



**HAL**  
open science

# Antennes et circuits actifs en ondes millimétriques - Etude et conception d'antennes reconfigurables

Olivier Lafond

► **To cite this version:**

Olivier Lafond. Antennes et circuits actifs en ondes millimétriques - Etude et conception d'antennes reconfigurables. Autre. Université Rennes 1, 2008. tel-00464648

**HAL Id: tel-00464648**

**<https://theses.hal.science/tel-00464648>**

Submitted on 17 Mar 2010

**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.

# DOSSIER SCIENTIFIQUE

présenté à

L'UNIVERSITÉ DE RENNES I

En vue d'obtenir

**L'HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES**

Mention : *Electronique*

par

**Olivier LAFOND**

Équipe d'accueil : Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes

## **ANTENNES ET CIRCUITS ACTIFS EN ONDES MILLIMETRIQUES ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES RECONFIGURABLES.**

Soutenue le 01 octobre 2008 devant la commission d'Examen

### *Composition du jury*

W. Menzel	Professeur, Université d'ULM (Allemagne)	Rapporteur
T. Monédière	Professeur, Université de Limoges - XLIM	Rapporteur
L. Roy	Professeur, Carleton University (Ottawa, Canada)	Rapporteur
M. Himdi	Professeur, Université de Rennes 1 - IETR	
Ch. Person	Professeur, Université de Brest - Telecom Bretagne	
Y. Cailloce	Ingénieur, Thalès Alénia Space (Toulouse)	



## Remerciements

Je souhaiterais tout d'abord remercier les étudiants doctorants ou stagiaires que j'ai eu la chance d'encadrer ces dernières années. En effet, c'est en grande partie leur travail de recherche qui m'a permis de soutenir mon Habilitation à Diriger des Recherches. Je ne citerai pas toutes ces personnes mais je tiens particulièrement à remercier Mathieu, Benjamin, Adoh, Thomas et Flavien qui ont travaillé ou qui travaillent encore avec moi.

Je remercie Messieurs les professeurs W. Menzel, R. Langis et T. Monédière pour avoir accepté de juger mon travail et pour leur présence dans mon jury. J'y associe bien évidemment C. Person et Y. Cailloce qui ont également participé à ce jury et qui par leurs remarques et questions ont permis de faire émerger de futures études.

Je remercie tout particulièrement Mohamed Himdi, Professeur à l'IETR, qui m'a beaucoup apporté depuis plus de dix ans que ce soit scientifiquement ou humainement.

Merci à Daniel Thouroude, directeur de l'IETR ainsi qu'à l'ensemble des personnels enseignants, chercheurs et administratifs de ce laboratoire. Particulièrement, un grand merci à Laurent Le Coq, responsable des plateaux techniques, qui par sa grande connaissance des mesures d'antennes et sa disponibilité nous permet de valider toutes nos études de recherche. Une pensée va également à Franck Colombel et Stéphane Avrillon avec qui je collabore très très régulièrement pour l'enseignement. Merci à Gilles, Anne Claude, Ala, Kouroch, Sylvain, Renaud, Raphael, Jean Marie, Erwann... mes collègues rennais du groupe Antennes et Hyperfréquences qui permettent d'établir une ambiance sympathique de travail.

Je tiens également à remercier l'ensemble des gens avec qui j'ai pu travaillé dans le cadre de projets nationaux, européens ou d'encadrement de thèses. Parmi eux, merci donc à N. Rolland, O. Vendier, Y. Cailloce, C. Person, C. Calvez, J.P. Coupeze, S. Rondineau....



# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>i</b>
<b>Synthèse des Activités de Recherche</b>	<b>1</b>
<b>1 Technologies multicouches et antennes imprimées millimétriques</b>	<b>5</b>
1.1 Caractérisation des matériaux jusqu'aux ondes millimétriques . . . . .	7
1.1.1 Introduction et état de l'art . . . . .	7
1.1.2 Caractérisation de substrats en bandes millimétriques . . . . .	8
1.1.3 Impact sur le rendement des antennes . . . . .	11
1.2 Technologies multicouches . . . . .	14
1.2.1 Introduction et problématique . . . . .	14
1.2.2 Procédés technologiques développés . . . . .	16
1.2.3 Transitions multicouches ligne - fente - ligne sur épaisseur de plan de masse limitée . . . . .	17
1.2.4 Transitions multicouches ligne - fente - ligne avec plan de masse épais . . . . .	19
1.2.5 Pastilles alimentées par fente . . . . .	24
1.2.6 Réseaux d'antennes à diagrammes formés basés sur des pastilles alimentées par fente . . . . .	31
1.3 Conclusions . . . . .	37
<b>Bibliographie</b>	<b>39</b>
<b>2 Circuits actifs et radar courte portée</b>	<b>43</b>
2.1 Architectures et méthodes de détection des cibles . . . . .	44
2.1.1 Introduction . . . . .	44
2.1.2 Etude des architectures mises en oeuvre . . . . .	45
2.2 Circuits passifs et actifs . . . . .	49
2.2.1 Antennes . . . . .	49
2.2.2 Choix des composants : transistors . . . . .	49
2.2.3 Amplificateur faible bruit . . . . .	50
2.2.4 Oscillateur et association avec l'antenne . . . . .	51
2.2.5 Modulateur . . . . .	55
2.2.6 Démodulateur . . . . .	55

2.3	Détection de cibles avec le système complet . . . . .	57
2.3.1	Tests avec le démonstrateur . . . . .	57
2.3.2	Problématique des phénomènes de propagation . . . . .	58
2.3.3	Solutions alternatives envisagées pour l'optimisation de la détection . . . . .	64
2.4	Conclusions . . . . .	73
<b>Bibliographie</b>		<b>75</b>
<b>3</b>	<b>Lentilles à gradient d'indice et sources associées</b>	<b>77</b>
3.1	Gradient d'indice et technique de réalisation choisie . . . . .	81
3.1.1	Distribution d'indice au sein des lentilles . . . . .	81
3.1.2	Technique de réalisation choisie et d'optimisation de la discrétisation du gradient . . . . .	82
3.2	Etude des performances des lentilles HMFÉ et Luneburg en focalisation	87
3.2.1	Méthode d'analyse choisie . . . . .	87
3.2.2	Etude des performances des lentilles HMFÉ en bandes millimétriques . . . . .	91
3.2.3	Réalisation et caractérisation d'antennes lentilles HMFÉ en bande millimétrique . . . . .	98
3.2.4	Dépointage mécanique du faisceau . . . . .	107
3.3	Conclusions . . . . .	113
<b>Bibliographie</b>		<b>115</b>
<b>4</b>	<b>Antennes reconfigurables en bandes millimétriques</b>	<b>117</b>
4.1	Antennes Multifaisceaux basées sur des matrices de Butler . . . . .	120
4.1.1	Introduction et explications . . . . .	120
4.1.2	Matrice de Butler et réseau imprimé passif à 60 GHz . . . . .	120
4.1.3	Antenne multifaisceaux active à 24 GHz basée sur une matrice de Butler . . . . .	123
4.2	Antennes à directivité variable . . . . .	130
4.2.1	Introduction et explications . . . . .	130
4.2.2	Circuit de commutation et principe d'adaptation . . . . .	132
4.2.3	Prototype passif . . . . .	134
4.2.4	Prototype actif . . . . .	135
4.3	Antennes reconfigurables pour l'obtention de diagrammes formés et/ou dépointés . . . . .	138
4.3.1	Introduction et explications . . . . .	138
4.3.2	Configurations et résultats obtenus . . . . .	140
4.3.3	Prototype lentille + réseau de sources à 24 GHz . . . . .	142
4.4	Conclusions . . . . .	145
<b>Bibliographie</b>		<b>147</b>

---

<b>5</b>	<b>Recherches débutées récemment et perspectives</b>	<b>149</b>
5.1	Activités de recherche débutées récemment . . . . .	152
5.1.1	Antennes multicouches dans la bande des 60 GHz . . . . .	152
5.1.2	Etude d'antenne à balayage électronique embarquée sur Drone	155
5.1.3	Surface Equivalente de véhicules dans la bande des 77 GHz . .	156
5.1.4	Antennes reconfigurables en bandes millimétriques . . . . .	157
5.2	Perspectives des activités de recherche . . . . .	161
5.2.1	A court terme . . . . .	161
5.2.2	A plus long terme . . . . .	161
	<b>Synthèse encadrement et bilan de recherche</b>	<b>163</b>
	<b>Synthèse des enseignements</b>	<b>177</b>





# Synthèse des Activités de Recherche

## Plan de la synthèse des Recherches

Mes activités de recherche se déroulent dans le cadre de la thématique Antennes Millimétriques au sein du groupe Antennes et Hyperfréquences de l'IETR UMR-CNRS 6164. Je suis d'ailleurs responsable de cette thématique depuis septembre 2005. Depuis la fin de ma thèse, j'ai contribué au développement de cette thématique ainsi qu'au renforcement des plateaux techniques qui y sont liés. Mes recherches se sont effectuées dans le cadre d'activités contractuelles (contrats européens, projets nationaux et industriels) ainsi qu'à travers des co-encadrements de thèses, de stages et d'activités de recherche personnelle.

Ces études concernent de façon générale les antennes imprimées, les lentilles inhomogènes et les circuits associés. Elles peuvent ainsi se rassembler en 4 axes complémentaires, définis ci-dessous et qui feront l'objet chacun d'un chapitre, à savoir :

- Les technologies multicouches et antennes imprimées en millimétrique (chapitre 1),
- Les circuits millimétriques actifs (chapitre 2),
- Les lentilles à gradient d'indice et leurs sources associées (chapitre 3),
- Les antennes reconfigurables en millimétrique (chapitre 4).

Si le premier axe est la suite de mon travail de thèse, les 3 autres correspondent à des thèmes que j'ai commencé à explorer après ma thèse mais qui s'inscrivent toujours dans l'étude et la conception des circuits et antennes en ondes millimétriques.

Les travaux de recherche développés sont liés pour la majeure partie aux applications millimétriques suivantes :

- Les communications indoor à haut débit dans la bande des 60 GHz,

- Les communications satellitaires en bande Q,
- Les radars d'aide à la conduite à 77 GHz,
- Les radars pour la détection d'objets statiques à courte portée et à vocation industrielle à 24 GHz.

Le chapitre 5 de cette synthèse introduira mes activités de recherche récemment débutées ainsi que les perspectives de recherche à plus ou moins long terme afin de montrer l'orientation de mes activités pour les mois et années à venir.

Je détaille maintenant succinctement le contenu de chaque chapitre.

## **Chapitre 1 : Technologies multicouches et antennes imprimées millimétriques**

Dans ce premier chapitre, je présente mes activités de recherche concernant la caractérisation simple des substrats diélectriques rentrant dans la composition des antennes imprimées. En effet, une bonne connaissance des matériaux est nécessaire en millimétrique afin d'estimer au mieux notamment les pertes diélectriques, métalliques et par rayonnement qui sont inhérentes aux antennes en ondes millimétriques. Une technique de caractérisation simple basée sur des circuits imprimés résonnants et lignes permet d'extraire la constante diélectrique et l'angle de perte des substrats considérés.

Ensuite, je présente les technologies multicouches, à base de substrats polymères et de couplages électromagnétiques entre couches, permettant la conception d'antennes et réseaux d'antennes en séparant les parties lignes d'alimentation des parties rayonnantes.

Enfin, je donne des exemples d'antennes multicouches permettant d'obtenir des diagrammes formés, de type directif, sectoriel ..

Un accent particulier est mis sur l'étude des rendements de ces antennes car ceci est un point dur et incontournable lors de la conception d'antennes en ondes millimétriques.

## **Chapitre 2 : Circuits actifs et radar courte portée**

Dans ce deuxième chapitre, je détaille mes activités concernant l'étude, la conception et la caractérisation de circuits actifs (oscillateurs, amplificateurs, mélangeurs) avec pour objectif la conception de systèmes émission-réception permettant la détection de cibles fixes ou mobiles à courte portée.

En outre, dans ce chapitre, un volet important est présenté concernant les problématiques de propagation des ondes et la détection des cibles à très courte portée. En effet, ces systèmes ne fonctionnant plus réellement en champ lointain, des problèmes d'oscil-

lation des niveaux de puissance reçus sont induits, ce qui a nécessité le développement de solutions notamment multifréquences permettant d'assurer la détection.

### **Chapitre 3 : Lentilles à gradient d'indice et sources associées**

Dans ce chapitre est présenté mon travail débuté en 2002 concernant les lentilles inhomogènes à gradient d'indice. A l'intérieur de ces lentilles, la permittivité diélectrique change radialement ce qui leur confère des propriétés particulières en terme de focalisation. La lentille de Luneburg est sûrement la plus connue mais une part importante du travail a concerné les lentilles de type Oeil de Poisson de Maxwell (Maxwell Fish-Eye) qui présentent l'avantage de permettre l'obtention d'une onde localement plane dans son plan médian et ainsi son utilisation en demi sphère, ce qui la rend attractive d'un point de vue intégration dans les systèmes.

Le travail présenté ici concerne la technique de réalisation du gradient d'indice à base de coquilles imbriquées ainsi que les études importantes menées sur les performances de ces lentilles en fonction des paramètres des coquilles (nombre, diamètre, ect). Enfin, plusieurs prototypes développés en bande W permettent de valider le fonctionnement de ces lentilles et montrent qu'il est possible d'obtenir de très bonnes performances en termes de rendement et de dépointage du faisceau.

### **Chapitre 4 : Antennes reconfigurables en bandes millimétriques**

Dans ce chapitre, est fait un état des lieux de mes recherches concernant les antennes reconfigurables en diagramme.

Une première partie concerne les antennes multifaisceaux basées sur des réseaux d'antennes multicouches excités par des matrices de Butler. Des prototypes passifs en bande V et actifs dans la bande des 24 GHz démontrent la faisabilité de ce type d'antennes. Pour les concepts actifs, l'arborescence permettant la commutation entre faisceaux a été développée sur la base de commutateurs à transistors FET.

Une seconde partie est détaillée, ayant pour sujet les antennes à directivité variable en jouant sur le nombre de sources excitées dans un réseau. Pour ce type d'antenne reconfigurable, une méthode d'adaptation indépendante du nombre de sources actives a été mise en oeuvre. Un prototype actif a ainsi pu être développé et les résultats montrent une très bonne adéquation avec la prédiction.

Enfin, une dernière partie, concerne la mise en oeuvre de systèmes antennaires associant un réseau de sources avec une lentille de type Oeil de Poisson de Maxwell. Le principe établi permet l'obtention de diagrammes directifs et sectoriels dans l'axe ou dépointés en fonction des sources ou des groupes de sources alimentés.

Le chapitre 5 qui présente mes perspectives de recherche intègre l'extension de ce type d'antenne en bande W avec la problématique du choix de la technologie pour le réseau de sources.



# Chapitre 1

## Technologies multicouches et antennes imprimées millimétriques

Les antennes imprimées présentent de nombreux avantages par rapport aux autres technologies de type filaire, guide d'onde rayonnants ou lentilles. Parmi ces points forts, il est possible de citer le faible poids et encombrement de ces antennes, la très bonne interconnexion et intégration avec les circuits actifs et les composants type MMIC qui les composent. Cependant, à l'inverse, ces technologies imprimées possèdent, aux fréquences élevées, l'inconvénient de présenter des pertes inhérentes aux substrats diélectriques et aux conducteurs métalliques utilisés. En outre, d'autres problèmes peuvent également apparaître à ces fréquences tels que ceux liés aux ondes de surface et aux rayonnements parasites des lignes.

Lorsque des antennes imprimées sont dimensionnées aux fréquences millimétriques, il devient primordial de faire attention à plusieurs aspects :

- Le choix et la connaissance des matériaux utilisés, pour avoir une bonne estimation du rendement et des fréquences de résonance des antennes.
- La technologie choisie : monocouche ou multicouches afin d'optimiser le diagramme et d'éviter les rayonnements parasites notamment dus aux lignes.
- L'interconnexion avec les parties circuits.

En conclusion, ceci revient à étudier les aspects "caractérisation de matériaux" et à estimer l'impact de ces matériaux sur les rendements des antennes et à développer des technologies multicouches innovantes pour optimiser le rayonnement et minimiser les effets néfastes de rayonnement des lignes.

Donc dans ce premier axe, je présente mes travaux concernant la caractérisation des substrats diélectriques aux longueurs d'ondes millimétriques ainsi que des technologies multicouches notamment à base de polymères et permettant de séparer les parties circuits (lignes et composants) des parties rayonnantes. Ceci permet d'éviter les problèmes de rayonnements parasites des lignes qui viennent perturber le rayonnement des antennes. La transition entre ces couches se fait sans contact via des fentes de couplage insérées dans le plan de masse et qui peuvent être de formes différentes.

Ces transitions ligne - fente - ligne et antennes alimentées par fente seront détaillées dans cette partie et des exemples d'antennes à diagramme formé seront donnés, utilisant ces technologies multicouches et les transitions associées. En outre, ces transitions peuvent également être utiles lorsqu'il s'agit d'étudier et de concevoir des systèmes émission - réception type radar qui sont introduits au chapitre 2 ou bien encore pour optimiser des antennes reconfigurables actives (chapitre 4).

## 1.1 Caractérisation des matériaux jusqu'aux ondes millimétriques

### 1.1.1 Introduction et état de l'art

Comme je l'ai précisé précédemment, la conception d'antennes imprimées en millimétrique requiert une bonne connaissance des matériaux diélectriques utilisés pour optimiser les rendements d'antennes. Or, la majeure partie des substrats diélectriques de type commercial vendus ne sont caractérisés en angle de pertes ( $\tan\delta$ ) et en constante diélectrique ( $\epsilon_r$ ) que jusqu'à la bande X, c'est-à-dire environ 10 GHz. Il devient alors nécessaire de caractériser ces substrats aux fréquences millimétriques afin de connaître ces paramètres et d'anticiper au mieux les rendements et les fréquences de résonance des antennes.

Plusieurs techniques existent dans la littérature pour caractériser les matériaux diélectriques, citons :

- Les méthodes utilisant des sondes coaxiales placées sur la couche diélectrique (figure 1.1) mais ne fonctionnant correctement que jusqu'à 20 GHz et pour des échantillons épais [1].
- Les techniques utilisant des lignes de transmission de type coaxial ou guide d'onde dans lesquelles on insère l'échantillon de diélectrique (figure 1.2) et qui permettent de connaître  $\epsilon_r$  and  $\mu_r$  par la mesure de S11 et S21 [2],[3].
- Les cavités résonantes ouvertes de type Pérot - Fabry qui sont basées sur deux miroirs concaves placés face à face et avec l'échantillon placé entre eux (figure 1.3). Cette technique est très bien adaptée pour les matériaux très faibles pertes [4]-[7].
- Les techniques en espace libre qui sont basées sur deux antennes focalisantes face à face avec l'échantillon entre les deux (figure 1.4). Cette méthode est bien adaptée aux longueurs d'ondes millimétriques car ces bandes permettent la réduction de la taille des antennes du banc de mesures [8],[9].

Si ces techniques sont bien connues et performantes, elles nécessitent la mise en place de plateformes de mesures relativement lourdes en coût et en mise au point. Je me suis donc orienté vers une technique plus simple basée sur des circuits résonants imprimés de type anneau résonant ou stub ouvert (figure 1.5). Cette dernière technique est très bien adaptée dans notre cas, car l'objectif est de réaliser des antennes imprimées contrairement aux autres techniques qui nécessitent des échantillons sans métallisation et d'épaisseur importante ( $\lambda/4$ ).



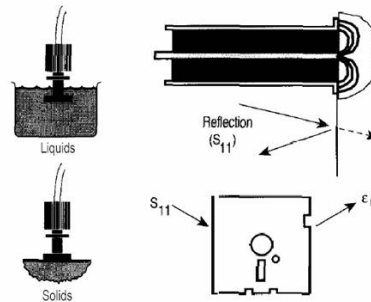


FIG. 1.1 – Méthode de caractérisation avec sonde coaxiale.

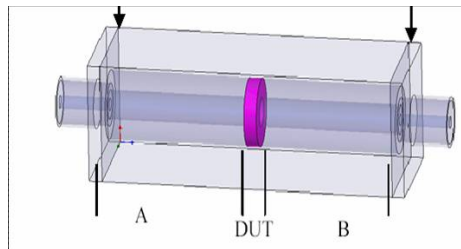


FIG. 1.2 – Méthode de caractérisation avec ligne de transmission.

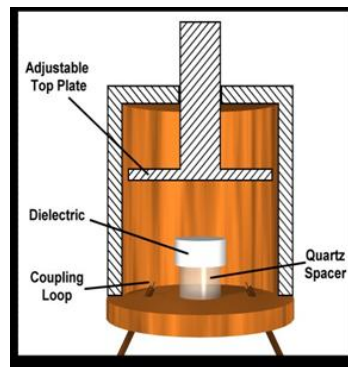


FIG. 1.3 – Méthode de caractérisation avec cavité résonante ouverte.

### 1.1.2 Caractérisation de substrats en bandes millimétriques

Dans notre cas, le choix du circuit résonant pour la caractérisation, s'est orienté vers la ligne imprimée associée au stub ouvert perpendiculaire car ce circuit est moins sensible en fréquence que l'anneau résonant qui possède un gap de couplage très réduit entre l'anneau et les lignes. Ceci peut poser des problèmes de réalisation technologique aux fréquences millimétriques. Le stub ouvert ayant une longueur  $L$  multiple d'un quart d'onde, le paramètre  $S_{21}$  va donc présenter des résonances en fréquence, fonction de cette longueur et de la constante diélectrique  $\epsilon_r$  du matériau. Les différentes étapes de l'estimation de ce paramètre sont donc les suivantes :

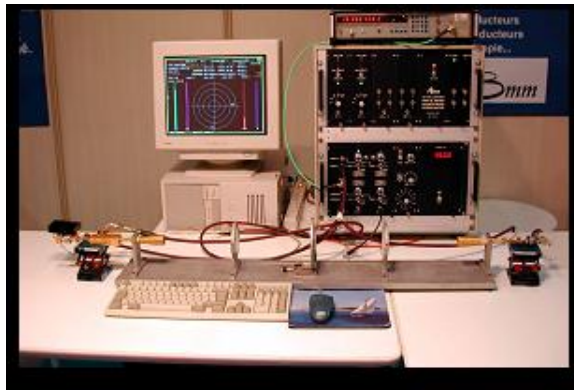


FIG. 1.4 – Méthode de caractérisation en espace libre.

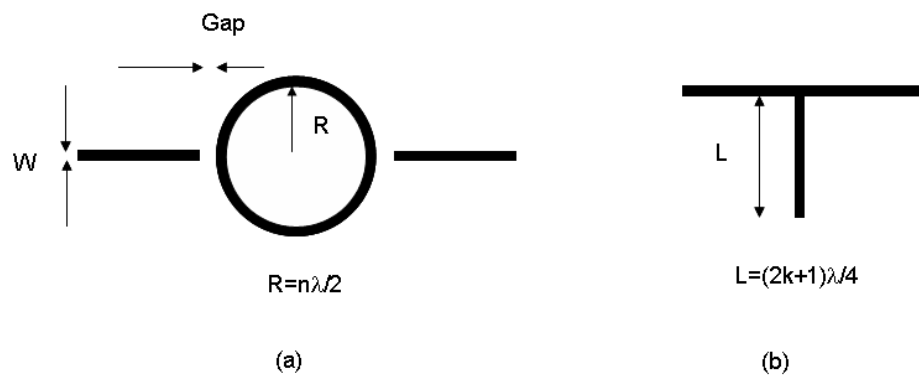


FIG. 1.5 – Anneau résonant (a) et stub ouvert (b) imprimés.

- Premièrement, un circuit à stub ouvert est dimensionné dans les bandes de fréquences souhaitées à l'aide d'un logiciel électromagnétique 2D et en considérant la constante diélectrique donnée par le constructeur.
- Le circuit est fabriqué sur le substrat diélectrique dont on souhaite connaître les caractéristiques, et la mesure de  $S_{11}$  et  $S_{21}$  est effectuée.
- Une rétro simulation est faite en changeant  $\epsilon_r$  afin que coïncident les fréquences de résonance simulées et mesurées.
- La valeur de la constante diélectrique est extraite aux fréquences choisies.

Concernant les pertes diélectriques ( $\tan\delta$ ), la technique est basée sur deux lignes imprimées  $50\Omega$  de longueurs différentes. La première est utilisée pour la calibration de l'analyseur de réseau et la seconde est mesurée en terme de  $S_{21}$  afin d'extraire par

rétro-simulation l'angle de pertes  $\tan\delta$ . En terme de mesure, une cellule Wiltron est utilisée et connectée à l'analyseur de réseaux vectoriel. Ceci permet alors de s'affranchir de connecteurs K ou V (figure 1.6).

Je donne maintenant dans les tableaux 1.1 et 1.2 suivants quelques résultats de cette technique de caractérisation pour différents matériaux que j'ai utilisé en millimétrique pour la conception d'antennes imprimées. Pour chaque substrat sont données les caractéristiques ( $\epsilon_r, \tan\delta$ ) aux fréquences basses et la valeur des caractéristiques extraites en bandes millimétriques. Comme il aisé de le voir, les substrats caractérisés sont respectivement le Polyméthyl Pentène (TPX), le RT Duroid 6006, l'Aln qui est une alumine (plus dissipatif qu'une alumine classique) et le 35 NQ qui a été utilisé comme radôme dans le design d'une antenne source d'un réflecteur à 50 GHz. Les résultats extraits après rétro-simulation sont obtenus en comparant les modules de S21 rétro-simulé et S21 mesuré comme le montrent les figures 1.7 à 1.8. De nombreuses autres caractérisations de matériaux ont été faites depuis quelques années en utilisant la même technique et ce jusqu'à 77 GHz.

Ces résultats concernant la caractérisation de substrats diélectriques aux bandes millimétriques ont fait l'objet d'une présentation orale dans une conférence internationale [10].

Concernant les pertes induites dans les lignes, il est important de regarder l'impact que cela a sur les rendements des antennes et notamment dans le cas de réseaux où l'arborescence d'alimentation incluant des lignes va donc introduire des pertes qui peuvent être importantes. Il est donc intéressant dans un premier temps de connaître les pertes lignes. Nous présentons figure 1.9 les pertes totales pour une ligne  $50\Omega$  de longueur 20mm imprimée sur un substrat 35 NQ (ou QPN). Ce substrat présente donc après rétro-simulation un angle de pertes de 0.0175, ce qui n'est pas satisfaisant et engendre donc des pertes importantes qui se traduisent à 50 GHz par des pertes lignes globales (diélectriques+métalliques+rayonnement) de 150dB/m. A titre de comparaison, le substrat RT Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.24$  et  $\tan\delta = 0.004$  à 60 GHz) induit des pertes lignes d'environ 50 dB/m dans la bande des 60 GHz. Ce dernier résultat a été confirmé dans [11] où des mesures identiques ont été faites.

TAB. 1.1 – Caractérisation des substrats TPX et Duroid 6006.

Polymethyl - Pentène h= (0.127mm)	Duroid 6006 (h= 0.254mm)
$\epsilon_r = 2.14, \tan\delta = 0.001$ à 10 GHz	$\epsilon_r = 6.2, \tan\delta = 0.002$ à 10 GHz
$\epsilon_r = 2.17, \tan\delta = 0.0035$ à 60 GHz	$\epsilon_r = 7$ à 45 GHz

En conclusion, cette technique de caractérisation n'a pas la prétention d'être rigoureuse mais permet aux concepteurs d'antennes et de circuits hyperfréquences imprimés



FIG. 1.6 – Technique de mesure avec Cellule Wiltron.

TAB. 1.2 – Caractérisation des substrats AlN et 35 NQ.

AlN h= (0.127mm)	35 NQ h= (0.127mm)
$\epsilon_r = 9, \tan\delta = 0.004$ à quelques MHz	$\epsilon_r = 3.5, \tan\delta = 0.0009$ à 1 MHz
$\epsilon_r = 8.5, \tan\delta = 0.0067$ à 50 GHz	$\epsilon_r = 3.4, \tan\delta = 0.0175$ à 50 GHz

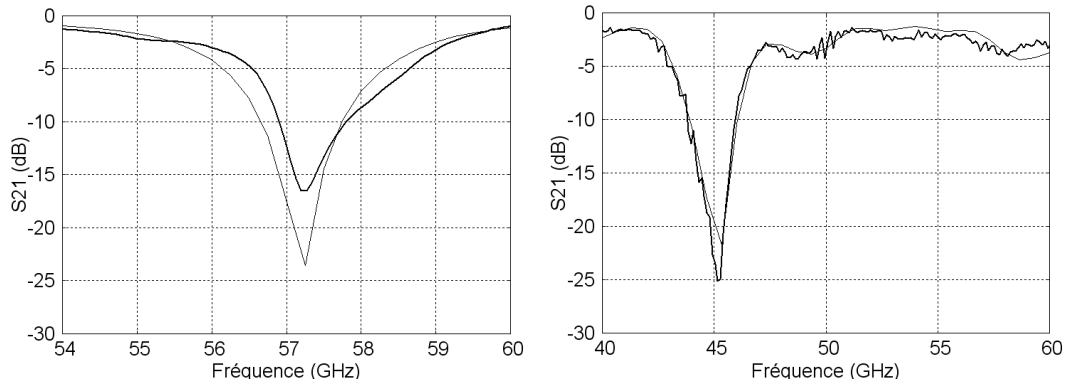


FIG. 1.7 – Module de S21 pour le substrat TPX à 60 GHz (gauche), Module de S21 pour le substrat Duroid 6006 à 45 GHz (droite).

d'obtenir un résultat fiable et efficace très rapidement. Elle donne en outre la possibilité de caractériser les substrats diélectriques pour plusieurs fréquences.

