du laser de manière sélective et permet ensuite un dépôt de cuivre par électrolyse (Figure II- 23). Cette technologie permet de réaliser des motifs métalliques avec une très bonne précision. Mais le coût peut rester élevé par rapport à une technologie de moulage par injection et l'association de pièces métalliques.



Figure II- 23: Antenne à partir de la technologie LDS

- La technologie additive est basée sur le principe d'imprimante 3D. Cela ouvre des perspectives importantes dans la conception d'antennes 3D faible coût compatible avec des productions de masse (Figure II- 24).



Figure II- 24: Technologie additive 3D

Le domaine de l'internet des objets et des objets communicants n'est qu'à son début (Figure II- 25). Une bonne conception des antennes sera un des points clés sur les performances du système global. Elle dépendra directement de la recherche des performances optimales en tenant compte de multiples contraintes qui seront imposées par l'environnement du produit final.

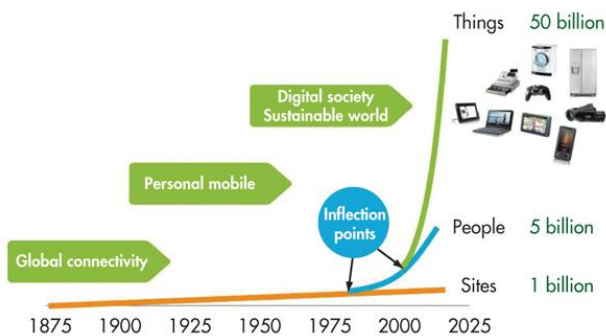


Figure II- 25: Evolution de l'internet des objets

De manière générale, la taille moyenne des objets communicants sont de l'ordre de la longueur d'onde, de quelques centimètres à une dizaine de centimètres). Ainsi les performances de rayonnement de l'antenne dépendent directement de l'environnement proche. Dans ce cas, concernant la conception d'antennes, il y a deux approches possibles. La première est de chercher à concevoir une antenne miniature avec un minimum d'interactions avec l'environnement proche. L'intérêt est d'avoir des antennes qui peuvent être génériques, mais du fait de leur petite taille, celles-ci ont une faible efficacité. La seconde approche consiste à tirer parti du système complet (boîtier, support, plan de masse de la carte RF,...) qui contribuera au rayonnement. Ceci permet d'avoir au final des antennes de plus grandes dimensions et donc d'avoir une meilleure efficacité de rayonnement.

Ainsi pour la conception d'antennes résonantes intégrées à un système, un outil d'analyse des modes résonants d'une structure métallique et diélectrique 3D de forme quelconque peut être intéressant. Cet outil se base sur la théorie des modes caractéristiques. Elle est présentée dans un premier temps puis ensuite illustrée à travers la conception de différentes antennes.

### 3.2 La théorie des modes caractéristiques

La théorie des modes caractéristiques (CM) a été initialement proposée par Garbacz[4] puis généralisée par Harrington[5] [6]. Elle est basée sur les propriétés de la matrice d'impédance  $\hat{Z}$  qui associe la densité surfacique du courant  $J_s$  à la composante de champ électrique tangentielle à la surface  $S$ .

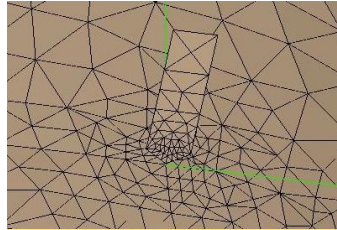
$$E_{\text{tan}} = \hat{Z} J_s = (\hat{R} + j\hat{X}) J_s$$

Les opérateurs  $\hat{R}$  et  $\hat{X}$  sont respectivement les parties réelles et imaginaires de la matrice d'impédance  $\hat{Z}$ . La formulation du problème conduit à la résolution de valeurs propres et vecteurs propres.

$$\hat{X} J_{s,n} = \lambda_n \hat{R} J_{s,n}$$

Avec les valeurs propres réelles  $\lambda_n$  et les vecteurs propres  $J_{s,n}$  correspondant à la distribution de courant sur la structure.

Pour calculer la matrice  $\hat{Z}$ , nous avons utilisé le logiciel FEKO qui est un simulateur électromagnétique commercial basé sur la Méthode des Moments avec la possibilité d'exporter cette matrice.



$$V_m = \sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n, \quad m = 1, \dots, N$$

$$Z_{mn} = + \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \iint_{S_m S_n} \vec{f}_m^S(\vec{r}) \cdot \vec{f}_n^S(\vec{r}') g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{r}' d\vec{r}$$

$$- \frac{j}{4\pi\omega\epsilon_0} \iint_{S_m S_n} (\nabla_S \cdot \vec{f}_m^S(\vec{r})) (\nabla_S \cdot \vec{f}_n^S(\vec{r}')) g(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{r}' d\vec{r}$$

La résolution du problème de valeur propre a été faite sous MATLAB à partir de la matrice d'impédance. Ainsi un programme MATLAB a été conçu permettant d'une part de lancer automatiquement une simulation FEKO à une fréquence donnée pour ensuite y extraire la matrice d'impédance et résoudre les valeurs et vecteurs propres correspondant à la distribution de courant sur la structure. Pour illustrer cela, prenons le cas simple d'un ruban métallique (Figure II- 26). La figure présente la structure maillée et simulée avec FEKO. La Figure II- 27 présente les valeurs propres qui ont été calculées à partir de MATLAB.



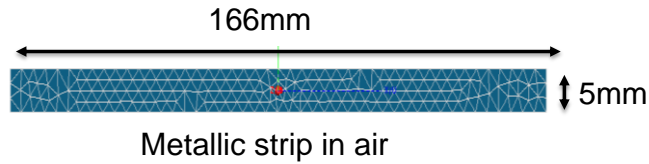


Figure II- 26: Ruban métallique

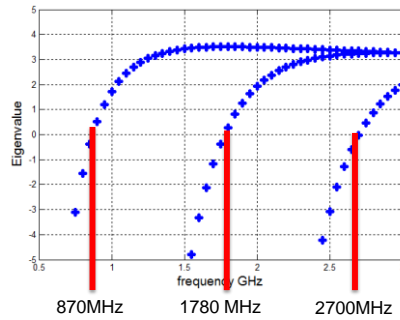


Figure II- 27: Valeurs propres obtenues pour le ruban métallique

On peut noter des regroupements de points qui correspondent à des familles de modes. Afin de pouvoir visualiser la distribution de courant et le rayonnement propre à chaque mode, il est possible de les importer dans FEKO (Figure II- 28). Cela permet ainsi d'exploiter l'IHM du module de Post-traitement de FEKO pour les visualiser directement sur la structure et également de pouvoir calculer et visualiser le champ électromagnétique en champ proche et en champ lointain associé à chaque mode. Lorsque la valeur propre est inférieure à 0, cela indique que le mode est capacitif et inversement lorsque la valeur propre est supérieure à 0, cela indique que le mode est inductif. Lorsque la valeur propre est égale à 0, il s'agit d'un mode résonant.

Courant			
Rayonnement en champ lointain			
	870MHz	1780MHz	2700MHz

Figure II- 28: Visualisation des courants sur la structure et le rayonnement propre à chaque mode

Dans le cadre de ce travail, trois topologies d'antennes ont été étudiées :

- Antenne en technologie PCB multicouche ou LTCC
- Antenne 3D métallique avec plasturgie
- Antenne à résonateur diélectrique

### 3.2.1 Antenne métallique avec diélectrique

#### 3.2.1.1 Les technologies

La technologie PCB (Printed Circuit Board) classiquement utilisé pour la conception de carte électronique permet de réaliser des antennes bas coût avec la possibilité d'avoir plusieurs couches interconnectées ou non entre elles par des trous métallisés. La technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) dont le process est présenté sur la figure Figure II- 29 est une technologie à base de couches de céramique superposées sur lesquelles sont sérigraphiés des motifs pour réaliser des modules 3D intégrés (Figure II- 30) avec, par exemple, des antennes, des filtres, l'intégration et l'interconnexion de puces actives.

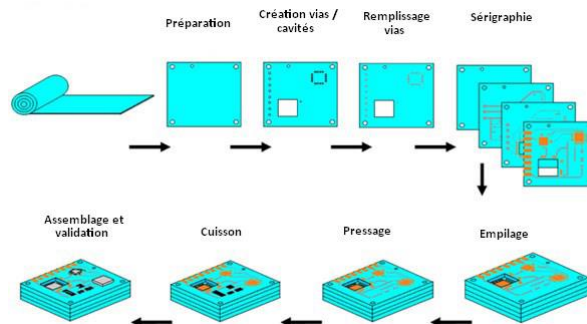
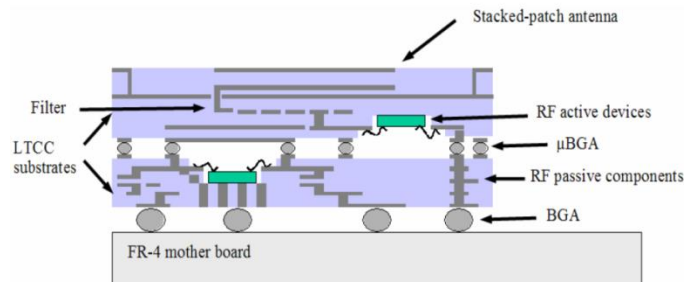


Figure II- 29: La technologie LTCC



Source : Georgia Institute of Technology, Atlanta

Figure II- 30: Module radiofréquence 3D en technologie LTCC

La topologie de départ (Figure II- 31) pour la conception d'antennes en  $2D^{1/2}$  est constituée à la base de:

- Un empilement de couches diélectriques pouvant avoir des permittivités et des hauteurs différentes et avec des motifs métalliques sur les différentes couches.
- L'intégration de composants passifs discrets de type résistance, capacité, inductance.

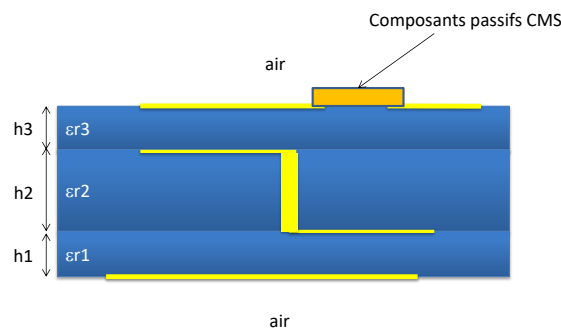


Figure II- 31: Topologie de base d'antennes 2D<sup>1/2</sup> multi-couche

On peut également trouver des antennes métalliques moulées dans un diélectrique permettant de résister à des environnements contraignant ( ex : humidité). Etant en contact direct avec les parties métalliques de l'antenne, les caractéristiques électriques du matériau ainsi que son épaisseur doivent être pris en compte lors de la conception de l'antenne.

En résumé, on peut se retrouver dans deux configurations :

- Antennes multicouches avec technologie PCB ou LTCC avec substrat supposé infini
- Antennes multicouches avec technologie PCB ou LTCC avec substrat fini ou bien antenne 3D moulée

### 3.2.1.2 Différentes méthodes de calcul des distributions de courants surfaciques

Dans le cas où les substrats sont supposés infinis, il est possible d'utiliser les fonctions de green permettant de simuler des structures diélectriques-métal multicouche en ne maillant seulement que les parties métalliques. Ainsi la taille de la matrice d'impédance [Z] est réduite aux inconnus sur les parties métalliques.

Dans le cas de substrats ou de matériaux diélectriques de dimension finie, il est nécessaire de mailler toute la structure (diélectrique et métal). Pour les matériaux diélectriques, le principe d'équivalence est utilisé faisant apparaître la notion de densité de courant surfacique électrique  $J_d$  et magnétique  $M_d$ .

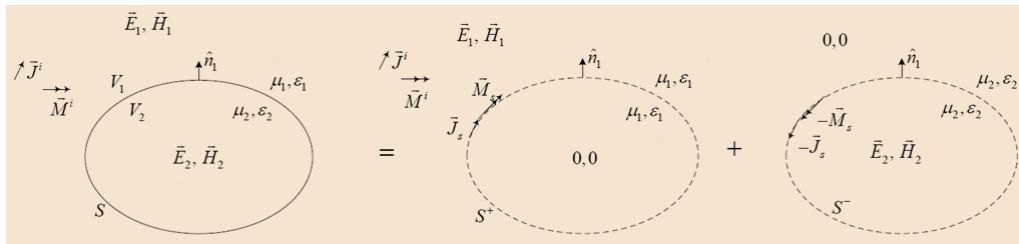


Figure II- 32: Principe d'équivalence

Ainsi la matrice d'impédance [Z] complète utilisée pour résoudre le problème à partir de la méthode des Moments est composée de 9 sous-matrices :

- $J_c$  : courant électrique sur les conducteurs.
- $J_d$  : courant magnétique sur les diélectriques.
- $M_d$  : courant magnétique sur les parties diélectriques.

Le système linéaire à résoudre est alors le suivant

$$\begin{bmatrix} [Z_c^{EJ_c}] & [Z_c^{EJ_d}] & [Z_c^{EM_d}] \\ [Z_d^{EJ_c}] & [Z_d^{EJ_d}] & [Z_d^{EM_d}] \\ [Z_d^{HJ_c}] & [Z_d^{HJ_d}] & [Z_d^{HM_d}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_c \\ J_d \\ M_d \end{bmatrix} = 0$$

Dans notre cas, les inconnus sont seulement les densités de courant électrique sur les conducteurs, c'est-à-dire autour de la matrice  $[Z_c^{EJ_c}]$ . Ainsi, pour résoudre notre problème, nous pouvons remettre en forme la matrice de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} [Z_c^{EJ_c}] & [Z_{12}] \\ [Z_{21}] & [Z_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_c \\ JM_d \end{bmatrix} = 0$$

Par substitution, on arrive alors à l'équation matricielle suivante :

$$[Z_c^{EJ_c}] [J_c] - [Z_{12}] [Z_{22}]^{-1} [Z_{21}] [J_c] = 0$$

Qui est de la forme  $[Z][J_c] = 0$  avec

$$[Z] = [Z_c^{EJ_c}] - [Z_{12}] [Z_{22}]^{-1} [Z_{21}]$$

La matrice  $[Z]$  est donc une matrice carrée de dimension égale au nombre d'inconnus seulement sur les conducteurs.

Afin d'illustrer l'utilisation de cet outil, nous allons présenter une analyse de l'impact du choix de la technique de réduction de la taille d'une antenne sur sa bande passante. Puis cette méthode sera utilisée pour la conception d'un tag RFID compact.

### 3.2.1.3 Analyse de l'impact de la technique de réduction des dimensions sur la bande passante d'une antenne

La Figure II- 34 présente les valeurs propres dans le cas d'une ligne insérée entre deux couches diélectriques (Figure II- 33) pour différentes valeurs de permittivité ( $\epsilon_r=1, 2$  et 3)

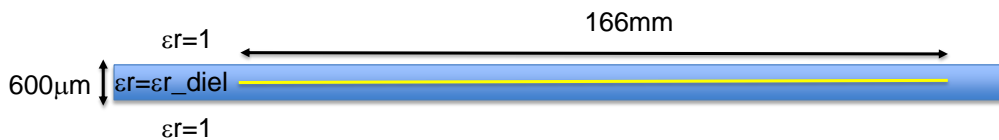


Figure II- 33: Ligne insérée entre deux couches diélectriques

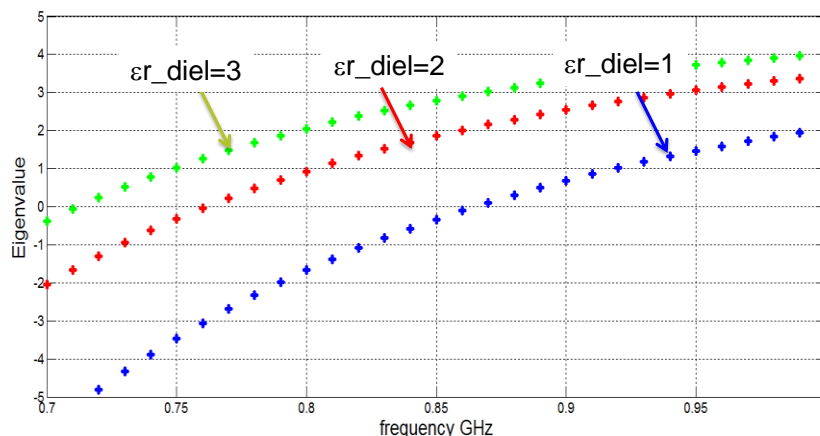


Figure II- 34: Valeurs propres pour trois permittivités différentes ( $\epsilon_r=1, 2$  et 3)

On identifie bien l'impact de la permittivité sur la fréquence de résonance du mode qui varie inversement proportionnellement à la valeur de la permittivité. Cela peut être vu comme une technique de réduction de la taille des antennes.

Comme indiqué ci-dessus, il est également possible d'intégrer des composants discrets CMS. La Figure II- 35 présente un simple ruban avec, au centre, une inductance localisée typiquement montée en surface. L'analyse des valeurs propres obtenues pour différentes valeurs d'inductance montre bien l'impact de la valeur de l'inductance sur la fréquence de résonance (Figure II- 36).

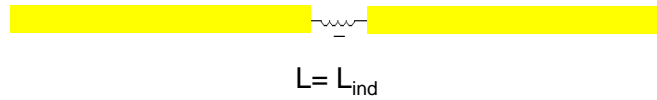


Figure II- 35: Ligne avec inductance localisée au centre

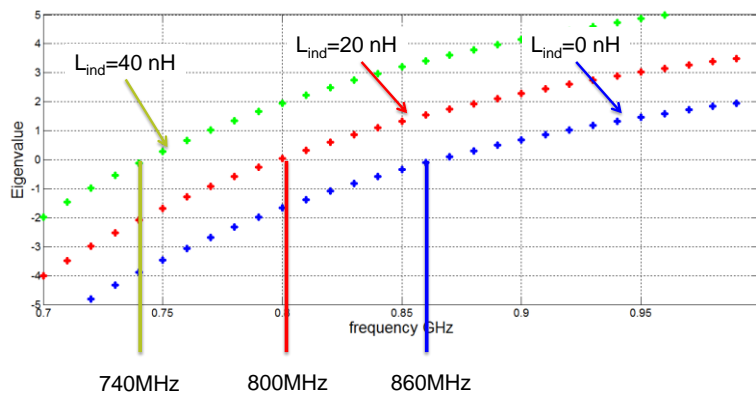
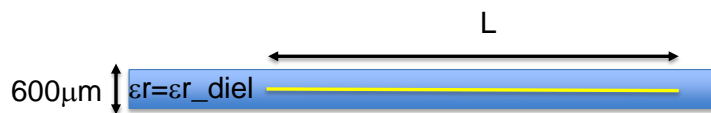


Figure II- 36: Valeur propres pour différentes valeurs d'inductance

Dans un contexte de conception et d'intégration d'une antenne compacte avec à disposition différentes permittivités de diélectrique et la possibilité d'insérer des composants CMS, on peut se poser la question :

**Quelle est la meilleure combinaison possible entre l'utilisation d'un matériau à permittivité élevée ou bien l'insertion de composants localisés pour intégrer une antenne dans le volume dédié ?**

L'exemple pris est l'intégration d'une antenne à 868MHz en technologie LTCC avec au choix des matériaux diélectriques fournis par le fabricant ESL ayant les permittivités suivantes:  $\epsilon_r=4, 7$  ou  $16$ . L'antenne de base envisagée est une antenne de type dipôle. Concernant la structure résonante, il s'agit donc juste d'un ruban de longueur L.



Configuration

L'analyse du paramètre « Modal signficance » fournit une information sur le facteur de qualité du résonateur et donc directement sur la bande passante potentielle de l'antenne dans notre cas. La Figure II- 37 présente la variation de ce paramètre pour les trois matériaux ESL et en ajustant la longueur L pour toujours avoir une résonance à 868MHz.

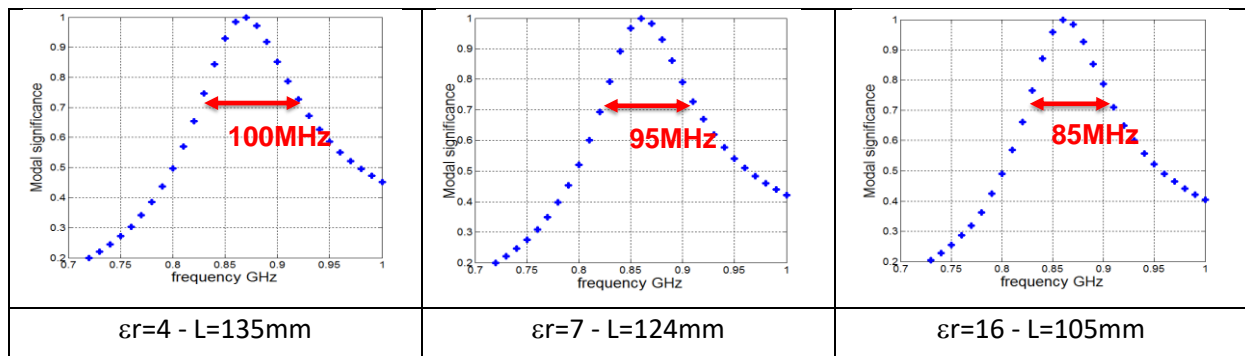


Figure II- 37: Variation du coefficient « Modal significance » en fonction de la permittivité

La bande passante de rayonnement de l'antenne est réduite lorsque la permittivité du matériau augmente. Afin de comparer ses valeurs avec la solution d'intégrer une inductance, l'étude menée a consisté à définir la valeur des inductances pour obtenir les mêmes longueurs L que précédemment ( $L=135\text{mm}$ ,  $L=124\text{mm}$  et  $L=105\text{mm}$ ). Les résultats sont présentés sur la Figure II- 38.

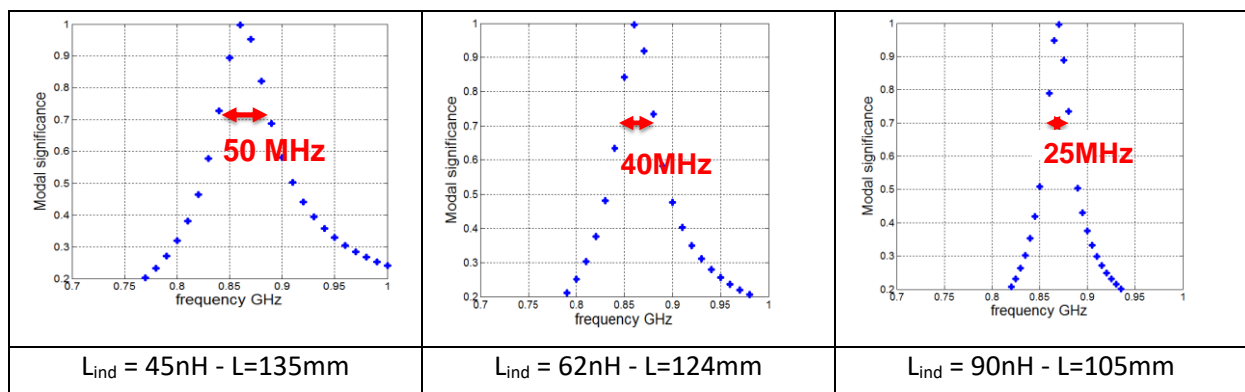


Figure II- 38: Variation du coefficient « Modal significance » en fonction de la permittivité

Lorsque l'on compare l'impact des deux solutions sur la bande passante, on en déduit qu'il faut clairement favoriser le choix d'augmenter la permittivité du milieu plutôt que d'utiliser des composants localisés.

### 3.2.1.4 Conception d'un tag RFID compact

La particularité de l'antenne d'un tag RFID est que son impédance d'entrée doit être complexe pour être adaptée avec celle de la puce électronique. De ce fait, une antenne d'un tag RFID UHF est constituée d'un élément rayonnant et d'un « balun » pour assurer l'adaptation [7]. Pour l'illustration, nous avons défini les spécifications de l'antenne dans le Tableau II- 4.

Fréquence	867.25MHz
Impédance d'entrée	$21+j115$
Rayonnement	omnidirectionnel
Dimensions maximales	20mm x 20mm x 1mm

Tableau II- 4: Spécification de l'antenne tag RFID

La topologie de l'antenne est présentée sur la Figure II- 1. Il s'agit d'un élément rayonnant chargé par des inductances et alimenté par couplage par un balun permettant d'avoir une impédance d'entrée complexe.

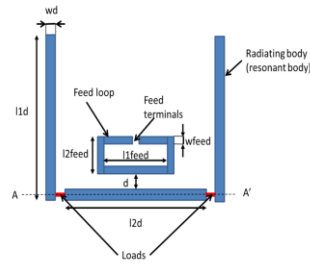


Figure II- 39: Topologie de l'antenne tag RFID

Avec une méthode classique qui consiste à optimiser simultanément tous les paramètres de l'antenne, le risque est qu'au final bien que l'impédance d'entrée soit bonne, l'efficacité de rayonnement de la partie rayonnement ne soit pas maximale.

La méthode proposée consiste donc, d'abord, à se focaliser sur la partie rayonnante puis ensuite sur la partie balun [8].

- Etape 1 : dimension de l'élément rayonnant à partir de la théorie des modes caractéristiques.

La structure simulée est constituée d'un ruban métallique inséré entre deux couches de matériaux LTCC de permittivité 4 (Figure II- 40). Les dimensions L1d, L2d, Wd et la valeur des inductances sont optimisées pour satisfaire les spécifications de l'antenne en termes de fréquence de résonance et de taille.

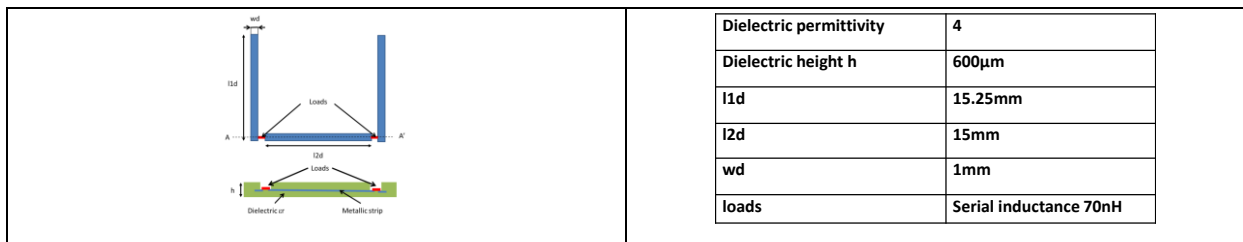


Figure II- 40: Structure résonante optimisée

Après optimisation, les valeurs propres et la distribution du courant à la fréquence de résonance sont présentées respectivement sur la Figure II- 41 et la Figure II- 42.

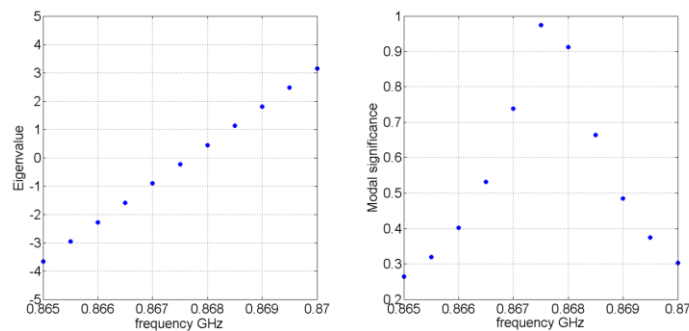


Figure II- 41: Valeurs propres et coefficient « modal significance »

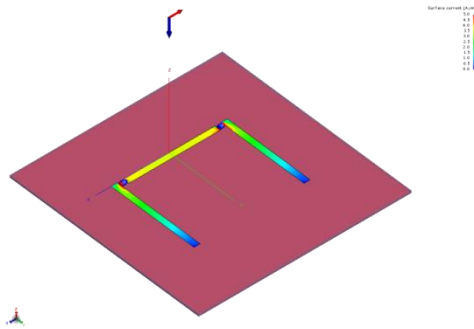


Figure II- 42: Distribution des courants sur les rubans métalliques à la fréquence de résonance

➤ Etape 2 : Intégration du balun

Le design du balun est alors effectué par une simulation classique avec une optimisation sur l'impédance d'entrée (Figure II- 43).