### 1.1.3 Impact sur le rendement des antennes

L'objectif premier de la caractérisation des substrats aux bandes millimétriques est de prévoir au mieux les rendements ainsi que les fréquences de résonance des antennes.

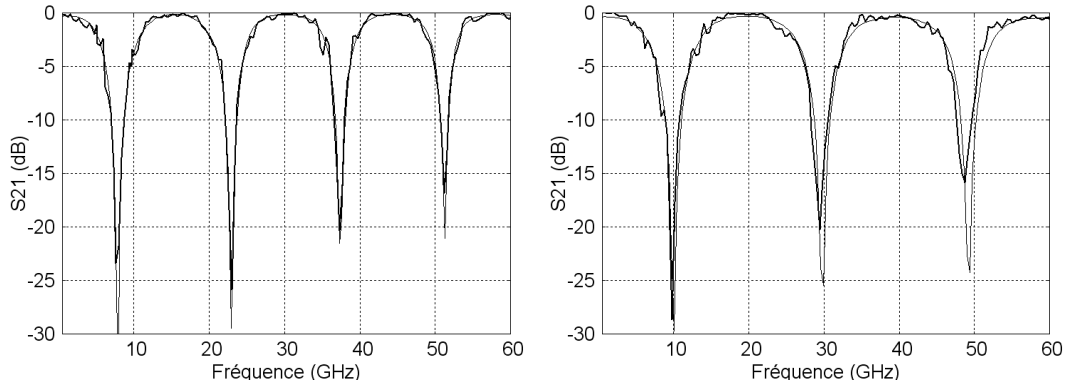


FIG. 1.8 – Module de S21 pour le substrat AlN (gauche), module S21 pour le substrat 35NQ (droite).

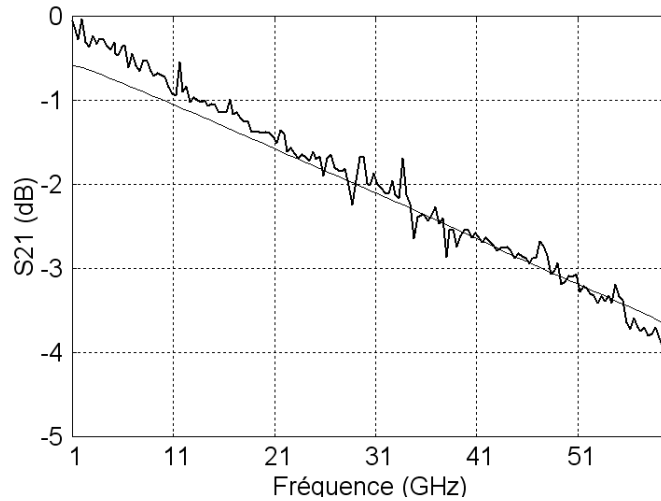


FIG. 1.9 – Pertes totales pour une ligne de 20 mm imprimée sur un substrat 35 NQ.

Concernant les rendements, nous étudions depuis plusieurs années l'impact du choix des substrats sur ce paramètre. En effet, le rendement des antennes imprimées aux fréquences élevées reste un problème ardu.

En effet, les pertes induites dans les antennes imprimées sont issues de plusieurs origines qui sont énumérées ci-dessous :

- Les pertes diélectriques dues au substrat choisi, d'où l'importance de la caractérisation. Elles sont proportionnelles à la fréquence  $f$  et à l'angle de pertes du matériau (équation 1.1).

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{c\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1} \text{tg}\delta.f \quad (1.1)$$

- Les pertes métalliques dues à la conductivité du métal (en cuivre le plus souvent) et qui sont proportionnelles à la racine carrée de la fréquence (équation 1.2).

$$\alpha_c = \frac{\sqrt{\pi\mu\rho}}{Z_0 W} \sqrt{f} \quad (1.2)$$

Où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique,  $W$  sa largeur et  $\rho$  la conductivité du métal.

- Les pertes par ondes de surface, présentes dès qu'une couche diélectrique est utilisée. Le rendement de pertes dû à ces ondes peut être donné par l'équation 1.3 :

$$\eta = 1 - \sqrt{\epsilon_r - 1} \frac{h}{\lambda_0} \left\{ 3.4 - \frac{370}{\epsilon_r} \left( \frac{h}{\lambda_0} \right)^2 \right\} \quad (1.3)$$

Où  $h$  est l'épaisseur du substrat.

- les pertes par rayonnement qui sont fonction de l'arborescence choisie. Il sera donc primordial de faire attention en millimétrique au choix des impédances caractéristiques des lignes, notamment dans les arborescences de réseaux.

Le choix des substrats est donc primordial afin de limiter au maximum les différentes pertes et donc d'optimiser les rendements des antennes conçues. Pour illustrer cela, plusieurs designs de réseaux d'antennes similaires sont détaillés ici mais réalisés avec des matériaux différents afin de montrer l'effet sur le rendement. La première antenne (figure 1.10) est un réseau de 4 pastilles imprimées sur RT Duroid 5880 ( $h = 0.127\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.24$  et  $\tan\delta = 0.004$  à 60 GHz). Ce prototype a été conçu durant une consultation thématique informelle dirigée par France Télécom et dont l'application concernait les communications sans fil haut débit à 60 GHz. Le diagramme de rayonnement est présenté figure 1.10. Le gain obtenu est de 12 dB ce qui correspond à un rendement de 64%. Le deuxième réseau est proche du premier car constitué de 4 pastilles imprimées. Le substrat utilisé est cette fois du Duroid 6006 ( $h = 0.254\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 7.4$  et  $\tan\delta = 0.002$  à 50 GHz). Le rendement obtenu est proche (60%) mais à une fréquence légèrement plus basse. Par contre, avec ce substrat et sa forte constante diélectrique, il faut être prudent quant à son utilisation à plus haute fréquence, du fait de la possible apparition d'ondes de surfaces. Ce deuxième design a également été conçu sur du Verre AF45 ( $h = 0.3\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 5.75$  et  $\tan\delta = 0.015$ ) et toujours à 50 GHz. Le résultat est cette fois beaucoup moins bon car le rendement n'est plus que de 42%, dû au très fort angle de pertes (0.015) de ce substrat.

Afin de comprendre quelles pertes sont les plus importantes dans les 3 cas précédents, un bilan est fait dans le tableau 1.3 où l'on donne les pertes métalliques et diélectriques en dB/m, le rendement dû aux ondes de surface et le rendement mesuré pour le réseau d'antennes considéré.

TAB. 1.3 – Origines des pertes pour les 3 substrats considérés.

	RT Duroid 5880 h= (0.127mm)	Duroid 6006 (h= 0.254mm)	AF45 (h= 0.3mm)
Pertes métalliques	17dB/m	16dB/m	11.5dB/m
Pertes diélectriques	26dB/m	20dB/m	120dB/m
Rendement (ondes de surface)	91%	65%	65%
Rendement obtenu	64%	60%	42%

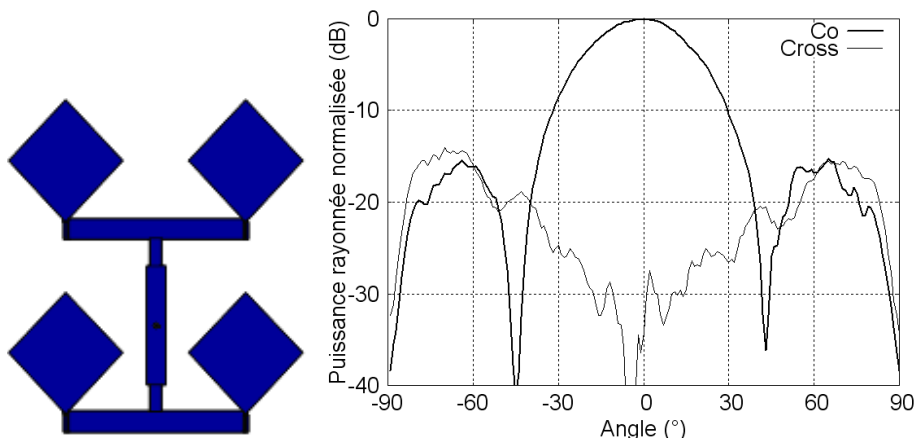


FIG. 1.10 – Réseau imprimé de 4 sources (gauche), Diagrammes de rayonnement mesurés (droite).

## 1.2 Technologies multicouches

### 1.2.1 Introduction et problématique

Une fois ces substrats diélectriques caractérisés, ils peuvent, si leurs performances en termes de pertes sont satisfaisantes, être utilisés pour la conception d'antennes imprimées. Si les caractéristiques diélectriques des matériaux ( $\epsilon_r$ ,  $\tan\delta$ ) sont primordiales, d'autres paramètres importants sont à prendre en compte. En effet, le rendement des antennes sera d'autant meilleur que la constante diélectrique est faible et l'épaisseur du substrat limitée afin d'éviter les pertes dues aux ondes de surfaces qui sont inhérentes aux couches diélectriques. En outre, lors de la conception d'antennes réseaux, l'arborescence d'alimentation qui est constituée de lignes et de discontinuités (changements de largeurs de lignes, coudes, diviseurs de puissances) va introduire des rayonnements parasites si les technologies microruban monocouche sont utilisées. Ceci aura pour conséquence la dégradation du diagramme de rayonnement de l'antenne. Les lobes secondaires peuvent remonter, la directivité diminuer, la composante croisée augmenter. Pour éviter ces désagréments, j'ai développé des technologies multicouches

permettant la séparation des lignes d'alimentation et des parties rayonnantes (figure 1.11).

La couche de substrat inférieure soutient les lignes d'alimentation et les éventuels composants actifs. Les parties rayonnantes sont quant à elles imprimées sur la couche de diélectrique supérieure. Ces technologies multicouches permettent en outre de protéger les composants actifs (MMIC, MEMS ou autre) vis-à-vis du rayonnement des antennes.

Comme il est aisé de le voir, le passage de l'énergie d'une couche à l'autre se fait via une fente de couplage qui est gravée dans le plan de masse. Afin de rigidifier la structure et de reporter les composants actifs si nécessaire, il est préférable d'insérer une semelle métallique épaisse entre les couches diélectriques. Ceci nécessitera comme il sera montré plus tard, l'optimisation de formes de fentes particulières afin de permettre le couplage électromagnétique. Bien évidemment, une partie des lignes peut être imprimée sur la face supérieure si nécessaire, ceci dépendant du choix d'alimentation du réseau d'antennes. Si des lignes imprimées sont présentes sur les deux couches, on parle de transition ligne - fente - ligne. Mais le couplage peut également se faire entre une ligne et une antenne, on parle alors d'antenne alimentée par fente. Ce sont ces deux grands types de transitions multicouches qui sont présentés ci-dessous. Etant données que les longueurs d'onde sont très faibles en millimétrique (quelques millimètres), l'épaisseur du plan de masse dans lequel est gravée la fente n'est plus négligeable d'un point de vue couplage. Il devient alors indispensable de la prendre en compte dans le calcul et ceci impose donc d'utiliser soit des logiciels de calcul électromagnétique 3D soit d'étendre des codes de calculs analytiques prenant en compte ce paramètre. Différents substrats diélectriques ont également été utilisés dans ces technologies multicouches et selon les cas, ils sont, soient collés sur la semelle épaisse, soient soudés sur cette dernière.

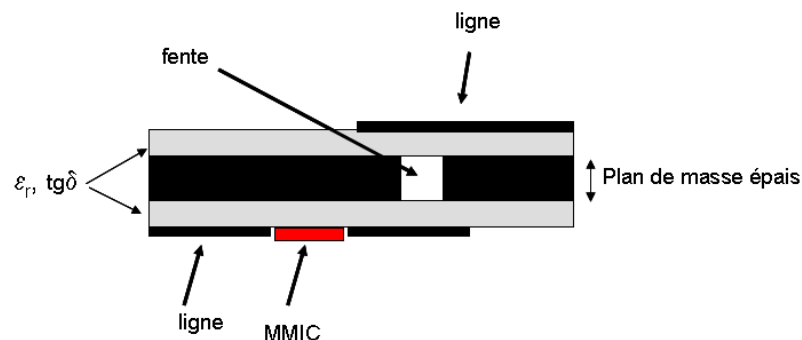


FIG. 1.11 – Technologie multicouches et transition via des fentes de couplage.



## 1.2.2 Procédés technologiques développés

Avant de parler de conception de circuits multicouches basée sur des fentes de couplage, j'introduis ici les grandes étapes technologiques qui permettent la réalisation des circuits et donc de l'empilement des couches. Dans la plupart des designs qui seront montrés par la suite, une semelle épaisse (0.2mm d'épaisseur) est ajoutée entre les couches diélectriques. Par la suite, ces diélectriques sont collés ou soudés sur ce support métallique. Je donne donc ici un descriptif du principe de réalisation des antennes multicouches.

J'ai participé au développement ou à l'extension de plusieurs technologies multicouches qui ont été validées jusqu'à 60 GHz. La première technologie est basée sur un substrat Polypropylène ou TPX non commercial et dont la maîtrise technologique a été mise en oeuvre avec la société Avi et Peschard. La première étape détaillée figure 1.12 consiste à presser à chaud sur la semelle de cuivre plusieurs feuilles de TPX afin d'assurer l'épaisseur finale souhaitée (0.127mm ou 0.254mm le plus souvent). Ensuite, un feuilard de cuivre, préalablement oxydé est collé sur la couche diélectrique (figure 1.13). La réalisation de circuits multicouches est identique et ne nécessite comme étape supplémentaire que le dépôt de la couche diélectrique sur l'autre face.

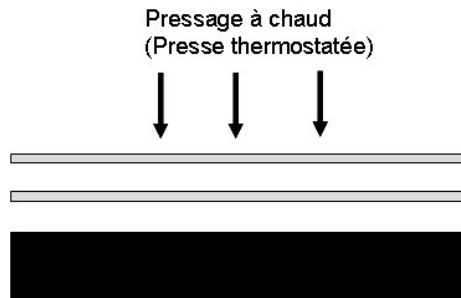


FIG. 1.12 – Technologie multicouches basée sur des substrats non-commerciaux (Avi et Peschard).

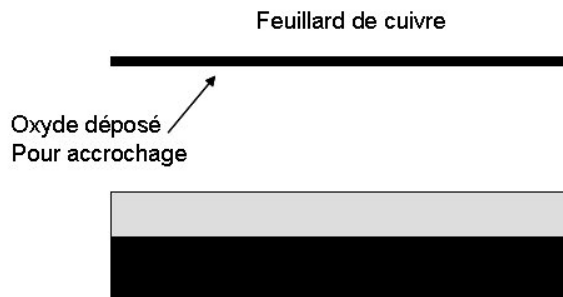


FIG. 1.13 – Technologie multicouche basée sur des substrats non-commerciaux (Avi et Peschard).

J'ai développé au sein de notre laboratoire une technologie très semblable, mais cette fois basée sur des substrats commerciaux (RT 5880, RO3003, ..). Dans ce cas, une fois les fentes de couplage gravées dans la semelle de cuivre, les couches de substrat sont soit soudées soit collées sur cette semelle afin de réaliser le circuit multicouches (figure 1.14).

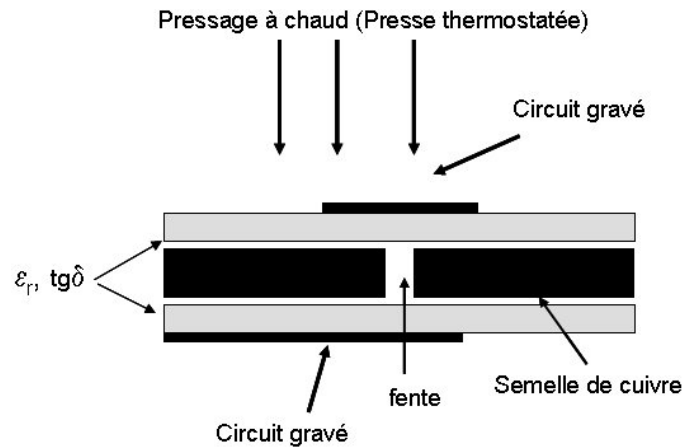


FIG. 1.14 – Technologie multicouche basée sur des substrats commerciaux et développée au laboratoire.

### 1.2.3 Transitions multicouches ligne - fente - ligne sur épaisseur de plan de masse limitée

Ce travail a débuté durant ma thèse et se poursuit depuis, car comme nous pourrions le voir, ce type de transition offre de nombreux avantages en termes de largeur de bande et de pertes réduites jusqu'aux longueurs d'ondes millimétriques. Les premières transitions ont été optimisées dans la bande des 60 GHz. Dans ce cas, un substrat Duroid 5880 a été utilisé et les deux couches diélectriques sont soudées ce qui induit que la fente n'est pas remplie de diélectrique. Cette première transition (figure 1.15) avait été étudiée et réalisée dans l'objectif d'être introduite dans des matrices de Butler permettant d'obtenir ainsi des antennes multifaisceaux [12].

Les résultats de simulation pour cette transition sont présentés figure 1.16 concernant les modules du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et de transmission ( $S_{21}$ ). Concernant les mesures, les résultats sont également présentés figure 1.16 (droite). Il est important de noter que deux transitions sont mises en série pour la mesure. Les pertes se limitent donc à 0.35 dB en moyenne pour cette transition.

Si ce premier prototype donne de bons résultats, il a fallu rapidement s'orienter vers des transitions incorporant une semelle épaisse afin de rigidifier la structure et dans l'objectif de réaliser des antennes et circuits actifs nécessitant le report de composants.

Un exemple de résultat est donné figure 1.17 concernant une transition 1 entrée - 1 sortie. Les deux couches de substrat diélectrique sont du RT Duroid 5880 ( $\epsilon_r =$

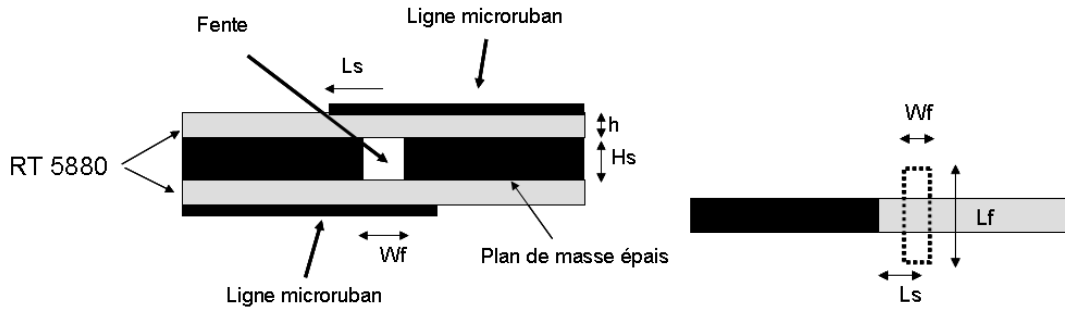


FIG. 1.15 – Transition ligne / fente / ligne ( $W_f = 0,2$  mm,  $L_f = 1,9$  mm,  $L_s = 0,77$  mm) : Vue de coupe (gauche), Vue de dessus (droite).

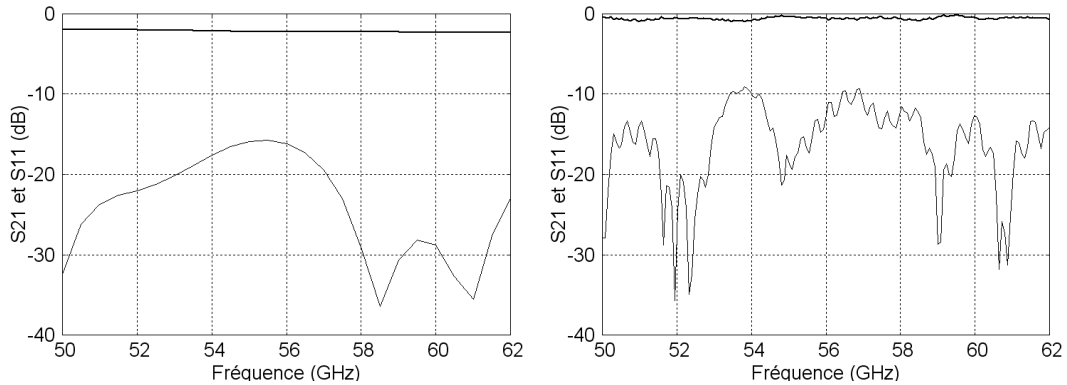


FIG. 1.16 – Résultats de la transition : Simulation (gauche) et mesure (droite).

2,23 et  $\tan\delta = 0.004$ ) de 0.127 mm d'épaisseur. Un plan de masse épais de 0.2 mm a été ajouté dans lequel est gravée la fente linéaire. Cette transition fonctionne sur une très large bande (50- 62 GHz) et présente très peu de pertes (0.4 dB).

La phase introduite a également été caractérisée et donnée figure 1.17 (droite). Ces résultats concernant ces transitions ont fait l'objet d'une publication en 2002 [13].

Des transitions avec deux sorties ont également été optimisées dans l'objectif de les intégrer à l'arborescence d'alimentation de réseaux d'antennes (figure 1.18). Dans ce cas, cette transition permet d'alimenter un réseau de 16 patchs à 24 GHz, divisé en fait en deux réseaux de 8 patchs. Ces deux sous réseaux sont renversés et alimentés par les deux sorties de la transition. Ceci permet de les remettre en phase au niveau du champ électromagnétique créé. L'avantage principal réside dans le fait que ce réseau présente une composante croisée faible du fait du type d'alimentation.

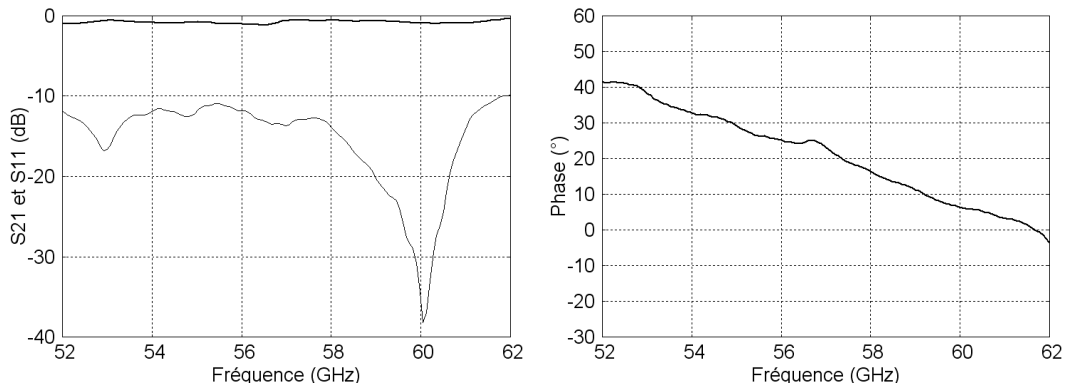


FIG. 1.17 – Résultats de la transition avec fente épaisse : Modules de S11 et S21 (gauche) et phase de S21 (droite).

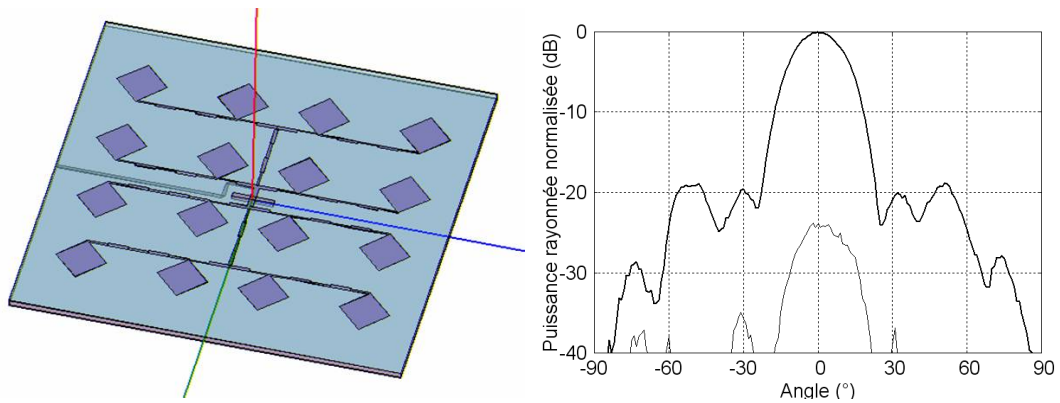


FIG. 1.18 – Réseau alimenté par une transition à 2 sorties à 24 GHz : Réseau imprimé (gauche) et diagramme de rayonnement Plan E (droite).

### 1.2.4 Transitions multicouches ligne - fente - ligne avec plan de masse épais

Dans les cas montrés jusqu'ici, l'épaisseur du plan de masse est limitée, inférieure à  $0.04\lambda_0$ . Une fente rectangulaire suffisait donc pour optimiser le couplage électromagnétique et ainsi limiter les pertes induites par ces transitions.

Par contre, si le plan de masse dans lequel est gravée la fente devient plus épais comparativement à la longueur d'onde, le couplage électromagnétique devient très faible et il est alors nécessaire d'agrandir la fente pour optimiser ce couplage. Cependant, si la longueur de fente devient trop importante ( $\lambda_0/2$ ), cette dernière rayonne. Dans le cadre du projet européen MIPA [14],[15],[16], j'ai été amené à résoudre ce problème car l'épaisseur du plan de masse était égale à 2mm à 50GHz. J'ai donc étudié un type de transition avec changement de forme de la fente permettant ainsi son allongement

d'un point de vue électrique mais en évitant son rayonnement. L'idée retenue a été de réaliser une fente en H comme présenté sur la figure 1.19. Le substrat utilisé est du RT Duroid 5880 d'épaisseur 0.127mm pour les deux faces de la transition.

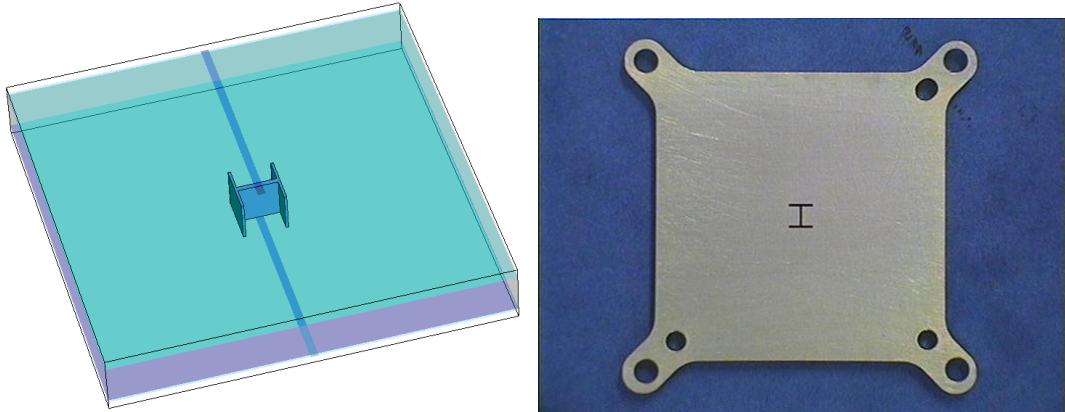


FIG. 1.19 – Transition 1 entrée 1 sortie avec fente en H : Design simulé sous CST (gauche) et réalisation par électro-érosion (droite).

Cette transition a été optimisée et simulée avec CST Microwave Studio et les résultats de simulation et mesure sont présentés figure 1.20. Une fois de plus, il est important de remarquer le caractère large bande de cette structure et les très faibles pertes qu'elle induit à 50 GHz (0.8 dB).

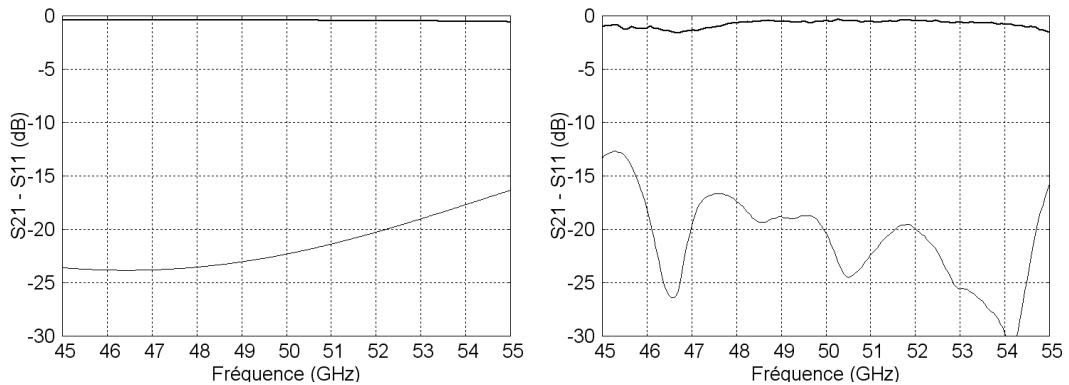


FIG. 1.20 – Transition 1 entrée 1 sortie avec fente en H : Modules de S11 et S21 simulés sous CST (gauche) et modules de S11 et S21 mesurés (droite).

Une transition avec la même fente en H mais avec deux sorties est également présentée figure 1.21. Elle permet, à 50 GHz, d'alimenter deux sous réseaux de 8 pastilles formant ainsi un réseau de 16 sources.

Cette maquette de réseau multicouches à 50 GHz a été développée dans le cadre du projet Européen MIPA (Mems Integrated Phased Array) en collaboration avec

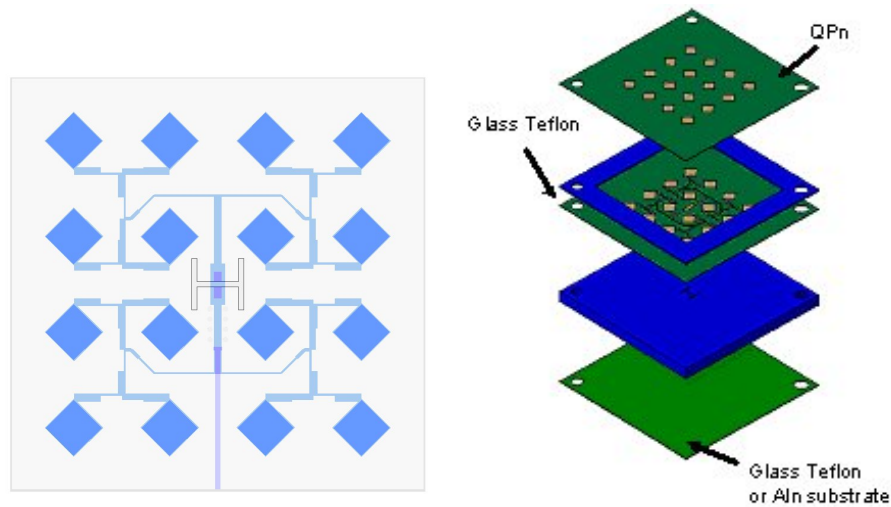


FIG. 1.21 – Réseau MIPA à 50 GHz alimenté par transition à 2 sorties : Vue de dessus (gauche) et vue éclatée multicouches (droite).

Alcatel Space, BOSCH, IMEC et le CNES. Une source active d'un réflecteur a ainsi été optimisée et est constituée de ce réseau d'antennes associé à un ampli, un filtre et un switch en technologie MEMS. Les résultats de la source passive constituée des 16 pastilles et de la transition son donnés ci-dessous en terme de coefficient de réflexion, de gain (figure 1.22) puis de diagrammes de rayonnement (figure 1.23).

La dernière partie de l'étude a ensuite permis l'intégration de l'antenne passive avec l'architecture active afin d'aboutir à la conception du prototype actif qui a été caractérisé dans la chambre millimétrique de l'IETR [17]. Ce prototype actif est détaillé figure 1.24 où l'on distingue le réseau rayonnant. D'un point de vue circuits, le détail de cette partie contenant le switch MEMS, le filtre et les amplis est quant à lui donné figure 1.25. Les diagrammes de rayonnement mesurés sont présentés figure 1.26 à 48.7 GHz et comparés aux résultats de simulation. Il est aisé de voir que la concordance mesure/simulation est excellente, bien meilleure que pour le réseau passif. Ceci est dû à l'encapsulation globale de la partie arrière (circuits) évitant ainsi les problèmes de diffraction. Dans le cas de cette antenne active incluant MMIC et MEMS, les pertes du commutateur MEMS ont été estimées à 2dB, ce qui correspond à un résultat tout à fait intéressant pour ce type de structure à 50 GHz.

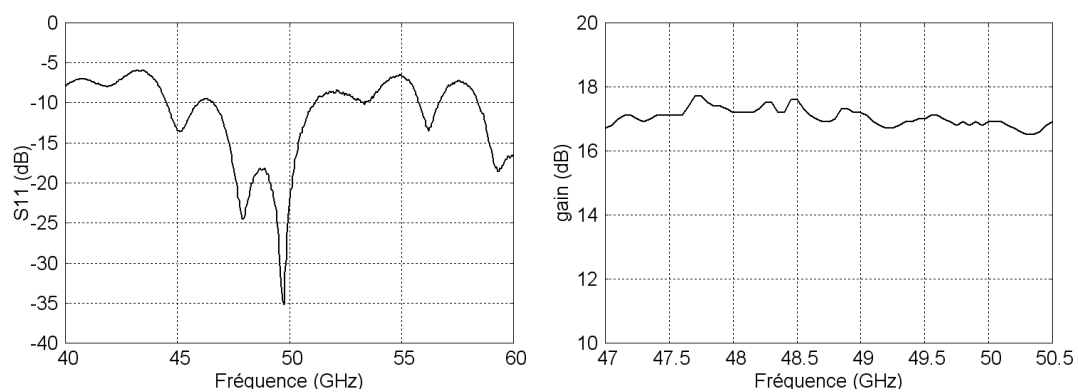


FIG. 1.22 – Réseau MIPA à 50 GHz : Module du S11 (gauche) et gain mesuré (droite).

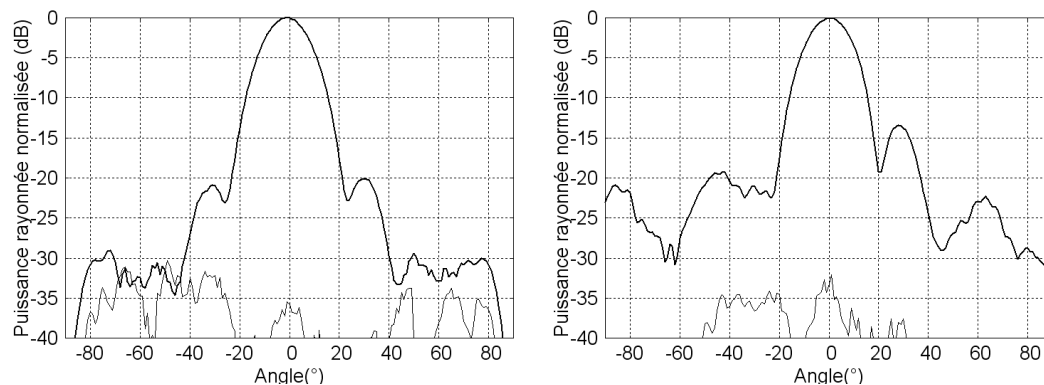


FIG. 1.23 – Réseau MIPA à 50 GHz : Diagramme plan H à 48.7 GHz (gauche) et diagramme plan E à 48.7 GHz (droite).

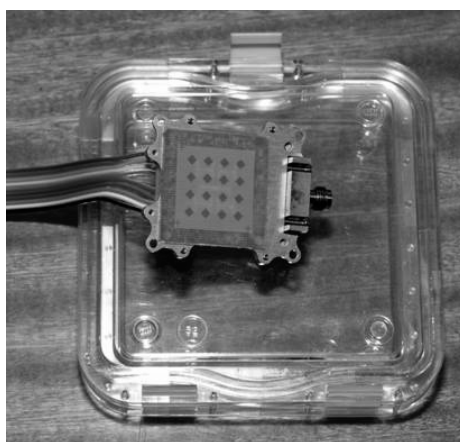


FIG. 1.24 – Prototype actif développé dans le cadre du projet MIPA - Vue du réseau rayonnant.

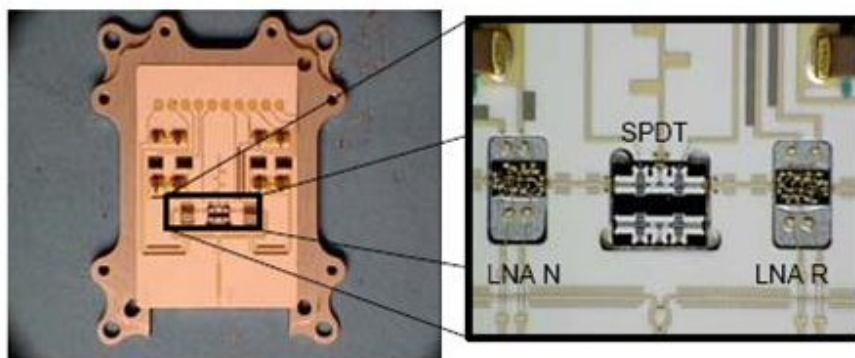


FIG. 1.25 – Prototype actif développé dans le cadre du projet MIPA - Parties circuits LNA+switch MEMS.

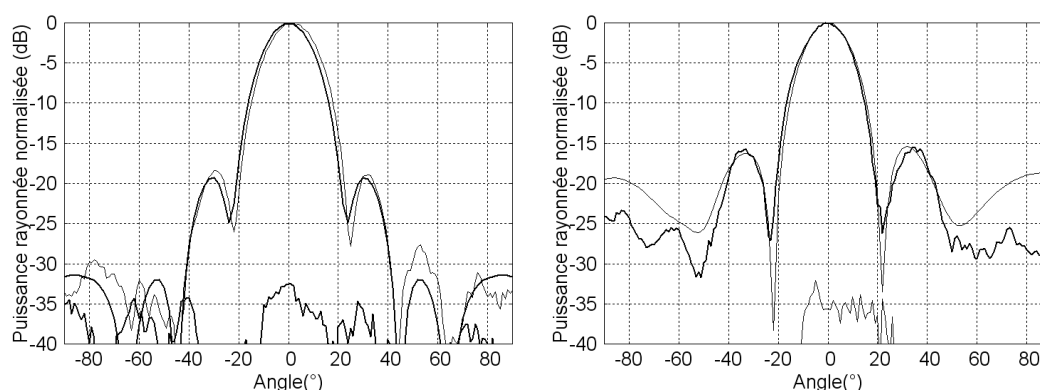


FIG. 1.26 – Réseau MIPA actif final à 50 GHz : Diagramme plan H à 48.7 GHz (gauche) et diagramme plan E à 48.7 GHz (droite) en comparant aux résultats de simulation.



## 1.2.5 Pastilles alimentées par fente

Cette activité de recherche concernant les antennes alimentées par fente a commencé durant ma thèse et se poursuit depuis car ce type d'antenne multicouches s'adapte très bien à la réalisation d'antennes actives et/ou reconfigurables du fait de la séparation circuit/antennes.

### 1.2.5.1 Problématique en millimétrique

Aux longueurs d'ondes millimétriques, le plan de masse présent entre les couches diélectriques devient important ce qui nécessite comme je l'ai dit préalablement d'utiliser des logiciels commerciaux de type 3D, ce qui a été le cas pour les études précédentes concernant les transitions ligne - fente - ligne. Par contre pour les patches alimentés par fente, un code de calcul basé sur la méthode de la cavité a été étendu pour prendre en compte l'épaisseur de ce plan de masse. Une pastille alimentée par fente est composée de deux couches de diélectrique, séparées par un plan de masse, et sur lesquelles sont gravées respectivement l'élément rayonnant (en haut) et la ligne d'alimentation (en bas). L'excitation de la pastille par la ligne se fait par couplage électromagnétique (donc sans contact) via une fente gravée dans le plan de masse. La structure est détaillée figure 1.27 avec les différents paramètres qui sont d'ailleurs très nombreux dans cette antenne.

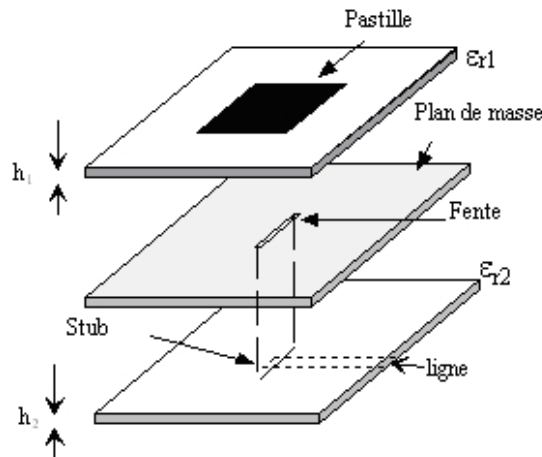


FIG. 1.27 – Pastille alimentée par fente.

La méthode de la cavité utilisée ici pour analyser cette structure est bien connue [18] et ne sera donc pas traitée ici dans un souci de synthèse. Cependant, l'extension de cette méthode pour prendre en compte l'épaisseur  $t$  du plan de masse est ici justifiée du fait des fréquences en jeu. Considérons tout d'abord une pastille réalisée sur substrat RT Duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.23$ ) pour les deux couches diélectriques et ayant été optimisée pour fonctionner dans la bande des 60 GHz. Dans un premier temps, la méthode de la cavité a permis de concevoir l'antenne et de la simuler sans prendre en compte

l'épaisseur du plan de masse. Ce prototype a été réalisé en soudant les deux couches de diélectrique ce qui crée une épaisseur de fente d'environ  $40\mu\text{m}$ . L'impédance d'entrée et le module du coefficient de réflexion sont présentés figure 1.28. La comparaison entre simulation et mesure apparaît et montre un très fort écart en terme d'impédance d'entrée. En effet, en mesure, à la résonance, l'impédance est d'environ  $25\Omega$  alors que l'antenne est adaptée en simulation et présente donc une impédance égale à  $50\Omega$ . Il devient alors primordial d'expliquer cette différence. Si l'épaisseur du plan de masse paraît très faible ( $40\mu\text{m}$ ), elle représente  $0,008\lambda_0$  dans la bande des 60 GHz. Des études préalables à 3 GHz ont été menées concernant l'effet de cette épaisseur de fente sur l'impédance d'entrée d'une pastille alimentée par fente [19]. Des résultats théoriques (méthode de type équation intégrale) et de mesures de ces travaux sont présentés figure 1.29 où l'épaisseur du plan de masse est respectivement de 0, 0,8 puis 1,6 mm, ce qui correspond en terme de longueur d'onde à des épaisseurs respectives de 0 ;  $0,008\lambda_0$  et  $0,016\lambda_0$ .

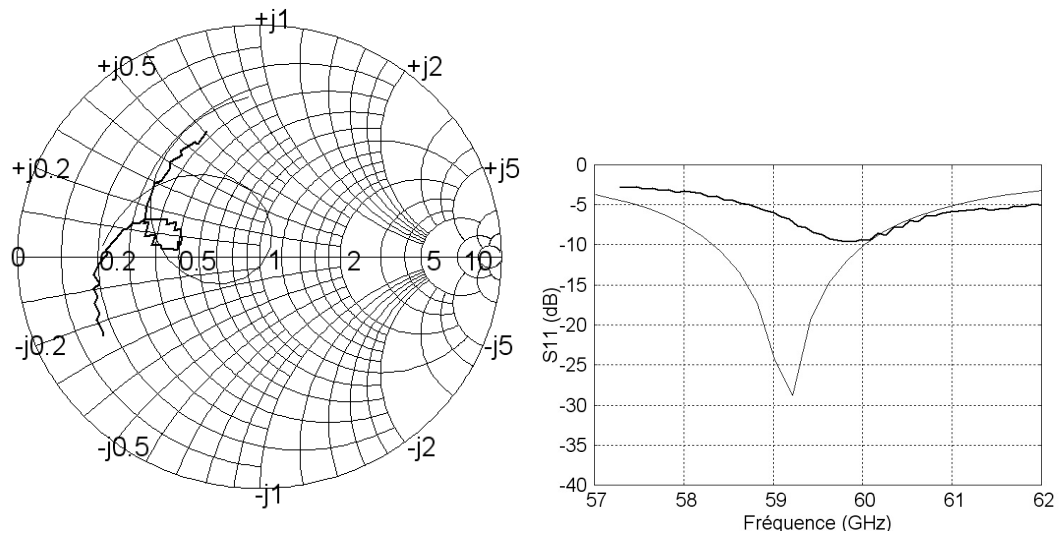


FIG. 1.28 – Pastille alimentée par fente à 60 GHz : (gauche) impédance d'entrée simulée (fin) et mesurée (gras) et (droite) module du S11 simulé (fin) et mesuré (gras).

L'épaisseur de fente a un effet primordial sur la valeur de l'impédance d'entrée de la pastille alimentée par fente. En effet, celle-ci diminue très rapidement lorsque l'épaisseur de la fente augmente. Pour une épaisseur nulle, l'impédance d'entrée maximale est de  $70\Omega$ . Elle diminue jusqu'à  $22,5\Omega$  pour une épaisseur de  $0,008\lambda_0$  et se limite à  $12,5\Omega$  pour une épaisseur  $t$  égale à  $0,016\lambda_0$ .

La réduction de la résistance à la résonance est présentée pour ce cas exemple figure 1.30 en fonction de  $t/\lambda_0$ . On remarque une variation exponentielle de l'impédance d'entrée.

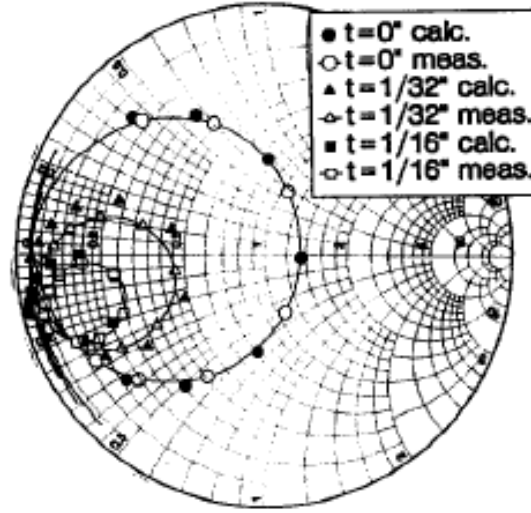


FIG. 1.29 – Impédance d'entrée en fonction de l'épaisseur du plan de masse comprise entre 0 et  $0,016\lambda_0$  [19] à 3 GHz avec.

Dans la bande des 60 GHz, l'épaisseur de métallisation des stratifiés et de la soudeure étain-plomb engendre une épaisseur globale du plan de masse d'environ  $40\mu\text{m}$  ce qui représente une grandeur égale à  $0,008\lambda_0$ . Cette épaisseur de fente induira donc à 60 GHz une très forte réduction de l'impédance d'entrée, ce qui explique la différence entre les résultats obtenus avec la méthode de la cavité et la mesure pour la pastille à 60 GHz. A partir de là, il est donc apparu primordial de prendre en compte cette épaisseur en faisant évoluer la méthode de la cavité.

Afin de prendre en compte l'épaisseur dans la méthode de la Cavité, plusieurs techniques ont été étudiées et testées [20] mais seule celle donnant les meilleurs résultats sera présentée ici dans un souci de synthèse. Nous repartons de l'expression de l'impédance d'entrée de l'antenne typique, calculée par la méthode de la cavité à savoir :

$$Z_{in} = \frac{\left(\frac{\Delta_V}{V_0}\right)^2}{Y_{fen} + Y_{ant}} - jZ_c \cot(K_1 L_s) \quad (1.4)$$

Dans cette expression, on définit par :  
 $Z_{stub} = -jZ_c \cot(K_1 L_s)$ , l'impédance ramenée par le stub série.

$Y_{fen}$ , la réactance équivalente ramenée par la fente d'excitation.

$Y_{ant}$ , l'admittance de la pastille au niveau de la fente.

$\Delta_V/V_0$ , le transformateur permettant de calculer l'impédance de la fente ramenée sur la ligne.

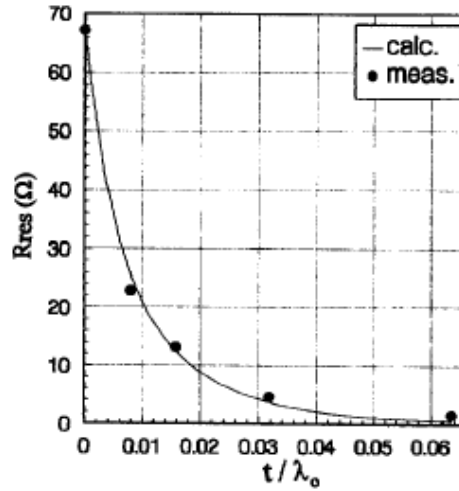


FIG. 1.30 – Réduction de l'impédance d'entrée en fonction de  $t/\lambda_0$  et donnée dans [19]

Dans la technique pour prendre en compte l'épaisseur de fente, cette fente dite "épaisse" est considérée comme un petit guide d'onde à la coupure d'axe de propagation  $z$ .  $W_a$  (largeur de fente) est la dimension du petit côté et  $L_a$  (longueur de fente) celle du grand côté.

### 1.2.5.2 Méthode analytique de prise en compte de l'épaisseur de fente

Cette méthode s'inspire de travaux des années 50 sur le couplage entre des guides d'ondes via des iris d'une certaine épaisseur. Elle consiste à introduire dans la formule de l'impédance d'entrée un coefficient empirique  $C_f$  dont la formulation est fournie par les auteurs des références [22], [23] et qui prend en compte l'effet de l'épaisseur du plan de masse.

$$C_f = \frac{e^{\left\{(-2\pi At/\lambda_c)\sqrt{1-(\frac{\lambda_c}{\lambda_0})^2}\right\}}}{1 - (\frac{\lambda_c}{\lambda_0})^2} \quad (1.5)$$

$$Z_{in} = \left(\frac{\Delta V}{V_0}\right)^2 \frac{1}{Y_{ant} + Y_{fen}} C_f + Z_{stub} \quad (1.6)$$

Cette méthode a donc été utilisée pour les pastilles alimentées par fente en millimétrique permettant ainsi d'estimer correctement l'impédance d'entrée des antennes.

### 1.2.5.3 Illustration à 60 GHz

On reprend ici le cas précédent de la pastille à 60 GHz mais en prenant en compte l'épaisseur de fente dans la méthode de la Cavité. Le calcul de l'impédance d'entrée

simulée est comparé à la mesure entre 57 et 62 GHz et représenté figure 1.31. La mesure est en accord avec le calcul théorique qui tient maintenant compte de l'épaisseur de fente, due aux métallisations des stratifiés et à la soudure (mince) nécessaire à la réalisation avec cette technologie. L'épaisseur de fente apparaît donc comme un paramètre primordial dans la bande des 60 GHz [24], [25]. Il est donc indispensable de la prendre en compte dans la méthode théorique pour évaluer l'impédance d'entrée d'une pastille alimentée par fente.

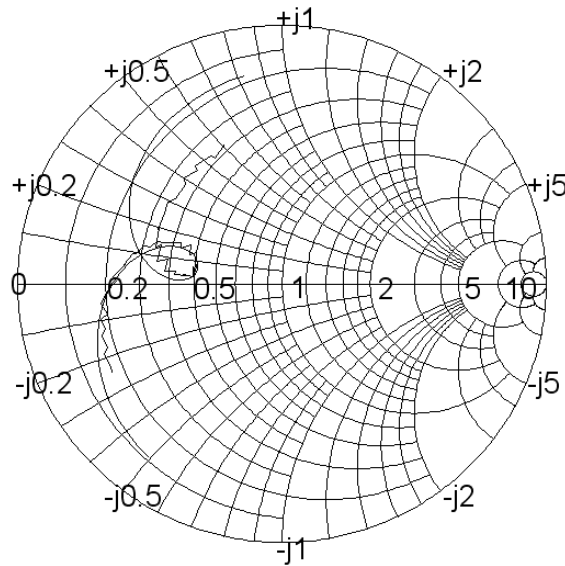


FIG. 1.31 – Impédance d'entrée en tenant en compte l'épaisseur du plan de masse de la pastille à 60 GHz

#### 1.2.5.4 Pastilles alimentées par fente à polarisation circulaire

Des antennes excitées par fente à polarisation circulaire ont été également étudiées, une première possédant 2 fentes en croix dans le plan de masse et excitant une pastille presque carrée et une seconde avec une seule fente en croix et une pastille à coins tronqués (figure 1.32).

**Pastille presque carrée alimentée par fentes en croix** Dans ce type de configuration, les fentes excitent deux modes orthogonaux sur la pastille qui seront à une fréquence donnée déphasés de  $90^\circ$ , du fait que la pastille n'est pas strictement carrée. La pastille polarisée circulairement est décomposée en deux pastilles polarisées linéairement et tournées de  $90^\circ$ . En fait, considérant un circuit électrique équivalent à cette structure, les fentes placées orthogonalement l'une par rapport à l'autre, peuvent être approximées par leur mise en série. A partir de là, l'impédance d'entrée de la pastille à polarisation circulaire correspond à la mise en série des impédances d'entrée des deux pastilles polarisées linéairement excitées par chaque fente et avec une ligne

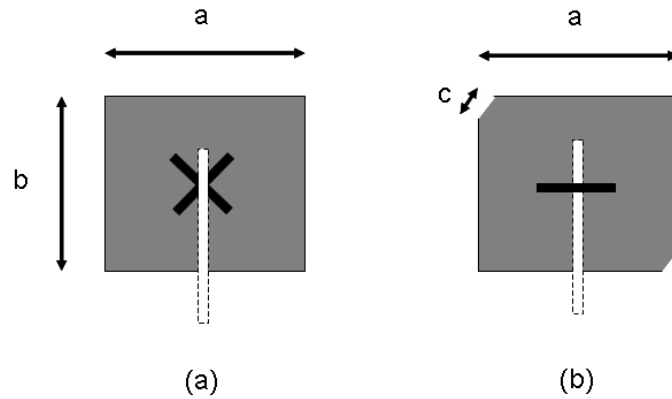


FIG. 1.32 – Pastilles à polarisation circulaire - (a) Pastille presque carrée avec deux fentes en croix, (b) Pastille à coins tronqués alimentée par une seule fente

d'alimentation disposée à  $45^\circ$  par rapport à celle - ci. Cette pastille a été traitée par une extension de la méthode de la cavité durant ma thèse [26]. En fait, les deux pastilles polarisées linéairement seront calculées indépendamment en tenant compte de l'inclinaison de la ligne à  $45^\circ$ . La première étape a donc été de prendre en compte dans la méthode de la cavité l'inclinaison de la ligne par rapport à la fente [27]. En effet jusqu'à maintenant, la ligne était toujours orthogonale à la fente. Des exemples d'antennes à polarisation circulaire ont alors été réalisés entre 2.4 et 60 GHz afin de valider cette méthode analytique de calcul des antennes polarisées circulairement et alimentées par fente. Un exemple est donné ci-dessous dans la bande des 60 GHz, réalisé en soudant deux couches de diélectrique RT Duroid 5880 ( $h = 0.127$  mm et  $\epsilon_r = 2.23$ ). Les dimensions de l'antenne sont données ci-dessous :

Pastille presque carrée :  $1,45 * 1,38$  mm  
 Fente :  $0,77 * 0,2$  mm  
 Longueur de la ligne ouverte (stub) :  $0,85$  mm

L'impédance d'entrée calculée par la méthode étendue de la cavité est comparée figure 1.33 à celle obtenue en mesure.

Même si l'accord n'est pas parfait entre la théorie et la mesure, la méthode d'analyse permet d'estimer assez correctement l'impédance d'entrée de ce type de structure. La petite boucle, qui témoigne de la présence de la polarisation circulaire se forme autour de 58 GHz en théorie et 58,4 GHz en mesure d'où un bon accord en fréquence au niveau de la résonance. La maquette a par la suite été mesurée dans la chambre anéchoïde afin de visualiser la pureté de polarisation. Le rapport d'ellipticité, mesuré dans l'axe de l'antenne, est représenté figure 1.34 entre 57,5 et 58,5 GHz.