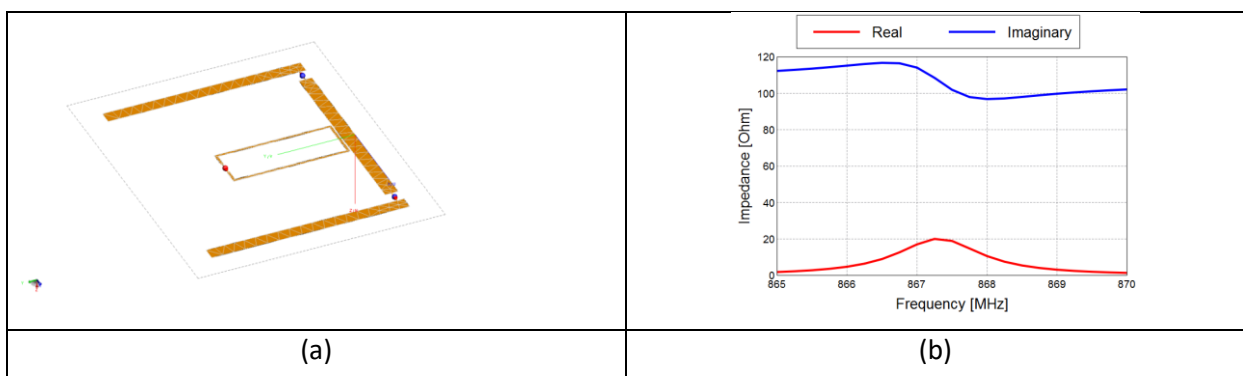


Figure II- 43: Insertion du balun (a) – impédance d'entrée réelle et imaginaire (b)

Sur la Figure II- 44, l'antenne a bien un rayonnement omnidirectionnelle avec un gain maximum de 1.8dBi à 867.25MHz ce qui est relativement proche du gain optimum d'un dipôle (2.1dBi).

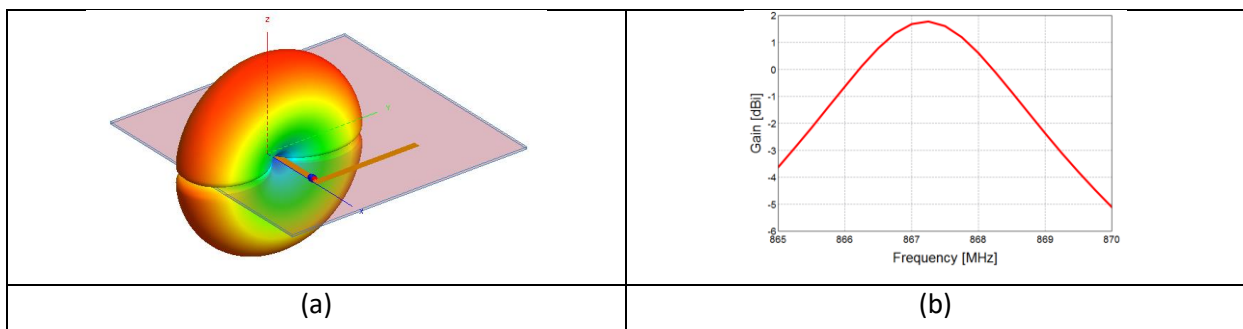


Figure II- 44: Diagramme de rayonnement et gain de l'antenne tag optimisée

### 3.3 Antennes à résonateur diélectrique

Nous avons également étudié la possibilité d'utiliser la théorie des modes caractéristiques pour l'aide à la conception d'antennes à résonateur diélectrique.

#### 3.3.1 La méthode d'analyse des modes résonants d'une structure diélectrique

Dans le système linéaire à résoudre via la méthode des Moments, la matrice d'impédance  $[Z]$  est de la forme :



$$\begin{bmatrix} [Z_d^{EJ_d}] & [Z_d^{EM_d}] \\ [Z_d^{HJ_d}] & [Z_d^{HM_d}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_d \\ M_d \end{bmatrix} = 0$$

On arrive alors aux expressions suivantes :

Pour les densités de courant électrique  $J_d$  :

$$[Z_d^{EJ_d}][J_d] - [Z_d^{EM_d}][Z_d^{HM_d}]^{-1}[Z_d^{HJ_d}][J_d] = 0$$

Pour les densités de courant magnétique  $M_d$  :

$$[Z_d^{HM_d}][M_d] - [Z_d^{HJ_d}][Z_d^{EJ_d}]^{-1}[Z_d^{EM_d}][M_d] = 0$$

Ainsi, il est possible de calculer les valeurs correspondant à chaque densité de courant à partir des matrices :

$$Z_J = [Z_d^{EJ_d}] - [Z_d^{EM_d}][Z_d^{HM_d}]^{-1}[Z_d^{HJ_d}]$$

Et

$$Z_M = [Z_d^{HM_d}] - [Z_d^{HJ_d}][Z_d^{EJ_d}]^{-1}[Z_d^{EM_d}]$$

### 3.3.2 Analyse d'un résonateur diélectrique cylindrique.

Afin de valider cette méthode, une première analyse des fréquences de résonances et de la configuration des champs électromagnétiques des modes résonants a été faite. Pour cela, nous nous sommes appuyés sur les travaux de Mongia afin d'avoir une référence [9].

Le résonateur étudié est un résonateur cylindrique diélectrique de permittivité  $\epsilon_r=37$ , de rayon 4.55 mm et de hauteur 4.05 mm (Figure II- 45).

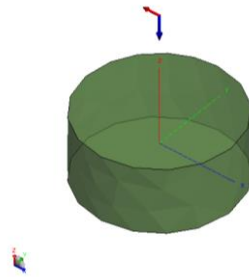


Figure II- 45 Résonateur diélectrique

Les modes qui serviront de référence sont dans le Tableau II- 5

**Table 1 PEAK SCATTERING CROSS-SECTION OF DIELECTRIC RESONATORS OF CYLINDRICAL AND RECTANGULAR SHAPE**

Sample	Mode	Nature of radiation	Resonance freq(experiment)	$\sigma$	
				eqn. 1	experiment
A	$TE_{01\delta}$	Magnetic dipole	5.68	dBSM	dBSM
	$HE_{11\delta}$	Hybrid	7.37	-28.8	-29.1
	$EH_{11\delta}$	Hybrid	7.74	-31.0	-30.3
	$TM_{01\delta}$	Electric dipole	8.73	-31.5	-28.7
				-32.5	-32.7

Tableau II- 5: caractéristiques des modes résonants

Sur la courbe des valeurs propres (Figure II- 46), le résonateur a un premier mode résonant à 5.68GHz avec la même fréquence pour le courant électrique et pour le courant magnétique. En analysant la cartographie des champs électriques (Figure II- 47) et magnétiques (Figure II- 48), on peut en déduire qu'il s'agit bien d'un mode TE<sub>01</sub>, ce qui est confirmé par les données du tableau de référence.

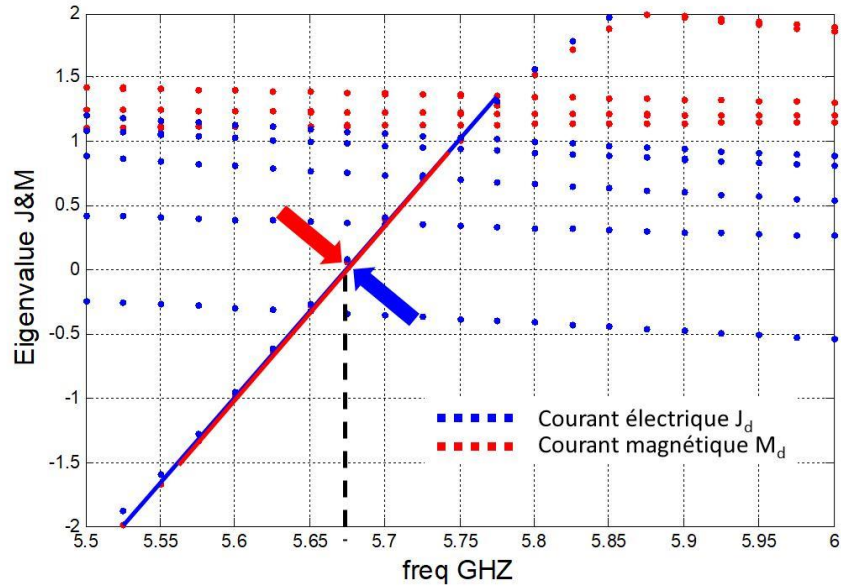


Figure II- 46: valeurs propres

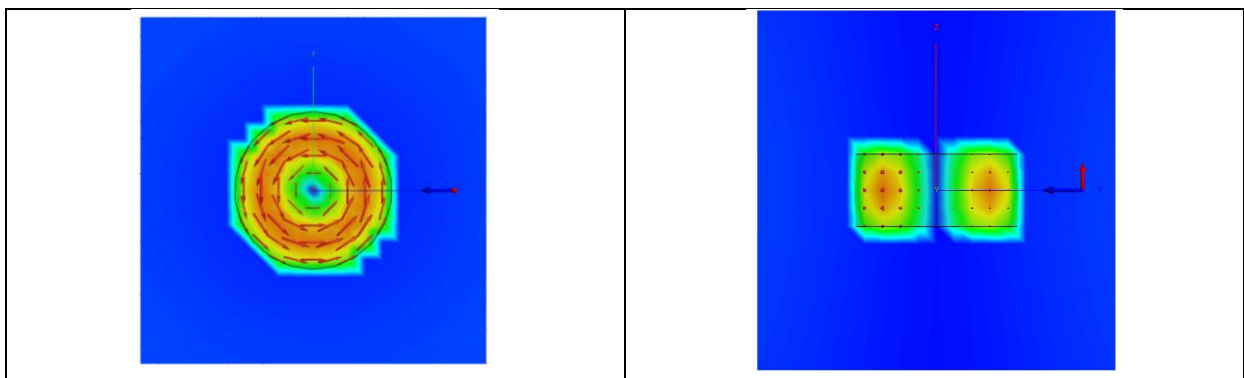


Figure II- 47: Distribution du champ électrique à la fréquence de résonance 5.67GHz

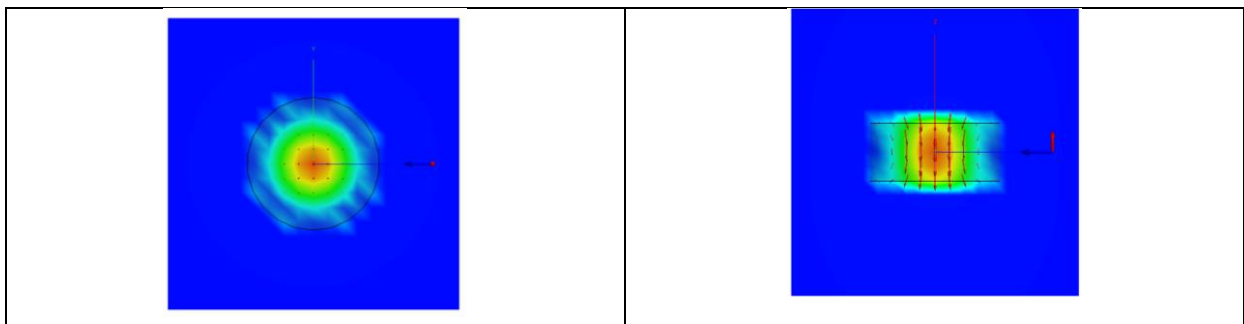


Figure II- 48: Distribution du champ magnétique à la fréquence de résonance 5.67GHz

Le rayonnement en champ lointain de ce mode (Figure II- 49) est équivalent à celui d'un dipôle magnétique.

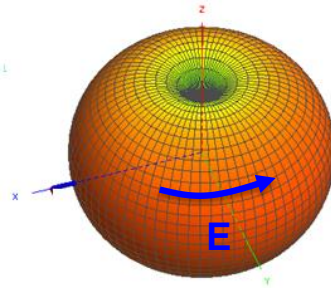


Figure II- 49: Diagramme de rayonnement en champ lointain du mode TE01

Un second mode résonant apparaît autour des 7.3GHz (Figure II- 50). Mais, cette fois-ci, les valeurs propres du courant électrique et du courant magnétique ne s'annulent pas à la même fréquence : 7.22GHz pour le courant magnétique et 7.32GHz pour le courant électrique. A partir de l'analyse de la cartographie des champs électromagnétiques (Figure II- 51 et Figure II- 52), on peut voir qu'il s'agit d'un mode hybride. Il s'agit du mode HE11.

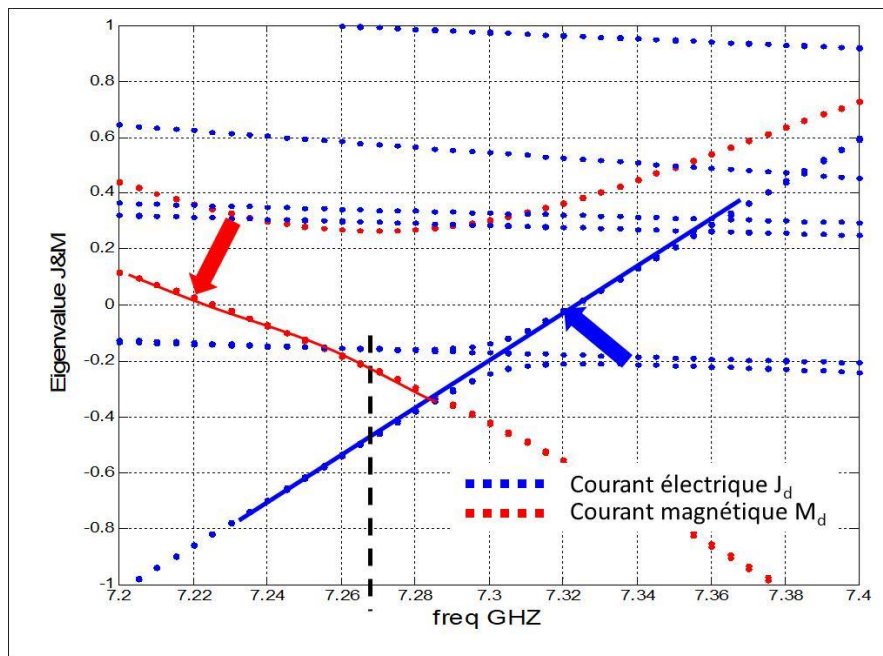


Figure II- 50: Valeurs propres pour les courants électriques et magnétiques

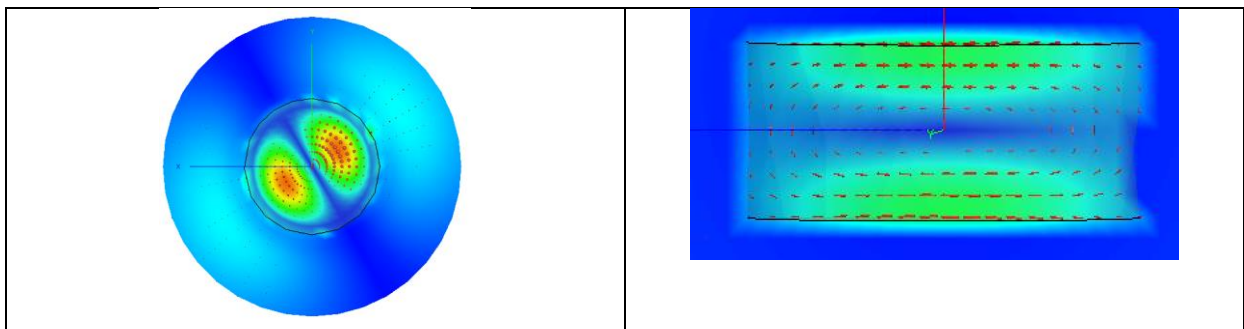


Figure II- 51: Distribution du champ électrique à 7.32GHz (la fréquence de résonance du mode HE11)

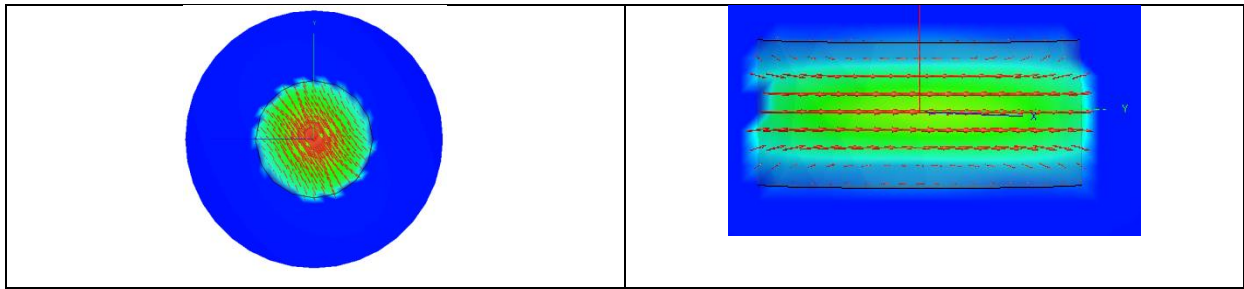


Figure II- 52: Distribution du champ magnétique à 7.32GHz (la fréquence de résonance du mode HE11)

En comparant avec les données du tableau qui indiquent les modes résonant et rayonnant, on peut constater que la fréquence de résonance du mode est plus proche de celle obtenue à partir de l'analyse du courant électrique que celle obtenue à partir du courant magnétique.

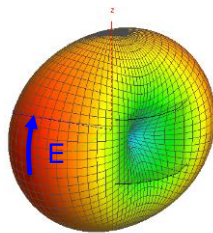


Figure II- 53: Diagramme de rayonnement en champ lointain du mode HE11

Le mode résonant suivant est autour des 7.77GHz. Comme le précédent, les valeurs propres correspondant aux courants électriques et magnétiques ne s'annulent pas à la même fréquence. En analysant la cartographie des champs électromagnétiques, on constate qu'il s'agit également d'un mode hybride : le mode EH01.

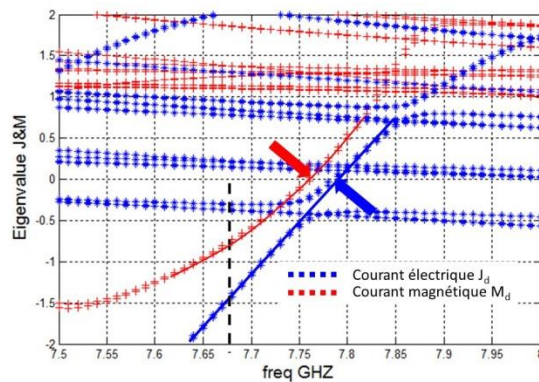


Figure II- 54: Valeurs propres pour les courants électriques et magnétiques

Ensuite, on retrouve un mode résonant à 8.68GHz avec les valeurs propres des courants électriques et magnétiques qui s'annulent à la même fréquence. En analysant la cartographie des champs, on a un mode TM01.

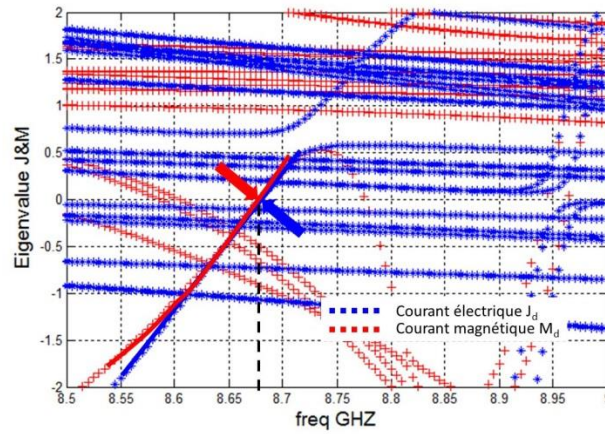


Figure II- 55: Valeurs propres pour les courants électriques et magnétiques

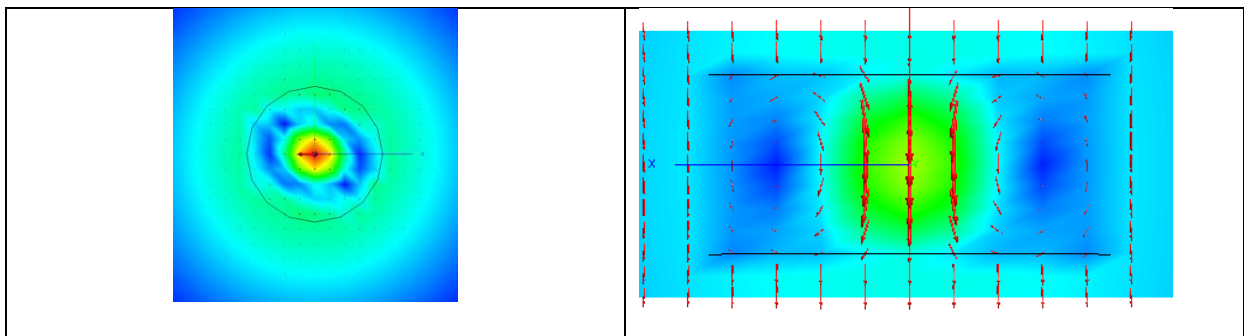


Figure II- 56: Distribution du champ électrique à 8.68GHz (la fréquence de résonance du mode TM01)

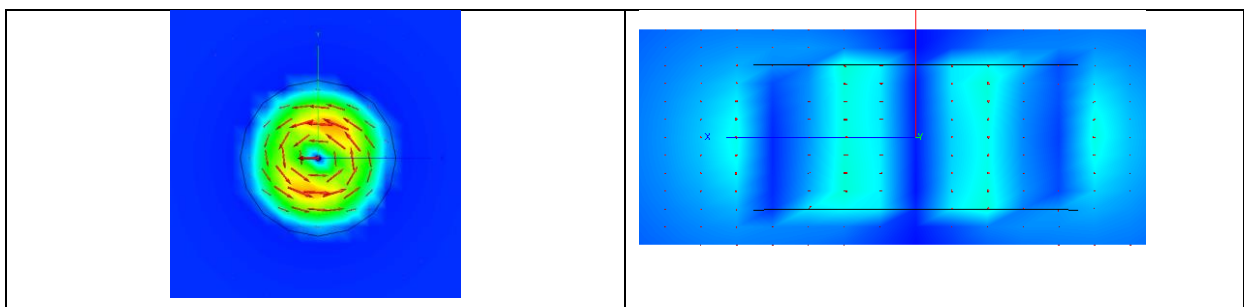


Figure II- 57: Distribution du champ magnétique à 8.68GHz (la fréquence de résonance du mode TM01)

Son rayonnement en champ lointain est équivalent à un dipôle électrique (Figure II- 58).

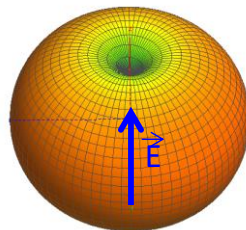


Figure II- 58: Rayonnement similaire à un dipôle électrique

Cette méthode d'analyse permet donc d'analyser facilement les modes résonants d'une structure diélectrique en ayant directement accès à sa fréquence de résonance et surtout à la cartographie du champ électromagnétique et du rayonnement en champ lointain associé. A partir de l'analyse des



valeurs propres pour chaque courant, il est possible de faire une distinction entre un mode TE ou TM et un mode hybride. Mais, pour le moment, il n'y a pas de justification précise.

Ainsi, cette méthode peut être utilisée pour l'aide à la conception d'antennes à résonateur multimodes permettant ainsi de concevoir des antennes multi-bandes ou bien d'apporter de la diversité (polarisation, diagramme de rayonnement).

### 3.3.3 Conception d'une antenne résonateur diélectrique (DRA) à 60GHz

Pour illustrer l'application de la théorie des modes caractéristiques, la conception d'une antenne avec diversité de diagramme de rayonnement est présentée.

Le principe est de sélectionner et d'exciter correctement les modes d'un résonateur diélectrique permettant d'avoir les diagrammes de rayonnement désirés. L'application visée est pour un système de communication dans la bande des 60GHz avec deux diagrammes de rayonnement possible :

- Un diagramme de rayonnement pour une configuration LOS (Line Of Sight) avec un maximum de rayonnement dans la direction normale à l'antenne.
- Un diagramme de rayonnement pour une configuration NLOS (Non Line Of Sight) avec un minimum de rayonnement dans l'axe et avec un maximum pour un angle de 45° par rapport à l'axe normal de l'antenne.

La topologie de l'antenne est une antenne DRA sur un plan de masse (Figure II- 59)

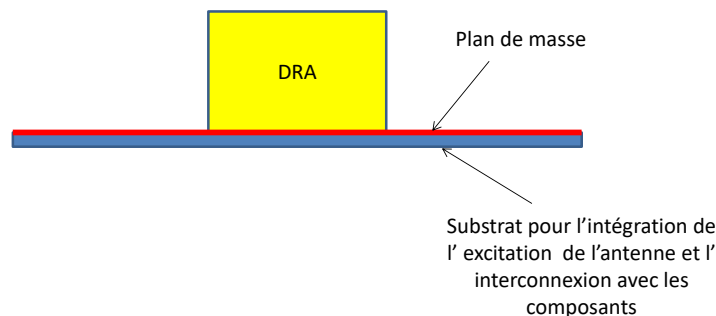


Figure II- 59: Antenne DRA

La première étape consiste à identifier les modes résonants qui génèreront les diagrammes de rayonnement souhaité. Pour répondre à notre cahier des charges, à partir de l'analyse d'un résonateur diélectrique cylindrique, deux modes ont été sélectionnés. Le premier est le mode HE11 permettant d'avoir un maximum de rayonnement dans la direction normale à l'antenne (Figure II- 60)

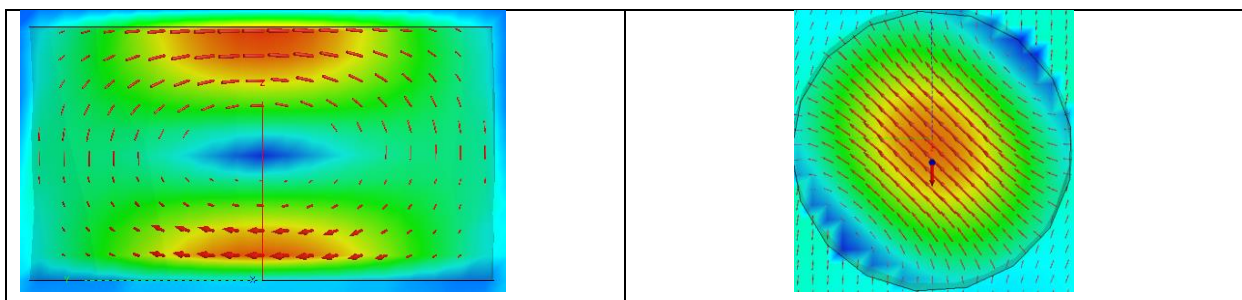


Figure II- 60: Cartographie du champ électrique du mode HE11

Le second mode permettant d'avoir un rayonnement nul dans la direction normale est le mode TM01 (Figure II- 61).