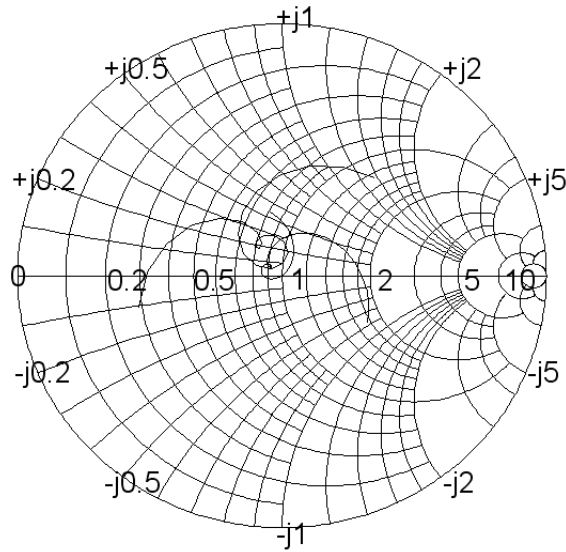


FIG. 1.33 – Impédance d'entrée de la pastille à polarisation circulaire à 60 GHz : Mesure (gras) et simulation (fin)

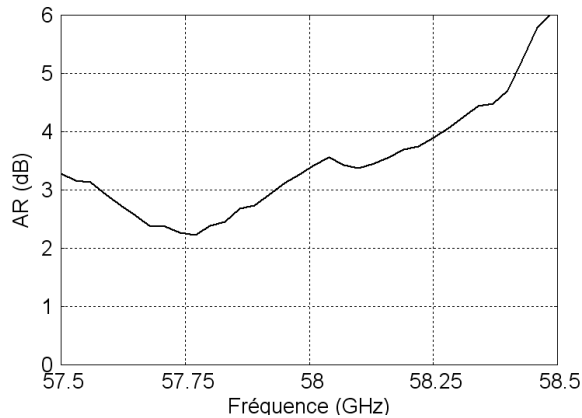


FIG. 1.34 – Rapport d'ellipticité mesuré pour la pastille à polarisation circulaire à 60 GHz

**Pastille à coins tronqués :** Dans ce cas, une pastille à polarisation circulaire à coins tronqués a été étudiée. Une seule fente est alors nécessaire pour exciter le patch. Ce prototype a été réalisé sur le même substrat que précédemment et permet d'obtenir une polarisation circulaire droite de bonne qualité à 59.3 GHz. les dimensions de cette source sont indiquées ci-dessous :

$$\begin{aligned} \text{Patch : } a &= 1.55 \text{ mm, } c = 0.318 \text{ mm} \\ \text{Fente : } L_a &= 0.65 \text{ mm, } W_a = 0.2 \text{ mm} \\ \text{Ligne d'alimentation : } W &= 0.38 \text{ mm, } L_{\text{stub}} = 0.65 \text{ mm} \end{aligned}$$

Le rapport d'ellipticité mesuré est comparé à celui simulé (CST Microwave Studio) et donné figure 1.35. Un bon accord est obtenu entre simulation et mesure avec  $AR = 1.5$  dB. Le diagramme de rayonnement mesuré est présenté figure 1.35 et confirme la bonne qualité de polarisation circulaire obtenue car le niveau de réjection de polarisation est compris entre -20 et -25 dB sur l'ouverture.

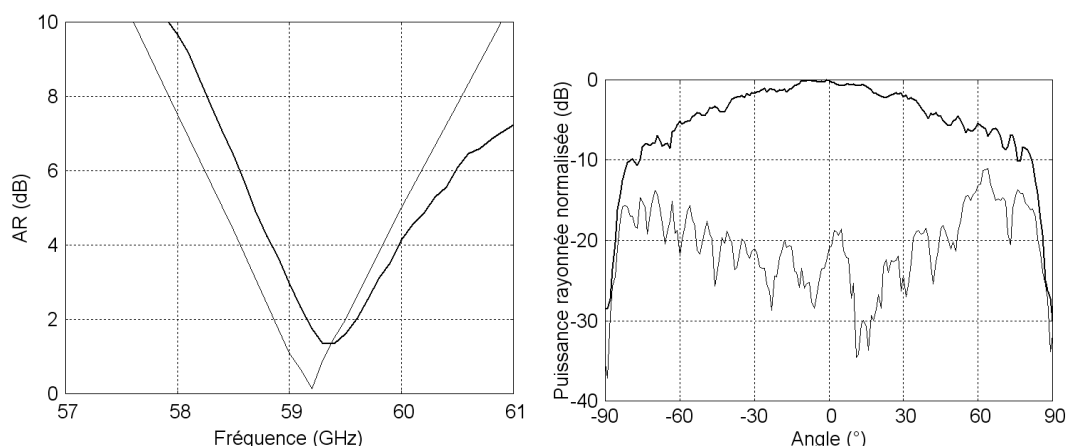


FIG. 1.35 – Pastille à polarisation circulaire à coins tronqués [29] : (gauche) rapport d'ellipticité mesuré (gras) et simulé (fin) et (droite) diagramme de rayonnement mesuré

L'ensemble des pastilles alimentées par fente explicitées ci-dessus, qu'elles soient à polarisation linéaire ou circulaire ont été développées dans le cadre du projet OPTIMM du RNRT qui a pris fin en 2002. Dans ce cadre, une collaboration importante a été assurée avec l'IEMN de Lille. L'objectif de ce projet RNRT était l'étude et le développement d'un système de communication haut débit en indoor à 60 GHz. Bien au delà des sources élémentaires développées ci-dessus, un nombre important de réseaux d'antennes à diagrammes formés ont aussi été mis en oeuvre, j'en donne quelques exemples ci-dessous.

### 1.2.6 Réseaux d'antennes à diagrammes formés basés sur des pastilles alimentées par fente

J'ai étudié depuis 1999 différents réseaux d'antennes à diagrammes formés basés sur des technologies multicouches [30]. Il est possible entre autres de citer les diagrammes de type directif (quelques sources) ou très directif (jusqu'à 256 sources), de type sectoriel permettant d'illuminer un secteur angulaire avec la même densité de puissance ou bien de type cosécante permettant de compenser par exemple les pertes d'espace libre entre plusieurs récepteurs. Ces réseaux d'antennes imprimés sont le plus souvent basés sur des pastilles alimentées par fente à polarisation linéaire ou circulaire. Dans le cadre des communications indoor à 60 GHz (figure 1.36), il a été montré que la polarisation circulaire pouvait être un atout pour la réduction des multitrajets [31].



Dans un souci de synthèse, je ne donne ici qu'un bref aperçu des prototypes optimisés et réalisés.

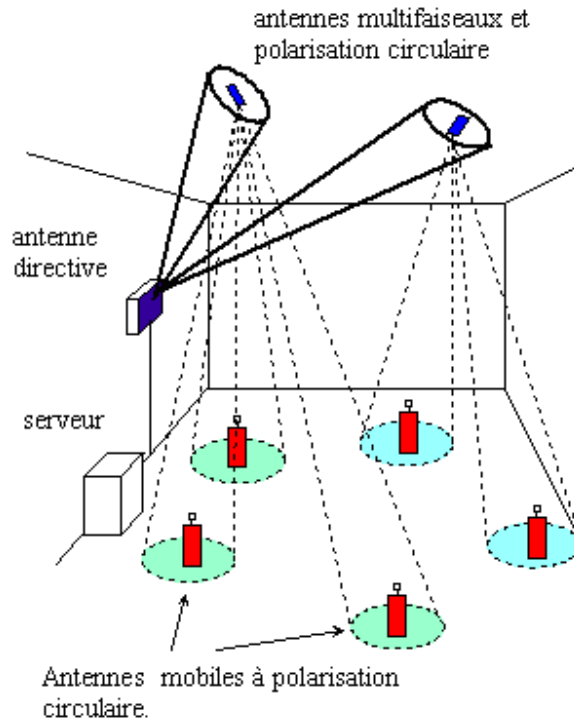


FIG. 1.36 – Communications indoor à haut débit à 60 GHz

#### 1.2.6.1 Réseaux d'antennes à gain modéré pour les communications indoor à 60 GHz

Dans le cadre du projet OPTIMM du RNRT, des réseaux d'antennes actifs de 4 sources à polarisation circulaire ont été étudiés, réalisés et utilisés pour le démonstrateur final de ce projet [32]. Ces réseaux de 4 sources basés sur la rotation séquentielle [33] permettent d'obtenir une polarisation circulaire de bonne qualité sur une bande assez large (57-59 GHz). Ils ont été associés à des amplificateurs en technologie MMIC, de type LNA pour la réception ou MPA pour l'émission. Afin de séparer les parties circuits actifs et les éléments rayonnants, une technologie multicouches a été utilisée à travers des pastilles presque carrées alimentées par 2 fentes en croix. Le substrat utilisé est du Polyméthyl-Pentène (TPX) d'épaisseur 0.127mm et de permittivité diélectrique de 2.17 à 60 GHz. Une semelle épaisse de 0.2mm (plan de masse dans lequel sont gravées les fentes) a été ajoutée entre les deux couches de diélectrique afin de rigidifier le prototype et de permettre le report des puces actives (figure 1.37). Les puces actives ont été développées par l'IEMN de Lille dans le cadre de ce même projet.

Le prototype présenté ici est une antenne à l'émission associée à un MPA dont le gain est de 8 dB mesuré. Les niveaux relatifs de puissance en polarisation droite

et gauche sont comparés figure 1.38 pour l'antenne passive à 57 GHz (gauche) et l'antenne active à 57 GHz (droite) et ceci afin de montrer la qualité de polarisation (réjection) et le gain apporté par la puce amplificateur. Il est alors aisé de voir que la réjection reste très correcte pour l'antenne active (21 dB) même si elle s'est légèrement dégradée par rapport à l'antenne passive (25 dB). En outre le gain dû à l'amplificateur est d'environ 6 dB. L'écart par rapport au gain de la puce mesurée seule est de 2dB et peut s'expliquer par la présence des bondings entre la ligne sur TPX et la ligne sur AsGa.

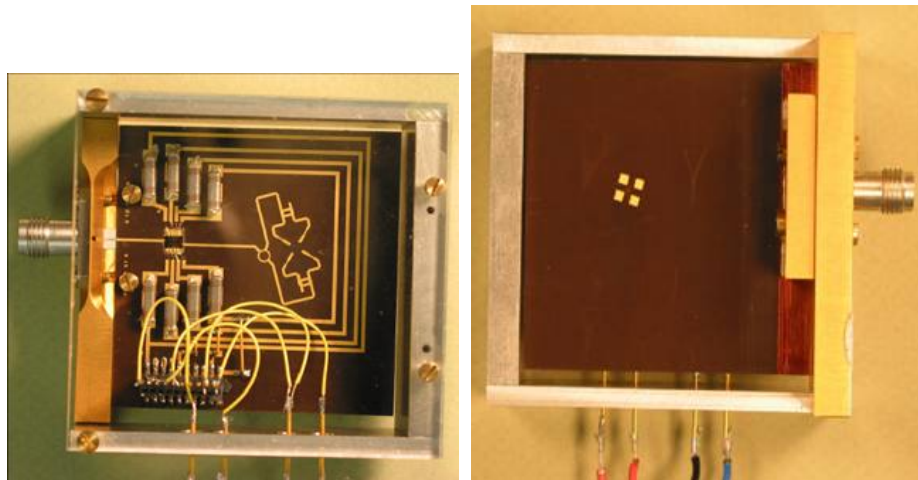


FIG. 1.37 – Réseau multicouche actif à 60GHz pour le projet RNRT OPTIMM : (gauche) couche circuits actifs et (droite) couche éléments rayonnants

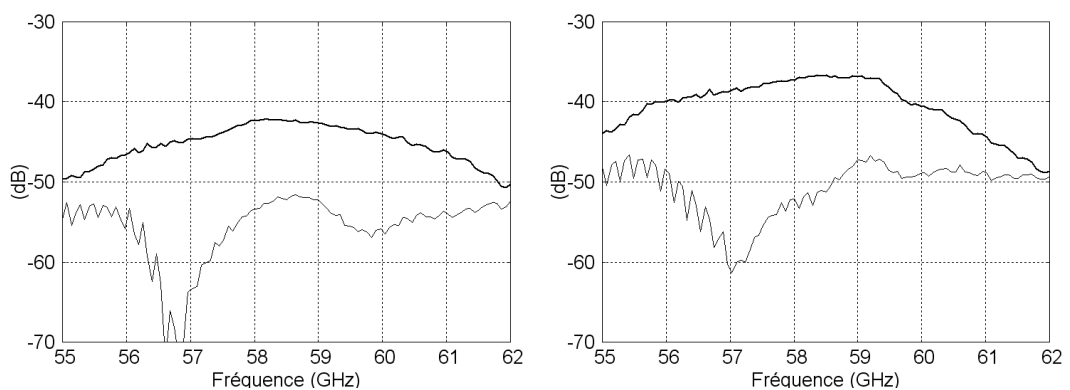


FIG. 1.38 – Réjection de polarisation pour le réseau actif à 60 GHz : (gauche) réseau passif et (droite) réseau actif

### 1.2.6.2 Réseaux d'antennes à diagramme sectoriel à 60 GHz

Pour les systèmes de communication en indoor, il peut être intéressant d'utiliser un diagramme sectoriel afin d'illuminer les différentes stations réceptrices avec la même densité de puissance. C'est dans cet objectif que des réseaux sectoriels dans un plan ont été étudiés et réalisés dans la bande des 60 GHz. Des technologies multicouches ont cette fois encore été utilisées associant des substrats type Duroid 5880 ou TPX avec une semelle épaisse de cuivre (0.2mm) pour rigidifier l'ensemble. Sont représentées figure 1.39 les deux faces d'un réseau de 6 sources réalisé sur TPX. Afin d'obtenir le secteur angulaire choisi, les éléments rayonnants du réseau sont pondérés en amplitude et en phase comme indiqué ci-dessous :

$$(0.15, 0^\circ), (0.282, 180^\circ), (1, 0^\circ); (1, 0^\circ), (0.282, 180^\circ), (0.15, 0^\circ).$$

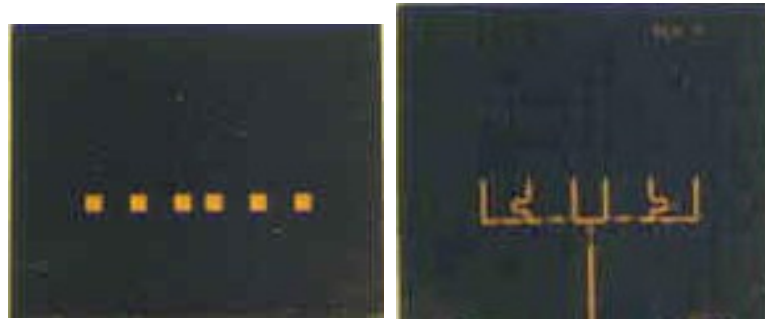


FIG. 1.39 – Réseau multicouches à diagramme sectoriel : (gauche) face réseau rayonnant et (droite) face arborescence

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés à 57.5 GHz en polarisation principale sont représentés sur la partie gauche de la figure 1.40 et le gain mesuré est quant à lui donné sur la partie droite de la même figure. Il y a une très bonne concordance entre la mesure et la simulation (Logiciel Ensemble) en terme de rayonnement. Le gain obtenu de 4.5 dB à 57.5 GHz correspond à une rendement de 55% ce qui est un bon résultat dans cette bande de fréquences élevées.

### 1.2.6.3 Réseaux d'antennes à diagramme très directif

Un des problèmes des antennes imprimées concerne les pertes métalliques et diélectriques lorsque les réseaux d'antennes deviennent de grande taille par rapport à la longueur d'onde. Cependant, il peut être nécessaire de concevoir des réseaux imprimés très directifs. Afin d'évaluer les potentialités de ce type de structure en technologie multicouches, des réseaux de 256 sources alimentées par fente (16x16) ont été réalisés sur substrat TPX et avec une semelle de cuivre introduite entre les deux couches de diélectrique et dans laquelle sont gravées les 256 fentes d'excitation.

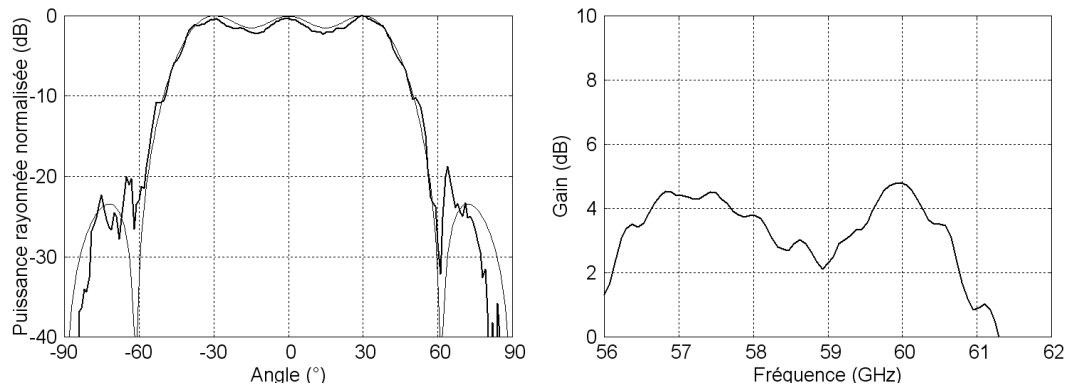


FIG. 1.40 – Réseau multicouches à diagramme sectoriel : (gauche) diagramme mesuré (gras) et simulé (fin) et (droite) gain mesuré

Cette semelle de 0.2mm est ici indispensable car la surface imprimée étant beaucoup plus importante que dans les cas précédents, elle permet d'assurer un minimum de rigidité à l'ensemble du prototype. Une arborescence parallèle a été choisie afin d'assurer des résultats plus large bande que dans le cas d'une arborescence série. En outre, les sources du réseau ne sont pas pondérées et distantes de  $0.75\lambda_0$  afin d'optimiser la directivité du réseau. En théorie ce réseau possède une directivité de 32 dBi environ.

Les deux faces du réseau (rayonnante et arborescence) sont présentées figure 1.41.

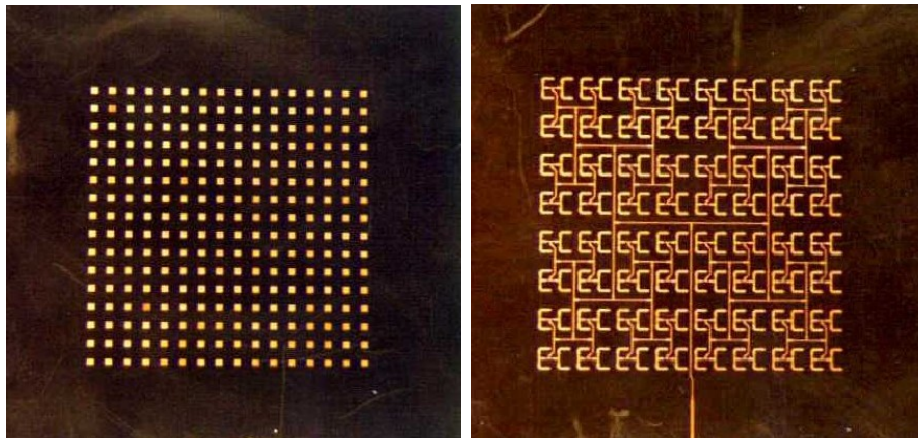


FIG. 1.41 – Réseau multicouches de 256 sources : (gauche) réseau rayonnant et (droite) arborescence

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont présentés figure 1.42 à la fréquence de 59.5 GHz. Les niveaux de lobes secondaires sont en accord avec la théorie des réseaux, environ -13 dB. Les niveaux de composante croisée sont faibles car inférieurs à -21 dB, ce qui est un atout des technologies multicouches. En effet, si ce type de

réseau avec son arborescence est réalisée en technologie simple face, les diagrammes de rayonnement obtenus seront perturbés (remontés de lobes et/ou de polarisation croisée) du fait des rayonnements parasites induits par les lignes [34].

Par contre, il devient important de quantifier le rayonnement arrière des ces réseaux multicouches. En effet, les fentes ainsi que les stubs séries des pastilles alimentées par couplage électromagnétique vont introduire inévitablement du rayonnement arrière. Figure 1.43 est présenté le rayonnement arrière (gras) du réseau de 256 sources en le comparant au rayonnement avant (fin).

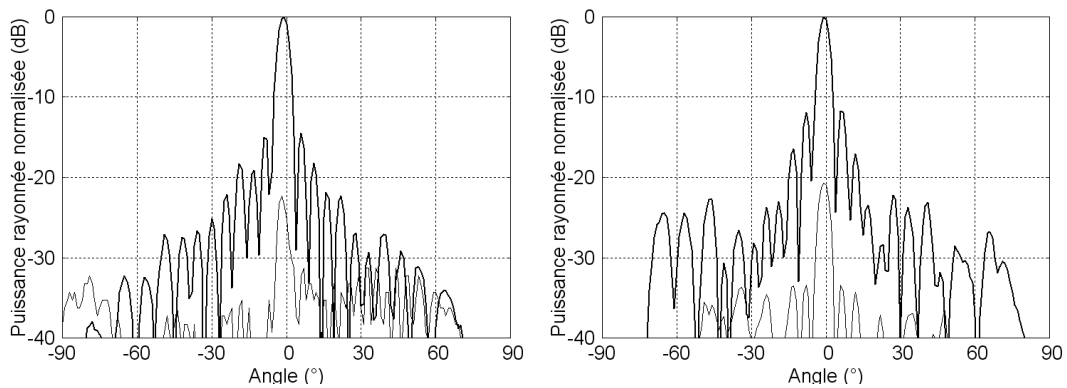


FIG. 1.42 – Diagrammes de rayonnement à 59.5 GHz : (gauche) Plan H et (droite) plan E - Co polar (gras) et cross polar (fin)

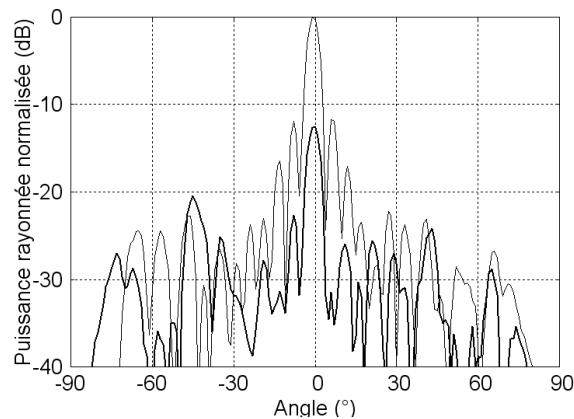


FIG. 1.43 – Rayonnement arrière (gras) comparé au rayonnement avant (fin) pour le réseau de 256 sources.

## 1.3 Conclusions

Les antennes imprimées engendrent des problèmes de pertes spécifiques en millimétrique, à savoir les pertes diélectriques, métalliques, par ondes de surface et par rayonnement. Ceci impose tout d'abord de connaître les paramètres diélectriques des matériaux utilisés dans les bandes millimétriques. A cet effet, je travaille donc depuis plusieurs années sur l'aspect caractérisation des matériaux basés sur des circuits résonants simples associés à des lignes imprimées. Ces techniques permettent ainsi d'estimer la constante diélectrique et l'angle de pertes, qui sont le plus souvent mal connus à 30, 40, 60 GHz et plus.

Les pertes engendrées qu'elles soient diélectriques, métalliques ou par ondes de surface vont avoir un impact fort sur les rendements des réseaux d'antennes imprimés. Il devient indispensable de quantifier ces pertes afin de connaître le rendement des antennes, qui est un paramètre très sensible en millimétrique. Je m'efforce ainsi depuis plusieurs années d'optimiser les matériaux choisis pour les circuits et antennes dans l'objectif de maximiser les gains et rendements des antennes.

En outre, les lignes et arborescences d'alimentation des réseaux peuvent engendrer dans ces bandes de fréquences, des forts rayonnements parasites qui peuvent contrarier notablement le rayonnement propre de l'antenne. Pour lutter contre ce problème, j'ai fortement participé au développement de technologies multicouches permettant de séparer les lignes des éléments rayonnants et ainsi d'assurer une bonne qualité de diagrammes de rayonnement en termes de lobes secondaires et de composante croisée. Ces technologies multicouches m'ont ensuite permis d'étudier et de concevoir de très nombreux réseaux d'antennes à diagrammes formés, qui peuvent être utilisés dans différentes applications selon que le diagramme soit de type directif, sectoriel, cosécante...

Les antennes sont soit analysées par des logiciels électromagnétiques 2D ou 3D, soit par des techniques analytiques basées sur la méthode de la cavité dans lesquelles j'ai introduit entre autres la prise en compte des fentes épaisses.

Enfin les antennes développées peuvent être à polarisation linéaire ou circulaire en fonction de l'application visée.

Toutes ces technologies multicouches sont fréquemment utilisées et nous verrons dans les chapitres suivants, qu'elles m'ont permis de développer des antennes actives associées à des circuits ainsi que des antennes reconfigurables.



# Bibliographie

- [1] HP Application 1217-1, "Basics of measuring the dielectric properties of materials".
- [2] A. M. Nicolson, G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain technique," IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, Vol. IM-19, no. 4, November. 1970.
- [3] W. B. Weir, "Automatic Measurement of complex dielectric constant and permeability at Microwaves frequencies," Proceeding of the IEEE, vol. 62, no. 1, January. 1974.
- [4] A.L. Cullen, P.K.Yu, "The accurate measurement of permittivity by means of an open resonator," Proc. Roy. Soc.A., vol 325, pp. 493-509, 1971.
- [5] T. Matsui, M.N Afsar, "A high sensitivity fast 60 GHz open resonator system for dielectric measurement," Int J. Infrared and millimeter-waves. Proceeding of the 9th International Conference on Infrared and millimeter-waves, Japan. 1984.
- [6] P. Coquet, "Contribution à la caractérisation de matériaux diélectriques et à l'étude d'antennes en ondes millimétriques. Mise en oeuvre De Micro-Technologies," Habilitation à Diriger des Recherches, 2003.
- [7] M.N. Afsar, "Dielectric Measurement of Millimeter-Wave Materials," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol no. 32, pp. 1598-1609, December. 1984.
- [8] S. Trabelsi, S. O. Nelson, "Free space measurement of dielectric properties of cereal grain and oilseed at microwaves frequencies," Institute of physics publishing.
- [9] D.K Ghodgaonkar, V. V. Varadan, "A free space Method for measurement of dielectric constants and loss tangent At Microwave frequencies," IEEE Transaction on Instrumentation and measurement, vol. 37, n°3, June. 1989.
- [10] O. Lafond, M. Himdi, "Substrates characterisation ( $\epsilon_r, \tan\delta$ ) up to millimeter-wavelength," in Proceeding of ANTEM 2004, pp. 20-23, OTTAWA (Canada), July. 2004.
- [11] BAE Systems - Antenna Center of Excellence network, WP213 "Benchmarking manufacturing facilities - multilayer antenna technologies,".
- [12] O. Lafond, M. Himdi, "Multibeam antenna in millimeter-waves," in Proceeding of the 32nd European Microwave Conference (EuMC), Milan, september. 2002.



- [13] O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, N. Rolland, "Microstrip/Thick-Slot/Microstrip Transitions in Millimeter Waves," *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 34/Number 2, July 2002.
- [14] O. Lafond, M. Himdi, Y. Cailloce, O. Vendier, "Thick-Slot Transition and Antenna Arrays in the Q Band," *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 44 / Number 1, January 5 2005.
- [15] O. Lafond, M. Himdi, Y. Cailloce, O. Vendier, "H shape thick slot transition in 50 Ghz band," *JINA 2004*, Novembre 2004, Nice.Nice.
- [16] O. Lafond, M. Himdi, Y. Cailloce, O. Vendier, "Multilayer antenna array in Q band for spatial communication," *Antenna Technology and Apply Electromagnetics 2005*, St-Malo, France.
- [17] O. Vendier, C. Schaffauser, Y. Cailloce, C. Drevon, J. Cazaux, O. Lafond, M. Himdi, G. Carchon, H.Tilmans, T. Buck, J. Schoebel, "Use of RF MEMS and micromachined parts to realize highly integrated V band active feed for satellite antennas," *European Microwave Week*, 10-15th September 2006, Manchester (UK).
- [18] M. Himdi, "Analyse et synthèse d'antennes imprimées alimentées par fentes, application aux réseaux," *Thèse de doctorat*, Université de Rennes I, 1990.
- [19] P. R. Haddad and D. M. Pozar, University of Massachusetts, "Analysis of an aperture coupled microstrip patch antenna with a thick ground plane," *IEEE - APS*, Vol. 2, pp 932 - 935, June 1994, Seattle.
- [20] M. HIMDI, O. LAFOND, S. LAIGNIER, J.P. DANIEL : "Extension of cavity method to analyse aperture coupled microstrip patch antenna with thick ground plane", *El. Lett.*, vol.34, n°16, p.1534-1536, 6th August 1998.
- [21] P. R. Haddad and D. M. Pozar, "Characterisation of aperture coupled microstrip patch antenna with thick ground plane," *Electronics Letters*, 1994, 30, (14), pp 1106-1107.
- [22] S.B. COHN, "Microwaves coupling by large aperture" *Proc. IRE*, vol. 40, pp. 696-699, June 1952.
- [23] BHARTIA P., BAHL I.J., "Millimeter wave engineering and applications", Wiley, New York, p.358-382, 1984.
- [24] O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Aperture coupled microstrip patch antenna with thick ground plane in millimeter waves," *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 17, pp 1394-1396, August 1999.
- [25] O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Slot coupled millimeter printed antenna arrays (60 GHz)," *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, AP200, Davos, Switzerland, April 2000.
- [26] O. Lafond, "Conception et technologies d'antennes imprimées multicouches à 60GHz," *Thèse de l'Université de Rennes 1*, 2000.

- 
- [27] O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Extension of cavity method to analyse the aperture coupled microstrip patch antenna with a tilted feeding line," *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 22/ number 6, pp. 395-396, 20th September 1999.
- [28] O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Méthode de la cavité pour les pastilles alimentées par fente : ligne inclinée, polarisation circulaire," 15ème colloque international Optique Hertzienne et Diélectrique, Besançon 1-3 septembre 1999.
- [29] O. Lafond, M. Himdi, "A circularly polarised multilayer patch antenna in millimeter waves," *JINA 2002*, Novembre 2002, Nice.
- [30] O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Thick slot coupled printed antennas arrays for a 60 GHz indoor communication system," *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 25 / Number 2, pp. 105-108, 20th January 2001.
- [31] C. Loyez, N. Rolland, P.A. Rolland, O. Lafond, "Indoor 60 GHz radio channel sounding and related T/R module considerations for high data rate communications," *Electronics Letters*, Vol.37, n°10, pp 654-655, Mai 2001.
- [32] O. Lafond, M. Himdi, N. Rolland, "Antennes passives et actives pour communications indoor à 60 GHz," *Journées Nationales des Microondes*, mai 2003, Lille.
- [33] T. Teshirogi, M. Tanaka, W. Chujo, "Wideband circularly polarized array antenna with sequential rotations and phase shift of Elements," in *Proceeding of ISAP'85*, pp. 117-120.
- [34] M. El Haj Sleimen, "Etude de réseaux d'antennes imprimées en millimétrique," *Thèse de l'Université de Rennes 1*, 1999.



## Chapitre 2

### Circuits actifs et radar courte portée

Dans ce deuxième axe de recherche, l'objectif est l'étude et la conception de systèmes radar complets en bande millimétrique pour la détection de cibles fixes ou mobiles. Au niveau applicatif, ces études ont été menées depuis 2003 dans le cadre de l'encadrement de la thèse de M. Caillet, en collaboration avec Schneider Electric et le groupe CPR de l'IETR avec comme autre idée celle d'étendre ce type de radar au domaine automobile.

La première partie du travail a concerné la recherche et l'étude des architectures potentielles lorsque l'on souhaite détecter des cibles mobiles ou fixes à 24 GHz. Deux types d'architectures ont alors été identifiées et validées, à savoir une permettant une détection par seuil d'amplitude et la seconde en estimant la distance radar cible. Ensuite, la deuxième partie de cette activité a eu pour objectif le développement des circuits actifs nécessaires à la constitution des architectures, avec entre autres :

- Oscillateur permettant la génération de la porteuse millimétrique.
- Amplificateurs d'émission et de réception.
- Modulateur et démodulateur.
- Antennes d'émission et de réception.

Des études très complètes et très nombreuses basées sur des mesures avec une cible fixe, ont permis de mettre à jour des problèmes de détection, notamment lors de la détection par seuil d'amplitude. En effet, dans le cadre de l'application industrielle avec Schneider Electric, la proximité des cibles fixes (de 0 à 2m) et la taille de celles-ci (classiquement 10cm de côté) font en sorte que la détection ne se fait plus toujours en champ lointain et des phénomènes de multireflexions apparaissent. La deuxième technique de détection et des traitements par moyennage ou multifréquentiels ont permis alors de limiter les problèmes de détection.

Enfin, une mise en situation réelle des radars courte portée développés ont permis de valider les architectures millimétriques développées ainsi que les principes de traitement des signaux afin de réduire les problèmes de détection.

## 2.1 Architectures et méthodes de détection des cibles

### 2.1.1 Introduction

La problématique de départ étant la détection de cibles fixes dans une gamme de distance 0-2 m, une architecture pouvant répondre à cet objectif exclut l'utilisation classique de l'effet Doppler. Une solution basée sur la détection d'amplitude et l'estimation de la distance entre le radar et la cible a donc été retenue et des fonctions

actives élémentaires ont été utilisés. A 24 GHz, des composants dont les caractéristiques sont validées jusqu'à 18 GHz (bande Ku) ont été choisis car les performances escomptées à 24 GHz sont suffisamment bonnes pour répondre aux contraintes du système. Ceci permet de réduire le coût des composants.

Pour débiter, il est important de détailler les spécifications et notamment les puissances mises en jeu dans ces systèmes de détection à 24 GHz à courte portée. La réglementation dans la bande ISM à 24 GHz pour les applications de détection impose une PIRE maximale de 20 dBm. L'équation radar, s'il est considéré que la détection se fait en champ lointain, est donnée par :

$$P_r = \frac{P_e G_e G_r \lambda_0^2 \sigma}{4\pi^3 R^4} \quad (2.1)$$

Avec  $P_r$  la puissance reçue,  $P_e$  la puissance émise,  $G_e$  et  $G_r$  respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception,  $\lambda_0$  la longueur d'onde à 24 GHz (12.5mm),  $R$  la distance radar cible et en fin  $\sigma$  la SER ou Section Efficace Radar de la cible.

Les cibles test utilisées dans le cadre de cette étude sont des plaques carrées de côté  $a$ . Donc la SER de ce type de cible peut être calculée par une formule analytique donnée ci dessous :

$$\sigma = \frac{(4\pi)a^4}{\lambda_0^2} \cdot \left[ \frac{\sin(ka \sin(\theta))}{ka \sin(\theta)} \right]^2 \quad (2.2)$$

Avec  $k$  le nombre d'onde et  $\theta$  l'angle de l'onde incidente sur la plaque. Dans l'axe, il est alors aisé de montrer que :

$$\sigma = \frac{(4\pi)a^4}{\lambda_0^2} \quad (2.3)$$

Ces formulations analytiques de l'équation radar ou de la section efficace radar sont vérifiées si les cibles sont considérées parfaitement conductrices, qu'elles se trouvent en champ lointain et que leur taille est grande devant la longueur d'onde.

Dans ce cas on peut par exemple trouver qu'une cible de 10cm de côté à 24 GHz possède une SER de 9.1dBsm en champ lointain.

### 2.1.2 Etude des architectures mises en oeuvre

L'étude s'est orientée vers une architecture quasi-monostatique, c'est à dire avec des antennes d'émission et de réception différentes mais très proches. L'avantage est ici d'éviter (cas monostatique classique) d'utiliser un circulateur pour séparer les signaux émis des signaux reçus. En effet, il est très difficile de concevoir un très bon circulateur dans les bandes de fréquences considérées, un découplage satisfaisant entre antennes semble plus aisé à assurer.

Une première architecture basée sur une détection par seuil a donc été retenue car la puissance reçue dépendant directement de la distance, il semble donc logique de

mesurer la puissance reçue après démodulation et de la comparer à un seuil ajusté en fonction de la gamme distance dans laquelle on veut détecter la cible.

En outre, dans l'application industrielle visée, deux systèmes radars peuvent être situés à une distance relativement proche (figure 2.1), il a donc été décidé de moduler la porteuse 24 GHz par un signal BF de fréquence différente pour chaque système afin de pouvoir les séparer. C'est donc l'amplitude du signal BF détecté à la réception qui est comparée au seuil. Les points durs au niveau circuits actifs ont concerné pour cette architecture :

- L'oscillateur permettant la génération de la porteuse millimétrique et qui se doit d'être de faible coût.
- Le détecteur présent à la réception (détecteur à diode ou mélangeur).

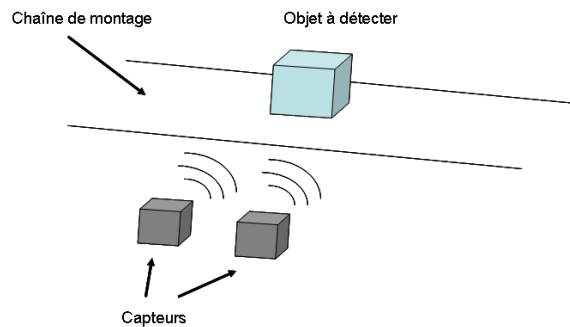


FIG. 2.1 – Détection radar

L'architecture globale choisie qui résulte de ces réflexions est fournie figure 2.2. La partie hyperfréquence est constituée d'un oscillateur et d'un modulateur à l'émission alors que la partie réception comprend un amplificateur et un mélangeur pour récupérer le signal basse fréquence (100 KHz). Pour la partie basse fréquence, seul un générateur est nécessaire à l'émission qui vient moduler la porteuse 24 GHz, le reste étant la partie traitement nécessaire à la détection. Cette partie traitement a été gérée par l'Equipe propagation de l'IETR qui travaillait en collaboration avec nous sur cette étude.

Une deuxième option a très vite été envisagée pour permettre la détection, celle d'estimer la distance entre le radar et la cible et selon la valeur obtenue de décider ou non de sa présence (si la distance est comprise dans la zone de détection définie). Une deuxième architecture a donc été étudiée, très proche de la précédente ou du moins basée sur les mêmes briques de base. Je résume ci-dessous le principe pour l'estimation de la distance par un système radar, ce qui permet ensuite d'expliquer l'architecture choisie.

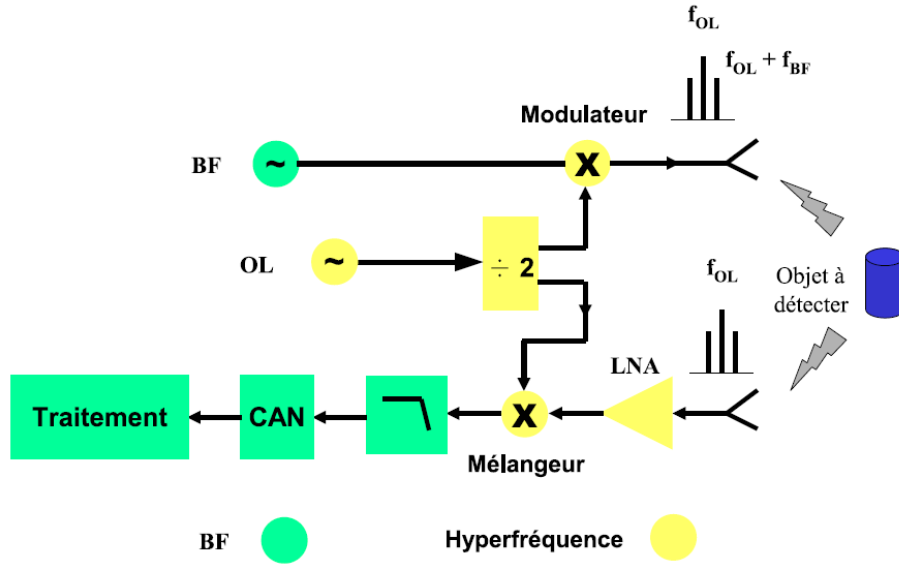


FIG. 2.2 – Architecture pour la détection de cibles par seuil

Il est possible d'estimer la distance d'une cible par une technique bi-fréquence. On utilise alors deux fréquences porteuse  $f_1$  et  $f_2$ . Pour chacune de ces deux fréquences, la phase du signal reçu est mesurée ( $\varphi_i$ ). La différence de phase permet alors d'évaluer la distance entre cible et radar ( $R$ ) de la façon suivante :

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = (\omega_2 - \omega_1) \cdot \frac{2R}{c} \quad (2.4)$$

Où  $R$  est la distance entre la cible et le radar et  $c$  la vitesse de la lumière. On peut donc déduire aisément cette distance  $R$ . En effet, l'ambiguïté de phase étant de  $2\pi$ , alors :

$$R = \frac{c}{2\Delta_f} \quad (2.5)$$

Où  $\Delta_f$  est l'écart de fréquence choisi.

Si l'on souhaite détecter à courte distance (0.3m par exemple), l'écart de fréquence pour ne pas avoir d'ambiguïté est alors de 500 MHz maximum.

Concernant l'architecture, la première idée est donc de contrôler l'oscillateur local à 24 GHz afin qu'il puisse changer sur quelques centaines de MHz. Cela impose donc la conception d'un oscillateur ajustable sur cette bande et bas coût. Une autre solution plus fiable nous a semblée intéressante, il s'agit de moduler une deuxième fois le signal 24 GHz par un signal  $f_1$  ou  $f_2$  issu d'un VCO. Ceci a permis en outre de ne pas modifier l'oscillateur 24 GHz par rapport à la solution choisie pour l'architecture de détection par seuil. Spectralement, il est possible de représenter le principe comme indiqué figure 2.3. il ne faut pas oublier que ce signal issu du VCO est lui même modulé par le signal BF à 100KHz dans l'objectif de séparer les radars.



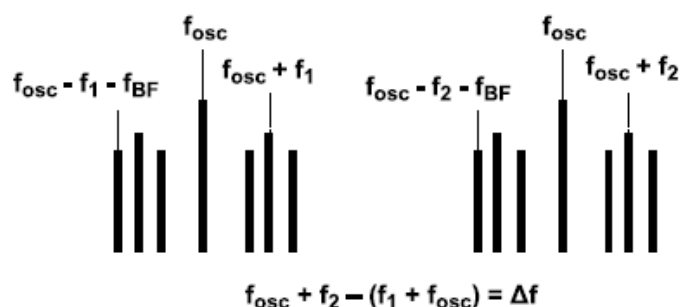


FIG. 2.3 – Spectre obtenu avec la double modulation : VCO + BF

Il en découle donc la nouvelle architecture choisie pour cette détection par estimation de distance présentée figure 2.4. La partie hyperfréquence à 24GHz de cette architecture est donc la même que pour le système de détection par seuil, ce qui était le but recherché dans un souci de pouvoir passer aisément d'une technique à l'autre.

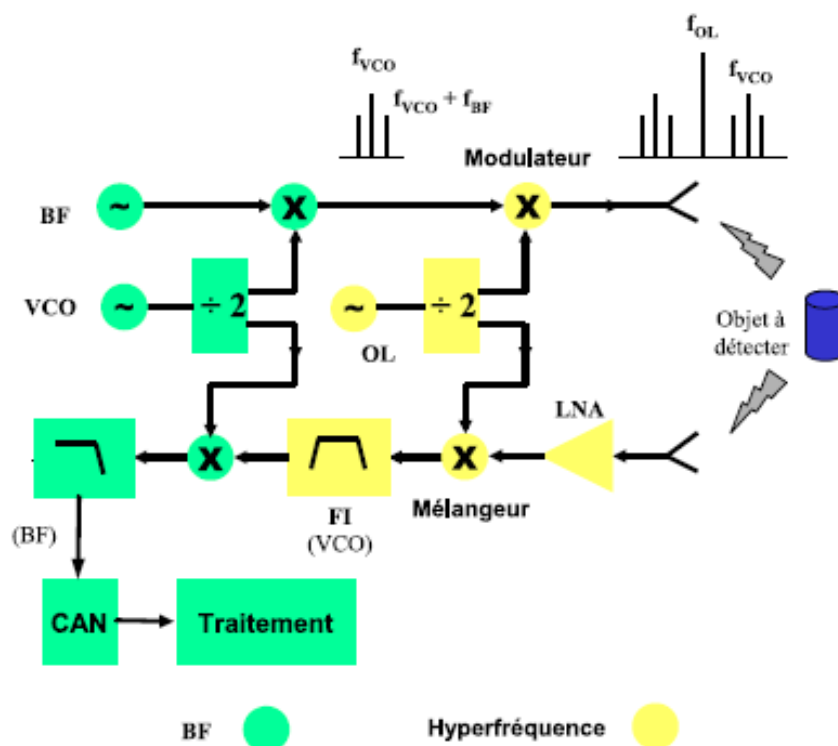


FIG. 2.4 – Architecture permettant l'estimation de distance

Une fois les architectures fixées, l'objectif a donc été bien évidemment l'étude, la conception et l'optimisation des circuits actifs à 24 GHz, à savoir : l'oscillateur, le

modulateur, le ou les amplificateurs, le mélangeur à la réception ainsi que les antennes. Ces différents blocs sont détaillés dans la partie suivante.

## 2.2 Circuits passifs et actifs

### 2.2.1 Antennes

Concernant les parties rayonnantes, un nombre important de structures ont été envisagées et testées, car il semblait en effet intéressant de changer les diagrammes de rayonnement des antennes afin d'améliorer le principe de détection. Je montre figure 2.5 les deux configurations d'antennes émission-réception qui ont été le plus souvent utilisées dans le cadre du système radar. Ces antennes sont ici alimentées par sonde coaxiale.

Pour la configuration 1, deux réseaux d'antennes de 16 sources à diagramme directif sont présentés. Ces antennes présentent un gain d'environ 17dB et une ouverture à mi-puissance de  $20^\circ$ . Pour la seconde configuration, l'antenne de réception est un réseau linéaire de 4 sources présentant quant à lui un gain de 11 dB. Pour ces deux réseaux, une pondération en amplitude entre sources a été appliquée afin de limiter le niveau des lobes secondaires à -20dB.

L'objectif final, pour le démonstrateur, était d'associer directement les antennes à la sortie du système radar actif en utilisant une technologie multicouche, où les antennes sont alimentées via une fente de couplage. Un exemple de réseau de 16 sources alimenté par une transition ligne-fente-ligne a été donné dans le chapitre précédent. D'autres types d'antennes, de type patch ou à dépointage ont également été étudiés dans le but d'optimiser la détection de cibles fixes.

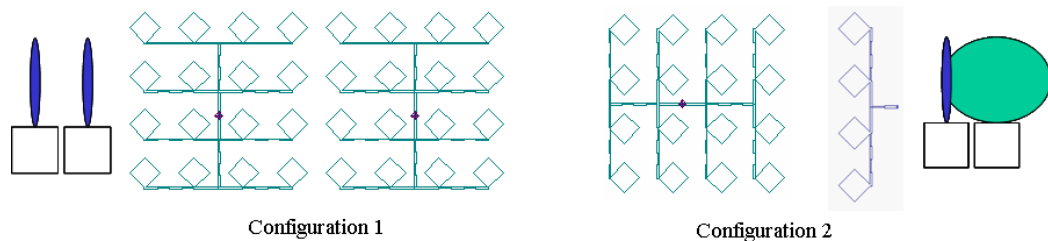


FIG. 2.5 – Configuration des antennes d'émission/réception pour les mesures radars de détection de cibles

### 2.2.2 Choix des composants : transistors

Lorsqu'il s'agit de concevoir des oscillateurs, des amplificateurs, des modulateurs, et autres circuits actifs, la première étape consiste dans le choix des composants et plus particulièrement du ou des transistors nécessaires. Dans un souci de coût faible et du

fait qu'il était encapsulé ce qui facilite le report, nous nous sommes donc orienté vers un transistor NEC NE3210s1 faible bruit et très souvent utilisé en bande KU (12-18 GHz) mais dont les paramètres S étaient connus jusqu'à 26.5 GHz. Les données constructeur de ce transistor [2] font en effet apparaître des performances intéressantes à 24 GHz même s'il n'est pas inconditionnellement stable à cette fréquence.

La première partie du travail a donc consisté à modéliser ce transistor sous Ansoft Designer. Ce composant a donc été modélisé par un modèle TOM entre 0.1 et 26.5 GHz [6]. D'après les résultats, le gain de ce transistor est donc de 4dB environ à 24 GHz pour  $V_{ds}=2v$ ,  $V_{gs} = 0V$  et  $I_{ds} = 20mA$ . Les paramètres S obtenus avec ce modèle sont présentés figure 2.6 et comparés aux données constructeur, montrant ainsi le bon comportement de ce modèle entre 0,1 et 26,5 GHz.

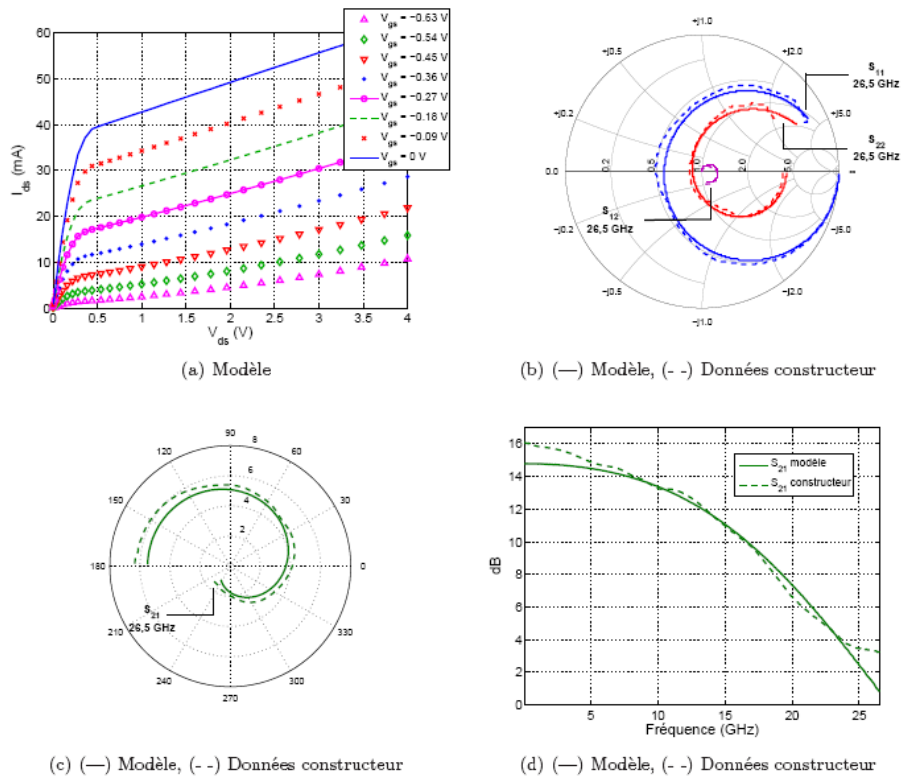


FIG. 2.6 – Modélisation du transistor NEC NE3210s1 de 0,1 à 26,5 GHz - (a) Caractéristiques DC, (b) S11, S12 et S22, (c) S21, (d) gain

Afin de tester le comportement de ce transistor à 24 GHz, un premier amplificateur faible bruit nécessaire dans le système radar à la réception a donc pu être optimisé.

### 2.2.3 Amplificateur faible bruit

L'objectif a été de développer un amplificateur faible bruit possédant un gain de 20 dB environ (valeur extraite du bilan de liaison) afin de compenser les pertes induites

et cumulées par le modulateur et le mélangeur. Trois étages sont alors nécessaires pour obtenir ce gain. Afin de minimiser le facteur de bruit global, il devient nécessaire de minimiser le facteur de bruit du premier étage qui d'ailleurs ne pouvait être meilleur que 2.26 dB (facteur de bruit optimum du transistor à 24 GHz). Après simulation ce premier étage a présenté un facteur de bruit  $N1 = 2.7$  dB et un gain égal à 2.8 dB (dégradé du fait que le transistor ne soit pas adapté en entrée et en sortie). Les deux étages suivants sont des étages amplificateurs dont le gain est de 6.2 dB et le facteur de bruit de 4.2 dB pour chacun. La formule de FRISS permet alors d'obtenir le facteur de bruit global et égal à 5.12 dB pour ces 3 étages.

Une maquette de cet amplificateur a donc été développée et dont le layout est présenté figure 2.7. Afin de minimiser le report de composants autre que les transistors, les capacités de découplages ainsi que les Tés de polarisation sont réalisés en technologie imprimée microruban.

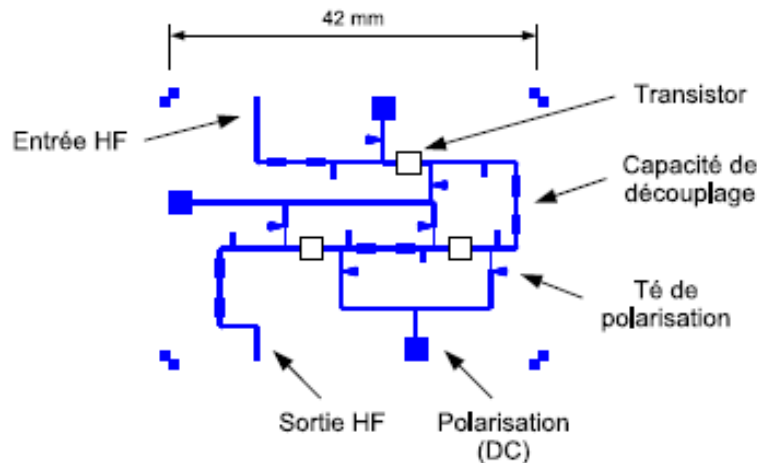


FIG. 2.7 – Layout de l'amplificateur à 3 étages

Les paramètres mesurés pour cet amplificateur 3 étages sont présentés figure 2.8.

Les mesures font apparaître un gain de 15dB et une adaptation en sortie de -15dB à la fréquence de 24 GHz. Le point de compression à -1dB correspond à une puissance d'entrée de -21dBm.

#### 2.2.4 Oscillateur et association avec l'antenne

Le choix de la configuration s'est orienté vers un oscillateur à contre réaction ou de Wien. Ce type d'oscillateur simple à mettre en oeuvre est construit autour d'un amplificateur dont la fréquence de fonctionnement est ajustable en jouant sur la phase de la boucle de contre-réaction. Une excursion en fréquence est possible si on ajoute un déphaseur dans la boucle.

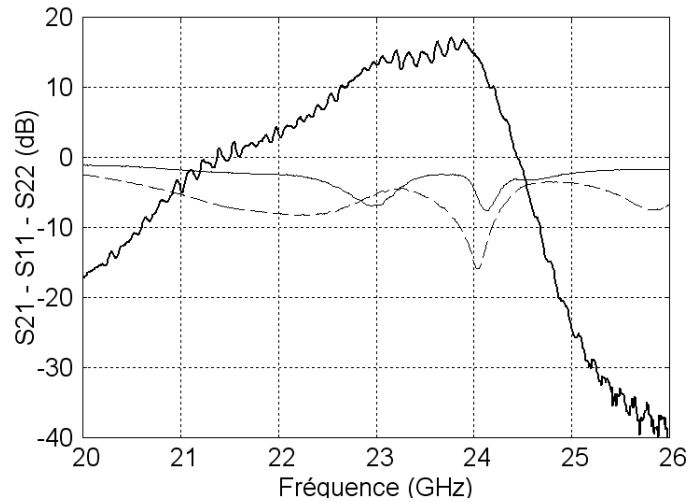


FIG. 2.8 – Paramètres S mesurés de l'amplificateur à 3 étages

Pour le démarrage de l'oscillation, qui s'effectue sur du bruit thermique, il est nécessaire de vérifier les conditions suivantes dans la boucle :

$$\begin{aligned} S_{21} &\gg 1 \\ S_{11} &\ll 1 \\ \text{Arg}(S_{21}) &= 0 \ [2\pi] \end{aligned}$$

Afin d'optimiser l'oscillateur, on opère en deux étapes : on procède à l'adaptation ( $S_{11}$ ) puis on ajuste le gain et la phase de la boucle. Comme pour le montage précédent, le transistor est polarisé via un Té de polarisation constitué d'un quart d'onde et d'une capacité papillon. Les capacités de découplage (isolation DC/HF) sont quant à elles réalisées à l'aide de deux lignes couplées (filtre passe-haut).

Les simulations de cet oscillateur ont été effectuées avec Ansoft Designer en utilisant le modèle de transistor présenté précédemment. On simule tout d'abord le circuit avec la boucle ouverte et deux ports afin de vérifier les conditions d'oscillation sur  $S_{11}$  et  $S_{21}$ . Ensuite on effectue la simulation réelle de l'oscillateur pour connaître la fréquence d'oscillation et la puissance générée. Un oscillateur réalisé sur PTFE ( $h = 0.127\text{mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan\delta = 0.002$ ) a été simulé. En mesure, la puissance relevée avec un analyseur de spectre est d'environ 0dBm à 24.5 GHz. Le spectre est présenté figure 2.9.

Un des objectifs de ce travail concernant l'oscillateur était, en dehors de l'aspect système radar de détection, de concevoir des antennes directement associées à des oscillateurs, ou ce que l'on pourrait appeler "antennes oscillatrices".