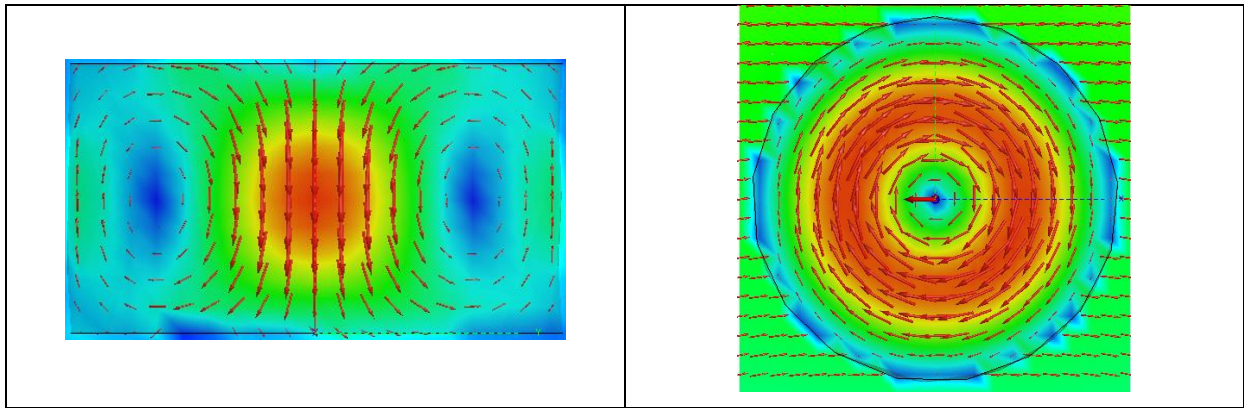


Figure II- 61: Cartographie du champ électrique du mode TM01

A partir de l'analyse des distributions du champ électromagnétique, on peut voir qu'il est possible de placer un plan PEC à mi-hauteur du résonateur sans modifier les distributions du champ électromagnétique (

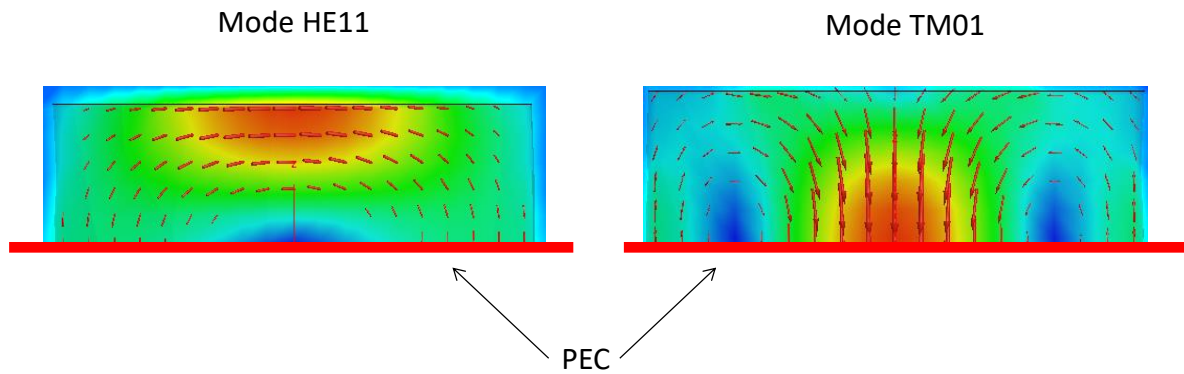


Figure II- 62).

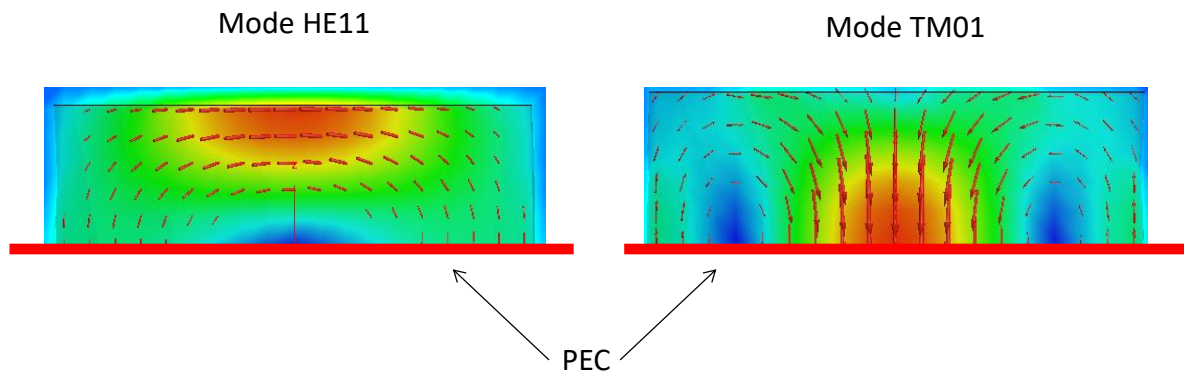


Figure II- 62: Résonateur DRA avec plan de masse PEC

Mais, leur fréquence de résonance n'est pas la même, 59GHz pour le mode HE11 et 74GHz pour le mode TM01. L'objectif est donc d'avoir la même fréquence de résonance pour ces deux modes. En analysant les cartographies des champs, on peut constater que les amplitudes maximales du champ électrique ne sont pas situées au même endroit. Lorsqu'elle est maximale pour un mode, elle est minimale pour l'autre mode. Ainsi, en modifiant judicieusement la forme du résonateur, il est possible de contrôler la fréquence de chaque mode. Au final, on arrive à la forme et aux dimensions suivantes (Figure II- 63) dans le cas d'un matériau de permittivité  $\epsilon_r=7$  compatible avec la technologie LTCC.

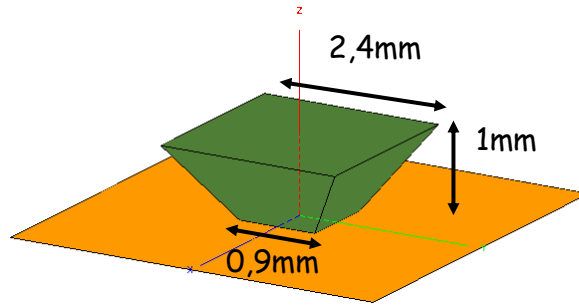


Figure II- 63: Antenne DRA optimisée

La Figure II- 64 présente les valeurs propres obtenues après optimisation. Les fréquences de résonance des deux modes sont autour de 60GHz. Les cartographies des champs électriques et leurs diagrammes de rayonnement associés sont présentés sur la Figure II- 65. Celle du mode 1 est proche de celle du mode HE<sub>11</sub> et celle du mode 2, proche de celle du mode TM<sub>01</sub>.

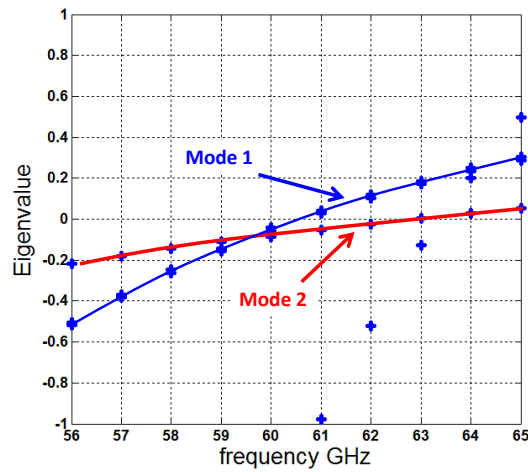


Figure II- 64: Valeurs propres après optimisation des dimensions

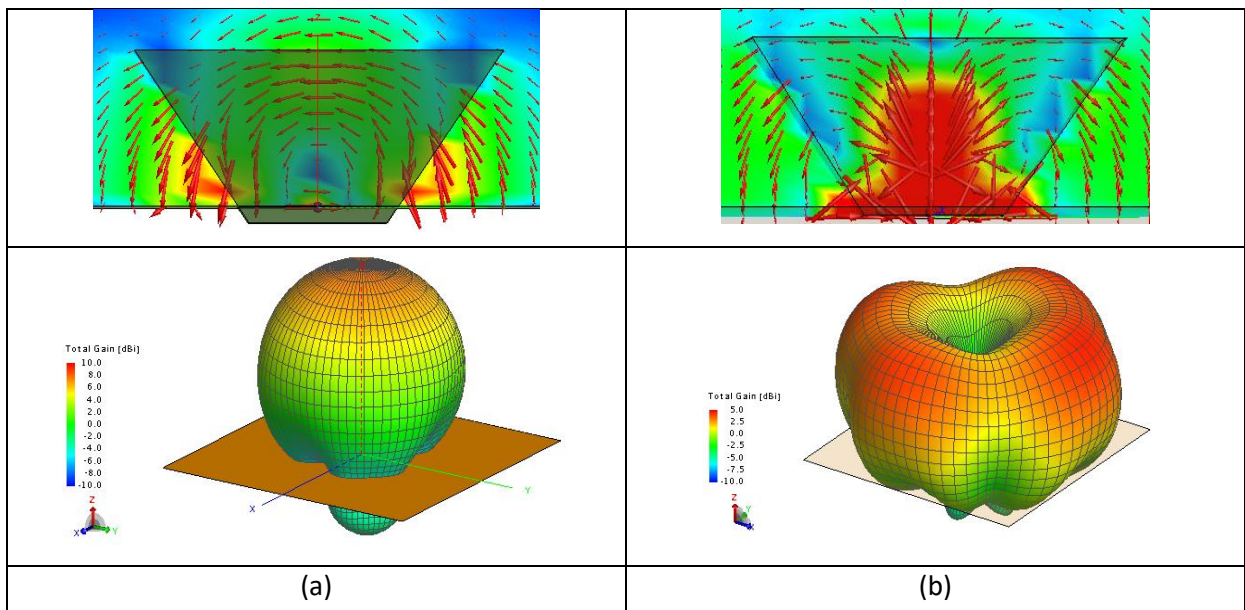


Figure II- 65: cartographie du champ électrique et du rayonnement des modes (a) mode 1 et (b) mode 2



Une fois la forme du résonateur optimisée, l'étape suivante est l'excitation de ces modes avec un maximum d'isolation. Toujours à partir de la cartographie des champs électriques, il est possible de sélectionner le lieu et la topologie de l'excitation. Dans notre cas, l'excitation se faisant au niveau du plan de masse, on peut voir que, pour le mode 2, le champ électrique est maximum au centre, avec une composante principalement verticale. De plus, le champ électrique est minimum à cet endroit pour le mode 1. La meilleure excitation de ce mode est donc une sonde pénétrant à l'intérieur du résonateur. Pour le mode 1 similaire au mode HE<sub>11</sub>, le champ magnétique est maximum au niveau du plan métallique au centre et avec une composante horizontale. Ce mode peut donc être excité à travers une fente dans le plan de masse. En revanche, il y a un problème de co-localisation des deux types d'excitation. La configuration proposée est alors d'utiliser deux fentes de couplage de part et d'autre du centre avec une excitation en opposition de phase.

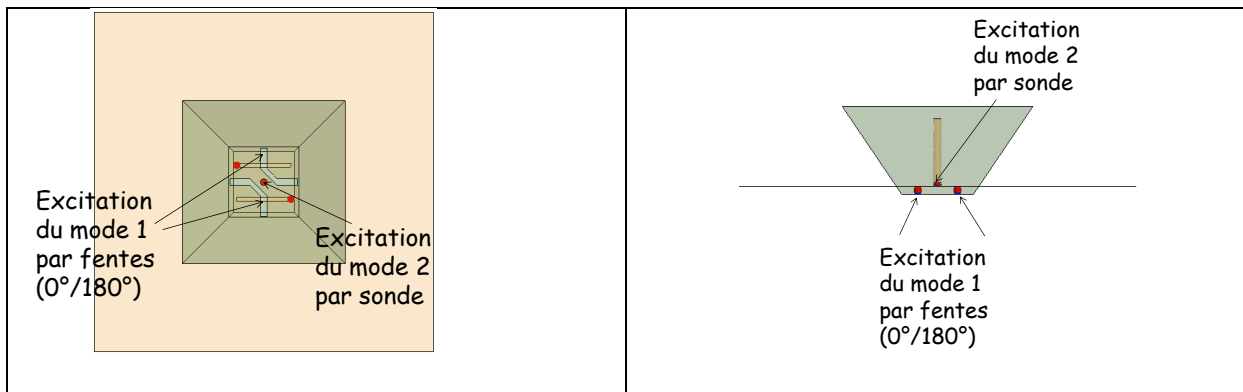


Figure II- 66: Excitation des modes par sonde et fentes

A partir d'une simulation classique en excitant les différents ports, on obtient les diagrammes de rayonnement suivants (Figure II- 67) dans les différents plans.

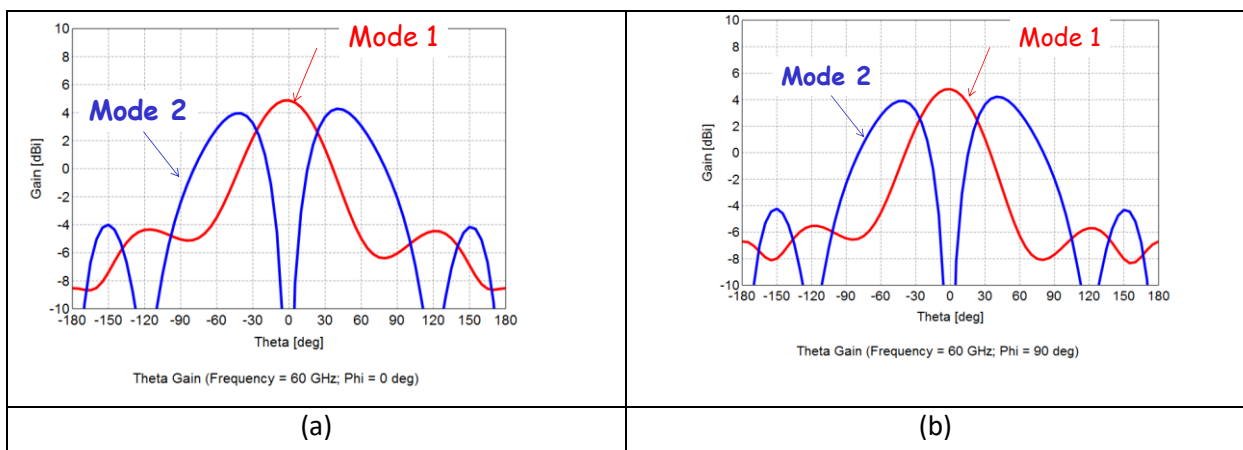


Figure II- 67: Diagrammes de rayonnement dans les plans (a) 0°, (b) 90°

A ce jour, du fait de sa forme complexe : une pyramide inversée, sa réalisation est complexe. Elle n'a donc pas pu être testée expérimentalement. Mais avec les nouvelles technologies additives qui se développent, de telles structures pourront sans doute alors être réalisées comme, par exemple, les technologies 3D céramique.

## 4 Liste des publications

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Antennes multi-accès pour une communication mobile opportuniste de 4ème génération**. JNM 2009 : XVIèmes Journées Nationales Microondes, 27-29 mai, Grenoble, France, 27-29 mai 2009, France, 2009

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Application of characteristic modes analysis in the design of multi-access antennas for an opportunistic radio system**. European conference on antennas and propagation, 12-16 april 2010, Barcelone, Spain, 2010

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Design of a bi-access tri-band PIFA patch slot antenna for opportunistic radio system using equivalent cavity modal analysis**. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and CNS/USNC/URSI - APS, 11-17 july 2010, Toronto, Canada, 2010, pp. 1-4, ISBN 978-1-4244-4967-5

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Multi-access antenna for an opportunistic radio mobile communication of 4th generation**. International journal of microwave and wireless , Technologies, january 2010, vol. 1, n° 6, pp. 461-468

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Bi-access tri-band wideband antenna for an opportunistic communication between 4G terminals**. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation , 03-08 july 2011, Spokane, United States, 2011

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Combinaison de modèles «circuit» et «cavité» pour la détermination de l'impédance d'entrée de patchs à « facettes » multiples**. JNM2011 : Journées nationales des micro-ondes , 18-20 mai 2011, Brest, France, 2011

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Antenne bi-accès tri-bandes large bande pour une communication opportuniste 4G**. JNM 2011 : Journées nationales des micro-ondes, 18-20 mai 2011, Brest, France, 2011

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Conception d'une antenne bi-accès tri-bande combinant différentes structures rayonnantes sur la base d'une analyse modale de cavité résonante**. JNM 2011 : Journées nationales des micro-ondes, 18-20 mai 2011, Brest, France, 2011

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Modeling and design of a bi-access tri-band antenna combining different radiating structures based on modal analysis of resonant cavity**. International journal of microwave and wireless technologies, december 2011, pp. 1-13

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Tri-Access Tri-band Reconfigurable Stacked Patch Wire-Plate Antenna**. EuCAP 2012: 6th European Conference on Antennas and Propagation , IEEE , 26-30 march 2012, Prague, Czech Republic, 2012

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Multi-Access Stacked Patch Antennas for Opportunistic Radio Applications**. ANTEM Symposium, 25-28 june 2012, Toulouse, France, 2012

EL HAJJ Walid, GALLÉE François, PERSON Christian, **Combination of "circuit" and "cavity" Models for the Determination of Multifaceted Patches Impedance**. EuCAP 2012: 6th European Conference on Antennas and Propagation , 26-30 march 2012, Prague, Czech Republic, 2012

BERNABEU Thomas, VICO-BONDIA Felipe, CABEDO-FABRES Marta, VALERO NOGUEIRA Alejandro, ANTONINO DAVIU Eva, GALLÉE François, **Understanding the Analytical Formulation of the Characteristic Modes of a Metallic Sphere**. APSURSI 2013 : IEEE AP-S/URSI International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI National Radio Science Meeting, 07-13 juillet 2013, Orlando, États-Unis, 2013

GALLÉE François, BERNABEU Thomas, CABEDO-FABRES Marta, ANTONINO DAVIU Eva, VALERO NOGUEIRA Alejandro, PERSON Christian, **Conception d'une antenne de type DRA à 60GHz avec la théorie des modes caractéristiques**. JNM 2013 : 18èmes Journées Nationales Microondes, 14-17 mai 2013, Paris, France, 2013

GALLÉE François, BERNABEU Thomas, CABEDO-FABRES Marta, ANTONINO DAVIU Eva, VALERO NOGUEIRA Alejandro, **Application of the Theory of Characteristic Modes to the Design of Compact Metallic Strip Antenna with Multilayer Technology (LTCC)**. EuCAP 2013 : 7th European Conference on European Conference on Antennas and Propagation, 08-12 avril 2013, Gothenburg, Suède, 2013

BERNABEU-JIMENEZ Tomas, VALERO NOGUEIRA Alejandro, VICO-BONDIA Felipe, VILA-JIMÉNEZ Antonio, SANCHEZ-ESCUDEROS Daniel, GALLÉE François **A 60-GHz coplanar-waveguide-fed slot-coupled rectangular DRA design using the theory of characteristic modes**. EuCAP 2015 : 9th European conference on antennas and propagation, 12-17 april 2015, Lisbonne, Portugal, 2015

GALLÉE François, COUPEZ Jean-Philippe, CABEDO-FABRES Marta, ANTONINO DAVIU Eva, BERNABEU Thomas, VALERO NOGUEIRA Alejandro **Use of the characteristic modes theory for the design of an antenna in a harsh environment from a generic antenna topology**. EuCAP 2015 : 9th European conference on antennas and propagation, 12-17 april 2015, Lisbonne, Portugal, 2015

## 5 Conclusion

Comme nous avons pu le voir, les techniques numériques pour l'analyse de structures résonantes ne sont pas récentes. Dans le cas d'antenne, le modèle à base de cavité résonante peut être utilisé pour des antennes de type patch avec l'insertion de fentes ou de court-circuits pour générer des antennes multimodes. L'utilisation directe de ce modèle est correcte pour une permittivité supérieure à 4 et pour une faible épaisseur de substrat. Dans ce cas, le champ électromagnétique est principalement confiné dans le substrat et les débordements du champ sont faibles. L'approximation par le modèle de la cavité est donc valable.

Dans le cas contraire, il est possible d'utiliser ce modèle mais avec un facteur correctif à appliquer permettant de prendre en compte les débordements du champ électromagnétique.

La théorie des modes caractéristiques qui s'applique à des structures dites « ouvertes », quant à elle, permet d'analyser le comportement modal sans restriction particulière puisqu'elle est basée sur la méthode des moments. Les premières applications étaient dans le domaine des radars, principalement pour l'analyse de la rétrodiffusion de structures à partir d'une décomposition modale. Pendant de nombreuses années, cette théorie était peu exploitée. Ceci peut s'expliquer par la nécessité d'avoir une puissance de calculs importante, pour traiter efficacement la matrice d'impédance. Mais depuis les années 2000, on peut constater à travers l'activité de recherche (nombre de publications) un réel intérêt (Figure II- 68) pour l'application de cette théorie [34].

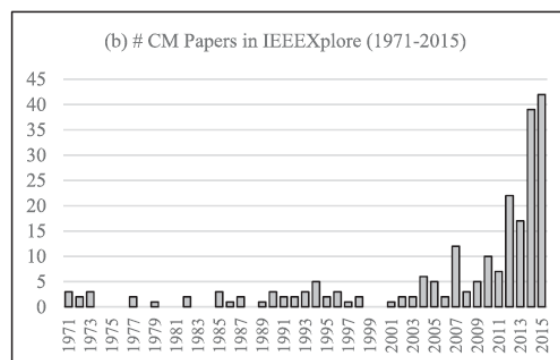


Figure II- 68: Nombre de papier IEEE sur la théorie des modes caractéristiques

Ceci s'explique d'une part par la puissance de calculs aujourd'hui disponible et d'autre part, par le besoin d'analyser et de mieux maîtriser le comportement modale de structures résonantes. Les applications visées sont principalement l'étude et la conception d'antennes intégrées dans des systèmes. Lors de mes premiers travaux de recherche en 2012, en collaboration avec l'équipe de L'ITEAM à Valence en Espagne, cet outil n'était pas encore disponible via les simulateurs électromagnétiques disponibles sur le marché. Mais aux vues de l'intérêt porté à cette théorie, elle a été récemment intégrée sous forme de modules complémentaires dans les simulateurs électromagnétiques. Le premier simulateur électromagnétique a été FEKO (Altair) qui utilisait depuis l'origine la méthode des Moments. Il a été suivi par CST (Dassault System) en 2016.

## Chapitre 3 : Capteurs environnementaux radiofréquences

---

# 1 Introduction

Dans la continuité de mes recherches sur la conception d'antennes qui est basée sur l'interaction entre onde électromagnétique et matériaux métalliques et diélectriques, j'ai orienté mes recherches vers la conception de capteurs environnementaux. Cela est venu suite à des échanges et des collaborations avec d'autres équipes de recherche.

Une équipe de recherche de l'Université Polytechnique de Valencia en collaboration avec une équipe de Suède sont à l'origine d'une nouvelle structure de propagation guidée appelée « Gapwaveguide ». C'est une structure de propagation de l'onde dans l'air qui permet de confiner le champ électromagnétique le long d'une ligne tout en étant ouvert sur les côtés (pas de parois métalliques comme un guide d'onde classique). Ainsi, on peut imaginer des applications autour des systèmes micro-fluidiques. Cet axe de recherche s'est concrétisé par une thèse en cotutelle avec l'Université Polytechnique de Valencia qui a débuté lors de mon séjour d'étude d'un an en Espagne.

Lors d'autres échanges, cette fois-ci locaux avec une équipe du LMB (Laboratoire magnétique de Bretagne) de l'UBO (Université de Bretagne Occidentale) travaillant sur les matériaux et plus particulièrement sur les phénomènes de corrosion, nous avons rapidement convergé vers un intérêt d'avoir des capteurs de corrosion sans fil intégrable dans les structures. Ceci a été conforté par l'Institut de la corrosion également situé à Brest. Il existe déjà des systèmes de monitoring de corrosion sans fil mais basé sur des architectures classiques de capteurs nécessitant des batteries. Du fait de l'environnement et des durées de monitoring sur plusieurs années, l'idée a été d'explorer des capteurs entièrement passifs et sensibles à un environnement corrosif. Ce travail de recherche en collaboration avec l'équipe du LMB à l'UBO s'est concrétisé par une première thèse CIFRE avec l'Institut de la Corrosion puis une seconde thèse financée par la région Bretagne.

## 2 Capteurs radiofréquences pour des applications micro-fluidiques

### 2.1 Contexte

Depuis une vingtaine d'année, on constate un intérêt pour les systèmes micro-fluidiques dédiés à des capteurs chimiques ou biologiques. Les avantages vis-à-vis des systèmes conventionnels sont d'être plus compacts et portatifs. L'objectif n'est pas forcément de concurrencer les systèmes conventionnels qui sont généralement des équipements de laboratoires très performants, mais plutôt d'être complémentaires pour réaliser par exemple du pré-diagnostic à des coûts plus faibles. Le terme actuellement est « Lab On Chip ». On peut citer quelques exemples comme la détection de cellules cancéreuses [35], [36], [37] ou pour l'évaluation du taux de glucose [38], [39].

La modification de certaines propriétés chimiques ou biologiques d'un milieu à l'échelle microscopique conduit à la modification de paramètres macroscopiques comme la permittivité et la conductivité du milieu [40]. Ainsi à partir de mesures « électriques », il est possible, par corrélation entre les signaux électriques mesurés et l'état du milieu, d'évaluer sa composition et son évolution à travers le temps (monitoring).

Le principe de fonctionnement de base de ces capteurs est de concevoir soit un élément inductif (ex : une spire), soit un élément capacitif (une ex : capacité interdigitée) ou bien soit une combinaison des deux qui est un résonateur. En contact avec le milieu à caractériser, ses caractéristiques électriques (permittivité, perméabilité) vont modifier le comportement de ces éléments. Ainsi, à partir d'une

mesure d'inductance [41] ou de capacités [42], il est possible d'établir un lien avec les propriétés du milieu et donc, au final son état microscopique. Pour certaines applications, on peut noter l'intérêt de travailler à des fréquences plus élevées [43], [44], [45]. Prenons l'exemple de l'évolution de la concentration du glucose dans un milieu. La Figure III- 1 présente l'évolution de la permittivité et de la conductivité en fonction de la fréquence [46]. On peut constater que la variation de la permittivité est plus importante à haute fréquence avec un maximum autour des 11GHz qu'à basse fréquence (à une centaine de MHz).