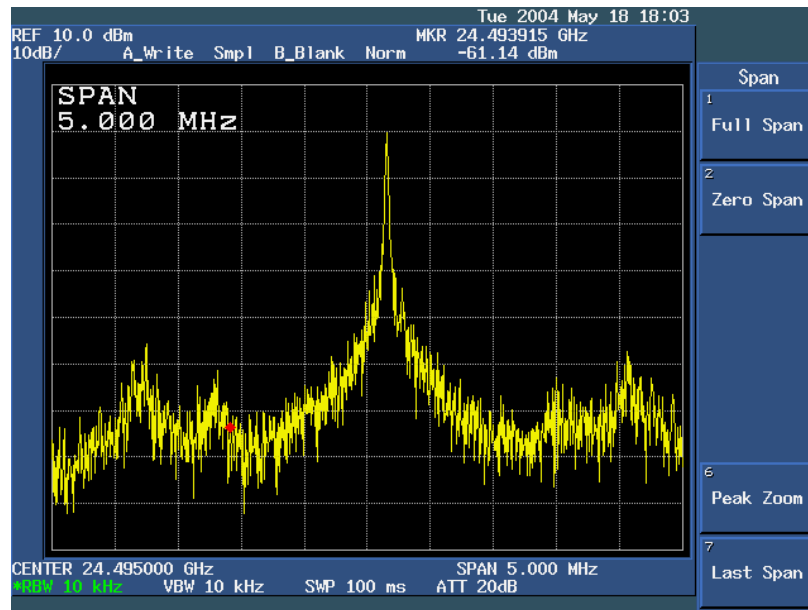


FIG. 2.9 – Oscillateur à contre réaction à 24 GHz : Spectre mesuré.

Ces oscillateurs 24 GHz ont donc été associés à des sources élémentaires et réseaux en utilisant une technologie multicouches. Le concept général est expliqué par la figure 2.10 où l'on voit l'antenne associée à l'oscillateur via une transition ligne-fente-ligne ainsi que les deux faces du circuit multicouches (circuit et rayonnante). En terme de calcul, la partie rayonnante est désignée via un logiciel électromagnétique 3D afin de prendre en compte l'épaisseur du plan de masse (0.2mm) qui influe sur l'impédance d'entrée. Ensuite, le paramètre S11 issu de cette simulation 3D est intégré dans une boîte noire sous Ansoft Designer qui peut lui voir l'effet non linéaire du transistor et détecter la fréquence d'oscillation et la puissance.

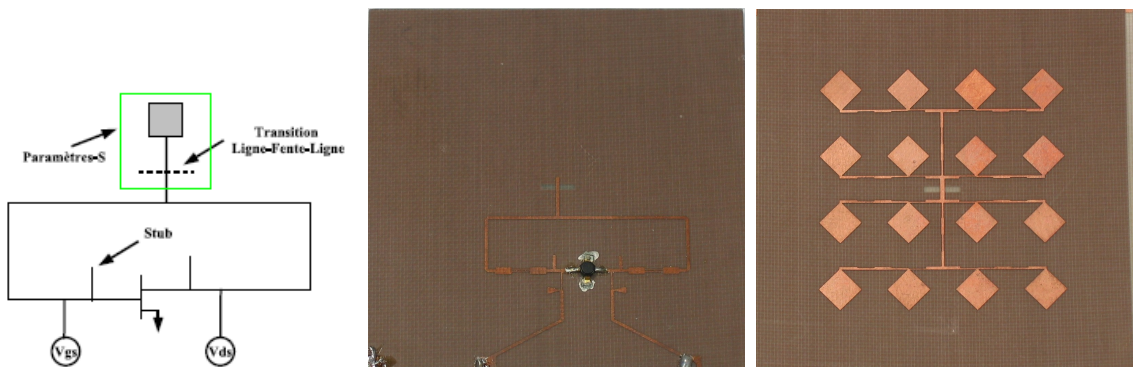


FIG. 2.10 – Oscillateur associé à une antenne : Principe (gauche), face oscillateur (centre), face rayonnante (droite).

Deux types d'antennes ont été associées, une source élémentaire (pastille imprimée) et le réseau de 16 sources présenté sur la figure précédente. Les résultats des spectres mesurés sont fournis figure 2.11 où l'on voit clairement l'écart de puissance résultant de l'écart de gain des antennes.

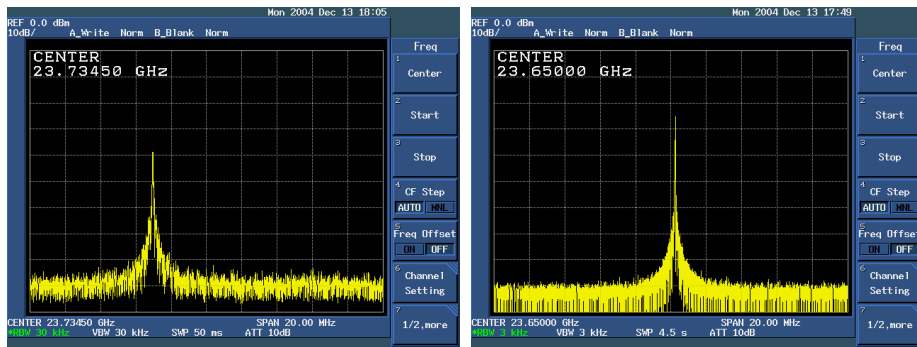


FIG. 2.11 – Spectres des antennes dites oscillatrices : Pastille élémentaire (gauche), réseau de 16 pastilles (droite).

Les PIRE mesurées sont respectivement de 5 dBm pour la pastille seule et de 17dBm pour le cas réseau. En simulation, les résultats obtenus étaient respectivement de 6dBm et 20 dBm. L'écart est principalement dû aux pertes lignes dans l'oscillateur et dans l'arborescence du réseau. Pour mesurer ces PIRE, la méthode suivante est employée : on place à l'émission notre antenne oscillatrice et à la réception à une distance supérieure à la distance de Fraunhofer, un cornet dont on connaît le gain. Par application du bilan de puissance, on déduit la PIRE.

Ces résultats ont été publiés dans le cadre d'un congrès international en 2005 [3]. Ce type d'antenne active associant un oscillateur a été également étudié jusqu'à la fréquence de 40 GHz [4], [5], utilisant cette fois un transistor HEMT en technologie MMIC (figure 2.12) et une pastille alimentée par fente.

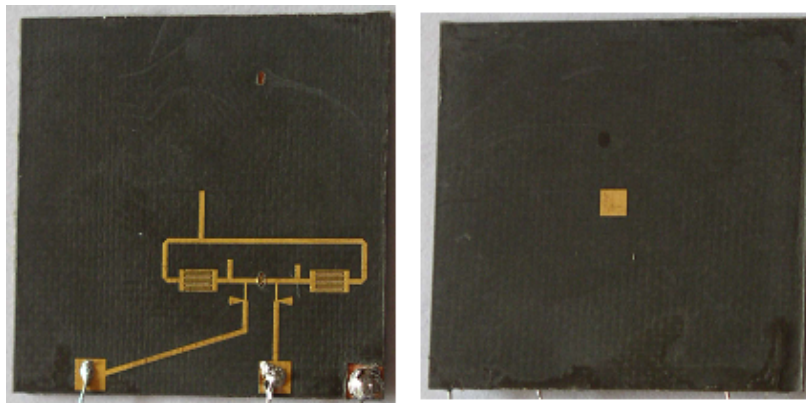


FIG. 2.12 – Oscillateur à contre réaction à 40 GHz - Prototype réalisé.

### 2.2.5 Modulateur

Comme il a été précisé précédemment, dans le système radar développé, la porteuse 24 GHz est modulée par un signal basse fréquence, de l'ordre de 100 ou 200 KHz, ce qui permet de séparer les radars les uns des autres en changeant cette fréquence, ainsi que d'utiliser ce signal BF pour la détection par seuil. Pour moduler la porteuse millimétrique, le choix a été fait d'optimiser un amplificateur à l'émission dont la tension de polarisation n'est pas fixe mais correspond à la somme d'un signal continu permettant de fixer le point de polarisation et du signal BF. La polarisation du transistor sur le drain ( $V_{ds}$ ) devenant variable, le gain l'est aussi et proportionnellement au signal BF.

Afin de juger la qualité spectrale du modulateur, il est alors primordial de vérifier le spectre du signal modulé obtenu comme il est représenté figure 2.13. Il est alors aisé de voir que les harmoniques à 400 et 600 KHz de la porteuse sont rejetées à -17 dB par rapport au modulant de 200 KHz.

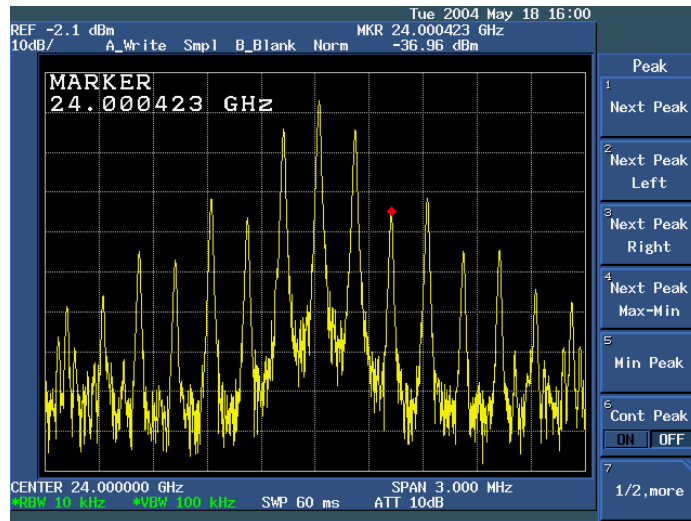


FIG. 2.13 – Exemple de spectre obtenu pour le modulateur à 24 GHz

### 2.2.6 Démodulateur

Dans l'étude qui a été menée, une modulation d'amplitude a été choisie comme montré dans la partie précédente. Dans ce cas, plusieurs possibilités existent pour la démodulation à la réception.

- Par simple détection à l'aide d'une diode et d'un filtre.
- En utilisant un mélangeur équilibré.



Pour la première technique, le signal modulé est envoyé à l'entrée d'une diode de type Schottky (figure 2.14). Il est alors primordial d'estimer les pertes de conversion de ce mélangeur, à savoir le rapport entre la puissance du signal à fréquence intermédiaire FI et la puissance du signal RF modulé et ceci en fonction de la puissance de l'oscillateur local utilisé à 24 GHz. Ce type de mélangeur présente l'inconvénient de devoir utiliser une puissance d'oscillateur local forte (de l'ordre de quelques dBm) et ceci est d'autant plus vrai que l'indice de modulation ( $m$ ) est faible.

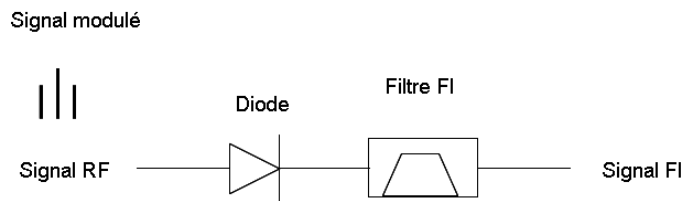


FIG. 2.14 – Démodulation par détecteur simple diode

Concernant le modulateur équilibré, l'étude menée à été beaucoup plus complète. Tout d'abord un mélangeur classique avec deux diodes têtes bèches a été étudié et optimisé (figure 2.15). Sur l'entrée HF est envoyé le signal modulé et sur l'entrée OL, l'oscillateur local à 24 GHz. En sortie, on retrouve la fréquence intermédiaire FI, les signaux en haute fréquence restant après mélange étant éliminés grâce aux stubs présents en sortie. Avec ce type de mélangeur équilibré, les calculs montrent que l'on peut avoir des pertes de conversion d'environ 10dB si l'indice de modulation est proche de 1, mais par contre cela nécessite une puissance d'OL d'environ 10dBm ce qui reste fort. Dans le cas inverse, les pertes de conversion augmentent rapidement.

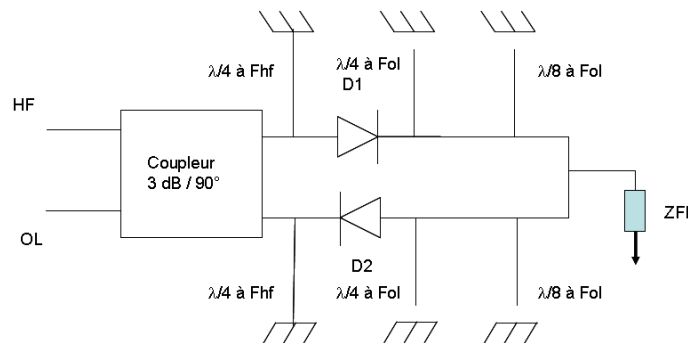


FIG. 2.15 – Démodulation par mélangeur équilibré classique

Mais comme notre signal était lui directement modulé et avec porteuse conservée, il nous a alors semblé intéressant de concevoir un mélangeur ne nécessitant pas d'oscillateur local mais plutôt d'utiliser directement le signal 24 GHz compris dans notre signal modulé en amplitude. A cet effet, un circuit basé sur un mélangeur équilibré mais sans OL a alors été étudié. Deux cas ont alors été testés, soit en maintenant classiquement les diodes schottky tête-bêche (cas TB) ou bien en les disposant dans

le même sens (cas MS) ((figure 2.16 (a)). On s'aperçoit rapidement que la configuration avec diodes dans le même sens donne de meilleurs résultats en terme de pertes de conversion pour une puissance de signal donnée. Selon l'indice de modulation ( $m$ ), les pertes sont comprises en 10 et 20 dB pour une puissance de signal modulé supérieure à 7 dBm, mais il n'est plus nécessaire de fournir d'OL dans ce cas. Si ces résultats obtenus avec Ansoft Designer sont intéressants, ils ne sont pas aisés à comprendre physiquement. Donc une étude analytique a été menée afin de justifier de mettre en effet les diodes dans le même sens. Pour ce faire, on a associé un modèle à la diode simple constitué par sa conductance quand la diode est conductrice. On a exprimé les tensions en sortie des ports 3 et 4 du coupleur (la tension d'entrée étant un signal modulé avec  $V_p$  comme tension maximum de porteuse) ce qui a ensuite permis d'exprimer les courants dans les deux diodes ( $D_1$  et  $D_2$ ). Ensuite selon les sens des diodes, les courants respectifs des diodes  $D_1$  et  $D_2$  se somment ou se soustraient dans ZFI. Ceci permet alors de calculer les pertes de conversion définies par  $V_{FI}/V_p$ ,  $V_p$  étant la tension de la porteuse. On peut alors prouver que ces pertes sont plus faibles quand les diodes sont disposées dans le même sens.

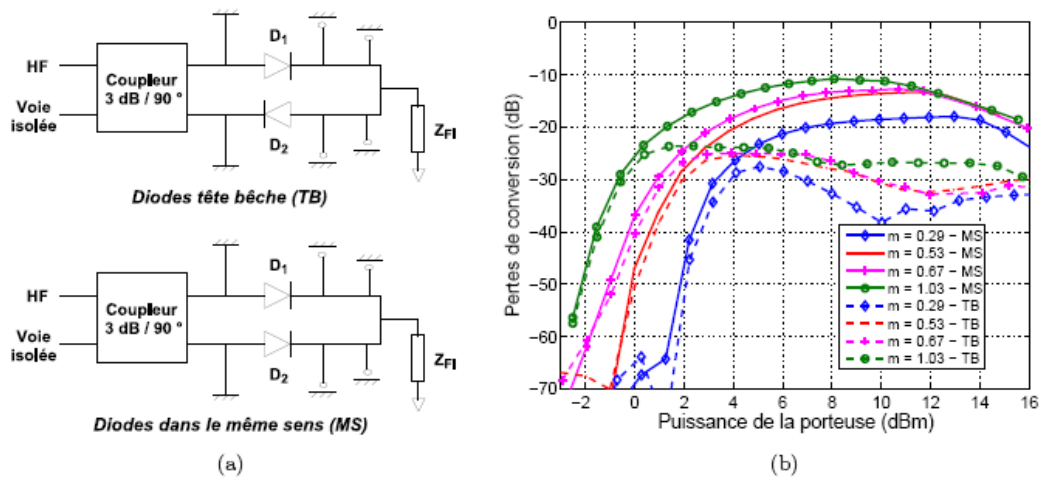


FIG. 2.16 – Démodulation par mélangeur sans OL

## 2.3 Détection de cibles avec le système complet

### 2.3.1 Tests avec le démonstrateur

L'ensemble des fonctions élémentaires actives développées dans la partie précédente, à savoir oscillateur local, modulateur, amplificateurs et mélangeur à la réception, ont permis de concevoir le système émission-réception complet prévu afin de détecter à 24 GHz des cibles fixes ou mobiles dans un environnement industriel. Le système complet à 24 GHz après conception est représenté figure 2.17. L'oscillateur a été

protégé des perturbations extérieures par un capot de blindage. Le signal modulant à 200 KHz ou issu du VCO (pour la détection par estimation de la distance) est connecté au modulateur par une prise BNC située sous le système 24 GHz. En sortie, après le mélangeur, sont connectées une carte d'acquisition et une interface Labview. Les antennes d'émission et réception à 24 GHz (réseaux de 16 pastilles imprimées par exemple et présentant alors un gain d'environ 17 dB chacun) sont connectées via des connecteurs coaxiaux visibles en bas de la figure du système. J'explique ci-dessous l'aspect modulation et double modulation, déjà évoquée dans la partie architecture de ce chapitre, en gardant à l'esprit que la détection peut se faire soit par seuil d'amplitude ou par estimation de la distance radar-cible en changeant la fréquence émise. Le système global de tests est donné figure 2.18 où l'on distingue les antennes d'émission/réception.

Un signal BF1 variant entre 128 et 256 kHz avec un pas de 2 kHz sert de signature à chaque système radar. Ceci offre la possibilité de placer plusieurs radars les uns à côté des autres sans qu'ils ne se perturbent mutuellement. Ce signal BF1, généré par la carte d'acquisition, est mélangé à un second signal BF2 variant entre 10 et 200 MHz dont la plage de variation permet d'estimer la distance radar-cible par une mesure de phase sur deux fréquences. Le signal BF2 est obtenu à l'aide d'un générateur dont la fréquence peut être pilotée par GPIB via l'interface Labview. Le signal modulé composé de BF1 et BF2 est ensuite lui-même modulé avec la fréquence porteuse à 24 GHz. La porteuse modulée est rayonnée par l'antenne d'émission d'ouverture 20°. En présence d'une cible, la porteuse modulée est reçue par l'antenne de réception, identique à l'antenne d'émission. Le signal reçu est alors amplifié et en sortie du mélangeur à 24 GHz, le signal modulé composé de BF1 et BF2 est présent. Ce signal est de nouveau mélangé avec BF2 pour revenir au signal BF1 qui sert à effectuer le traitement et la décision. Dans notre cas, la cible est une plaque d'aluminium de 10cmx10cm. Les cibles étant normalement proches du système radar, les premières mesures ont été effectuées entre 0.5m et 1.5m soit par détection de seuil en mesurant la puissance reçue soit par estimation de la distance et en la comparant à la distance théorique connue. Ces premières mesures ont très rapidement mis en évidence des phénomènes de non-linéarité en terme de niveau de puissance (figure 2.19 (a)) ou d'estimation de distance (figure 2.19 (b)). Ces études sur les phénomènes d'ondulation de la puissance reçue ont fait l'objet d'une publication en 2006 [6].

### 2.3.2 Problématique des phénomènes de propagation

Afin de comprendre ces phénomènes de propagation, il a donc fallu les analyser de façon plus précise, et cela a donc tout d'abord nécessité de très nombreuses mesures en puissance et en distance. Ces mesures ont été réalisées dans la chambre anéchoïde millimétrique de l'IETR, permettant ainsi un alignement parfait des antennes émission-réception avec la plaque qui fait office de cible. De plus, dans cette chambre une translation automatique de la tête de réception au mm près est possible, ce qui permet de faire varier la distance radar/cible avec une très grande précision dans le but

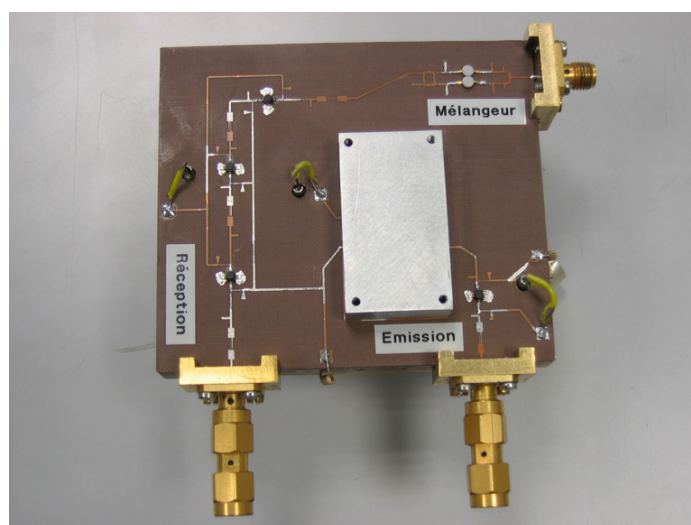


FIG. 2.17 – Système 24 GHz émission-réception complet permettant la détection de cibles fixes

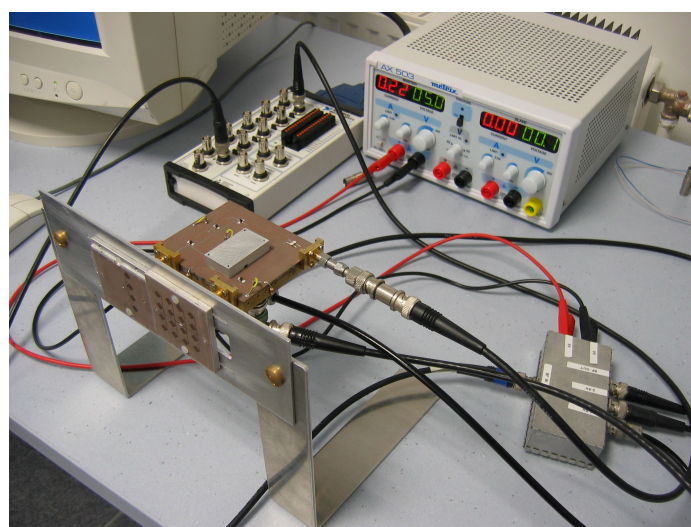


FIG. 2.18 – Système global pour les tests de détection de cibles fixes

de comprendre les phénomènes de propagation entrevus avec le démonstateur.

Différents types d'antennes en termes de diagrammes ont été utilisés pour voir si cela pouvait avoir un impact sur les phénomènes de propagation et notamment sur les problèmes de variations de puissance fortes en fonction de la distance. Des réseaux de 4 et 16 sources ainsi qu'une pastille élémentaire ont ainsi été utilisées. Si des différences sont observables en fonction des configurations, les problèmes d'ondulation de puissance en fonction de la distance sont toutefois toujours présents et contredisent l'équation radar.

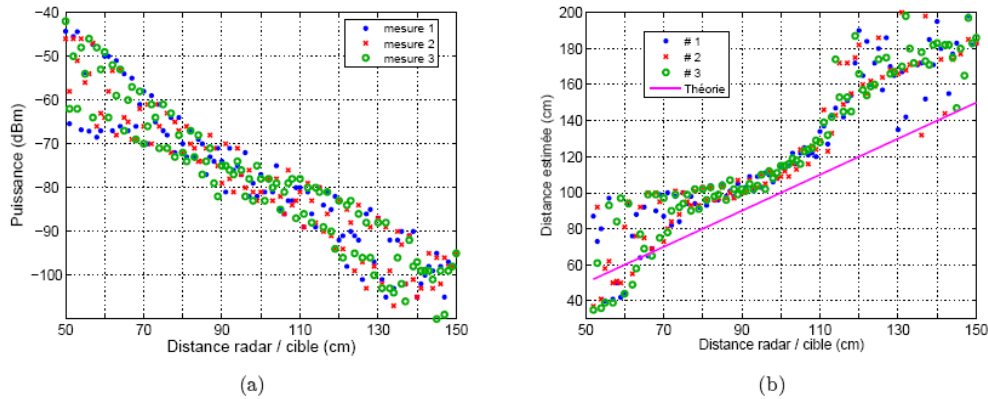


FIG. 2.19 – Mise en évidence des problèmes de non-linéarité en puissance (a) et en distance (b)

Un exemple est fourni figure 2.21 dans le cas où deux réseaux de 16 éléments sont utilisés et pour des distances radar/cible comprises en 0 et 35 cm. Le même type de mesures a également été fait pour une deuxième configuration où l'antenne à l'émission est à diagramme directif et celle de réception à diagramme large. Dans ce cas, les résultats sont représentés figure 2.22. Les problèmes d'ondulation sont toujours très marqués même si une amélioration est visible lorsque la cible est très proche du radar. Ceci est expliqué par un meilleur recouvrement des diagrammes de rayonnement des antennes à très courte portée.

En résumé, il est alors aisé de visualiser les très fortes ondulations de la puissance et notamment pour les distances très faibles (jusqu'à 20cm). Ce même type de mesure a été fait pour des distances variant de 1 à 3m et sont présentées pour le cas où les antennes sont directives à l'émission comme à la réception (figure 2.23). Dans ce cas, si les ondulations sont moindres, elles sont toujours présentes et posent donc un problème majeur pour prendre la décision de présence ou non de la cible par détection de seuil. Si l'on zoom sur une partie de ces distances, par exemple entre 15 et 17cm, on s'aperçoit que les ondulations sont périodiques, c'est à dire que deux minima ou deux maxima sont distants de 6mm environ correspondant à  $\lambda_0/2$  à 24 GHz. Ces mesures viennent donc confirmer celles effectuées avec le démonstrateur réel. Dans un souci de synthèse, je ne donne pas ici toutes les mesures effectuées avec les différentes configurations d'antennes car elles donnent toutes la même tendance.

Du fait des ondulations très fortes, la prise de décision quant à la présence ou non de la cible pose problème si l'on utilise une technique de détection par seuil. On s'est donc orienté vers la deuxième solution basée sur une détection par estimation de la distance radar/cible. Pour cela, comme je l'ai déjà expliqué, on utilise plusieurs fréquences différentes pour lesquelles on estime non plus simplement l'amplitude mais également la phase du signal reçu. Concernant cette dernière on a montré que le même

type d'ondulation qu'en amplitude existe pour la phase avec également une périodicité de  $\lambda_0/2$  (figure 2.24). Les variations de phase par rapport à la phase linéaire théorique ne sont pas identiques selon la distance.



FIG. 2.20 – Mesures en chambre anéchoïque - (a) antennes sur la tourelle d'émission (b) cible sur la tourelle de réception

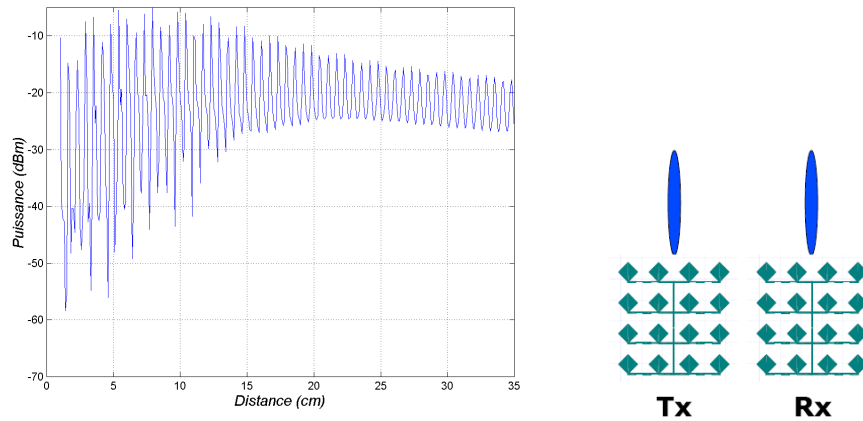


FIG. 2.21 – Mesures de la puissance reçue en fonction de la distance (entre 0 et 35 cm) et avec deux antennes directives de 16 éléments

A partir de ces mesures de phases, il est alors possible d'estimer la distance radar/cible en calculant la différence de phase pour un couple de fréquences. Des mesures ont été effectuées en chambre anéchoïque en faisant varier la fréquence de 24.05 à 24.25 GHz. L'écart de fréquence sera donc au maximum de 200 MHz. Plusieurs estimations de distance ont donc été faites en changeant cet écart de fréquence pour connaître le cas le plus favorable. Sur la figure 2.25 (a) sont donnés les résultats pour deux écarts de fréquence respectivement de 100 et 200 MHz.