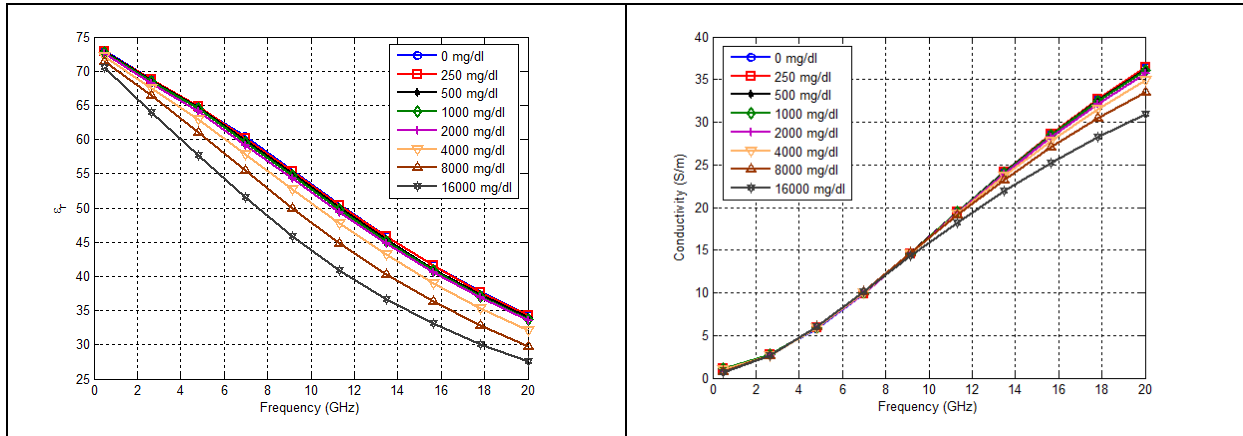


Figure III- 1: Evolution de la permittivité et de la conductivité d'un milieu en fonction de la concentration en glucose

Comme autre exemple, la concentration de cellules lymphocytes (cancer du sang, leucémie) entraîne également une évolution des propriétés macroscopiques du milieu. Un prototype de capteur microfluidique à base d'une capacité inter-digitee a permis de mettre en évidence ceci, avec une mesure jusqu'à 40GHz[47] (Figure III- 2) . La variation de la capacité et de la conductance obtenue en fonction de la concentration des cellules est présentée sur la Figure III- 3.

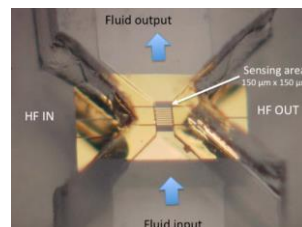


Figure III- 2 :Capteur microfluidique

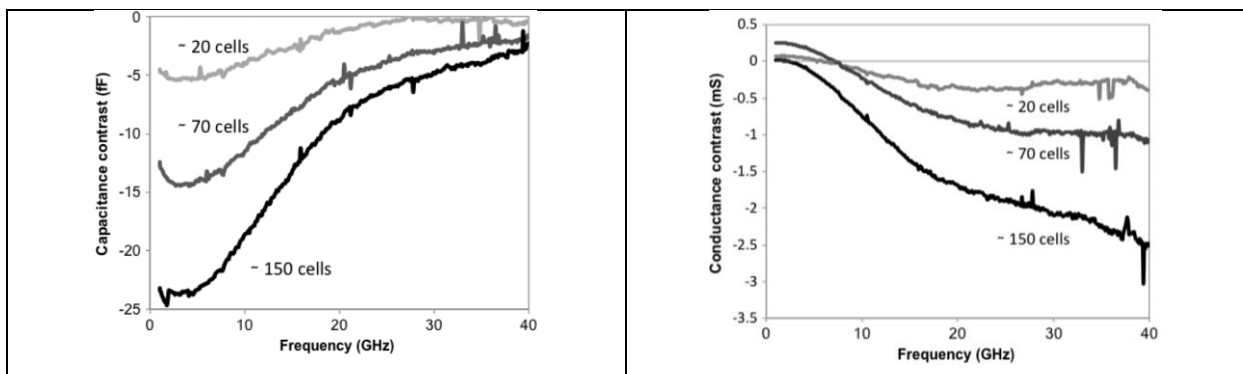


Figure III- 3: Evolution de la capacité et de la conductance équivalente en fonction de la concentration de cellules

Comme dans le cas précédent, la variation maximale de la capacité est plutôt autour de quelques GHz et la conductance varie,, quant à elle, beaucoup plus rapidement à haute fréquence (ici 40GHz). En 2012, le LAAS [47] avait conçu un capteur micro-fluidique fonctionnant jusqu'à 40GHz. L'intérêt

de monter en fréquence est de permettre d'explorer et de détecter d'autres propriétés d'un milieu du fait de la plus faible longueur d'onde. Depuis, de nombreux travaux de recherche ont été publiés, mais principalement dans des gammes de fréquences inférieures ou égales à 40GHz [43], [48], [44], [49], [50]. Au-delà de 40GHz, seulement quelques travaux de recherche ont été publiés comme un capteur micro-fluidique de température[51] ou un capteur à 60GHz en technologie LTCC [52]. Le désir de monter en fréquence est un challenge technologique car il s'agit d'être capable d'amener un milieu liquide dans une zone en interaction avec le champ électromagnétique qui est de plus en plus petite avec la montée en fréquence. Le principe de fonctionnement classique d'un capteur micro-onde est basé sur la modification du comportement d'un résonateur (fréquence de résonance et facteur de qualité) par la présence d'un milieu externe. Jusqu'à la bande SHF, étant donné que la longueur d'onde est dans la gamme centimétrique, les techniques et les technologies disponibles aujourd'hui permettent de réaliser de tel capteur. Dans la bande millimétrique, du fait de la longueur d'onde, il y a, en revanche, un réel challenge à concevoir des capteurs et qui n'est pas seulement technologique.

Ce travail de recherche a été mené dans le cadre d'une thèse soutenue par Cristina Arenas Buendia en janvier 2016 en cotutelle avec le laboratoire ITEAM à l'Université Polytechnique de Valencia (UPV) en Espagne. L'idée initiale a été d'exploiter une structure de propagation appelée « Gap Waveguide » qui a été proposée par P.S. Kildal de l'Université de Göteborg en Suède et par Alejandro Valero-Nogueira de l'UPV [53], [54] en 2009. Du point de vue technologique, L'IMT Atlantique et l'UPV à Valence possède et développe en interne la technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic). Ainsi, l'objectif de cette thèse a été de contribuer également au développement et à la maîtrise du process de fabrication pour des applications millimétriques.

## 2.2 La structure « Gap waveguide »

Cette structure de propagation est basée sur l'utilisation de surfaces artificielles à conducteur magnétique également appelé méta-matériau[55]. Le principe théorique est présenté sur la Figure III- 4. La distance entre les deux plans doit être inférieure à  $\lambda/4$ . Lorsque les deux plans parallèles sont en PEC (Perfect Electric Conductor), l'onde électromagnétique peut se propager. Mais lorsque qu'un des plans est en PMC (Perfect Magnetic Conductor) appelé également surface à haute impédance, il n'y a pas de propagation de l'onde électromagnétique.

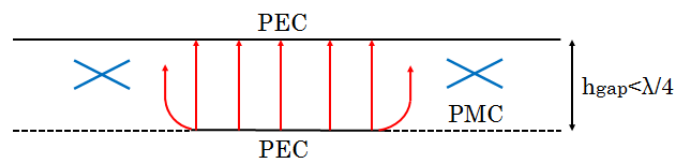


Figure III- 4: Ideal gap waveguide

Cette surface PMC est constituée d'un réseau périodique de plots métalliques. Ainsi en la combinant avec des zones en PEC, il est possible de guider l'onde électromagnétique tout en ayant une structure ouverte sur les côtés (Figure III- 5)

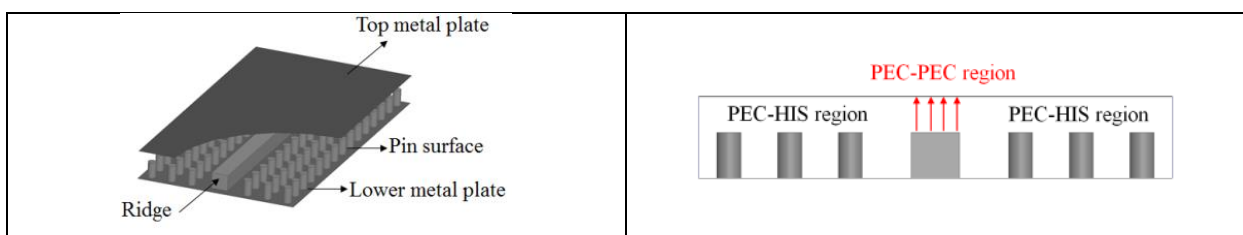




Figure III- 5: Géométrie d'un « gap waveguide »

L'analyse des modes d'une structure période à travers le diagramme de dispersion (Figure III- 6) montre bien qu'il existe une bande de fréquence sans mode de propagation.[56]

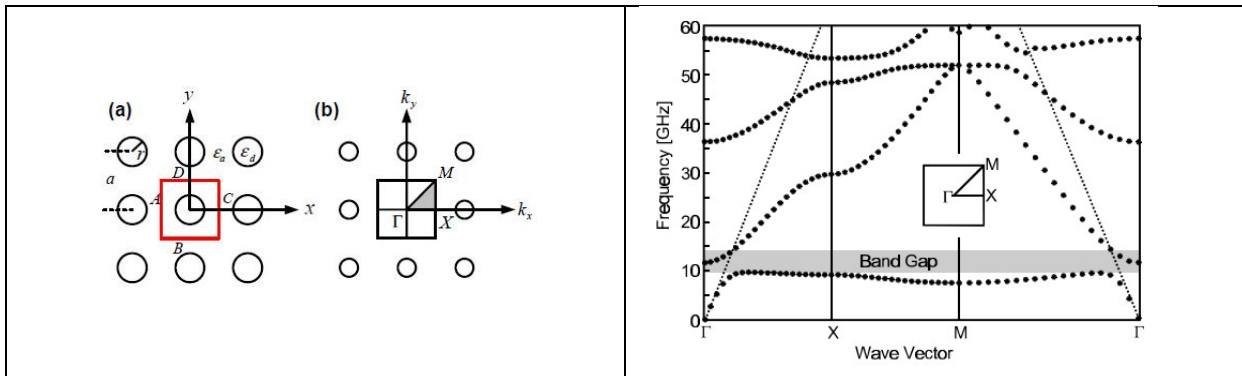


Figure III- 6: Diagramme de dispersion selon les zones de Brillouin

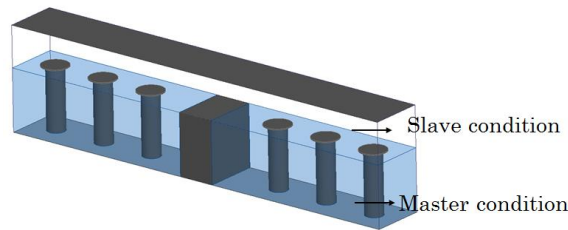


Figure III- 7 : Simulation d'un tronçon de guide "gap waveguide"

En simulant un tronçon d'un guide « gapwaveguide » avec des conditions maître/esclave, on observe sur le diagramme de dispersion (Figure III- 8), en noir les modes dans la structure complète avec la zone sans mode appelée « Stop Band » et en rouge le mode se propageant au centre du fait d'avoir des conditions PEC sur les 2 surfaces du guide à plan parallèle. La simulation des paramètres [S] (Figure III- 9) fait bien apparaître la notion de fréquence de coupure ici autour des 50GHz.

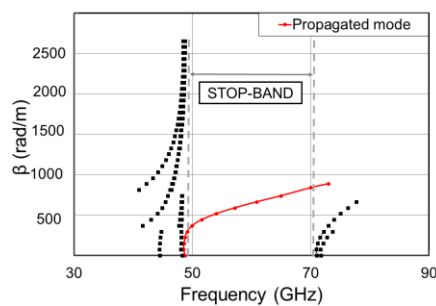


Figure III- 8: Diagramme de dispersion

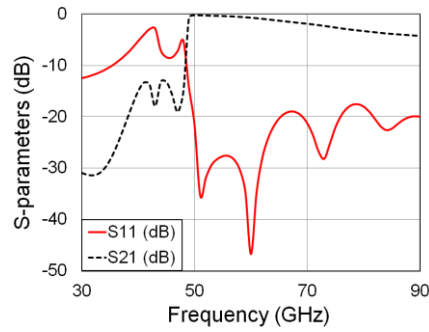


Figure III- 9: Paramètre [S] en réflexion et en transmission

La fréquence de coupure basse est fixée par la hauteur des pins. La fréquence de coupure haute est, quant à elle, fixée par la hauteur du gap d'air Figure III- 10 et augmente de manière inversement proportionnelle à la hauteur du gap. Mais en analysant l'évolution du facteur de qualité (Figure III- 11) qui augmente de manière proportionnelle avec la hauteur du gap d'air, on peut voir qu'il y a donc un compromis à trouver entre le facteur de qualité (pertes) et la largeur de bande.

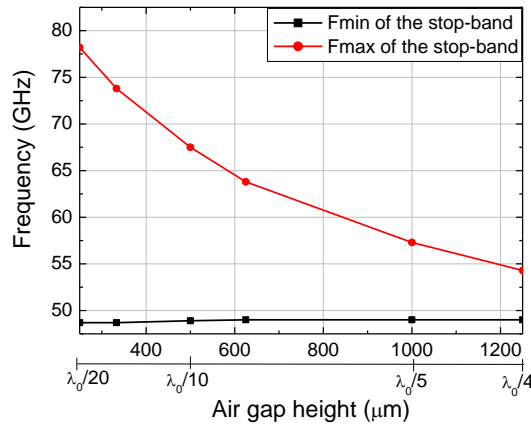


Figure III- 10: Variation des fréquences de coupure en fonction de la hauteur du gap d'air

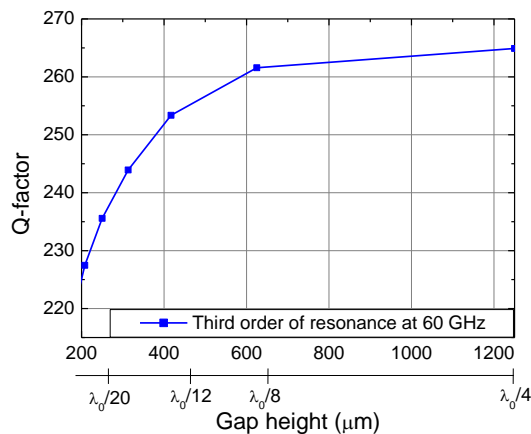


Figure III- 11: Variation du facteur de qualité en fonction de la hauteur du gap d'air

Sur la Figure III- 12, on observe qu'il y a, en revanche, un optimum sur le rapport entre  $p$  le diamètre des pins et  $d$  leur espacement.

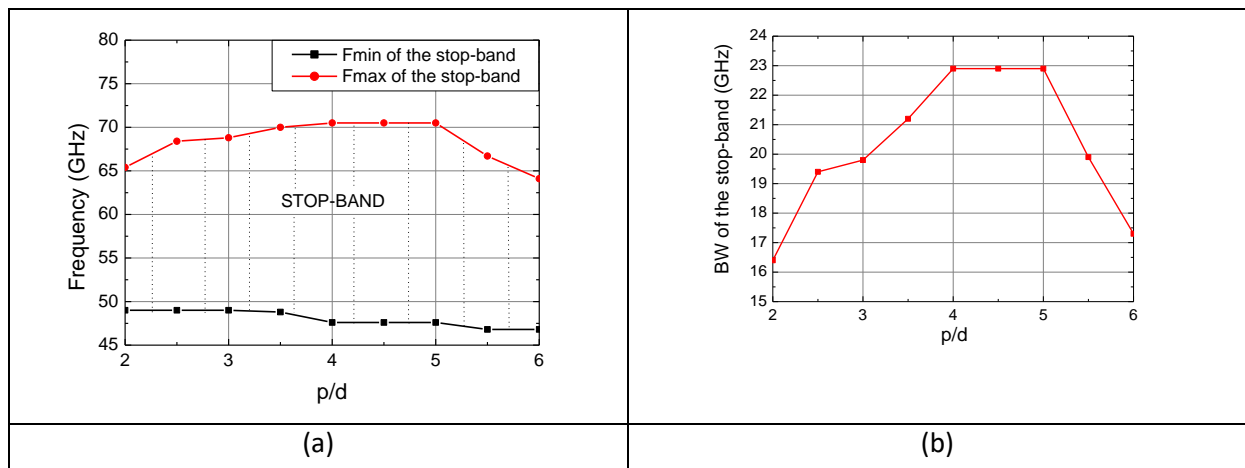


Figure III- 12: Variation (a) des fréquences de coupure et (b) de la bande passante en fonction du rapport  $p/d$

## 2.1 Comparaison entre la technologie SIW et la technologie « Gap waveguide »

Le premier travail a été une étude comparative entre une structure de propagation de type « Gap Waveguide » et « SIW » en termes de performances et de contraintes technologiques.

### 2.1.1 La structure SIW

Les structures SIW (Substrate Integrated Waveguide) sont réalisées avec une technologie PCB classique, d'où son intérêt. Le guide est fermé par une couche métallique sur chaque surface du substrat et par deux rangées de trous métallisés sur les côtés (Figure III- 13).

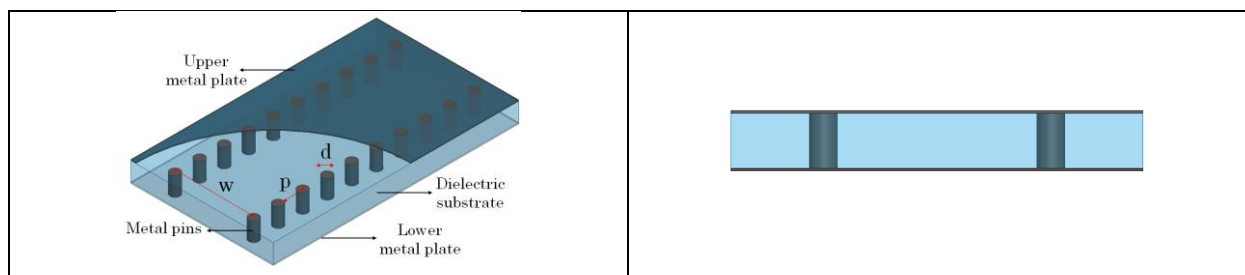


Figure III- 13: Structure SIW

Seuls les modes  $TE_{n0}$  peuvent se propager puisque que les modes TM ne peuvent pas être présents, du fait des trous métallisés équivalent à une surface qui n'est pas électriquement conductrice de manière continue [57]. Dans les structures SIW, trois origines de pertes sont identifiables :

- Pertes « conducteur »
- Pertes « diélectriques »
- Pertes par fuites liées à la distance entre les trous métallisés.

Les pertes « conducteur » et « diélectriques » sont intrinsèques à toute structure de propagation. Dans le cas d'une structure SIW, les pertes par fuite peuvent être minimisées en respectant une règle de conception sur le diamètre et l'espacement des trous métallisés.

$$\frac{p}{d} < 2$$

$$d < \frac{\lambda_g}{4}$$

$$\text{avec } \lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r(2\pi f)^2}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}}$$

### 2.1.2 Comparaison des performances

L'étude comparative a été menée à une fréquence de 170GHz. Pour cela, les deux structures « Gap Waveguide » et « SIW » ont été dimensionnées selon leur règle de conception respective. La Figure III- 14 présente les diagrammes de dispersion des structures « SIW » et « Gap waveguide ». Les deux structures ont bien un fonctionnement monomode autour de 170GHz.

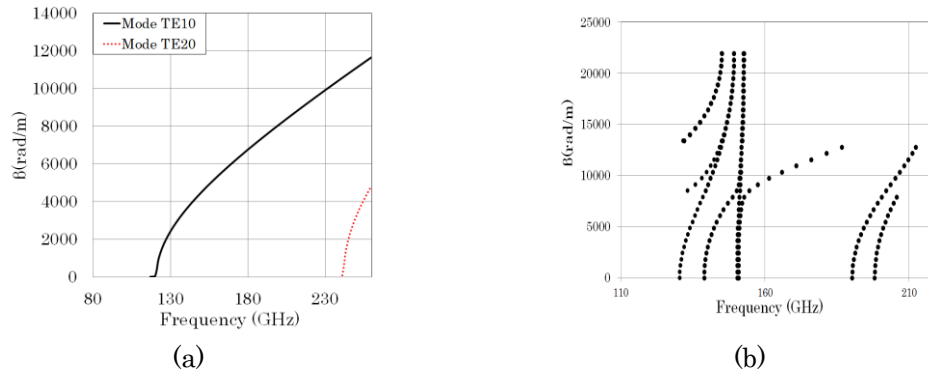


Figure III- 14: Diagramme de dispersion pour (a) SIW et (b) Gap Waveguide

La Figure III- 15 présente la distribution du champ électrique dans les structures pour différents rapport diamètre/espacement.

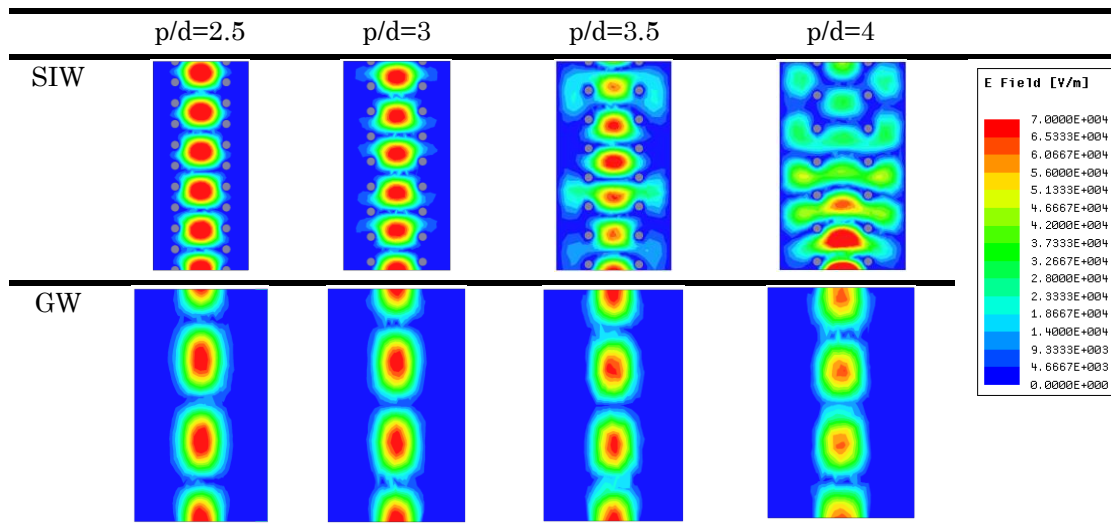


Figure III- 15: Distribution du champ électrique dans les structures SIW et Gap waveguide GW

On constate bien que, dès que le rapport  $p/d$  est supérieur à 2.5, il y a des pertes liées à des fuites dans le cas de la structure SIW, alors que le champ électrique reste toujours confiné et guidé dans le cas du gap waveguide. En s'inspirant d'une analyse des performances d'une structure SIW dans la publication [58] pour les structures SIW, nous l'avons complété avec celle pour les structures gap waveguide afin de montrer l'avantage de cette dernière structure.(Figure III- 16 )

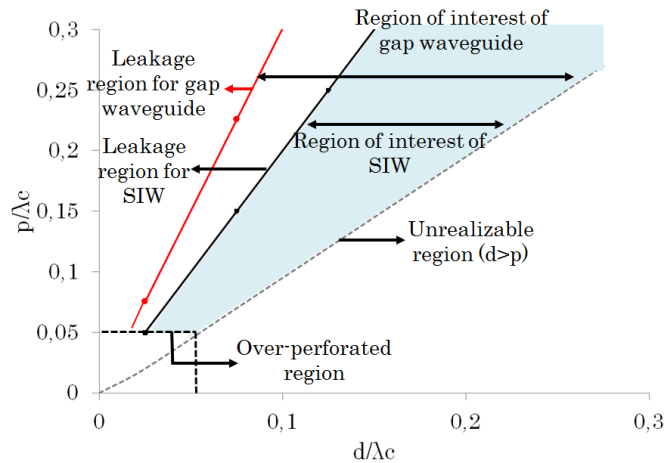


Figure III- 16: Région de validité en fonction du diamètre et de l'espacement entre trous métallisés

## 2.2 Conception d'une structure gap-waveguide entechnologie PCB

Afin d'assurer l'interconnexion avec un appareil de mesure ou bien un composant dans un système, il est nécessaire d'intégrer une transition. Les mesures des paramètres [S] sont faites en utilisant une station sous-pointe. Nous avons opté pour une transition ligne coplanaire - ligne microruban – gap waveguide. La **Erreur ! Source du renvoi introuvable.** présente le schéma complet de la structure empilée. La transition ligne microruban – gap waveguide est réalisée à travers une fente de couplage en forme de H.

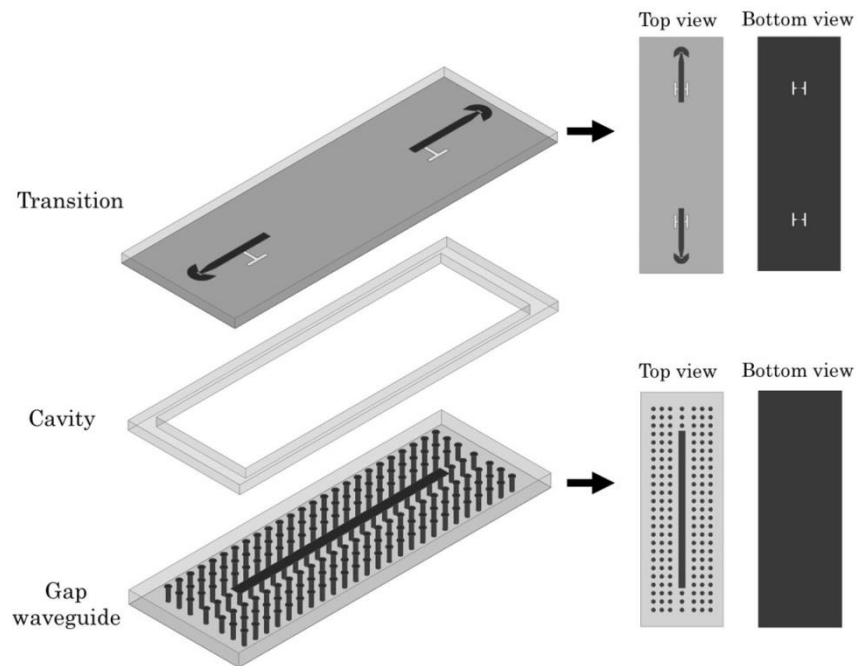


Figure III- 17: Schéma de la structure complète avec double transition

La conception s'est déroulée en trois étapes :

- Dimensionnement de la structure gapwaveguide
- Dimensionnement de la transition microruban – gapwaveguide
- Dimensionnement de la transition accès coplanaire – ligne microruban

La première réalisation a été faite en technologie PCB en utilisant un substrat avec de bonnes performances en terme de pertes de chez Rogers®, le RO4003 avec une permittivité de 3.55 et un  $\tan \delta$  de 0.0027.

### 2.2.1 Dimensionnement de la structure gapwaveguide

La structure gap waveguide a été dimensionnée pour avoir une zone « stop band » entre 40GHz et 75GHz. Les dimensions de la structure sont données dans le Tableau III- 1.

diamètre des plots	d	200 $\mu\text{m}$
Diamètre des disques	d <sub>2</sub>	400 $\mu\text{m}$
Espace entre plots	p	800 $\mu\text{m}$
Diélectrique	RO4003	$\epsilon_r=3.55$ $\tan \delta=0.0027$ Substrate thickness=813 $\mu\text{m}$
Hauteur des plots	h <sub>p</sub>	813 $\mu\text{m}$
Largeur du ruban central	w <sub>ridge</sub>	500 $\mu\text{m}$
Hauteur du gap d'air	h <sub>gap</sub>	200 $\mu\text{m}$

Tableau III- 1: Dimensions de la structure gapwaveguide en technologie PCB RO4003

Le diagramme de dispersion obtenu est présenté sur la Figure III- 18. Dans la zone « stop band » entre 40GHz et 75GHz, il n'y a bien qu'un seul mode qui se propage le long du ruban central.

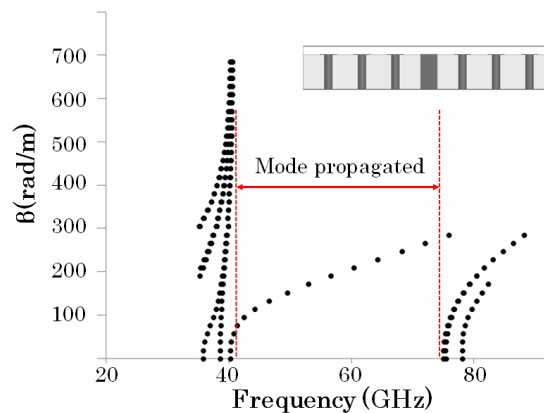


Figure III- 18: Diagramme de dispersion

La structure est simulée sous HFSS et les paramètres [S] sont présentés sur la Figure III- 19. On observe bien la fréquence de coupure basse autour des 40GHz.

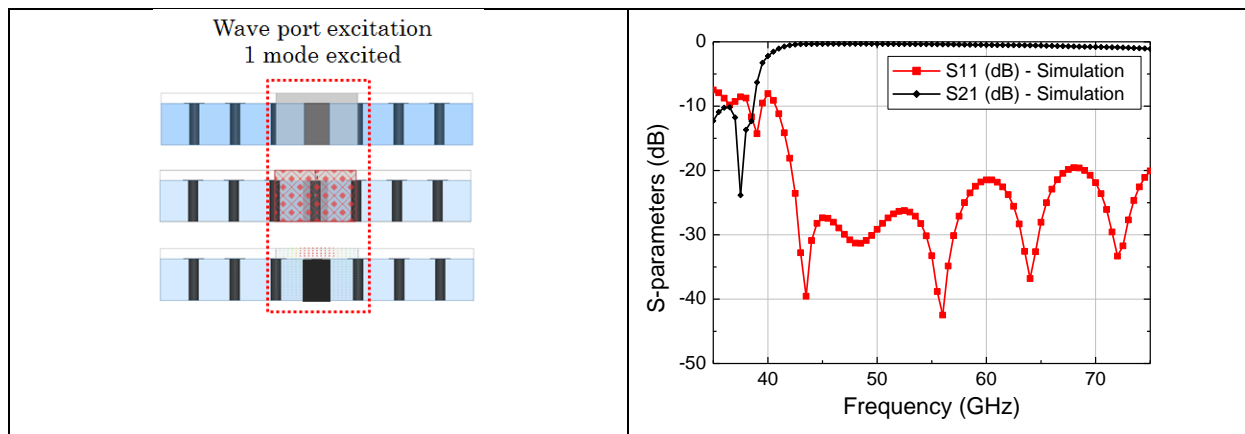


Figure III- 19: Simulation des paramètres [S] de la structure gapwaveguide seule

### 2.2.2 Dimensionnement de la transition accès coplanaire - ligne microruban - gap waveguide

L'étape suivante est la conception de la transition accès coplanaire - ligne microruban - gapwaveguide. Le principe est de venir placer un PCB double face avec d'un côté un plan de masse qui vient fermer la structure gapwaveguide et de l'autre côté, la ligne microruban (Figure III- 20). Le couplage entre la ligne microruban et la structure gapwaveguide est réalisée à travers une fente en H dans le plan de masse (Figure III- 21).

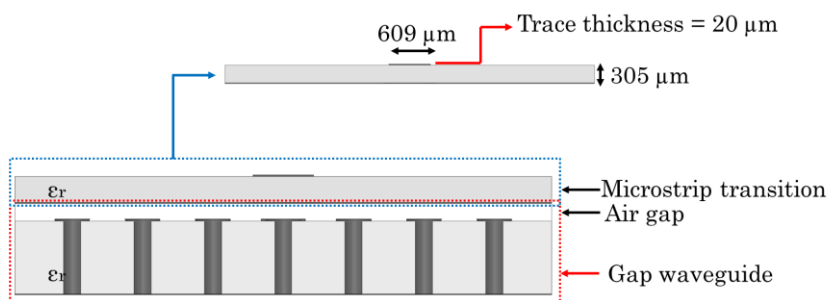


Figure III- 20: Schéma de l'empilement de la structure ligne microruban et gapwaveguide

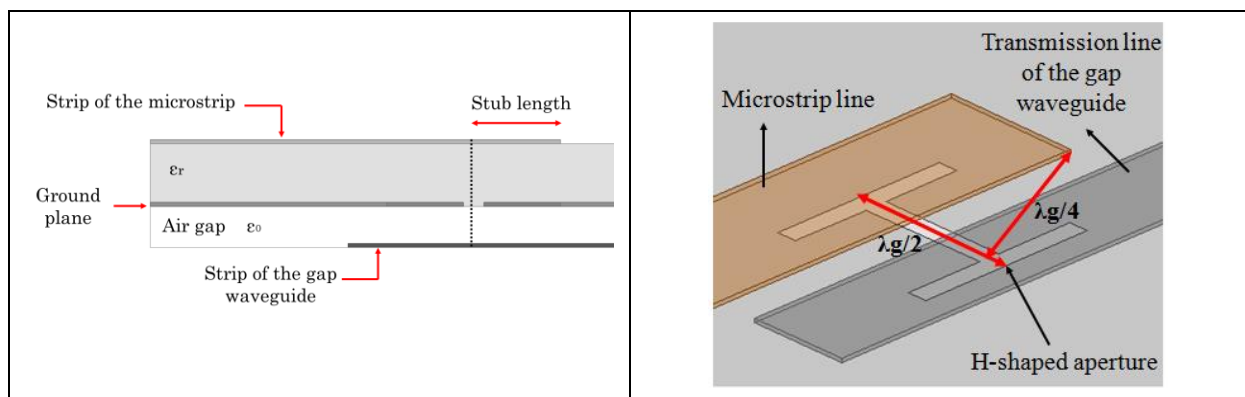


Figure III- 21: Couplage ligne microruban – gapwaveguide par fente

La structure ligne microruban – gapwaveguide a été simulée sous HFSS (Figure III- 22)

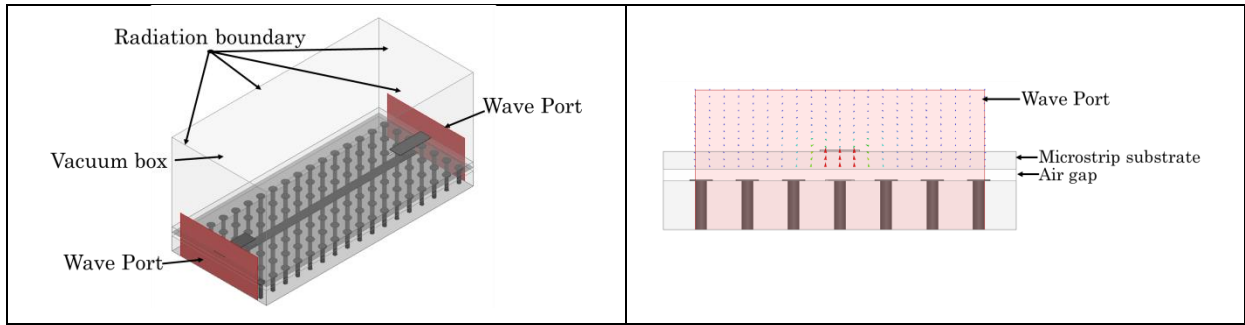


Figure III- 22: Simulation de la structure ligne microruban – gapwaveguide avec HFSS

La simulation des paramètres [S] est présentée sur la Figure III- 23 (a). Afin d'évaluer l'impact des pertes par effet joule et par fuite (rayonnement au niveau de la fente de couplage), le rendement de la double transition est calculé à partir des paramètres [S] via l'équation suivante. Le rendement est bon et de l'ordre de 90% (Figure III- 23 (b)).

$$\eta = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2}$$

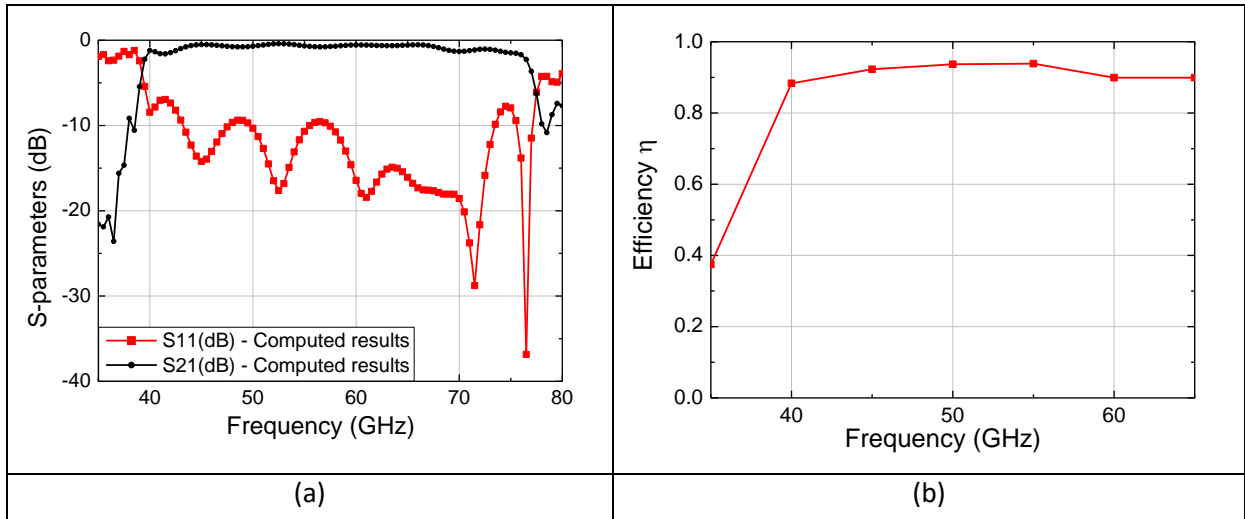


Figure III- 23: Simulation des paramètres [S] et du rendement de la structure ligne-microruban - gapwaveguide

La transition accès coplanaire-ligne microruban a été réalisée avec une topologie sans retour de masse par des trous métallisés, mais en utilisant le principe de ligne quart-d'onde (Figure III- 24)

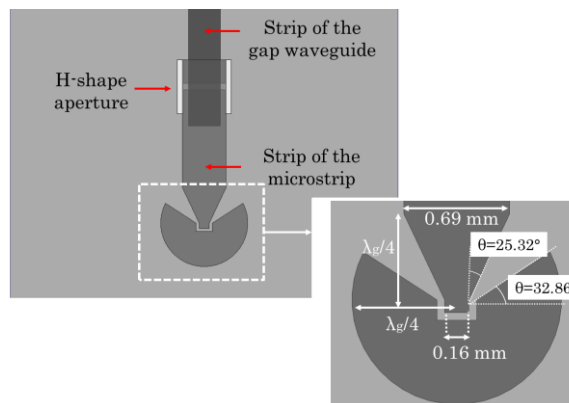


Figure III- 24: Dimensionnement de la transition accès coplanaire – ligne microruban



La Figure III- 25 présente la simulation des paramètres [S] de la structure complète. Les pertes en transmission sont de l'ordre de 2.5dB.

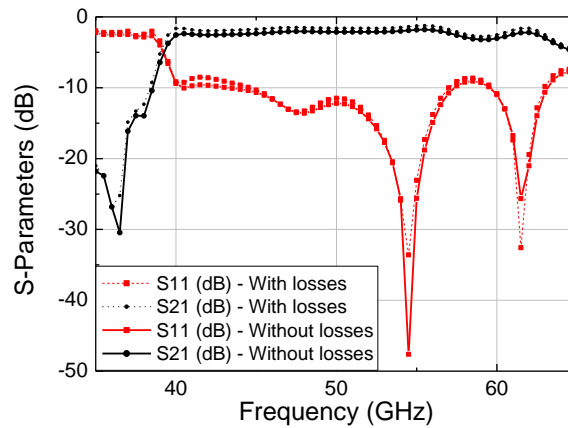


Figure III- 25: Simulation des paramètres [S] de la structure complète

### 2.2.3 Réalisation et test du prototype

Le prototype a été réalisé en empilant les deux PCB avec un espaceur permettant d'assurer le gap d'air (Figure III- 26).

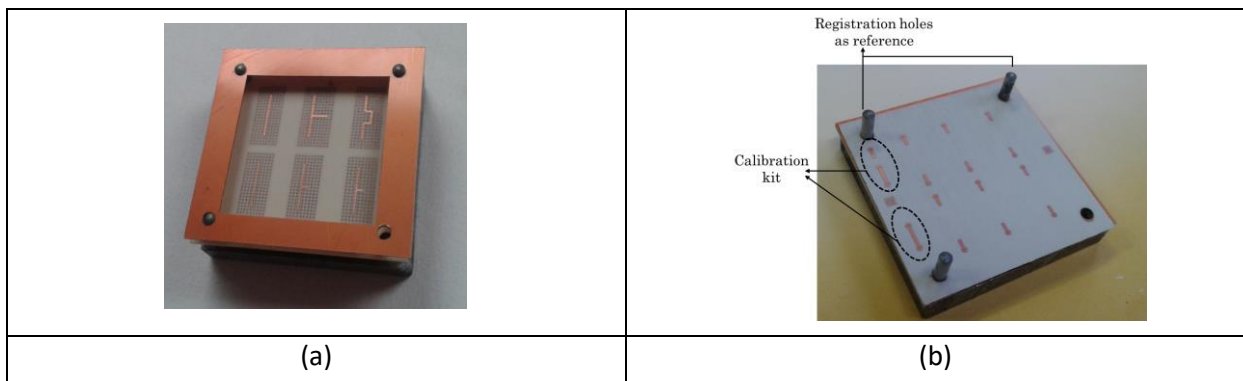


Figure III- 26: Prototype en RO4003 : (a) circuit PCB avec ruban et trous métallisés et l'espaceur (b) : Circuit PCB complet.

La mesure a été réalisée sur une station sous-pointe (Figure III- 27). Le design initial était prévu avec une hauteur de gap d'air de 200 $\mu$ m. Or, après mesure de l'épaisseur totale du circuit, il s'avère que la hauteur du gap est plutôt de 300  $\mu$ m. En simulant la structure avec cette nouvelle épaisseur, on constate une bonne corrélation entre la simulation et la mesure sur la Figure III- 28. Le niveau des pertes est, quant à lui, le même que celui prédit par la simulation.

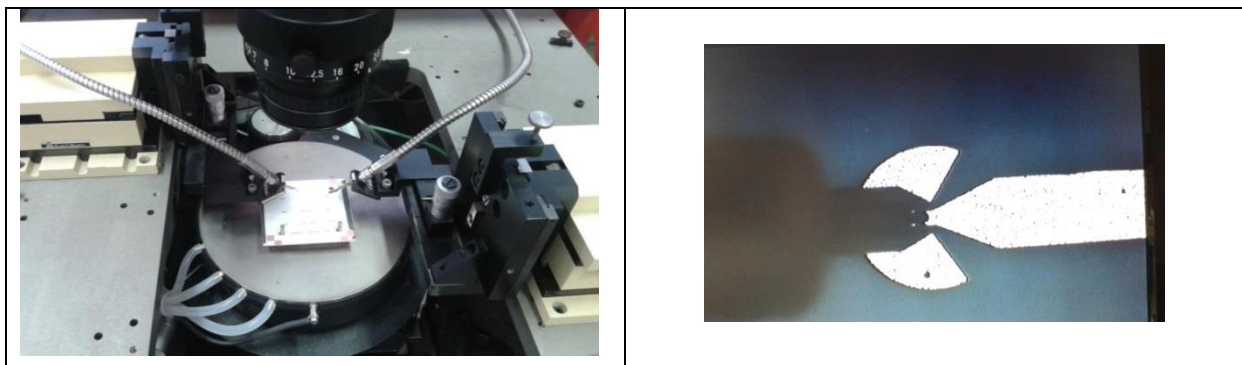


Figure III- 27: Caractérisation des circuits avec une station sous-pointe

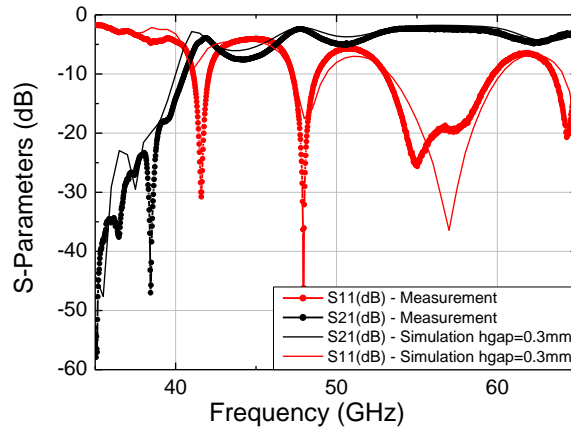


Figure III- 28: Mesure des paramètres [S] de la structure complète pour une hauteur du gap d'air de 300µm

### 2.3 « gap waveguide » pour des applications microfluidiques

L'intérêt de la structure « gap waveguide » est de pouvoir guider ou concentrer le champ électromagnétique dans une zone, tout en étant ouverte sur les côtés. Ainsi, il est possible d'y introduire des fluides par les côtés (Figure III- 29).

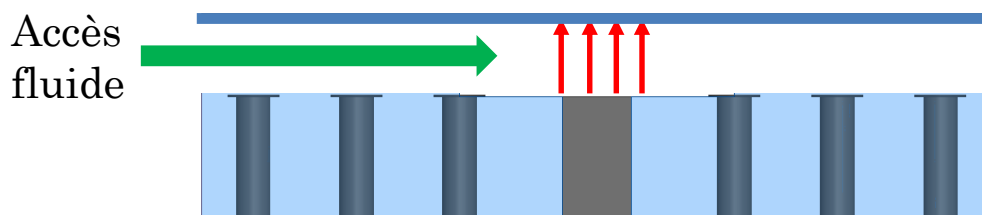


Figure III- 29: Structure « gap waveguide » pour des applications microfluidiques

Une méthode de caractérisation d'un matériau ou d'un fluide est d'évaluer en sa présence la perturbation d'un résonateur en termes de fréquence de résonance et de facteur de qualité. Ainsi, dans notre cas, nous avons imaginé une structure résonante basée sur un résonateur simple stub. Le canal microfluidique permet d'amener le fluide au niveau du stub (Figure III- 30).

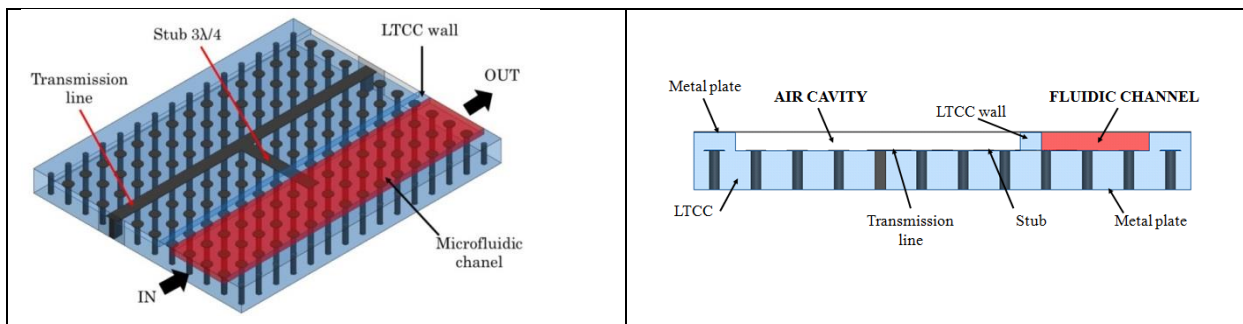


Figure III- 30: Cellule de caractérisation avec un résonateur simple stub

Afin de valider la structure « gapwaveguide » avec un résonateur, un prototype a été réalisé en technologie PCB sur du RO4003 (Figure III- 31).



Figure III- 31: Résonateur simple stub en gap waveguide

La comparaison simulation – mesure sur la Figure III- 32 montre une assez bonne concordance de manière générale et une très bonne concordance sur la fréquence de résonance.

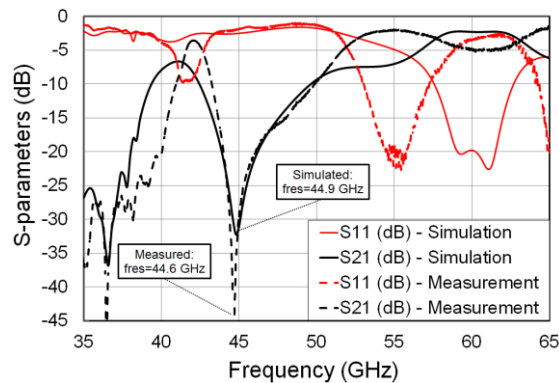


Figure III- 32: Simulation et mesure du résonateur simple stub en gap waveguide

Afin d'évaluer et de prédire les performances de cette cellule, une comparaison des performances a été faite avec une cellule proposée par S. Liu [52]. Cette cellule est basée sur le principe d'un résonateur en technologie SIW avec une ouverture en contact avec le milieu à caractériser (Figure III- 33).

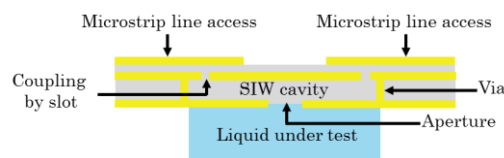


Figure III- 33: Cellule de caractérisation à base d'une cavité SIW [52]

Les fluides utilisés sont le méthanol et l'eau avec une permittivité (Tableau III- 2).

	$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$	$\tan \delta$
Methanol	7	-1.5	0.214
Water	13	-24	1.846

Tableau III- 2: Propriétés diélectriques du méthanol et de l'eau

La Figure III- 34 présente l'évolution du paramètre S21 pour différents fluides. Selon la permittivité du milieu, il y a une modification de la fréquence de résonance entre 57.75GHz et 58.6GHz pour une variation de la permittivité entre 1 et 13.

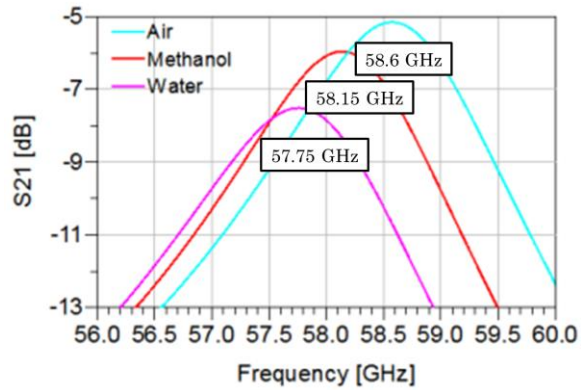


Figure III- 34: Paramètre de transmission en fonction de la fréquence pour différents fluides (air, méthanol et eau) pour la cellule à base d'une cavité SIW

En prenant les mêmes caractéristiques pour le fluide, la Figure III- 35 présente la variation du paramètre S21 en fonction de la fréquence. Dans notre cas, la résonance est obtenue lorsqu'il y a un minimum de transmission. Ainsi il y a une modification de la fréquence de résonance entre 49GHz et 59GHz.

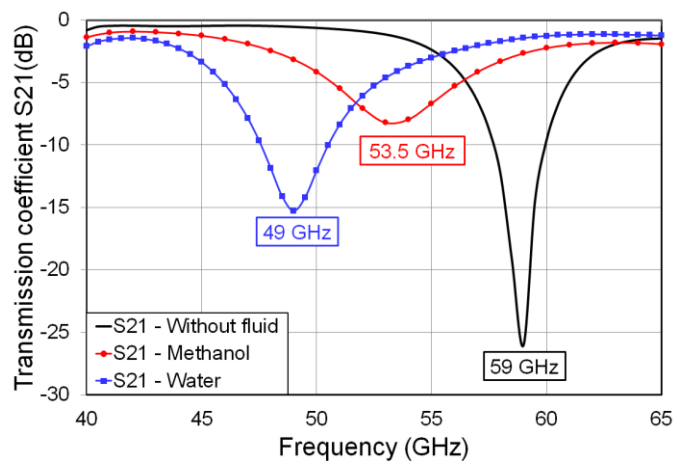


Figure III- 35: Paramètre de transmission en fonction de la fréquence pour différents fluides (air, méthanol et eau) pour la cellule à base d'un résonateur simple stub en gap waveguide.

La Figure III- 36 présente l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité du milieu. Notre solution permet pour une même variation de la permittivité entre 1 et 13 d'avoir une variation de la fréquence de résonance sur 10GHz, alors qu'elle n'est que de 1GHz dans le cas de la cellule à base d'une cavité SIW. Notre solution permet ainsi d'avoir une meilleure sensibilité à des modifications faibles de la permittivité du milieu à caractériser.

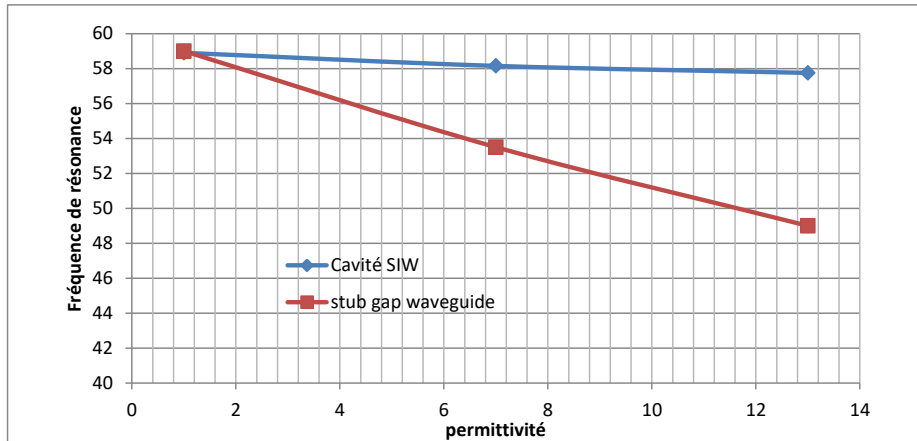


Figure III- 36: Variation de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité du milieu

## 2.4 Contribution au processus de conception en technologie LTCC

Cette thèse a également fortement contribué à la mise en œuvre du processus de conception de dispositif en technologie LTCC.

### 2.4.1 La technologie LTCC

La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic) est développée au sein du Lab-sticc dans le département micro-onde à l'IMT Atlantique depuis 2009. Elle est issue de l'évolution de la technologie couche épaisse sur céramique que le département a développée depuis une vingtaine d'année. Il s'agit d'un empilement de feuilles de céramique intégrant des motifs déposés par sérigraphie. Cela permet de réaliser des modules 3D compacts.