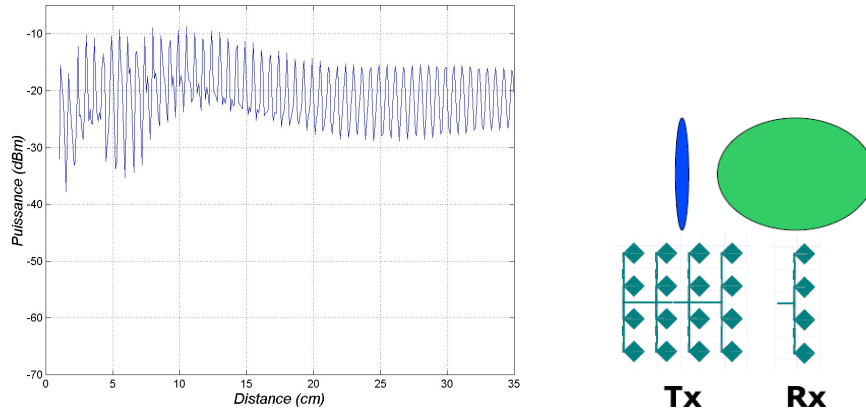


FIG. 2.22 – Mesures de la puissance reçue en fonction de la distance (entre 0 et 35 cm) et avec une antenne directives de 16 éléments et une antenne large de 4 sources en plan E

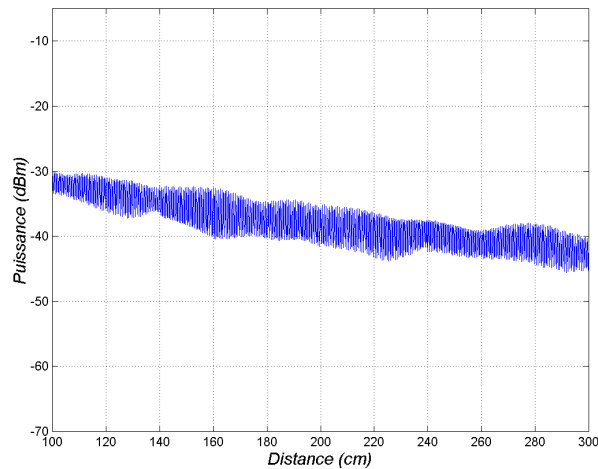


FIG. 2.23 – Mesures de la puissance reçue en fonction de la distance (entre 1m et 3 m) et avec deux antennes directives de 16 éléments

La figure 2.25 (b) présente le résultat de l'hystérésis c'est à dire le rapport entre l'erreur en distance sur la distance réelle. Celui-ci est alors inférieur à 15% pour des distances supérieures à 50cm et un écart de 200 MHz. Les résultats de l'estimation de distance sont donc meilleurs quand l'écart de fréquence est grand. Cependant, pour l'application visée, en bande ISM, cet écart de fréquence est au mieux de 200 MHz. Enfin le problème de détection reste entier pour des distances radar/cible très faibles

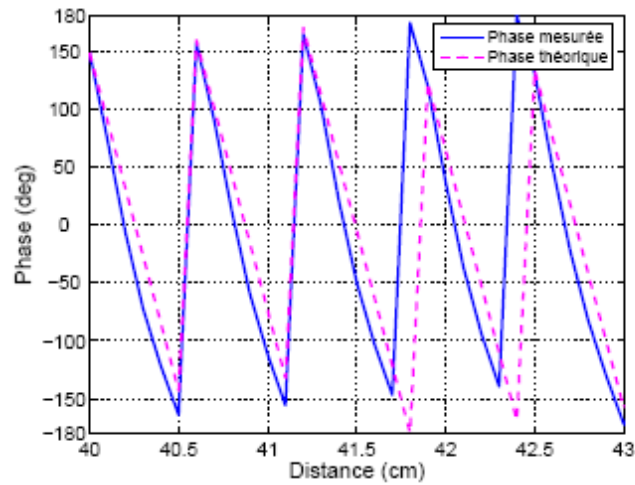


FIG. 2.24 – Mise en évidence de la non linéarité de la phase

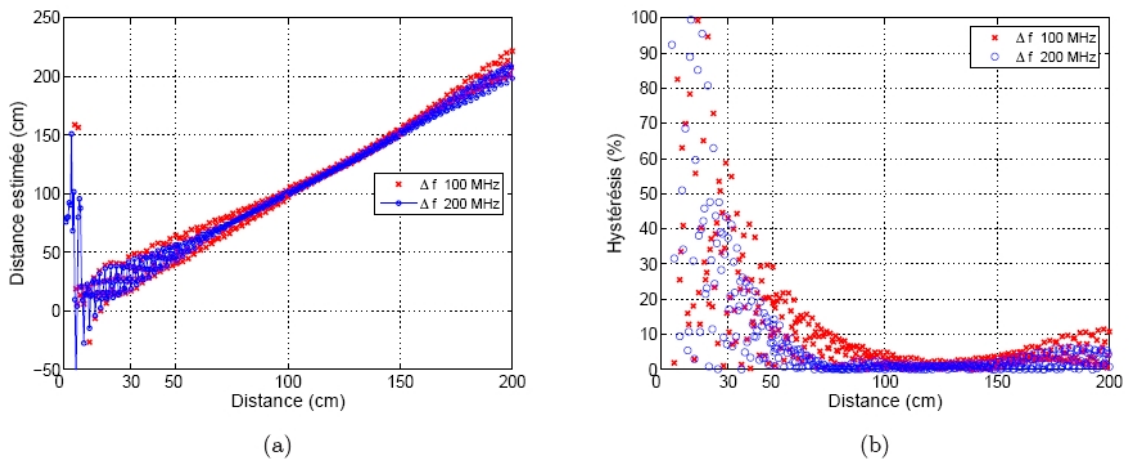


FIG. 2.25 – Estimation de la distance radar/cible - (a) Distance estimée en fonction de la distance réelle, (b) Hystérésis

Plusieurs pistes ont alors été analysées pour comprendre au mieux ces problèmes d'ondulation en présence d'une cible proche et afin des les réduire au maximum pour optimiser la détection. Dans le cas qui nous intéresse, la cible est grande ( $10\text{cm}$  de côté) devant la longueur d'onde ( $8\lambda_0$ ) donc on peut la voir comme un réflecteur basé devant sa source qui est en fait notre antenne d'émission. Dans ce cas, des travaux dans la littérature [7] et [8] montrent que la distance source - réflecteur doit être optimisée car dans le cas d'un réflecteur plan, le champ électrique présente entre la source et le réflecteur des minima qui correspondent à des champs électriques nuls et des maxima distants de  $\lambda_0/2$  très similaires au cas qui nous intéresse. Dans ce cas, une distance de  $3\lambda_0/4$  est recommandée pour illuminer au mieux le réflecteur, c'est à dire qu'il faut que la source se trouve dans un maximum. Dans notre cas, il n'y



jamais annulation complète du signal reçu du fait que nous utilisons deux antennes proches mais distinctes pour l'émission et la réception et donc un couplage existe toujours entre ces antennes. D'autres références dans la littérature introduisent cette problématique de "régime stationnaire" entre une antenne et un réflecteur. Dans ces références [9], [10] et [11], les auteurs utilisent d'ailleurs ce "défaut" pour mesurer le gain d'antennes en estimant le niveau de puissance reçue à des maxima différents. La désadaptation des antennes est également en cause car elle induit un re-rayonnement de l'onde reçue.

Le recouvrement des diagrammes de rayonnement entre émission et réception doit être également observé. En effet, pour des distances très faibles (zone de Rayleigh) entre radar et cible, si des antennes trop directives sont utilisées, les diagrammes de rayonnement risquent de ne pas se recouvrir ce qui crée des zones aveugles pour le radar. Ceci a donc tendance à favoriser l'utilisation d'antennes à gain modéré. Enfin, le couplage entre antennes introduit également des problèmes pour la détection. En effet, ce couplage équivaut à un fort niveau de bruit à la réception et donc fixe le niveau minimum de puissance détectable. Quand les pertes d'espace libre augmentent (quand la distance croît) le niveau de puissance reçu risque d'être inférieur au niveau de couplage entre antennes rendant impossible la détection. Dans ce cas, c'est avec les antennes les plus directives que le couplage devient le plus faible. Ceci contredit donc le fait d'utiliser des antennes à gain modéré pour limiter les zones aveugles. En conclusion, il ne semble pas évident que le choix des antennes puisse répondre à lui seul à la problématique des ondulations et des problèmes de détection, c'est pourquoi des solutions alternatives ont été étudiées pour améliorer la détection des cibles.

### 2.3.3 Solutions alternatives envisagées pour l'optimisation de la détection

Plusieurs solutions ont été envisagées et sont présentées pour réduire les ondulations et permettre ainsi la détection des cibles avec une plus grande fiabilité.

#### 2.3.3.1 Utilisation de plusieurs couples d'antennes

Comme il a été mentionné auparavant, lorsque la puissance en réception est mesurée, des oscillations apparaissent avec une périodicité de  $\lambda_0/2$ . Il semble intéressant d'envisager un système avec deux couples d'antennes décalées spatialement de  $\lambda_0/4$  afin d'éviter de se retrouver dans un minima. Les signaux complexes reçus par chacun des deux systèmes peuvent ensuite être sommés. Le signal issu du système supérieur doit être déphasé de  $\pi$  pour compenser l'avance de phase due à sa position par rapport au système inférieur. Un exemple de simulation réalisée sous CST Microwave Studio permet de résumer la situation et est présenté figure 2.26. Ces simulations et les mesures sont fournies figure 2.27 tout d'abord pour la simulation ((a) et (b)) puis pour la mesure ((c) et (d)). À chaque fois est représentée tout d'abord la puissance en réception en fonction de la distance puis la distance estimée à partir d'un traitement

bi-fréquence ou  $\Delta_f=200$  MHz. Si les résultats de simulation semblent très encourageants, avec une réduction forte des ondulations, les mesures menées ne valident pas complètement ces résultats théoriques. En effet, expérimentalement, l'environnement n'étant pas identique pour les deux couples d'antennes, les niveaux reçus ne le sont pas non plus ce qui dégrade ensuite la sommation complexe et la réduction des ondulations. En terme d'estimation de distance, malgré une réduction nette de l'hystérésis, cette idée de système à deux couples d'antennes ne permet pas d'estimer la distance cible-radar avec suffisamment de précision. En outre, cette technique nécessite deux chaînes de réception donc un coût plus important.

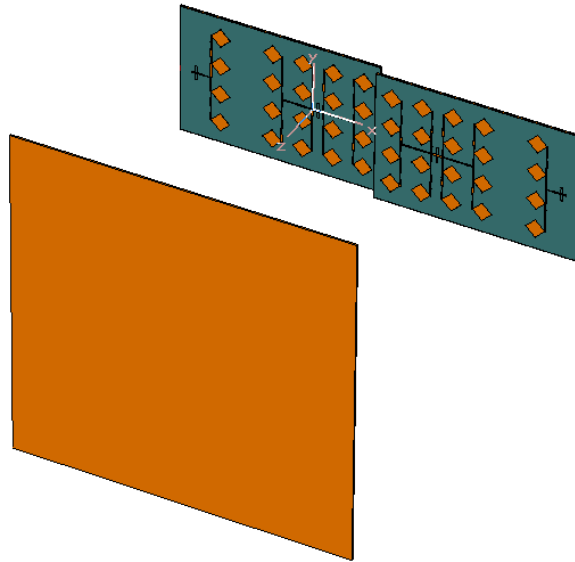


FIG. 2.26 – Association de deux couples d'antennes décalés de  $\lambda_0/4$

### 2.3.3.2 Traitements multifréquences et multi-couples de fréquences

Comme nous l'avons montré précédemment, le traitement multifréquentiel peut apporter une solution. Dans ce cas, plusieurs fréquences sont utilisées dans la bande allouée, avec donc un écart maximum de 200 MHz. Les modes de détection restent la comparaison à un seuil d'amplitude ou l'estimation de la distance. La précision sur la détection peut être évaluée en estimant l'hystérésis, c'est à dire le rapport de l'erreur de distance sur la distance réelle. Par exemple, si la distance estimée est de 1.1m et que la distance réelle est de 1m, l'hystérésis est alors de 10%. Dans l'application concernée (Schneider Electric), le cahier des charges fixait une hystérésis maximum de 15%. La détection par estimation de la distance en considérant une seule fréquence ou un seul couple ne respectait pas cette contrainte et surtout pas pour les distances très courtes entre 0 et 50 cm.

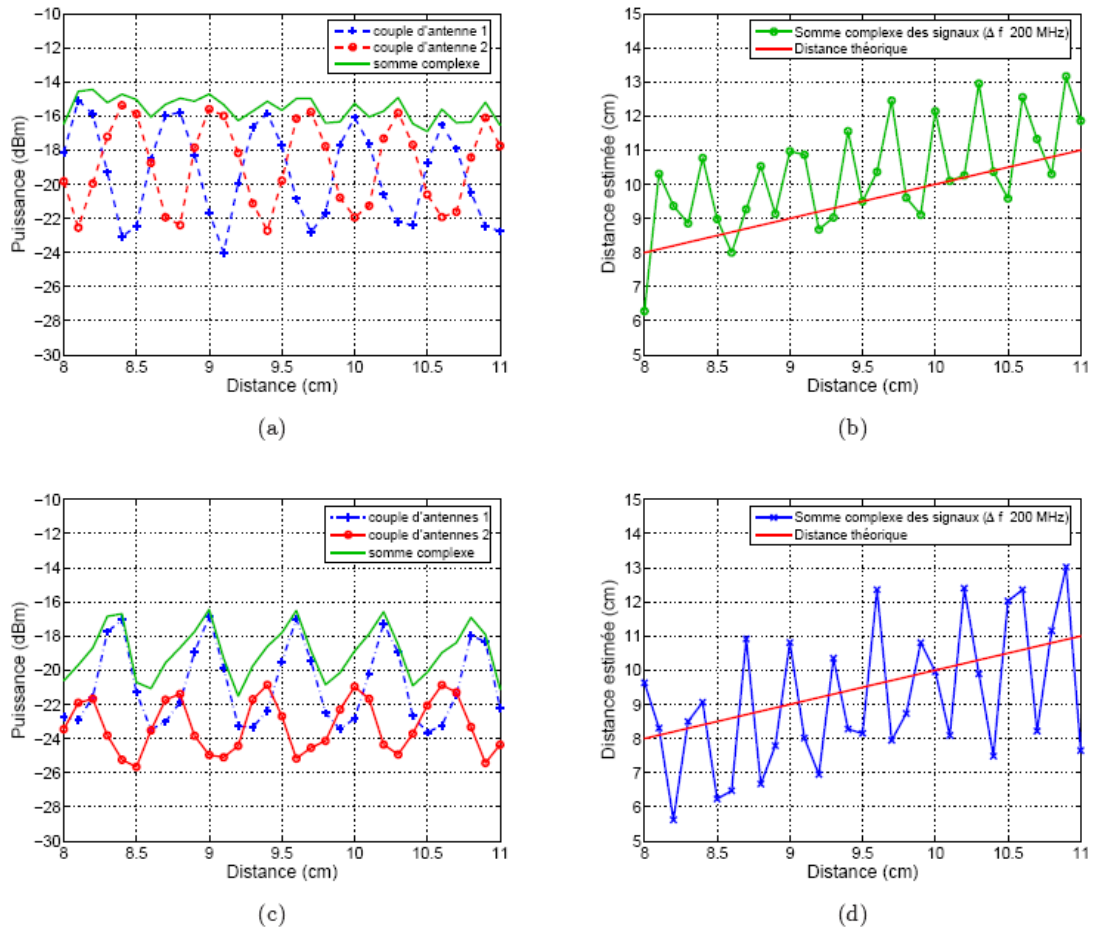


FIG. 2.27 – Association de deux couples d’antennes décalés de  $\lambda_0/4$

Cependant en utilisant plusieurs fréquences ou couples de fréquences, plusieurs traitements peuvent alors être envisagés et énoncés ci-dessous.

- Moyennage fréquentiel de la puissance.
- Moyennage sur plusieurs couples de fréquences de la distance évaluée.

Pour pouvoir effectuer ces traitements, des mesures de puissance et de phase des signaux reçus ont été effectuées dans la bande 24.15 à 24.35 GHz tout d’abord dans la chambre anéchoïde avant de les valider sur le démonstrateur proprement dit. Deux réseaux d’antennes de 16 éléments distants de 50mm ont été utilisés à l’émission et à la réception et les distances testées couvraient la zone de 1 à 200 cm.

**Détection basée sur l'amplitude avec une approche multifréquentielle** Si on observe les puissances des signaux reçus à plusieurs fréquences (de 24.15 à 24.35 GHz tous les 50 MHz), on s'aperçoit en zoomant sur une plage de distances faible que les minimas et les maxima ne se situent pas aux mêmes positions. Ceci a permis de penser qu'un moyennage de la puissance sur les différentes fréquences pourrait permettre de réduire les ondulations et donc d'optimiser l'hystérésis. Ce moyennage entre les signaux peut être cohérent en considérant amplitude et phase ou bien incohérent en ne prenant que l'amplitude. C'est cette dernière solution qui s'est avérée la plus efficace et la puissance reçue est alors représentée figure 2.28 en moyennant l'amplitude du signal reçu sur 5 fréquences. Le résultat est fortement amélioré en terme d'ondulation, en tout cas pour les distances supérieures à 50 cm environ. Comme il semble logique, plus le nombre de fréquences est grand pour effectuer la moyenne et plus la réduction de l'ondulation est importante et donc l'hystérésis limitée. Figure 2.29 sont représentées les hystérésis obtenues en fonction du nombre de fréquences utilisées pour le moyennage et en considérant des distances entre 50cm et 200cm. L'hystérésis est inférieure à 10% pour une gamme de distances entre 60cm et 200cm et si le nombre de fréquences utilisé est supérieur à 4.

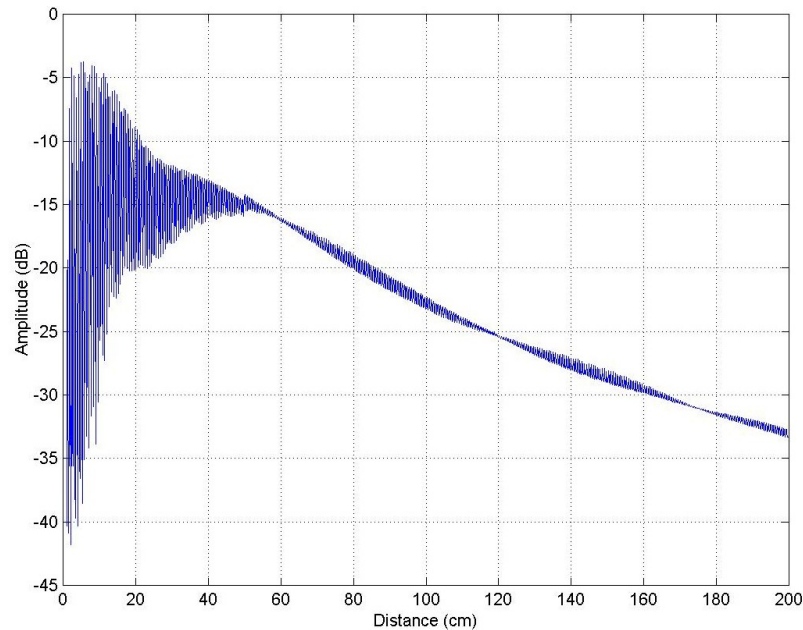


FIG. 2.28 – Moyennage incohérent de l'amplitude du signal reçu sur 5 fréquences entre 24.15 et 24.35 GHz

L'ensemble de l'étude concernant le traitement des signaux a donc montré qu'une approche monofréquentielle ne peut pas donner satisfaction en terme d'hystérésis si on considère une détection par comparaison à un seuil d'amplitude. Par contre, en moyennant de façon incohérente sur plusieurs fréquences (au moins 4), on peut obtenir une hystérésis inférieure à 10% lorsque la distance est supérieure à 60cm.

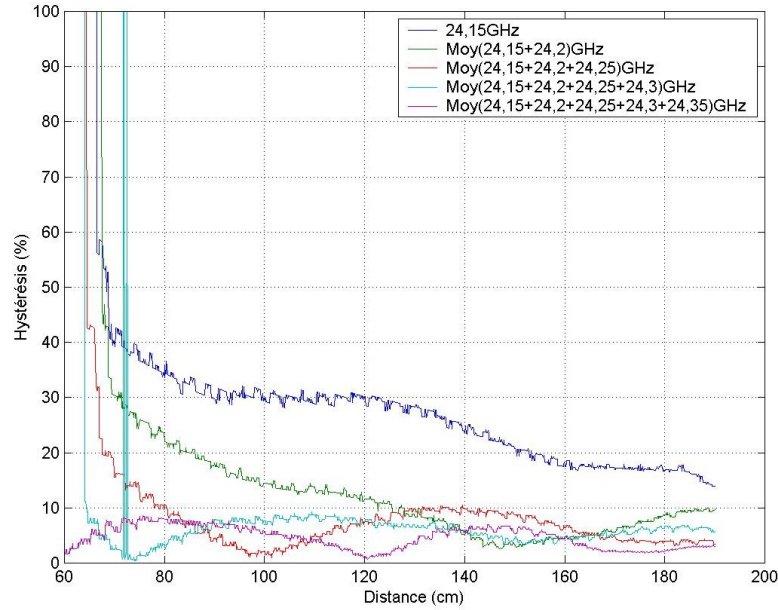


FIG. 2.29 – Hystérésis obtenues en fonction du nombre de fréquences utilisées pour le moyennage incohérent

**Détection basée sur l'estimation de distance avec une approche multi-couples de fréquences** Les mesures étant faites sans calibration préalable de l'analyseur de réseau, la distance absolue entre radar et cible ne peut être obtenue. Seule une distance relative par rapport à une distance de référence est déterminée. Cette distance de référence a été choisie à 20cm mais d'autres valeurs ont été choisies conduisant aux mêmes résultats pour la distance estimée par le radar. Il convient toute fois de ne pas choisir une distance de référence située dans la zone très proche (quelques cm) où les ondulations sont particulièrement violentes. Comme il a été déjà expliqué, l'estimation de la distance est basée sur la phase du signal reçu. En effet, à partir de la différence de phase mesurée entre deux signaux émis à deux fréquences distinctes, il devient possible d'évaluer la distance à laquelle se trouve la cible.

$$R = D_{ref} + \frac{c \cdot [(\varphi_2 - \varphi_{2ref}) - (\varphi_1 - \varphi_{1ref})]}{4\pi(f_2 - f_1)} \quad (2.6)$$

Avec  $D_{ref}$  la distance de référence choisie pour laquelle les signaux ont une phase  $\varphi_{1ref}$  et  $\varphi_{2ref}$  respectivement pour les fréquences  $f_1$  et  $f_2$ .

A partir de là, soit l'estimation se fait à partir d'un seul couple de fréquences ou bien plusieurs couples sont choisis et l'estimation faite pour chacun avant de moyennner les distances obtenues.

Dans le cas d'un seul couple, le résultat de la différence de phase a été obtenu avec un écart de fréquences de 200MHz (24.15 et 24.35 GHz). Une forte dispersion est observée pour les distances très faibles (inférieures à 10cm). Ensuite, la disper-

sion diminue jusqu'à 100 cm environ avant de croître de nouveau. Ces variations se retrouvent donc sur l'estimation de distance (figure 2.30).

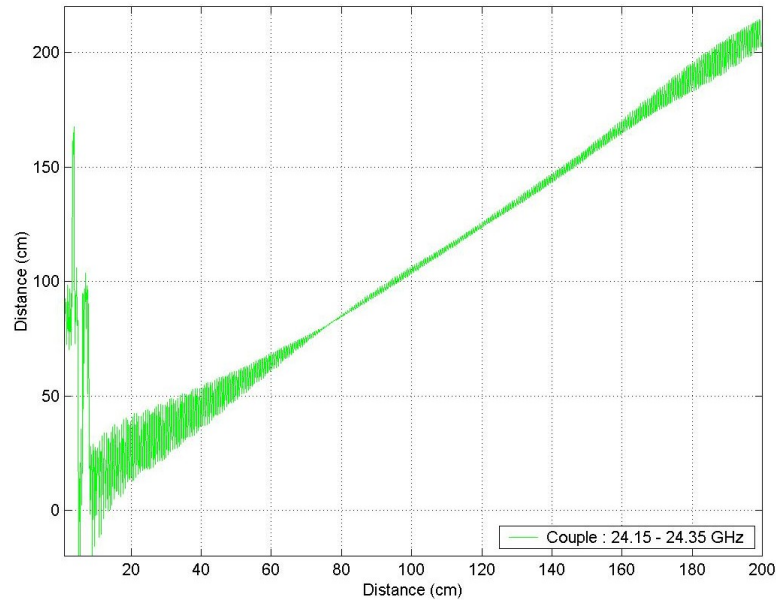


FIG. 2.30 – Estimation de la distance à partir de l'écart de phase dans le cas de deux porteuses à 24.15 et 24.35 GHz

Dans le cas où plusieurs couples de fréquences sont utilisés, la distance est estimée pour chacun et ensuite on moyenne les distances. L'hystérésis obtenue en moyennant sur plusieurs couples est ainsi représentée figure 2.31 en faisant varier le nombre de couple de 1 à 3. Les mêmes courbes sont données figure 2.32 mais en zoomant pour des distances entre 50 et 200 cm.

Le traitement des mesures a montré qu'une approche basée sur l'estimation de la distance à partir de la mesure des phases sur deux fréquences émises différentes, permet de détecter la présence d'une cible de 10cmx10cm avec une hystérésis inférieure à 15 %, comme spécifié au départ. Cette hystérésis inférieure à 15% est obtenue pour des distances supérieures à 60 cm dans une configuration à un seul couple de fréquence. L'utilisation de plusieurs couples de fréquences permet de réduire l'hystérésis pour des distances supérieures à 90 cm. L'hystérésis obtenue dans ce cas est de 4% maximum, alors que dans une configuration monocouple, elle est de 8%. L'amélioration de la détection est directement liée à l'écart de fréquence disponible. Donc si la bande allouée était plus importante, la détection n'en serait que meilleure.

Toutes ces mesures permettant de juger de l'efficacité du traitement des signaux pour la détection par seuil d'amplitude ou par estimation de la distance ont été réalisées dans la chambre de mesures millimétriques, permettant ainsi de fixer précisément la distance radar/cible. Mais si le traitement multi-couples de fréquences et estimation de la distance semblent donner des résultats encourageants, il a fallu valider ce

concept directement sur le démonstrateur radar réalisé. De nouvelles mesures avec le démonstrateur ont ainsi été effectuées et sont présentées maintenant.

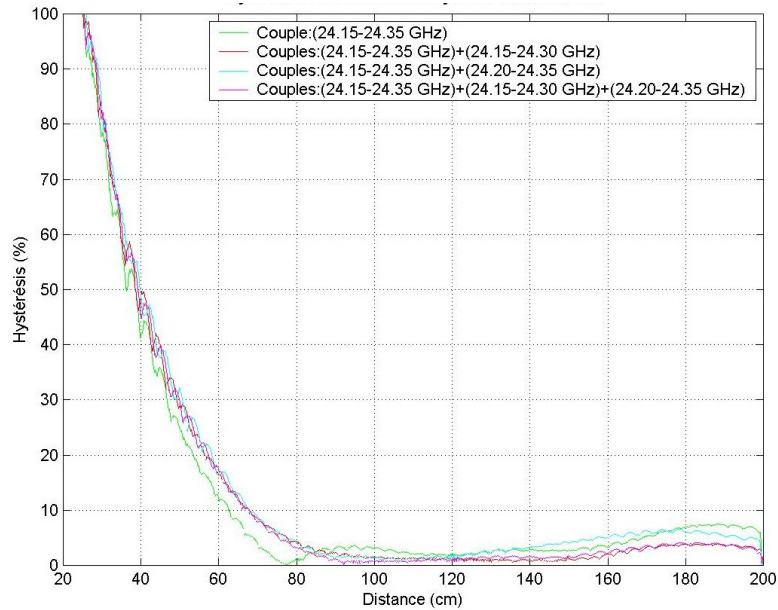


FIG. 2.31 – Hystérésis obtenue en moyennant sur plusieurs couples de fréquences et pour des distances entre 20 et 200cm

### 2.3.3.3 Traitements et validation sur le démonstrateur radar

Le système démonstrateur global était donc composé de plusieurs blocs dont je donne le détail ci-dessous.

- Du bloc hyperfréquence à 24 GHz, permettant la génération de la porteuse, la modulation à l'émission ainsi que l'amplification et la démodulation (mélangeur avec diodes dans le même sens) à la réception.
- Du bloc radiofréquence permettant la génération de la fréquence intermédiaire inférieure à 200MHz (VCO), ainsi que d'un modulateur IQ et d'un filtre passe bande.
- Le bloc traitement numérique permettant notamment l'acquisition des signaux de sortie.