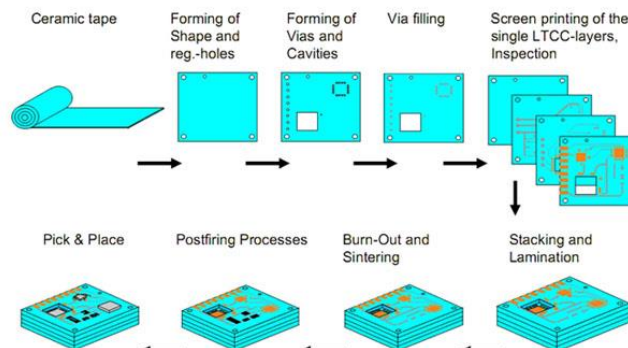


Figure III- 37: Process de la technologie LTCC

Les domaines d'applications sont très variés comme par exemple pour des capteurs environnementaux [59], [60], [61], des modules de communications en bande Ka [62], des radars [63], [64]... Il y a aujourd'hui un intérêt à utiliser cette technologie pour des applications dans le domaine millimétrique et submillimétrique, d'une part, du fait de l'épaisseur classique des couches de l'ordre de  $70\mu\text{m}$  et d'autre part, parce que les propriétés électriques du matériau sont correctes avec en standard des permittivités de 4, 7 ou 16 avec des  $\tan \delta$  de l'ordre de  $5e-3$  dans les bandes millimétriques et submillimétriques [65], [66]. Pour la conception de systèmes, il peut être intéressant de réaliser des cavités ouvertes ou fermées pour l'intégration de puces ou des matériaux différents ou bien des canaux pour des applications micro-fluidiques. Dans le cadre de cette thèse,

l'objectif a été de réaliser et de tester différentes topologies de cavités afin de définir les règles de conception.

### 2.4.2 Réalisation de cavités ouvertes en technologie LTCC

Les cavités ouvertes permettent, par exemple, d'intégrer des puces en technologie MMIC qui sont ensuite interconnectées par des fils « bonding » en étant dans le même plan Figure III- 38. [67].

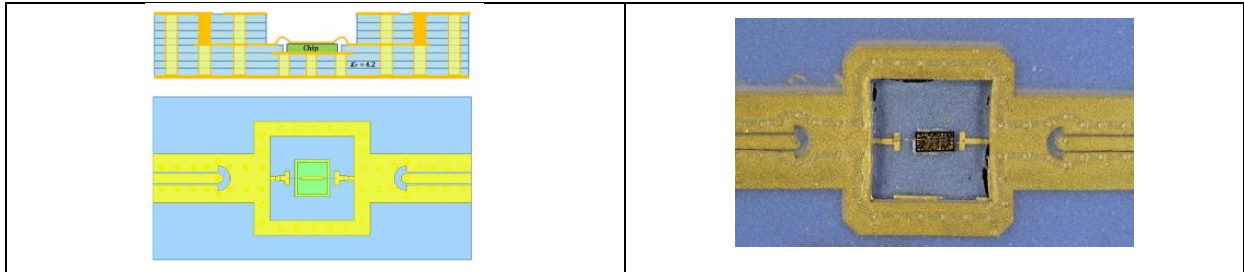


Figure III- 38: Cavité ouverte en technologie LTCC pour l'intégration de puces MMIC

Pour la fabrication de cavités ouvertes, l'objectif est de bien définir le coefficient de retrait pour leur conception et les recommandations au niveau des angles (rayon de courbure) afin d'éviter les craquelures. Différents tests ont été réalisés sur une base de 7 couches (Figure III- 39) (Tableau III- 3)

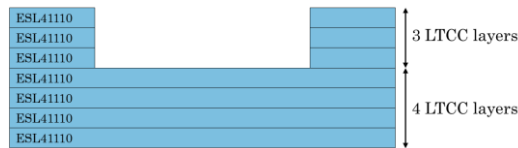


Figure III- 39: Cavités ouvertes en technologie LTCC sur 7 couches

Forme 1: carré		Forme 2 : octogone	
Avant cuisson	Après cuisson	Avant cuisson	Après cuisson
Forme 3: carré avec angle biseauté		Forme 4: cercle 1	
Avant cuisson	Après cuisson	Avant cuisson	Après cuisson
Forme 5 : cercle 2			
Avant cuisson	Après cuisson		

Tableau III- 3: Tests de cavités ouvertes

La Figure III- 40 présente le coefficient de rétreint calculé à partir du rapport entre les dimensions avant cuisson et après cuisson. Sa valeur moyenne est de 1.162 et correspond à celui des cavités en forme de cercle. Dans le cas du carré, le coefficient est légèrement plus grand alors qu'il est légèrement plus faible lorsque qu'il y a des biseaux.

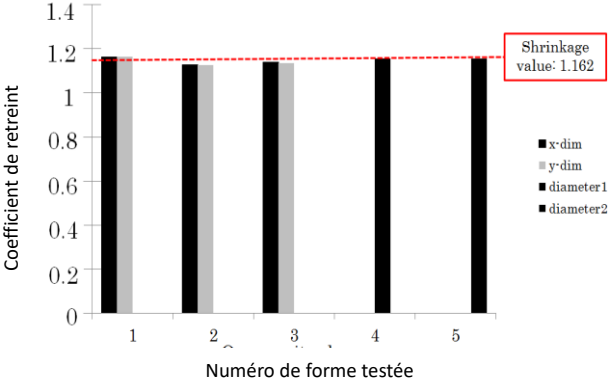


Figure III- 40: Coefficient de retraits pour différentes formes

**2.4.3 Réalisation de cavités fermées ou de canaux en technologie LTCC**

Les principales applications nécessitant des cavités fermées ou des canaux sont pour des applications dans le domaine micro-fluidiques [68], [69], [70], [71]. Le process de fabrication (Figure III- 41) consiste à démarrer comme pour une cavité ouverte puis de remplir la cavité par un matériau sacrificielle et ensuite venir fermer la cavité par d'autres couches de LTCC.

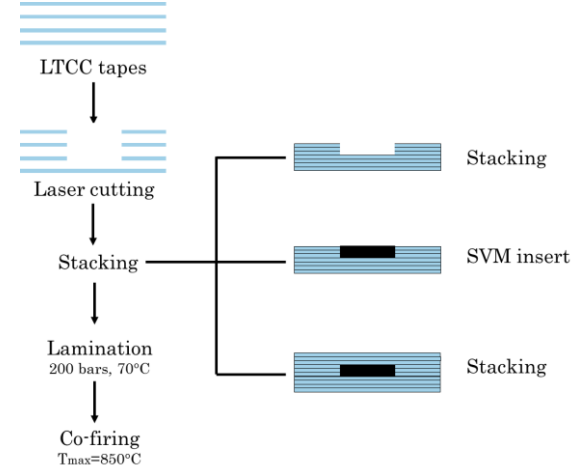


Figure III- 41: Process de fabrication d'une cavité fermée ou d'un canal

Les tests ont été réalisés sur 10 couches dont 3 pour la cavité (Figure III- 42).

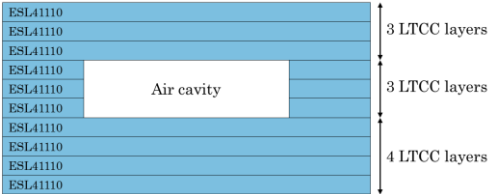


Figure III- 42: Cavité interne en technologie LTCC



La difficulté majeure réside dans l'élimination de la couche sacrificielle qui normalement devrait s'échapper sous forme de gaz à travers le matériau LTCC qui est encore poreux avant cuisson totale. Le premier test non concluant a démontré cela. Mais même avec deux trous d'évacuation, la cavité n'est effectivement plus déformée mais il reste toujours des résidus du matériau sacrificiel à l'intérieur.

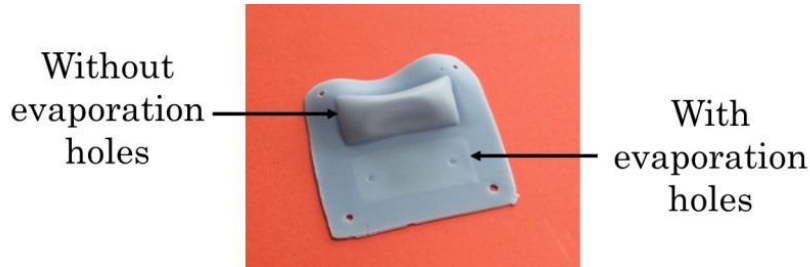


Figure III- 43: Premier test de cavité interne en technologie LTCC

Après une série de plusieurs tests, la fabrication de cavité interne commence à être maîtrisée. La hauteur de la cavité au final (390 $\mu\text{m}$ ) est plus faible que celle prévue initialement (450 $\mu\text{m}$ ) (Figure III- 44 (a)). Ceci est lié à un phénomène d'affaissement au centre comme on peut le voir sur la photo (Figure III- 44 (b)) du fait de largeur importante dans notre cas.

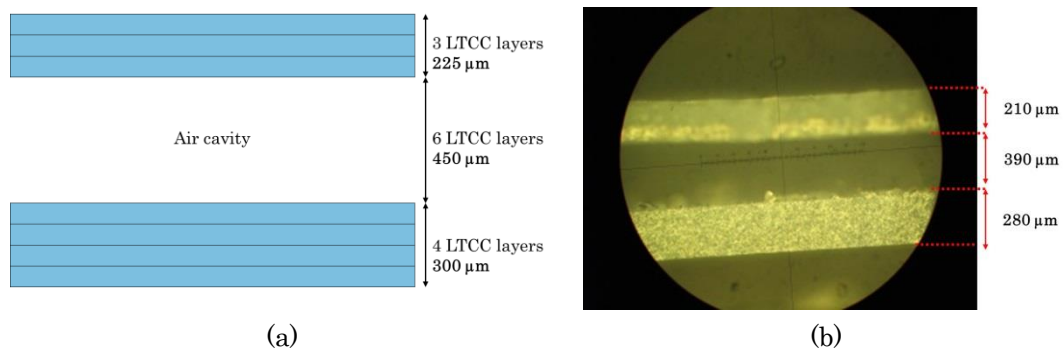


Figure III- 44: Cavité interne en technologie LTCC

#### 2.4.4 Réalisation d'une structure « gap waveguide » en technologie LTCC

L'objectif est alors de fabriquer avec la technologie LTCC, une structure « gap waveguide » (Figure III- 45). Pour cela, il est nécessaire, en plus, de la cavité d'ajouter des trous métallisés et de sérigraphier quelques couches (plan de masse avec fente, ligne microruban, accès coplanaire). La structure complète est sur 21 couches.

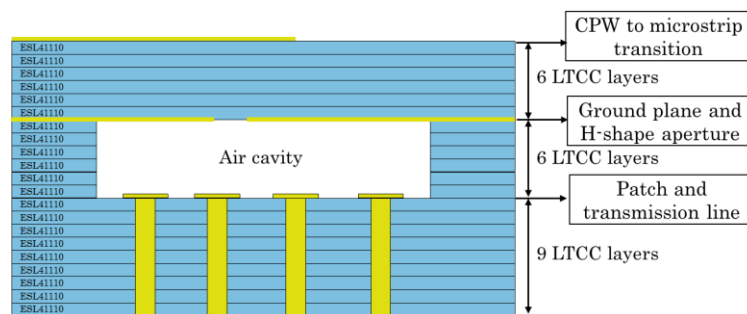


Figure III- 45: Structure « gap waveguide » en technologie LTCC



La Figure III- 46 présente l'empilement des différentes couches et du remplissage de la cavité par un matériau sacrificiel. Après cuisson, les cavités ont été correctement réalisées (Figure III- 47) mais le prototype n'était pas fonctionnel. Les deux principales raisons ont été identifiées. La première est liée au problème de la couche d'or inversée (partie supérieure de la cavité) qui se décroche et vient combler partiellement la cavité (Figure III- 48 (a)). La seconde raison est la qualité des trous métallisés dont leur rôle n'est pas juste d'assurer un contact entre deux couches mais de créer une surface PMC. La forme cylindrique est donc essentielle.

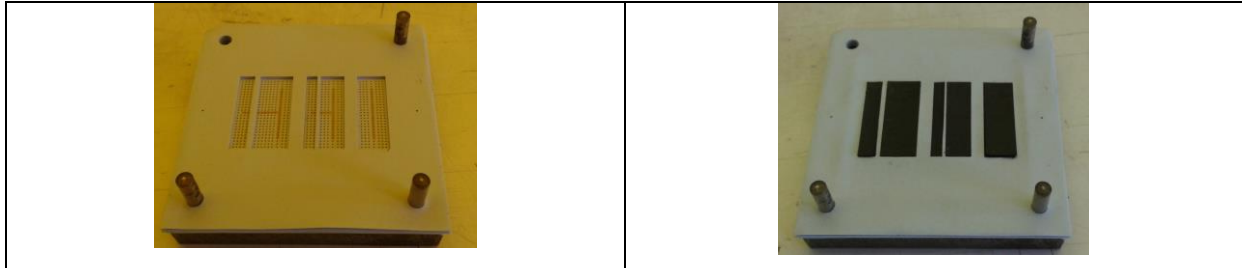


Figure III- 46: Empilement des couches et remplissage de la cavité par un matériau sacrificiel

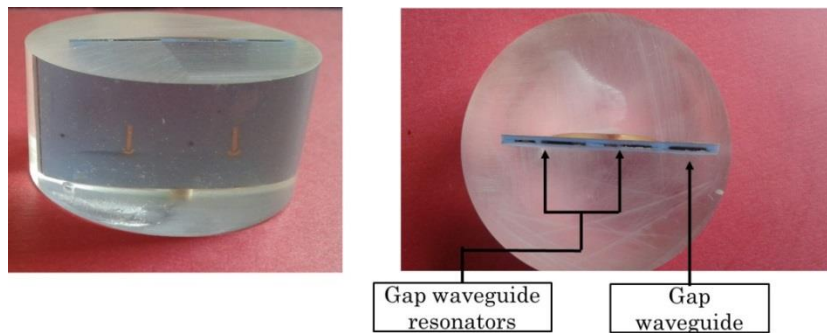


Figure III- 47: Prototype final

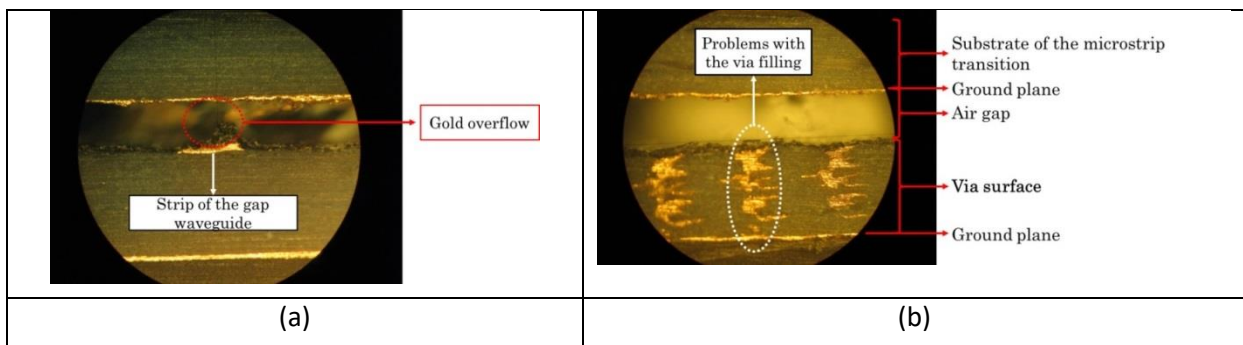


Figure III- 48: Problème sur la couche d'or et le remplissage des trous métallisés

## 2.5 Liste des publications

ARENAS-BUENDIA Cristina, GALLÉE François, VALERO NOGUEIRA Alejandro, PERSON Christian, **Estructura Gap Waveguide en Tecnología LTCC para sub-milimétrica application**. URSI 2013 : XXVIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, 11-13 september 2013, Santiago De Compostela, Spain, 2013

ARENAS BUENDIA Cristina, GALLÉE François, VALERO NOGUEIRA Alejandro, PERSON Christian, **Gap Waveguide Structure in LTCC for Millimeter-Wave Applications**. EuCAP 2014 : 8th European Conference on Antennas and Propagation, 06-11 april 2014, La Haye, Netherlands, 2014

ARENAS BUENDIA Cristina, GALLÉE François, VALERO NOGUEIRA Alejandro, PERSON Christian', **Caractérisation de milieux fluidiques à partir de structures basée sur la topologie « Gap Waveguide »**, Journées Nationales des Micro-ondes, Bordeaux, 2015

ARENAS BUENDIA Cristina, GALLÉE François, VALERO NOGUEIRA Alejandro, PERSON Christian **LTCC Technology for Microfluidic Applications Based on the Gap Waveguide Technology**. EMPC 2015 : 20th European Microelectronics and Packaging Conference and Exhibition, 14-17 septembre 2015, Friedrichshafen , Allemagne, 2015

ARENAS BUENDIA Cristina, GALLÉE François, VALERO NOGUEIRA Alejandro, PERSON Christian **LTCC technology for microfluidic millimetre-wave applications**, IMAPS, LYON, SEPTEMBRE 2015

ARENAS BUENDIA Cristina, GALLÉE François, VALERO NOGUEIRA Alejandro, PERSON Christian **RF sensor based on gap waveguide technology in LTCC for liquid sensing**. EuCAP 2015 : 9th European Conference on Antennas and Propagation, 12-17 april 2015, Lisbonne, Portugal, 2015

## 3 Capteurs d'environnement corrosif

### 3.1 Contexte

La corrosion est un processus physico-chimique qui affecte la plupart des matériaux, notamment dans de nombreux secteurs d'activités, tels que le transport, l'énergie, la construction .... Outre le préjudice économique, la dégradation des matériaux peut engendrer des risques importants pour la sécurité des biens et des personnes. Dans ce cadre, réaliser un suivi de la corrosion des infrastructures en temps réel est primordial. Les techniques utilisées sur site industriel pour effectuer ce contrôle peuvent être séparées en 2 catégories :

- Les sondes locales qui permettent une mesure à un instant donné, à titre d'exemple la mesure à onde acoustique ou la radiographie.
- Les capteurs sensibles à la dégradation des matériaux qui peuvent être déployés sur les structures en réseau et réaliser un monitoring continu.

Concernant la première catégorie, il s'agit de méthodes de mesures par contact. Ce type de mesure n'est pas notre objectif et nous ne nous attarderons pas sur cette catégorie. En revanche, notre travail de recherche se focalisera sur la deuxième catégorie. Des solutions ont été développées comme, par exemple, la mise en place d'un réseau de capteurs filaires pour des mesures de corrosion dans les fondations d'éolienne offshore (Figure III- 49) [72]. On peut noter rapidement les contraintes fortes liées au déploiement d'une telle solution. Il y a donc eu très rapidement un intérêt de concevoir des réseaux de capteurs sans-fil.



Figure III- 49: Réseau filaire de capteurs de corrosion dans les fondations d'une éolienne offshore

Notre travail de recherche sur ce sujet a débuté en 2012. Pour mener à bien ces recherches faisant clairement appel à des compétences multi-physiques (physico-chimie des matériaux, corrosion, électromagnétisme, électronique,..), ce travail est mené dans un contexte collaboratif avec une équipe du Lab-stic de l'université de Bretagne Occidentale travaillant sur les matériaux, l'Institut de la corrosion et également le laboratoire XLIM à Limoges. A ce jour, trois thèses ont été soutenues sur ce sujet. La première thèse, soutenue en février 2016 par Maria Yasri [73], était centrée sur l'étude de capteur à base de dispositif radiofréquence sensible à un environnement corrosif atmosphérique. La seconde, soutenue par Rania Khalifeh, était centrée sur l'étude de résonateurs et de dispositifs pour l'évaluation de la corrosion dans des environnements aqueux ou pour le suivi de l'absorption d'eau dans des revêtement organique (peinture) ou béton [74]. La troisième, soutenu par Jamal Rammal, dans le cadre d'une collaboration avec le laboratoire XLIM sur l'étude et la conception de résonateurs 3D pour la caractérisation des propriétés diélectriques ou métalliques d'un matériau, un résonateur 3D sensible à la corrosion a été proposé [75].

## 3.2 Capteurs de corrosion atmosphérique

### 3.2.1 Etat de l'art sur les capteurs de corrosion atmosphérique et cahier des charges

L'architecture classique d'un capteur environnemental sans fil est présentée sur la Figure III- 50. Il est constitué :

- d'une partie « **capteur électronique** » intégrant le capteur physique en contact avec l'environnement à caractériser.
- d'une partie « **traitement numérique** » assurant la conversion analogique et numérique des signaux électriques puis un pré-traitement et une mise en forme des données pour l'émission.
- d'une partie « **transmission sans-fil** » qui se base généralement sur des standards de communication actuels (ex : bluetooth, WIFI, LORA, SIGFOX...)

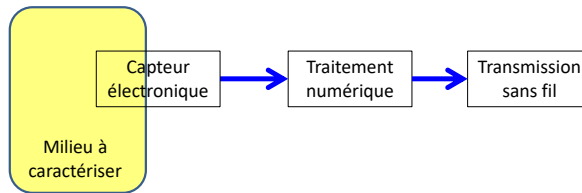


Figure III- 50: Architecture classique d'un capteur environnemental sans fil

Les systèmes aujourd'hui commercialisés pour le monitoring de la corrosion atmosphérique sont conçus sur la base de l'architecture précédente et le capteur physique est basé sur une mesure de la résistivité. Il s'agit de couches métalliques déposées sur un substrat sur lesquelles un courant est appliqué (Figure III- 51).

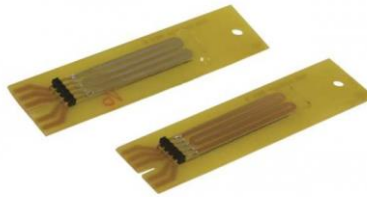


Figure III- 51: Capteur physique de corrosion atmosphérique

Cette technique permet la mesure en temps réel de l'épaisseur d'une piste métallique déployée sur la structure à contrôler. Le capteur de corrosion (résistif) atmosphérique mesure et enregistre la résistance électrique  $R$  d'une fine piste métallique appliquée sur un substrat isolant. Si le métal se corrode de manière uniforme, la réduction de la section  $t$  de la piste sera accompagnée d'une augmentation proportionnelle de la résistance électrique de l'élément [76], [77], [78]. La variation de  $R$  correspond à une profondeur de corrosion et dans le temps, une vitesse de corrosion.

$$R = \frac{\rho L}{t W}$$

Avec

$\rho$  : la résistivité électrique (en  $\Omega.m$ )

$L$  : la longueur du métal (en m)

$T$  : l'épaisseur du métal (en m)

$W$  : la largeur du métal (en m)

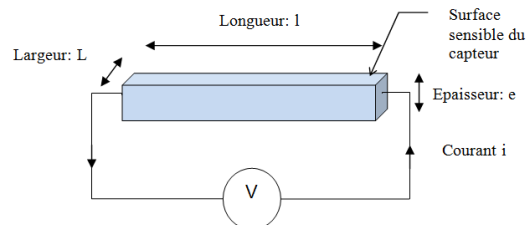


Figure III- 52: Principe de mesure de la corrosion à partir de la résistance électrique

Plusieurs systèmes sont actuellement commercialisés. Dans le domaine de la corrosion, quelques solutions sont commercialisées comme le capteur LUNA (Figure III- 53) [79] permettant d'évaluer l'exposition à un environnement corrosif dans l'aéronautique.

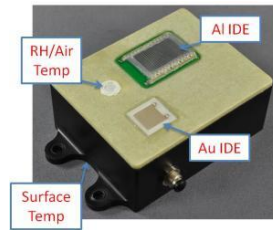


Figure III- 53: Capteur d'environnement corrosif LUNA

Un autre système est commercialisé par la société COSASCO dont l'architecture est basée sur le même principe : un capteur physique basé sur une mesure de résistivité et un boîtier de traitement et de transmission de l'information.



Figure III- 54: Capteur de corrosion atmosphérique COSASCO

Ce type de capteurs de corrosion sans fil répond à plusieurs besoins. Ils permettent le contrôle du niveau d'exposition à une corrosion atmosphérique sur des zones plus au moins grandes et qui dépendent principalement de la technologie sans-fil employée pour le transfert des données. Cela peut être à courte portée à l'échelle d'un moyen de transport (ex : avion, bateau,..) ou bien à longue portée, dans le cas d'une usine ou d'un réseau de distribution de matière (ex : oléoduc, gazoduc,...). Mais l'architecture de tel système nécessite d'avoir une source d'énergie électrique (batterie) pour alimenter le capteur. Cela peut être très contraignant pour certaine application. En effet, la corrosion est un phénomène physique lent (sur plusieurs années) et il peut y avoir des intérêts à intégrer des capteurs dans des environnements difficiles voire impossibles d'accès pendant la phase fonctionnelle / opérationnelle d'un système ou bien dans des environnements à très haute température (ex : usine pétrochimique).

Suite à cette analyse, notre axe de recherche s'est orienté vers la conception de capteur de corrosion atmosphérique totalement passif. Différentes solutions ont déjà été publiées. Dans une première étude, Materer et al. [80] ont proposé un capteur de corrosion basé sur la technologie RFID à 13.56MHz, illustré sur la Figure III- 55. Le capteur (300) est passif puisqu'il ne contient pas de source d'alimentation et reste inactif tant qu'il n'est pas excité par une énergie micro-onde. L'antenne de type boucle magnétique (104) est court-circuitée par un fil (108) sensible à l'environnement de corrosion. Ainsi, à l'état initial, l'antenne n'est pas accordée à 13.56MHz et le tag ne répond pas. Lorsque que le fil est entièrement corrodé, l'antenne est alors accordée et le tag RFID répond au lecteur. Il s'agit dans ce cas d'un capteur binaire.

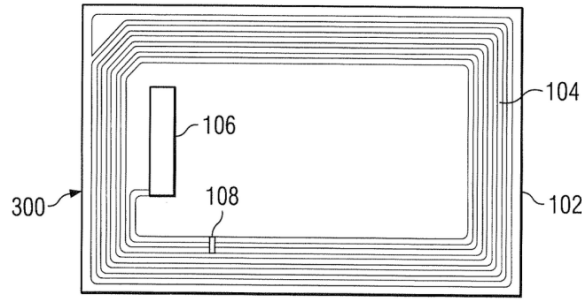
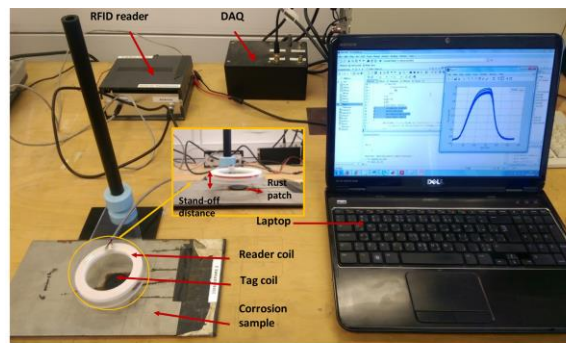
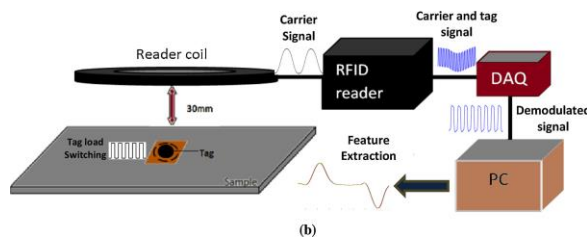


Figure III- 55: Capteur de corrosion à base de technologie RFID à 13.56MHz.

D'autres solutions proposées consistent à placer un tag RFID sur un métal recouvert ou non d'une peinture. Le principe de fonctionnement est similaire à la technique de mesure de courant pulsé Eddy [81] qui est basé sur le fait que les courants induits sur une surface varie selon les propriétés du matériaux : conductivité, rugosité, épaisseur). Ainsi, le rayonnement électromagnétique du tag génère des courants sur la surface du métal qui génère (qui ?) donc un champ électromagnétique qui va rentrer en interaction avec le tag et ainsi modifier l'impédance de l'antenne du tag. Par l'analyse de l'amplitude des signaux reçus du tag, il est alors possible d'établir une corrélation avec le niveau d'exposition à un environnement corrosif. Sur ce principe, un premier système a été conçu et testé à 125KHz [82] (Figure III- 56 et Figure III- 57).



(a)



(b)

Figure III- 56: Système RFID pour la détection de la corrosion (a), schéma de principe(b)

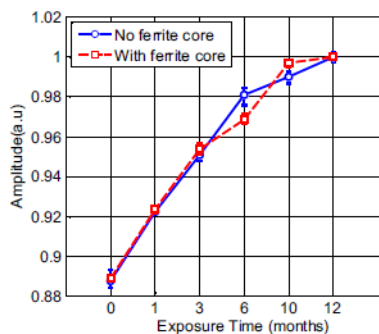


Figure III- 57: Evolution de l'amplitude du signal reçu d'un tag par le lecteur à 125KHz



Un autre système fonctionnant sur le même principe mais dans la bande UHF à 915MHz a été conçu par l'université de Newcastle en 2016 [83] (Figure III- 58). La Figure III- 59 présente l'évolution du paramètre AID qui est relié à l'évolution de l'impédance complexe de l'antenne du tag en fonction de l'évolution de la corrosion.

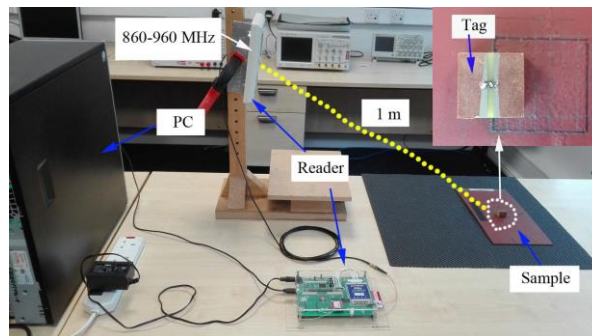


Figure III- 58: Système de monitoring de la corrosion à base d'un système RFID en bande UHF

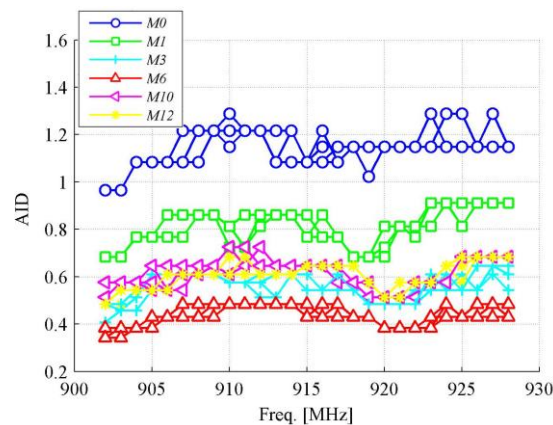


Figure III- 59: Test sur différents échantillons exposés à  $M_{mois}$  à un environnement corrosif atmosphérique

La première limitation des systèmes actuellement proposés est la distance de lecture. L'utilisation de la bande LF 125KHz ou HF 13.56MHz impose des distances de lecture très courtes (seulement quelques centimètres). La seconde limitation de ces systèmes est qu'ils sont basés uniquement sur l'analyse de l'amplitude de signaux. Cela impose que le système complet de mesure (lecteur et capteur) doit être complètement figé. Dans un scénario de mesures mobiles, cela n'est pas approprié.

Suite à ces constatations, nous nous sommes définis un cahier des charges qui pourra potentiellement répondre à des besoins :

- Atteindre une portée de quelques mètres
- Fonctionnement du système dans des conditions de mobilité.
- Le capteur est totalement passif (sans électronique) pour fonctionner dans des environnements très contraignants comme par exemple à très haute température.

La distance de lecture peut être augmentée en développant des systèmes dans la bande de fréquence UHF dans laquelle plusieurs sous-bandes appelés bandes ISM sont disponibles et sans licence : 433MHz, 868MHz, 2.45GHz, 5.8GHz [84]. Pour répondre au second point, l'idée est d'exploiter les signaux dans le domaine fréquentiel. Ainsi, le traitement des signaux reçus est beaucoup plus robuste qu'un traitement effectué sur seulement l'amplitude du signal, qui peut

fortement varier selon la position du lecteur (impact du diagramme de rayonnement, de la polarisation, des multi-trajets).

Pour cela, nous nous sommes inspirés de la technologie RFID chipless. Le principe de fonctionnement est basé sur un tag constitué de multiples résonateurs qui permettent selon un codage des fréquences d'apporter une fonction d'identification[85], [86].

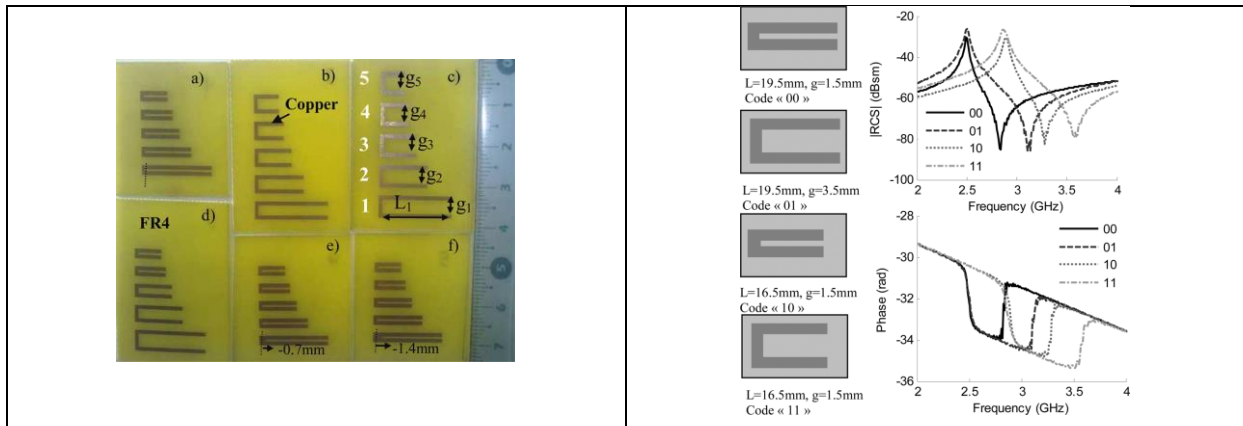


Figure III- 60: Tag RFID chipless

Dans le domaine des capteurs environnementaux, cette approche a vite été exploitée en cherchant à établir une corrélation entre la réponse fréquentielle du capteur et une grandeur physique du milieu à caractériser. Le point commun de toutes ces structures est l'utilisation de résonateurs réalisés avec des matériaux spécifiques sensibles aux environnements souhaités. Ainsi, l'analyse de ou des fréquences de résonance permet d'évaluer l'évolution d'une grandeur physique dans le temps. On peut citer quelques exemples pour la mesure du taux d'humidité avec des capteurs développés par l'université de Pise en Italie [87] et par le laboratoire LCIS à l'université de Grenoble Alpes [88] ou pour la mesure de la température avec des capteurs développés par l'université de Montpellier[89], et par l'université de Dresden [90].

Dans le cadre du monitoring de l'exposition d'une infrastructure à un environnement corrosif, ce type de capteur est très intéressant pour plusieurs raisons :

- La corrosion sur les matériaux est un processus chimique non réversible. Ainsi, il est possible avec ce type de capteur à base de résonateurs d'avoir une mesure dite « cumulative ».
- La corrosion étant un processus chimique sur des durées de plusieurs années, il y a un réel intérêt d'avoir des capteurs totalement passif (sans batterie).
- Selon les applications visées, il y a un fort intérêt à avoir des capteurs bas coût qui peuvent être changés régulièrement.

### 3.2.2 Impact de la corrosion sur des dispositifs hyperfréquences

Les premiers tests réalisés ont consisté à évaluer l'impact de la corrosion sur une ligne microruban 50  $\Omega$  réalisée sur un substrat verre (Figure III- 61). La Figure III- 62 présente l'évolution de la conductance mesurée en DC et du paramètre de transmission S21 à 800MHz lors d'une exposition pendant 25 jours. On observe une variation linéaire de la conductance en DC alors que pour les pertes à 800MHz, la variation est quasi linéaire et faible au début puis augmente rapidement ensuite. Ceci peut être expliqué par le fait que la corrosion se crée d'abord sur la surface supérieure de la ligne Figure III- 63 . Ainsi la propagation du mode quasi-TEM de la ligne microruban n'est pas ou peu



perturbée. Mais, lorsque la corrosion attaque le métal et arrive dans la zone d'effet de peau, il y a alors une augmentation plus rapide des pertes.

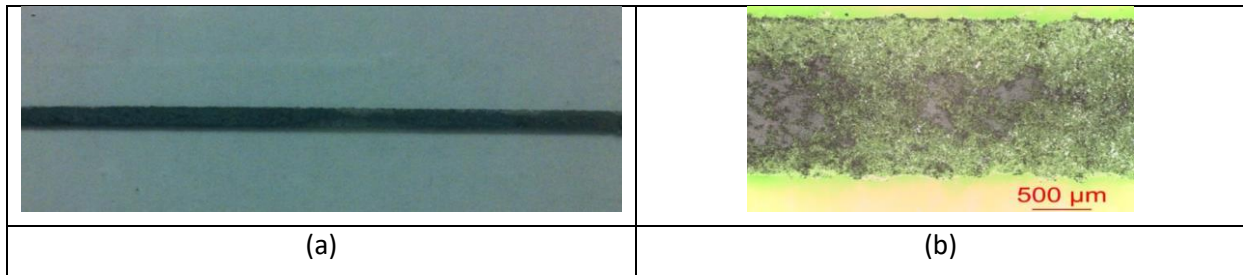


Figure III- 61: Ligne en zinc après 25 jours d'exposition (vue d'ensemble) (a) et zoom de la surface d'une zone corrodée(b).

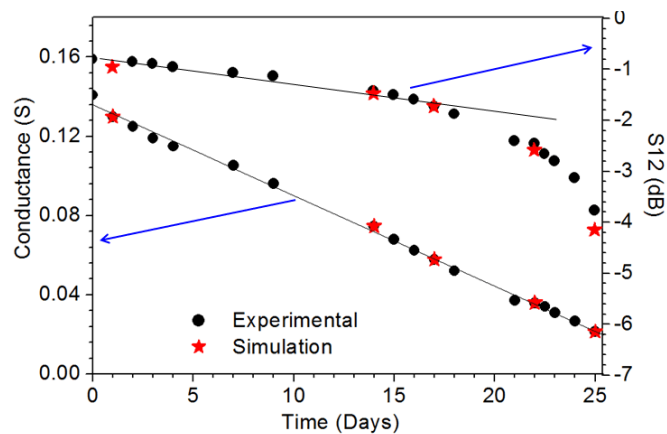


Figure III- 62: Points noirs : conductance électrique et la transmission S12 mesurée à 0.8 GHz en fonction de la durée d'exposition. Etoiles rouges : résultats de simulations HFSS extraits de la Figure 2.27 (b).

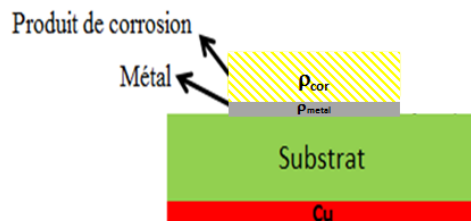


Figure III- 63: Processus de corrosion

Afin d'accélérer la corrosion et d'atteindre plus rapidement son état final, la ligne microruban en zinc a été contaminée avec 3.3 g/l d'une solution salée à base de méthanol et de sel, puis placée à 97 % d'humidité. Les résultats sont présentés sur la Figure III- 64. Une diminution de la transmission du signal RF est observée conduisant à une perte de -9 dB à 0.8 GHz durant les 2 premières heures de la corrosion. Cette interprétation est également soutenue par la valeur élevée de la résistance électrique mesurée. Ceci s'explique, d'après les résultats présentés précédemment, par une corrosion uniforme conduisant à une baisse de la matière et la résistivité électrique des produits de corrosion. Après 6 h d'exposition à la corrosion, nous observons une forte perte du signal en basses fréquences traduisant un effet capacitif dû aux coupures du ruban. Une inspection visuelle de la ligne microruban, après sa corrosion, est présentée sur la Figure III- 65 sur laquelle nous voyons clairement l'apparition d'une fissure et quelques défauts.

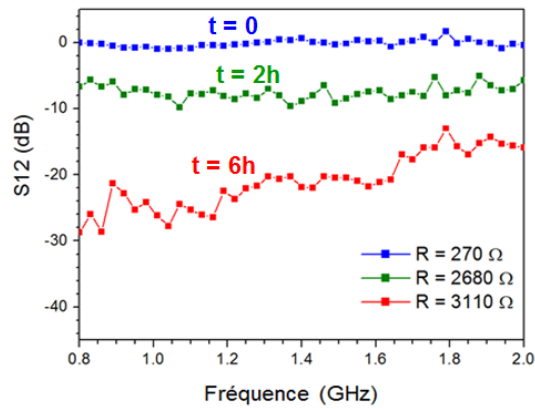


Figure III- 64: Mesure du paramètre S12 en fonction de la fréquence au cours de la corrosion



Figure III- 65: Ligne microruban, contaminée avec du NaCl, puis exposée à 97 % d'humidité

### 3.2.3 Conception d'un capteur pour le monitoring de la corrosion uniforme

Comme preuve de concept, un résonateur stub est réalisé à partir d'un té coaxial prolongé par une ligne en zinc de  $2\mu\text{m}$  d'épaisseur sur un substrat en verre (Figure III- 66). Avant corrosion, la longueur totale du stub, qui prend en compte le coaxial ainsi que la ligne en zinc, est de  $L_1 = 13\text{ cm}$ . Cette longueur correspond à une fréquence de résonance de 0.36 GHz. Comme le montre la Figure III- 67, avant corrosion, une fréquence de résonance de 0.36 GHz est obtenue. Au cours des premiers jours de la corrosion, une dégradation du facteur de qualité est observée, associée à un changement du niveau S12 allant de -22 dB à -6 dB. Puis une nouvelle résonance apparaît autour de 0.52 GHz. Nous présentons sur la Figure III- 68, l'évolution de la fréquence de résonance pendant 50 jours de corrosion. Nous voyons clairement qu'au cours des premiers jours de corrosion, la fréquence initiale reste constante. La transition après environ 30 jours est assez rapide pour arriver à la fréquence de résonance finale.

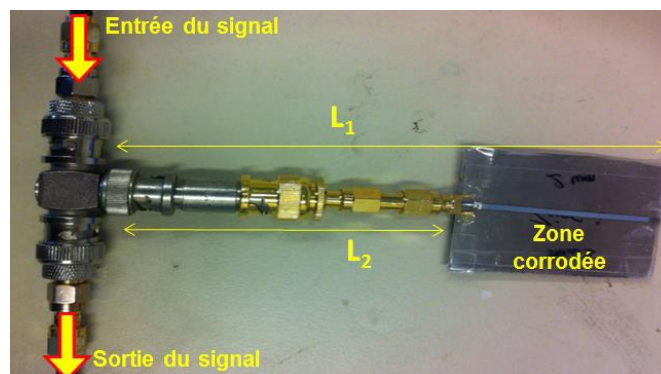


Figure III- 66: Résonateur à stub avec ligne microruban en zinc sensible à la corrosion

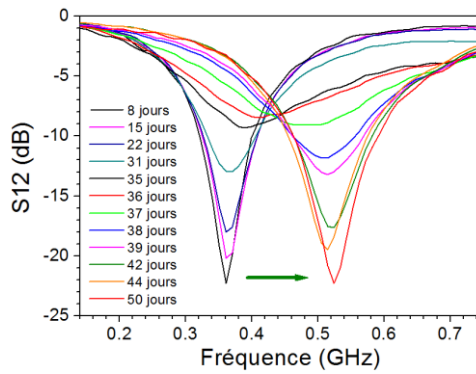


Figure III- 67: Mesure de la variation de la fréquence de résonance du stub en zinc au cours de la corrosion.

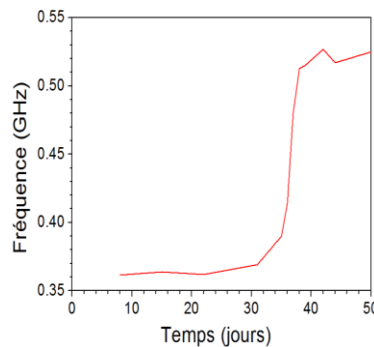


Figure III- 68: Evolution de la fréquence de résonance dans le temps

En faisant la différence des coefficients de transmission aux deux fréquences de résonance (initiale et finale) (Figure III- 69), on peut extraire une information sur l'évolution de la corrosion de manière assez précise car les variations obtenues varient entre -20dB et +20dB.

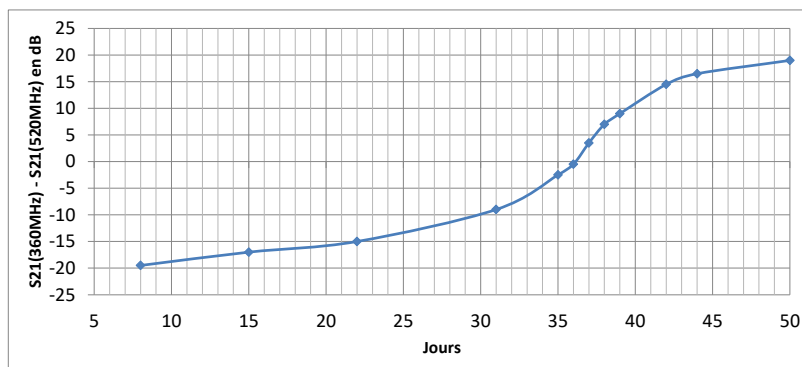


Figure III- 69: Evaluation de la différence des coefficients de transmission S21 à 360MHz et 520MHz

### 3.2.4 Conception d'un capteur pour le monitoring de la corrosion localisée

Nous présentons ici le résultat obtenu pour la corrosion d'un résonateur stub en aluminium d'une épaisseur de 300 nm déposé par PVD. Afin de simuler une corrosion localisée, nous avons contaminé le métal avec 3.3 g/l d'une solution saline, l'ensemble est inséré ensuite dans un milieu de 97 % d'humidité. La Figure III- 70 présente la transmission du résonateur durant 16 jours de corrosion. La fréquence de résonance initiale est de 0.415 GHz. Contrairement aux résultats obtenus sur le zinc, un décalage en fréquence successif et régulier vers 0.487 GHz est observé.

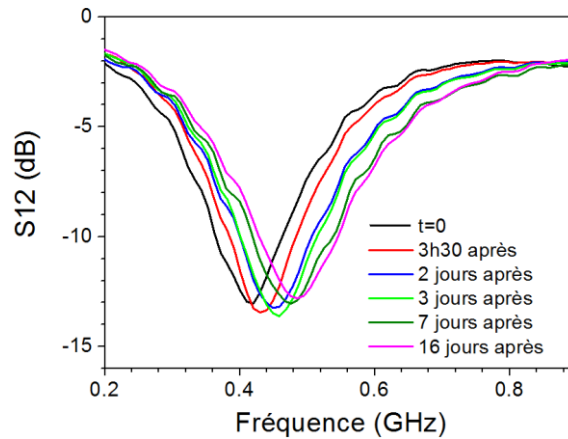


Figure III- 70: Evolution du paramètre de transmission dans le cas d'un résonateur en aluminium

La fréquence de résonance varie continuellement (Figure III- 71 (a)) au cours des 16 jours de corrosion alors que le niveau de transmission  $S_{21}$  reste stable (Figure III- 71 (b)). Ceci s'explique par l'insertion d'effets capacitifs introduits par les défauts et coupures sur la ligne que l'on peut observer sur la Figure III- 72.

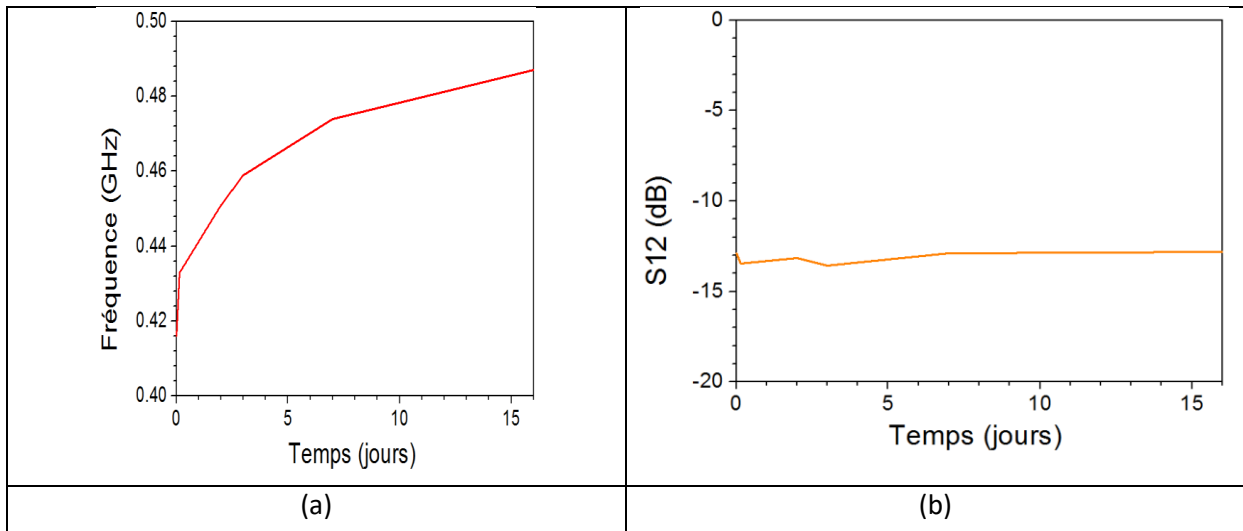


Figure III- 71 Evolution de la fréquence de résonance (a) et du niveau de la transmission  $S_{12}$  (b) en fonction de temps d'exposition de l'aluminium à la corrosion.

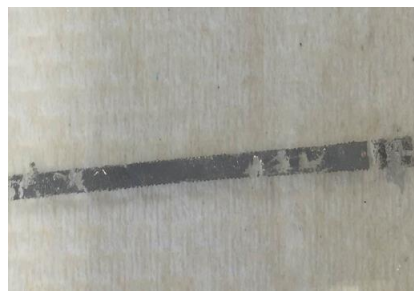


Figure III- 72: Ligne microruban en aluminium après exposition

Les résultats de simulation d'un stub avec un gap sur la Figure III- 73 valide bien que nous sommes dans le cas d'une corrosion localisée puisque qu'en dehors du gap : le matériau garde toujours une bonne conductivité.

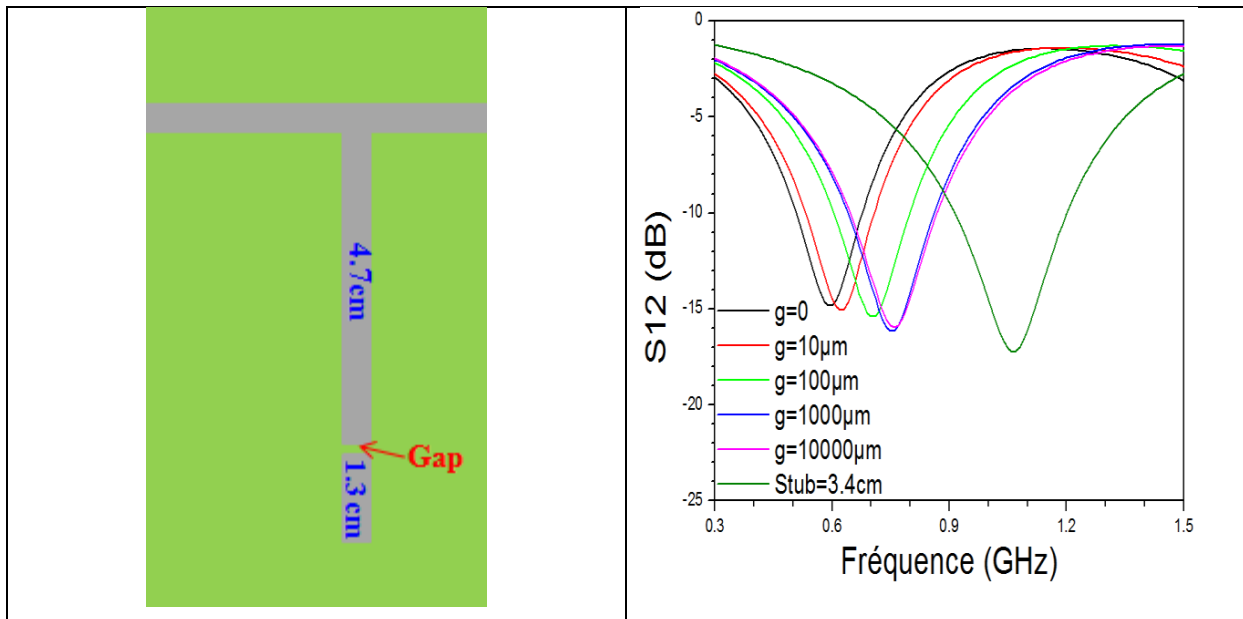


Figure III- 73: Simulation d'un résonateur stub avec un gap

### 3.2.5 Capteurs de corrosion atmosphérique sans fil

Pour concevoir un capteur sans fil passif, le principe est d'associer au résonateur (élément sensible) des antennes en s'inspirant de la technologie RFID passive (Figure III- 74).

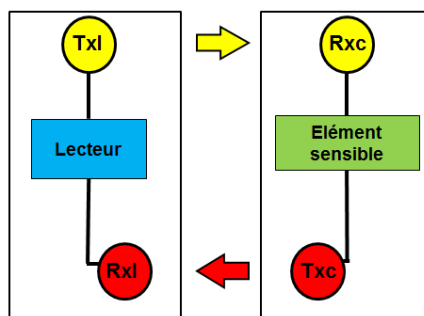


Figure III- 74: Schéma de principe du capteur de corrosion sans fil

La distance de lecture entre le lecteur et le capteur dépend directement de l'isolation que l'on a entre les voies TX et RX du lecteur puisque la fréquence est la même. Pour chercher à maximiser l'isolation et donc la distance de lecture, différents tests ont été menés. Le premier concernait le choix des antennes. Pour cela trois types d'antennes ont été testés : Antennes monopoles (Figure III- 75), antenne planaire à polarisation circulaire et antenne patch à polarisation linéaire.

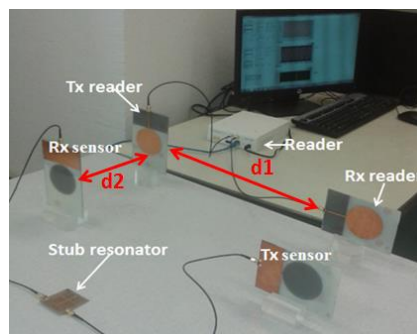


Figure III- 75: Antennes monopoles large bande

Le Tableau III- 4 présente l'isolation et les distances de lectures pour les différentes antennes. On peut constater que la portée est assez faible (maximum 70cm).

	Antennes monopôles (800MHZ- 2.2GHz)	Antenne planaire à polarisation circulaire (868MHz)	Antenne patch (868MHz)
Isolation (dB)	-35	-38	-46
Distance de lecture (m)	0.3	0.5	0.7

Tableau III- 4: Isolation et distance de lecture pour différentes antennes

En complément des antennes, d'autres techniques ont été explorées comme la suppression de l'onde directe par atténuation et déphasage (Figure III- 76).

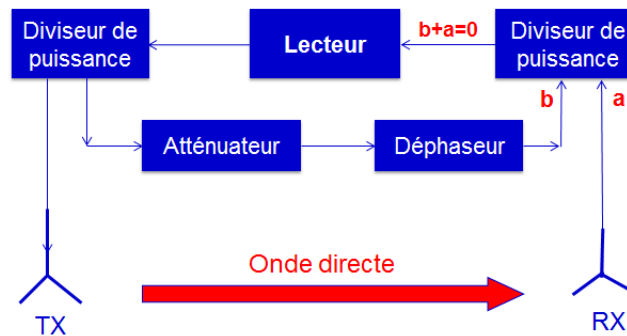


Figure III- 76: Isolation par suppression de l'onde directe par atténuation et déphasage

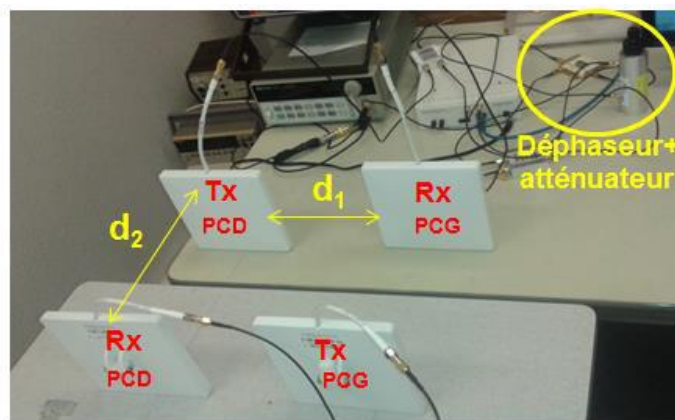


Figure III- 77: Démonstrateur

Le Tableau III- 5 présente les distances de lectures obtenues avec le système de suppression de l'onde directe. La distance de lecture est maintenant de 2 m. Ceci peut permettre d'envisager des scénarii d'application.

	Antennes monopôles (800MHZ- 2.2GHz)	Antenne planaire à polarisation circulaire (868MHz)	Antenne patch (868MHz)
Isolation (dB)	-49	-54	-67
Distance de lecture (m)	0.6	1.5	2

Tableau III- 5: Isolation et distance de lecture pour différentes antennes avec système de suppression d'onde directe

### 3.3 Liste des publications

YASRI Maria, GALLÉE François, LESCOP Benoit, DILER Erwan, THIERRY Dominique, RIOUAL Stéphane, **Passive Wireless Sensor for Atmospheric Corrosion Monitoring**. EuCAP 2014 : 8th European Conference on Antennas and Propagation, 06-11 april 2014, La Haye, Netherlands, 2014

YASRI Maria, KHALIFEH Rania, LESCOP Benoit, GALLÉE François, DILER Erwan, THIERRY Dominique, RIOUAL Stéphane, **Development of environmental sensors for monitoring of corrosion in marine offshore and wind energy industries**. SCO 2014 : IEEE Sensor Systems for a Changing Ocean, 13-17 october 2014, Brest, France, 2014, pp. 1-4

Rania Khalifeh, Benoit Lescop, François Gallée, et Stéphane Rioual, **Développement d'un capteur radiofréquence de potentiel de corrosion de structures métalliques**, Journée URSI 2015

M. Yasri, B. Lescop, S. Rioual, F. Gallée, E. Diler, D. Thierry, **Microwave characterization of materials during corrosion: Application to wireless sensors**, European Microwave Week 2015, Paris, September 2015

Maria Yasri, Benoit Lescop, François Gallée, Erwan Diler, Dominique Thierry, Stéphane Rioual **Développement d'un capteur de corrosion sans fil et passif énergétiquement**, Journées Nationales des Micro-ondes, Bordeaux, 2015

Maria Yasri, Benoit Lescop, François Gallée, Erwan Diler, Dominique Thierry, Stéphane Rioual, **Fundamental basis of electromagnetic wave propagation in a zinc microstrip lines during its corrosion**, Sensors and Actuators B : Chemical, september 2015

R. Khalifeh, b, B. Lescop, F. Gallée, S. Rioual, **Development of a radio frequency resonator for monitoring water diffusion in organic coatings**, Sensors and Actuators A : Physical, august 2016

# Conclusion et perspectives

---

Ma formation et mon expérience professionnelle dans l'industrie m'ont permis d'aborder la recherche en ayant toujours un œil critique sur la faisabilité à plus ou moins court terme en fonction de la maturité des technologies, les contraintes de coûts selon les applications visées.

Dans le domaine des antennes en bande millimétrique, j'ai montré dans le chapitre 1 l'intérêt de développer des systèmes de beamforming afin d'exploiter la technologie MIMO mais pas de manière identique à la technologie MIMO actuellement déployée dans les standards WIFI dans les bandes 2.4GHz et 5GHz. Sur ce sujet, je suis impliqué et coordinateur, côté IMT Atlantique, de deux projets de recherche collaboratifs qui se termineront fin 2019. Le projet M5HESTIA, financé par le LABEX COMINLABS en partenariat avec Orange, IETR et B-COM, a comme objectif de développer un système Massive MIMO à 60GHz. Ma contribution est la conception d'un système antenne multi-antenne intégrant le système de transposition de fréquence. Ce système sera exploité pour effectuer du sondage de canal à 60GHz et pour développer des communications à base de traitement « Massive MIMO ». Le second projet « OPTIMISME » qui est un projet FUI a comme objectif la conception d'un extender sans-fil multistandard 5G. Ma contribution se porte principalement sur la conception et l'intégration du système antenne à 60GHz (standard 802.11.ad).

Le besoin de monter en fréquence est toujours d'actualité, avec de nouvelles applications dans les bandes submillimétriques et térahertz pour des communications à très courte portée ou pour des applications autour de l'imagerie. Je co-encadre actuellement une thèse en CIFRE avec le CEA LETI sur l'optimisation de la partie antenne du capteur réalisé avec une technologie CMOS. Ce que l'on peut constater en termes de technologies disponibles, il y a effectivement un manque. En effet, l'utilisation des technologies couramment utilisées dans les bandes millimétriques est la miniaturisation et les tolérances de conception associées. L'utilisation des technologies couramment utilisées dans le domaine de l'optique comme pour l'optique diffractive, les cristaux liquides,..., la limitation est plutôt sur la taille des dispositifs, l'épaisseur des couches de dépôt. Pour répondre aujourd'hui à des besoins antennaires dans le domaine des térahertz, il est donc important d'avoir à la fois des connaissances et compétences sur la conception d'antennes et sur les technologies disponibles avec une notion de maturité. Dans la recherche et le développement de systèmes, l'aspect technologique est donc très important et nécessite d'avoir une ouverture vers différentes technologies ce qui est très propice à la mise en place de nouvelles collaborations avec des équipes de recherche ne travaillant pas forcément sur les mêmes domaines d'application.

Concernant les capteurs environnementaux utilisant l'interaction entre une onde électromagnétique et un matériau, cela peut permettre de répondre à des besoins qui sont généralement liés à des applications bien spécifiques. Dans notre cas, nous avons identifié un besoin dans le suivi de la corrosion. Sur cette thématique multi-physique, ma contribution est principalement au niveau de la conception des dispositifs radiofréquences et de la mise en œuvre du système complet : récupération de l'information au niveau du lecteur. Les travaux actuellement menés permettent de valider le principe et nous débutons un travail avec un industriel français pour transférer et poursuivre le développement de cette technologie dans un environnement spécifique. Cet axe de recherche est plus lié à des opportunités qui peuvent apparaître lors d'échanges avec d'autres scientifiques travaillant dans d'autres domaines de recherche.



Concernant les outils d'aide à la conception d'antennes, l'objectif est au final de les exploiter pour la conception d'antennes ou de capteurs à base de structures résonantes. Leur utilisation se fera principalement dans un contexte de contrat industriel ou de recherche appliquée. Actuellement, des travaux de recherche sont menés au sein du laboratoire sur les topologies d'antennes multi-bande, multistandard intégrables dans des systèmes de communication. Actuellement, le réglage et l'optimisation des dimensions sont effectués de manière expérimentale. Mon objectif, à court terme, est d'associer ces outils de simulation à certaines topologies d'antennes pour permettre d'avoir une meilleure maîtrise de leur design et de leur intégration dans un système.



# Références

---

- [1] P. Cousin, Etude d'antennes mono-rélecteur à très large champ de vision : Conception de nouvelles antennes à zones de Fresnel et à réflecteur conformé. Brest, 1998.
- [2] F. Schäfer, F. Gallée, G. Landrac, et M. Ney, « Optimum reflector shapes for anticollision radar at 76 GHz », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 24, n° 6, p. 400-404, mars 2000.
- [3] J. Ruze, « Wide-Angle Metal-Plate Optics », *Proc. IRE*, vol. 38, n° 1, p. 53-59, janv. 1950.
- [4] F. Gallee, G. Landrac, et M. M. Ney, « Artificial lens for third-generation automotive radar antenna at millimetre-wave frequencies », *Antennas Propag. IEE Proc. - Microw.*, vol. 150, n° 6, p. 470-476, déc. 2003.
- [5] J. Wenger, « Automotive radar - status and perspectives », in *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2005. CSIC '05.*, 2005, p. 4 pp.-.
- [6] A. Kuriyama, H. Nagaishi, H. Kuroda, et K. Takano, « A high efficiency antenna with horn and lens for 77 GHz automotive long range radar », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, p. 1525-1528.
- [7] « Radar ACC AC20 Adaptive Cruise Control TRW Automotive ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.autocruise.com/produits>. [Consulté le: 21-août-2017].
- [8] A. Fischer, Z. Tong, A. Hamidipour, L. Maurer, et A. Stelzer, « 77-GHz Multi-Channel Radar Transceiver With Antenna in Package », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 3, p. 1386-1394, mars 2014.
- [9] M. SeyyedEsfahlan, E. Öztürk, M. Kaynak, et I. Tekin, « 77-GHz Four-Element Phased-Array Radar Receiver Front End », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 6, n° 8, p. 1162-1173, août 2016.
- [10] K. F. Chang et al., « 77-GHz Automotive Radar Sensor System With Antenna Integrated Package », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 4, n° 2, p. 352-359, févr. 2014.
- [11] « Mid-range radar sensor (MRR) ». [En ligne]. Disponible sur: [http://www.bosch-mobility-solutions.de/en/products-and-services/passenger-cars-and-light-commercial-vehicles/driver-assistance-systems/predictive-emergency-braking-system/mid-range-radar-sensor-\(mrr\)/](http://www.bosch-mobility-solutions.de/en/products-and-services/passenger-cars-and-light-commercial-vehicles/driver-assistance-systems/predictive-emergency-braking-system/mid-range-radar-sensor-(mrr)/). [Consulté le: 21-août-2017].
- [12] M. Murad, J. Nickolaou, G. Raz, J. S. Colburn, et K. Geary, « Next generation short range radar (SRR) for automotive applications », in *2012 IEEE Radar Conference, 2012*, p. 0214-0219.
- [13] « AWR1642 Single-Chip 76-to-81GHz Automotive Radar Sensor Integrating DSP and MCU | TI.com ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.ti.com/product/AWR1642>. [Consulté le: 21-août-2017].
- [14] « MR2001 Multi-channel 77GHz Radar Transceiver Chipset|NXP ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.nxp.com/products/rf/radar-systems/mr2001-multi-channel-77-ghz-radar-transceiver-chipset:MR2001>. [Consulté le: 21-août-2017].
- [15] S. Lin, K. B. Ng, H. Wong, K. M. Luk, S. S. Wong, et A. S. Y. Poon, « A 60GHz digitally controlled RF beamforming array in 65nm CMOS with off-chip antennas », in *2011 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2011*, p. 1-4.
- [16] D. Huang, L. Zhang, D. Li, L. Zhang, et Y. Wang, « A 60GHz 360°? digitally controlled phase shifter with 6-bit resolution and 2.3°? maximal rms phase error in 65nm CMOS technology », in *2015 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), 2015*, p. 31-33.
- [17] Y. Pinto et al., « 79GHz integrated antenna on low resistivity Si BiCMOS exploiting above-IC processing », in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 2009*, p. 3539-3543.
- [18] C. Calvez et al., « New millimeter wave packaged antenna array on IPD technology », in *2010 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2010*, p. 96-99.

- [19] V. Puyal, D. Dragomirescu, C. Villeneuve, J. Ruan, P. Pons, et R. Plana, « Frequency Scalable Model for MEMS Capacitive Shunt Switches at Millimeter-Wave Frequencies », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 11, p. 2824-2833, nov. 2009.
- [20] A. Yehezkeley et S. KUPFERMAN, « Modular millimeter-wave radio frequency system », US20120309331 A1, 06-déc-2012.
- [21] C. Gustafson, K. Haneda, S. Wyne, et F. Tufvesson, « On mm-Wave Multipath Clustering and Channel Modeling », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 3, p. 1445-1455, mars 2014.
- [22] C. Kim, T. Kim, et J. Y. Seol, « Multi-beam transmission diversity with hybrid beamforming for MIMO-OFDM systems », in *2013 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2013, p. 61-65.
- [23] S. Ranvier, C. Icheln, et P. Vainikainen, « Measurement-Based Mutual Information Analysis of MIMO Antenna Selection in the 60-GHz Band », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 686-689, 2009.
- [24] D. E. Berraki, T. H. Barratt, M. A. Beach, S. M. D. Armour, et A. R. Nix, « Practical Demonstration of Limited Feedback Beamforming for mmWave Systems », in *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2015, p. 1-5.
- [25] M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, A. Valero-Nogueira, et M. F. Bataller, « The Theory of Characteristic Modes Revisited: A Contribution to the Design of Antennas for Modern Applications », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, n° 5, p. 52-68, oct. 2007.
- [26] I.J. Bahl et P. Bhartia, *Microstrip antennas*. Artech House, 1980.
- [27] K. F. Lee et K. M. Luk, *Microstrip Patch Antennas*. World Scientific, 2011.
- [28] R. Garbacz et R. Turpin, « A generalized expansion for radiated and scattered fields », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 19, n° 3, p. 348-358, mai 1971.
- [29] R. Harrington et J. Mautz, « Theory of characteristic modes for conducting bodies », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 19, n° 5, p. 622-628, sept. 1971.
- [30] R. Harrington, J. Mautz, et Y. Chang, « Characteristic modes for dielectric and magnetic bodies », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 20, n° 2, p. 194-198, mars 1972.
- [31] H. W. Son et C. S. Pyo, « Design of RFID tag antennas using an inductively coupled feed », *Electron. Lett.*, vol. 41, n° 18, p. 994-996, sept. 2005.
- [32] F. Gallée, T. Bernabeu, M. Cabedo-Fabrès, E. A. Daviu, et A. V. Nogueira, « Application of the theory of characteristic modes to the design of compact metallic strip antenna with multilayer technology (LTCC) », in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, p. 1891-1895.
- [33] R. K. Mongia, C. L. Larose, S. R. Mishra, et P. Bhartia, « Measurement of RCS of cylindrical and rectangular dielectric resonators », *Electron. Lett.*, vol. 28, n° 21, p. 1953-1955, oct. 1992.
- [34] B. K. Lau, D. Manteuffel, H. Arai, et S. V. Hum, « Guest Editorial Theory and Applications of Characteristic Modes », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 7, p. 2590-2594, juill. 2016.
- [35] M. A. Ali, S. Tabassum, Q. Wang, Y. Wang, R. Kumar, et L. Dong, « Plasmonic-electrochemical dual modality microfluidic sensor for cancer biomarker detection », in *2017 IEEE 30th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2017, p. 390-393.
- [36] V. H. Perez-Gonzalez, R. C. Gallo-Villanueva, S. Camacho-Leon, J. I. Gomez-Quiñones, J. M. Rodriguez-Delgado, et S. O. Martinez-Chapa, « Emerging microfluidic devices for cancer cells/biomarkers manipulation and detection », *IET Nanobiotechnol.*, vol. 10, n° 5, p. 263-275, 2016.
- [37] L. D. Quang et al., « Dielectrophoresis enrichment with built-in capacitive sensor microfluidic platform for tumor rare cell detection », in *2017 19th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, 2017, p. 484-487.
- [38] G. Flores, F. Perdigones, C. Aracil, M. Cabello, et J. M. Quero, « Microfluidic platform with absorbance sensor for glucose detection », in *2015 10th Spanish Conference on Electron Devices (CDE)*, 2015, p. 1-4.

- [39] J. C. Chou et al., « Fabrication and Characteristic Analysis of a Remote Real-Time Monitoring Applied to Glucose Sensor System Based on Microfluidic Framework », *IEEE Sens. J.*, vol. 15, n° 6, p. 3234-3240, juin 2015.
- [40] D. Stueriga, « Microwave-Material Interactions and Dielectric Properties, Key Ingredients for Mastery of Chemical Microwave Processes », in *Microwaves in Organic Synthesis*, A. Loupy, Éd. Wiley-VCH Verlag GmbH, 2006, p. 1-61.
- [41] L. Du et J. Zhe, « A microfluidic inductive pulse sensor for real time detection of machine wear », in *2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 2011, p. 1079-1082.
- [42] J. C. Lötters, J. Groenesteijn, E. J. van der Wouden, W. Sparreboom, T. S. J. Lammerink, et R. J. Wiegerink, « Fully integrated microfluidic measurement system for real-time determination of gas and liquid mixtures composition », in *2015 Transducers - 2015 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, 2015, p. 1798-1801.
- [43] A. A. Abduljabar, N. Clark, J. Lees, et A. Porch, « Dual Mode Microwave Microfluidic Sensor for Temperature Variant Liquid Characterization », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, n° 7, p. 2572-2582, juill. 2017.
- [44] A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. Al-Sarawi, et D. Abbott, « High-Sensitivity Metamaterial-Inspired Sensor for Microfluidic Dielectric Characterization », *IEEE Sens. J.*, vol. 14, n° 5, p. 1345-1351, mai 2014.
- [45] A. A. M. Bahar, Z. Zakaria, S. R. A. Rashid, A. A. M. Isa, R. A. Alahnomi, et Y. Dasril, « Microfluidic planar resonator sensor with highly precise measurement for microwave applications », in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, p. 1843-1846.
- [46] E. Topsakal, T. Karacolak, et E. C. Moreland, « Glucose-dependent dielectric properties of blood plasma », in *2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, 2011, p. 1-4.
- [47] T. Chen, D. Dubuc, M. Poupot, J. J. Fournie, et K. Grenier, « Accurate Nanoliter Liquid Characterization Up to 40 GHz for Biomedical Applications: Toward Noninvasive Living Cells Monitoring », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, n° 12, p. 4171-4177, déc. 2012.
- [48] A. A. Abduljabar, D. J. Rowe, A. Porch, et D. A. Barrow, « Novel Microwave Microfluidic Sensor Using a Microstrip Split-Ring Resonator », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, n° 3, p. 679-688, mars 2014.
- [49] E. Silavwe, N. Somjit, et I. D. Robertson, « A Microfluidic-Integrated SIW Lab-on-Substrate Sensor for Microliter Liquid Characterization », *IEEE Sens. J.*, vol. 16, n° 21, p. 7628-7635, nov. 2016.
- [50] W. Su, B. S. Cook, et M. M. Tentzeris, « Additively Manufactured Microfluidics-Based #x201C;Peel-and-Replace #x201D; RF Sensors for Wearable Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 6, p. 1928-1936, juin 2016.
- [51] S. Bouaziz, F. Chebila, A. Traille, P. Pons, H. Aubert, et M. M. Tentsiris, « A new millimeter-wave micro-fluidic temperature sensor for wireless passive radar interrogation », in *2012 IEEE Sensors*, 2012, p. 1-4.
- [52] S. Liu, I. Ocket, D. Schreurs, B. Nauwelaers, et W. D. Raedt, « A 60 GHz liquid sensing substrate integrated cavity in LTCC », in *2013 European Microwave Conference*, 2013, p. 613-615.
- [53] P.-S. Kildal, « Waveguides and Transmission Lines in Gaps Between Parallel Conducting Surfaces », *WO/2010/003808*, 15-janv-2010.
- [54] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, et E. Rajo-Iglesias, « Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 84-87, 2009.
- [55] P. S. Kildal, « Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics and their application to antenna design », in *1993 23rd European Microwave Conference*, 1993, p. 30-33.
- [56] A. Polemi, S. Maci, et P. S. Kildal, « Dispersion Characteristics of a Metamaterial-Based Parallel-Plate Ridge Gap Waveguide Realized by Bed of Nails », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n° 3, p. 904-913, mars 2011.

- [57] M. Bozzi, A. Georgiadis, et K. Wu, « Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, n° 8, p. 909, 2011.
- [58] D. Deslandes et K. Wu, « Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 6, p. 2516-2526, juin 2006.
- [59] K. A. Peterson et al., « LTCC in microelectronics, microsystems, and sensors », in *2008 15th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems*, 2008, p. 23-37.
- [60] M. Maksimović et al., « Application of a LTCC sensor for measuring moisture content of building materials », *Constr. Build. Mater.*, vol. 26, n° 1, p. 327-333, janv. 2012.
- [61] M. Ma, Z. Liu, W. Shan, Y. Li, K. Kalantar-zadeh, et W. Wlodarski, « Passive wireless gas sensors based on the LTCC technique », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2015, p. 1-3.
- [62] Y. Li, L. Hu, Z. Xu, et J. Zhou, « A Ka-band transceiver module based on LTCC technology », in *2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE)*, 2015, p. 600-603.
- [63] W. Yang, Y. Yang, W. Che, C. Fan, et Q. Xue, « 94-GHz Compact Two-Dimensional Multi-Beam LTCC Antenna Based on Multi-folded SIW Beam-Forming Network », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2017.
- [64] F. Sickinger et E. Weissbrodt, « 76 #x2013;81GHz fully planar and array compatible LTCC antenna element for automotive radar sensors », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, p. 1564-1567.
- [65] H. Alaaeddine, O. Tantot, N. Delhote, D. Passerieux, et S. Vedeyme, « Resonance of stacked rings in LTCC technology for non-destructive characterisation sensor at 150 GHz », in *2012 42nd European Microwave Conference*, 2012, p. 108-111.
- [66] C. Kärfelt, B. Zhang, et H. Zirath, « A QFN packaged grid array antenna in low dielectric constant LTCC for D-band applications », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2016, p. 1-4.
- [67] K. H. RIDA, « Packaging of Microwave Integrated Circuits in LTCC Technology », Theses, Télécom Bretagne, Université de Bretagne Occidentale, 2013.
- [68] P. Słobodzian, J. Macioszczyk, K. Malecha, et L. Golonka, « A LTCC microwave-microfluidic reactor », in *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2016, p. 1-4.
- [69] D. Belavič et al., « LTCC-based ceramic microsystems with integrated fluidic elements and sensors », in *2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, 2016, p. 042-046.
- [70] J. N. Schianti, M. R. Gongora-Rubio, T. A. Horoiwa, N. N. P. Cerize, et A. M. Oliveira, « Water-in-diesel nanoemulsion by LTCC microfluidic devices », in *2014 IEEE 9th IberoAmerican Congress on Sensors*, 2014, p. 1-4.
- [71] C. Arenas-Buendia, F. Gallée, A. Valero-Nogueira, et C. Person, « RF sensor based on gap waveguide technology in LTCC for liquid sensing », in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015, p. 1-4.
- [72] L. R. Hilbert, « INSPECTION AND MONITORING OF CORROSION INSIDE MONOPILE FOUNDATIONS », présenté à EUROCORR 2011, Stockholm - Sweden, 2011.
- [73] M. Yasri, « Capteur de corrosion passif et sans contact », phdthesis, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2016.
- [74] R. Khalifeh, « Développement de résonateurs hyperfréquences pour la réalisation de capteurs sans puce dédiés à la maintenance prédictive des infrastructures », phdthesis, Université de Bretagne occidentale - Brest, 2016.
- [75] J. Rammal, « Capteurs microondes en bande ISM pour la caractérisation de matériaux en champ proche et pour le suivi de l'évolution de la corrosion », phdthesis, Université de Limoges, 2014.

- [76] M. Kouril, T. Prosek, B. Scheffel, et F. Dubois, « High sensitivity electrical resistance sensors for indoor corrosion monitoring », *Corros. Eng. Sci. Technol.*, vol. 48, n° 4, p. 282-287, juin 2013.
- [77] S. Li, Y.-G. Kim, S. Jung, H.-S. Song, et S.-M. Lee, « Application of steel thin film electrical resistance sensor for in situ corrosion monitoring », *Sens. Actuators B Chem.*, vol. 120, n° 2, p. 368-377, janv. 2007.
- [78] T. Prosek et al., « Real-time monitoring of indoor air corrosivity in cultural heritage institutions with metallic electrical resistance sensors », *Stud. Conserv.*, vol. 58, n° 2, p. 117-128, avr. 2013.
- [79] J. Demo, F. Friedersdorf, C. Andrews, et M. Putic, « Wireless corrosion monitoring for evaluation of aircraft structural health », in *2012 IEEE Aerospace Conference*, 2012, p. 1-10.
- [80] N. F. Materer et A. W. Apblett, « Passive wireless corrosion sensor », US7675295 B2, 09-mars-2010.
- [81] Y. He, G. Tian, H. Zhang, M. Alamin, A. Simm, et P. Jackson, « Steel Corrosion Characterization Using Pulsed Eddy Current Systems », *IEEE Sens. J.*, vol. 12, n° 6, p. 2113-2120, juin 2012.
- [82] A. I. Sunny, G. Y. Tian, J. Zhang, et M. Pal, « Low frequency (LF) RFID sensors and selective transient feature extraction for corrosion characterisation », *Sens. Actuators Phys.*, vol. 241, p. 34-43, avr. 2016.
- [83] J. Zhang et G. Y. Tian, « UHF RFID Tag Antenna-Based Sensing for Corrosion Detection #x0026; Characterization Using Principal Component Analysis », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, n° 10, p. 4405-4414, oct. 2016.
- [84] « Le Tableau national de répartition des bandes de fréquences », 06-juill-2016. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.anfr.fr/gestion-des-frequences-sites/le-tnrbf/>. [Consulté le: 03-août-2017].
- [85] A. Vena, E. Perret, et S. Tedjini, « Chipless RFID Tag Using Hybrid Coding Technique », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, n° 12, p. 3356-3364, déc. 2011.
- [86] A. Ramos, E. Perret, O. Rance, S. Tedjini, A. Lázaro, et D. Girbau, « Temporal Separation Detection for Chipless Depolarizing Frequency-Coded RFID », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 7, p. 2326-2337, juill. 2016.
- [87] M. Borgese, F. A. Dicandia, F. Costa, S. Genovesi, et G. Manara, « An Inkjet Printed Chipless RFID Sensor for Wireless Humidity Monitoring », *IEEE Sens. J.*, vol. 17, n° 15, p. 4699-4707, août 2017.
- [88] E. Perret, R. S. Nair, E. B. Kamel, A. Vena, et S. Tedjini, « Chipless RFID tags for passive wireless sensor grids », in *2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, 2014, p. 1-4.
- [89] A. Vena, L. Sydänheimo, M. M. Tentzeris, et L. Ukkonen, « A Fully Inkjet-Printed Wireless and Chipless Sensor for CO<sub>2</sub> and Temperature Detection », *IEEE Sens. J.*, vol. 15, n° 1, p. 89-99, janv. 2015.
- [90] S. Sauer et W. J. Fischer, « A Passive Wireless Humidity Threshold Monitoring Sensor Principle Based on Deliquescent Salts and a Diffusion Based Irreversible State Change », *IEEE Sens. J.*, vol. 14, n° 4, p. 971-978, avr. 2014.