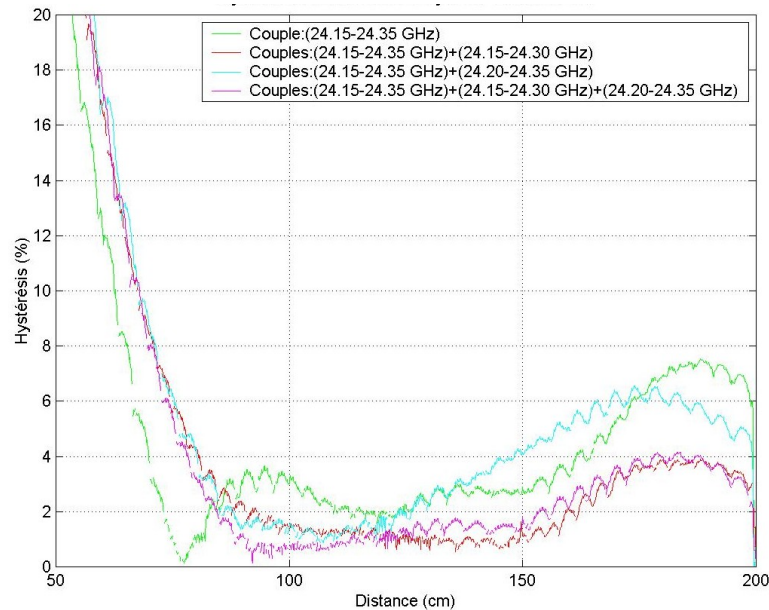


FIG. 2.32 – Hystérésis obtenue en moyennant sur plusieurs couples de fréquences et pour des distances entre 50 et 200cm

Les parties RF et numériques ne sont pas détaillées ici, car elles ont été réalisées par l'Equipe Communication et Propagation de l'IETR avec qui nous avons collaboré dans le cadre du projet Schneider Electric.

Comparativement à ce qui a été fait lors des mesures en chambre anéchoïde, le démonstrateur a ainsi permis de tester la détection en mono-fréquence/multi-fréquences pour la détection par seuil d'amplitude et en mono-couple/multi-couples de fréquences pour la détection par estimation de la distance. Concernant la détection par seuil d'amplitude, des fréquences de 20, 100, 150 et 190 MHz ont été utilisées. Pour l'aspect estimation de la distance, les couples 20-100, 20-130 et 20-160 MHz ont cette fois été choisis.

Pour la détection d'amplitude avec comparaison par rapport à un seuil, les résultats en termes de puissance reçue (a) et d'hystérésis (b) sont représentés figure 2.33. Il est alors aisé de voir qu'après moyennage des puissances reçues pour les différentes fréquences, l'hystérésis est plus importante (25%) que pour les mesures en chambre ce qui ne permet pas de respecter la contrainte de 15% et ceci même pour des distances supérieures à 60cm. Par contre, concernant la détection par estimation de la distance, même si l'hystérésis se dégrade pour atteindre 15% au lieu de 9% lors des mesures en chambre, le résultat reste satisfaisant (figure 2.34).

En conclusion, il a donc semblé envisageable de pouvoir détecter des cibles fixes situées à plus de 70cm du radar en utilisant l'estimation de distance.



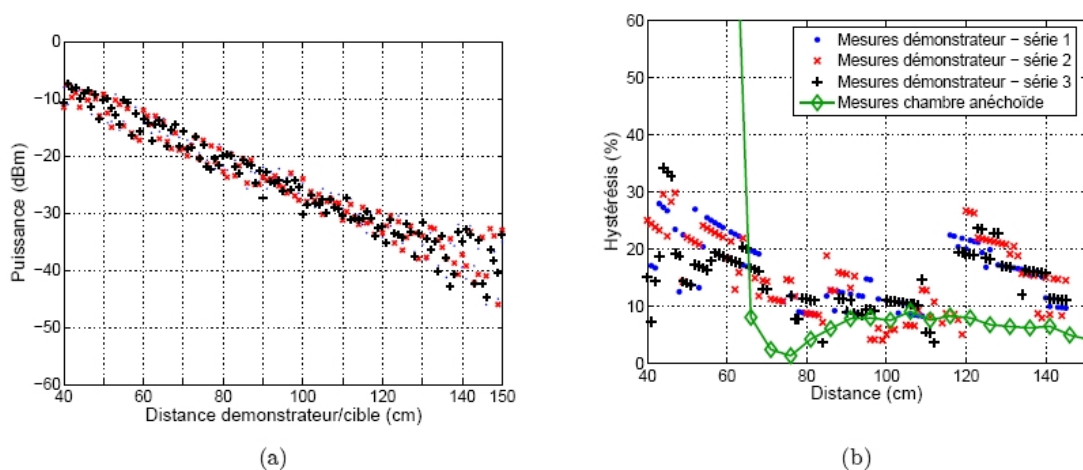


FIG. 2.33 – Puissance moyennée (a) et hystérésis (b) obtenues avec le démonstrateur final

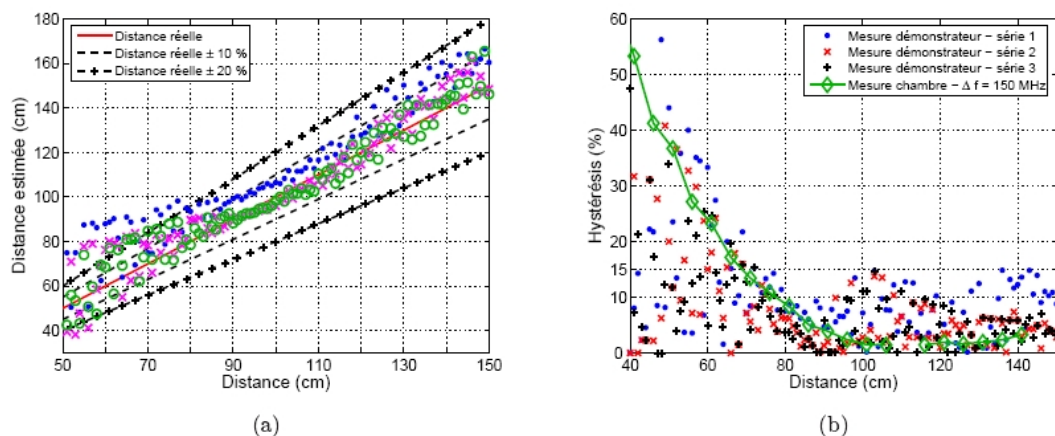


FIG. 2.34 – Distance moyennée (a) et hystérésis (b) obtenues avec le démonstrateur final pour la détection par estimation de la distance

## 2.4 Conclusions

Dans cet axe de recherche, nous avons initié la conception et la réalisation de systèmes radars complets à 24 GHz permettant la détection de cibles fixes ou mobiles, et ceci à travers une application industrielle.

Cette collaboration avec l'équipe CPR de l'IETR m'a permis d'apporter mes connaissances dans le domaine des antennes et des circuits actifs, concernant la conception d'antennes imprimées, d'amplificateurs de puissance et faible bruit, d'oscillateurs millimétriques ainsi que d'un mélangeur original sans OL.

En outre, cette étude m'a permis de développer mes connaissances dans le domaine de la SER des cibles et de la propagation à très courte distance, en condition de champ proche.

Techniquement, deux méthodes ont été implémentées pour assurer la fonction de détection, soit par comparaison de la puissance retour de la cible à un seuil d'amplitude, soit par estimation de la distance cible-radar à partir d'une mesure de phase. L'architecture développée à 24 GHz n'a pas nécessité de modification particulière pour valider ces deux techniques ce qui était un des objectifs.

La détection des cibles fixes se faisant très proche du radar, des problèmes d'ondulation de la puissance reçue et donc d'erreur sur la distance estimée ont été mis en évidence. Ceci a nécessité le développement de solutions originales afin de réduire ces ondulations de puissance. Le choix s'est ainsi orienté vers des traitements de signaux multifréquentiels ou multi couples en appliquant des moyennages permettant ainsi de réduire l'erreur en distance lors de la détection.

Ces problématiques de détection à très courte distance ne sont pas simples à résoudre et des études pourraient encore être menées afin de les solutionner.

Ce type d'architecture radar pourrait être étendue à d'autres domaines d'applications industrielles tels que le radar d'aide à la conduite, mais dans ce cas les distances étant beaucoup plus importantes, les problèmes d'ondulation de la puissance reçue ne doivent pas être aussi gênants.

Par contre, une autre problématique peut intervenir pour les radars automobiles dans la bande des 77 GHz, elle concerne l'estimation de la SER des voitures dans ces bandes élevées. Ceci sera rappelé dans la partie perspectives de ce document (Chapitre 5).

En outre, pour les applications automobiles, les antennes doivent présenter des gains forts vues les distances visées (200m). Les antennes de type imprimé utilisées dans notre radar induisent alors aux fréquences élevées des problèmes de rendement. Des solutions alternatives à base de lentilles semblent alors une solution intéressante pour obtenir des gains importants, c'est ce qui est développé dans le chapitre suivant.



# Bibliographie

- [1] M. Caillet, "Etude et Conception d'un Système Radar Courte portée et d'Antennes Reconfigurables en Bande Millimétrique," Thèse de l'Université de Rennes 1, soutenue le 15 Novembre 2006.
- [2] [http://www.ncsd.necel.com/microwave/english/discrete/low\\_gaashj.html](http://www.ncsd.necel.com/microwave/english/discrete/low_gaashj.html).
- [3] M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "Active Radiating Antennas using an Oscillator Circuit," Antenna Technology and Apply Electromagnetics 2005, St-Malo, France.
- [4] M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "A 40 GHz Microstrip Oscillating Antenna," Mediterranean Microwave Symposium 2004, Juin 2004, Marseille, France.
- [5] M. Caillet, "Etude d'antennes imprimées oscillatrices en bandes millimétriques," Stage de fin d'études en MASTER STI Recherche, Encadrant (O. Lafond).
- [6] M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, 'Short Distance Detection of Fixed Target Under Near Field Conditions', Microwave and Optical Technology Letters Vol 48, n°10, 1977-1979, 2006.
- [7] D. Proctor, "Graphs Simplify Corner Reflector Antenna Design," Microwaves, pages 48-52, juillet 1975.
- [8] E. B. Moullin, "Radio aerials," Int. Monographs on Radio, Oxford University Press, 1949.
- [9] A. F. Harvey, "Microwave Engineering," Academic Press, 1963.
- [10] R. Q. Lee et M. F. Baddour, "Absolute Gain Measurement of Microstrip Antennas under Mismatched Conditions," Electronics Letters, vol. 24, n°9, pages 520-521, avril 1988.
- [11] Z. Wu, "Effect Of Mismatch On Antenna Gain Measurement By Purcell's Method," Electronics Letters, vol. 22, n°10, pages 522-524, mai 1986.



## Chapitre 3

### Lentilles à gradient d'indice et sources associées

Lorsque l'on souhaite obtenir des antennes à très forte directivité en millimétrique, plusieurs solutions peuvent être envisagées, parmi lesquelles il faut citer :

- Les réseaux d'antennes imprimés comme on l'a démontré dans le chapitre 1 qui induisent beaucoup de pertes diélectriques et métalliques dues aux longueurs de lignes importantes de l'arborescence d'alimentation.
- Les antennes guides d'ondes à fentes qui présentent de très bons rendements mais qui posent à ces fréquences élevées des soucis technologiques de réalisation. En outre, la technologie guide d'onde n'est pas sans poser des problèmes de compatibilité avec le report des composants actifs.
- Les structures focalisantes qui regroupent plusieurs types de technologies (lentilles, réflecteurs, structures périodiques) comme il est représenté figure 3.1.

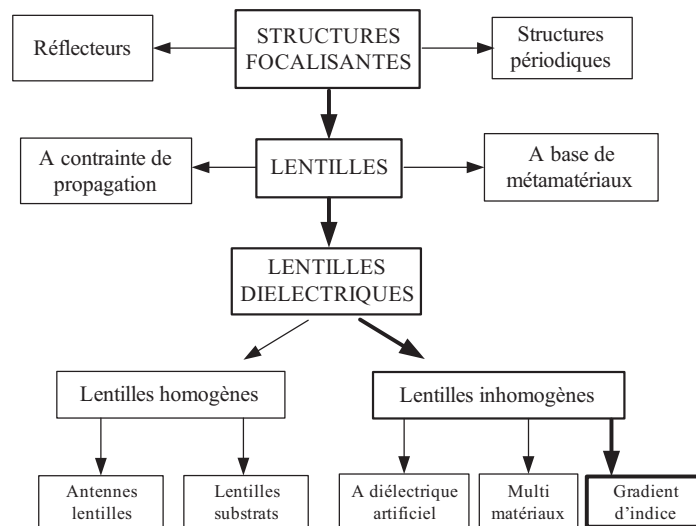


FIG. 3.1 – Structures focalisantes.

Parmi ces structures focalisantes, on trouve la grande famille des lentilles dans laquelle on identifie notamment les lentilles diélectriques. Elles sont le plus souvent constituées d'une source d'excitation primaire (imprimée ou guide d'onde) associée à un système de focalisation qui est la lentille diélectrique. Le principe de fonctionnement est alors voisin de celui des dispositifs de focalisation en optique. Ainsi, la lentille permet d'augmenter la directivité de la source primaire ou plus généralement de modifier la forme de son rayonnement. Ces lentilles diélectriques peuvent être homogènes ou inhomogènes.

Depuis 2002, je travaille sur les lentilles inhomogènes et particulièrement sur les lentilles à gradient d'indice. La focalisation est effectuée en utilisant des lentilles sphériques ou hémisphériques à gradient d'indice, c'est à dire qu'au sein de ces lentilles

l'indice de réfraction varie radialement selon une loi. Les distributions d'indice les plus connues, tracées figures 3.2 sont bien connues dans la littérature [1], [2], [3] et peuvent être détaillées ainsi :

$$n(r) = \sqrt{2 - r^2}, \text{Luneburg} \quad (3.1)$$

$$n(r) = r, \text{Eaton} \quad (3.2)$$

$$n(r) = \sqrt{\frac{2}{r} - 1}, \text{Eaton - Lippman} \quad (3.3)$$

$$n(r) = \frac{2}{1 + r^2}, \text{Maxwell - Fish - Eye} \quad (3.4)$$

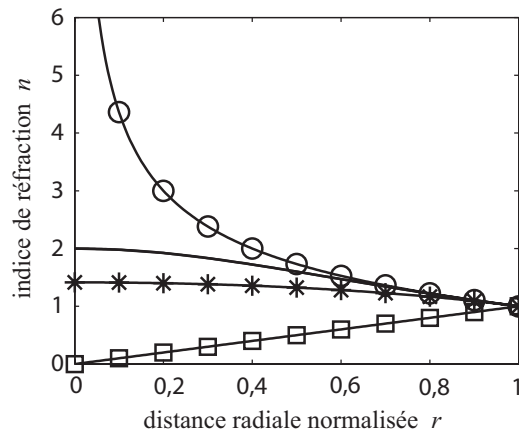


FIG. 3.2 – Distribution de l'indice de réfraction le long du rayon normalisé de la lentille pour le cas : Maxwell fish-eye (—), Eaton ( $\square$ ), Eaton-Lippman ( $\circ$ ) et Luneburg ( $*$ ).

La plus connue de ces lois est certainement celle dite de Luneburg, mais le travail engagé depuis 2002 a mis l'accent sur les potentialités de la lentille Maxwell Fish Eye (MFE) car comme il va être montré maintenant, ce type de lentille à gradient d'indice présente l'avantage de pouvoir être utilisée en demi sphère sans ajout de plan réflecteur si l'on souhaite focaliser l'énergie issue de la source primaire. En effet, pour comprendre le principe de fonctionnement de ces lentilles à gradient d'indice, il est intéressant d'observer les tracés de rayons au sein des lentilles de Luneburg, Eaton-Lippmann et Maxwell Fish Eye ou MFE (figure 3.3). On remarque alors, que la lentille de Luneburg possède la particularité d'avoir un point focal en chaque point de sa surface, ce qui la rend particulièrement attractive lorsque des antennes multifaisceaux sont envisagées. La lentille de Eaton-Lippmann se comporte comme un miroir et ne permet donc pas de focaliser l'énergie issue de la source primaire. Concernant la lentille Maxwell Fish Eye, il est aisé de remarquer que dans son plan médian, l'onde est localement plane, par conséquent un point source placé sur le point focal d'une



demi sphère permet de générer un diagramme directif. A la vue de ces observations, il a donc semblé intéressant d'étudier plus en amont cette lentille Maxwell Fish Eye (MFE) et de comparer ses caractéristiques en rayonnement à celles de la lentille de Luneburg et ce jusqu'aux longueurs d'ondes millimétriques.

Si ces études ont commencées pour ma part en 2002 lors du projet Européen MIPA [4], des études plus approfondies ont été menées lors de la thèse de Benjamin Fuchs, soutenue en Novembre 2007 [5] et dont j'étais l'un des encadrants. Il est également important de noter que cette thèse a permis de mettre en place une collaboration active durant ces 3 ans avec l'Université du Colorado à Boulder. B. Fuchs a ainsi pu se rendre durant plusieurs périodes de quelques mois chacune aux Etats-unis durant sa thèse afin de travailler avec cette Université sur l'aspect modélisation électromagnétique de ces lentilles à gradient d'indice et de leurs sources associées.

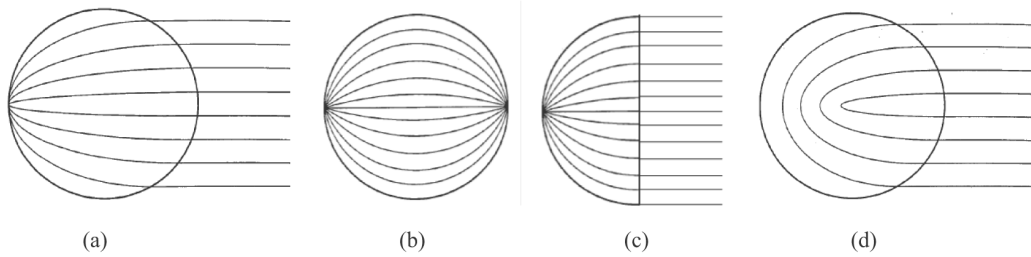


FIG. 3.3 – Tracé de rayons au sein d'une lentille (a) de Luneburg, (b) Maxwell fish-eye, (c) half Maxwell fish-eye et (d) Eaton-Lippmann

## 3.1 Gradient d'indice et technique de réalisation choisie

### 3.1.1 Distribution d'indice au sein des lentilles

Afin de comprendre comment sont obtenues les lois d'indice de réfraction au sein des lentilles à gradient d'indice, il faut repartir de la technique proposée par Luneburg [1]. Cette technique proposée permet, à partir de points focaux conjugués quelconques, d'obtenir la distribution d'indice au sein d'une lentille sphérique. La géométrie du problème et les notations utilisées par Luneburg sont représentées figure 3.4.

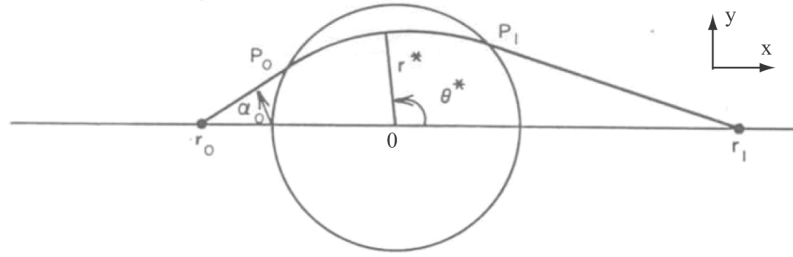


FIG. 3.4 – Géométrie et notations utilisées par Luneburg [1]

Les rayons lumineux se propagent dans un milieu de distribution d'indice  $n(r)$  continu et variable. Il est imposé au rayon de passer par les points  $(x_0 = -r_0, y_0 = 0)$  et  $(x_1 = r_1, y_0 = 0)$ . On introduit également la notation  $\rho = rn(r)$  où  $\rho$  est une fonction monotone. Luneburg a alors prouvé que la distribution d'indice est alors donnée par l'équation 3.5 :

$$\ln(n) = \ln\left(\frac{\rho}{r}\right) = \omega(\rho, r_0) + \omega(\rho, r_1) \text{ avec } \omega(\rho, a) = \frac{1}{\pi} \int_{\rho}^1 \frac{\sin^{-1}(t/a)}{\sqrt{t^2 - \rho^2}} dt. \quad (3.5)$$

La distribution radiale de l'indice au sein d'une lentille sphérique donnant deux points focaux aux distances  $r_0$  et  $r_1$  se déduit de cette équation (Equation 3.5).

Selon la distribution considérée, Luneburg ou MFE, les valeurs de  $r_0$  et  $r_1$  sont différentes :

Pour Luneburg,  $r_0 = 1$  et  $r_1 \rightarrow \infty$  car un point focal à l'entrée de la lentille permettra d'obtenir une onde plane à grande distance. Pour la lentille MFE normale,  $r_0 = 1$  et  $r_1 = 1$  puisqu'à partir d'un point focal sur la lentille sphérique on en retrouve un de l'autre côté de la lentille (figure 3.5).

Pour ces lois classiques, on aboutit alors aux lois connues et qui nous ont intéressées, à savoir Luneburg (Equation 3.6) et Maxwell Fish Eye (Equation 3.7) :

$$n(r) = \sqrt{2 - r^2} \quad (3.6)$$

$$n(r) = \frac{2}{1+r^2} \quad (3.7)$$

Ces lois dites "classiques" permettent ainsi de voir que pour la lentille de Luneburg la constante diélectrique au sein du volume varie de 1 à l'extérieur à 2 au centre, alors que pour la lentille de Maxwell Fish Eye (MFE) cette même constante varie de 1 à l'extérieur à 4 au centre.

Cependant il est possible de modifier ces lois "classiques". Pour la lentille MFE par exemple, les points focaux conjugués peuvent ne plus être collés à la lentille mais écartés de celle-ci. Afin de démontrer cela, on peut alors dire que  $r_0 = a$  et  $r_1 = a$  et dans ce cas, la distribution d'indice  $n$  au sein de la lentille est donnée par (Equation 3.8) :

$$n = \left( \sqrt{1 + \sqrt{1 - (\rho/a)^2}} \exp \left( -\frac{1}{\pi} \int_1^a \frac{\sin^{-1}(t/a)}{\sqrt{t^2 - \rho^2}} dt \right) \right)^2 \quad (3.8)$$

L'intégrale présente dans cette équation 3.8 ne possède pas de solution analytique connue, mais elle peut être calculée numériquement et est donnée dans [6]. Cette loi modifiée permettra entre autres d'utiliser une constante plus faible que 4 au centre de la lentille, ce qui peut simplifier sa réalisation technologique. Pour illustrer le bon fonctionnement de cette loi "modifiée", on représente par exemple figure 3.6 les lois internes de deux lentilles MFE pour le cas où le point focal est pris sur la lentille ( $a = 1$ ) et le cas où il se situe à l'extérieur ( $a = 1.25$ , en pointillé).

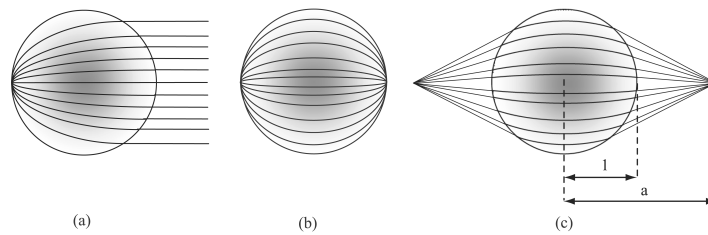


FIG. 3.5 – Tracé de rayons pour une lentille de Luneburg (a), pour une lentille MFE (b) et une lentille MFE modifiée (c)

### 3.1.2 Technique de réalisation choisie et d'optimisation de la discrétisation du gradient

#### 3.1.2.1 Technique d'assemblage de coquilles homogènes

Il est impossible de respecter parfaitement la loi continue d'indice au sein de la lentille, quelque soit le type de gradient d'indice. Afin de l'approcher au mieux, la technique la plus répandue et qui a été choisie lors de cette étude est celle des coquilles.

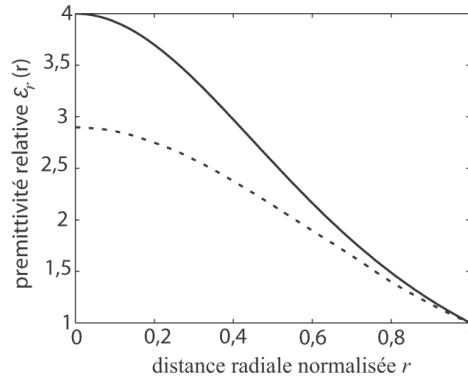


FIG. 3.6 – Distribution de la permittivité diélectrique pour une lentille MFE classique et modifiée.

La société Emerson&Cuming [7] a été la première à proposer cette solution. Il s'agit d'imbriquer des coquilles hémisphériques homogènes concentriques permettant ainsi de discrétiser la loi continue. Dans notre cas, la difficulté majeure a été la réalisation des dites coquilles (Société Emerson&Cuming) par usinage du fait que la plupart des lentilles qui seront détaillées dans ce chapitre ont été optimisées pour des applications dans le domaine des ondes millimétriques (50, 77 et 110 GHz). De ce fait, les coquilles sont souvent fines (quelques millimètres) tout en présentant dans certains cas des rayons de plusieurs dizaines de millimètres.

Comme nous le verrons plus tard, un problème inhérent à cette technique de discrétisation, est la possible présence de gaps d'air entre les coquilles. Afin de quantifier les effets de ceux-ci une étude paramétrique a notamment été menée.

Une fois choisie cette technique d'assemblage de coquilles, il a semblé primordial de trouver une technique afin d'optimiser les rayons et les permittivités diélectriques des coquilles pour approcher au mieux la loi et ainsi optimiser les performances des lentilles et de leurs sources associées.

### 3.1.2.2 Optimisation des paramètres des coquilles

Il est rappelé ici que les lois idéales d'indice pour Luneburg et MFE suivent la distribution de permittivité relative suivante avec  $r$  la distance radiale normalisée :

$$\epsilon_r^{th}(r) = 2 - r^2 \quad (3.9)$$

$$\epsilon_r^{th}(r) = \frac{4}{(1 + r^2)^2} \quad (3.10)$$

Avec une lentille à  $N$  coquilles, la distribution continue est approximée par une fonction constante par morceaux. Cette approximation est nommée  $\epsilon_r^{rec}$ . L'objectif a donc été d'optimiser les rayons et permittivités diélectriques des coquilles ( $r_i$  et  $\epsilon_i$ )

afin de minimiser la fonction de coût  $C$  qui mesure la différence entre  $\epsilon_r^{th}(r)$  et  $\epsilon_r^{rec}(r)$  sur le volume de la lentille (Equation 3.11) :

$$C = \int_{V_{lens}} |\epsilon_r^{th}(r) - \epsilon_r^{rec}(r)|^q dV. \quad (3.11)$$

Si  $q$  est choisi égal à l'infini, ceci revient à faire une optimisation selon le critère du minmax. D'autres optimisations ont été faites avec  $q = 1$  et  $q = 2$ , mais c'est la méthode selon le critère du minmax qui fournit la meilleure optimisation, c'est donc celle qui a été choisie et qui est explicitée ici dans un souci de synthèse. En outre, cette technique d'optimisation est simple et conduit aux résultats suivants permettant d'extraire très aisément les paramètres ( $r_i$  et  $\epsilon_i$ ) pour chaque coquille.

En fait, les permittivités optimales  $\epsilon_i^*$  sont :

$$\epsilon_i^* = \epsilon_r^{th}(0) - (2i - 1)M \quad (3.12)$$

Où l'on peut exprimer  $M$  (Equation 3.13) par :

$$M = \frac{\epsilon_r^{th}(0) - \epsilon_r^{th}(1)}{(2N + 1)} \quad (3.13)$$

Ceci revient à dire que pour la lentille de Luneburg et la lentille MFE,  $M$  est égal respectivement à  $M=1/(2N+1)$  et  $M=3/(2N+1)$ .

Les rayons optimums correspondants sont tels que :

$$\epsilon_r^{th}(r_i^*) = \epsilon_i^* - M \quad (3.14)$$

### 3.1.2.3 Validation de la méthode d'optimisation

Afin de valider cette méthode d'optimisation des coquilles constituant la lentille, deux lentilles à 3 coquilles ont été optimisées par la méthode du minmax et cette dernière est comparée à d'autres techniques d'optimisation trouvées dans la littérature. Les antennes lentilles designées sont représentées figure 3.7. La première structure (figures (a) et (b)) est une lentille de Luneburg de diamètre  $\Phi = 4\lambda_0$  à la fréquence de 6 GHz. Elle est illuminée par un guide d'onde ouvert qui est situé à une distance  $h$  de la lentille. Ce paramètre  $h$  est important lorsque l'on souhaite optimiser la directivité de l'antenne lentille. La seconde lentille est de type half Maxwell Fish Eye (HMFE) de diamètre  $\Phi = 4\lambda_0$  excitée par une antenne alimentée par fente et fonctionnant à 50 GHz.

Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour optimiser les lentilles de Luneburg basées sur une technique d'imbrication de plusieurs coquilles. Ces méthodes tout comme celle que nous avons développée, permettent d'obtenir les paramètres des coquilles indépendamment de la source primaire. Dans [8], les auteurs ont décidé de choisir des incréments d'indice (ou de permittivité) égaux et de choisir les rayons correspondants à l'indice (ou à la permittivité) moyenne dans la lentille.

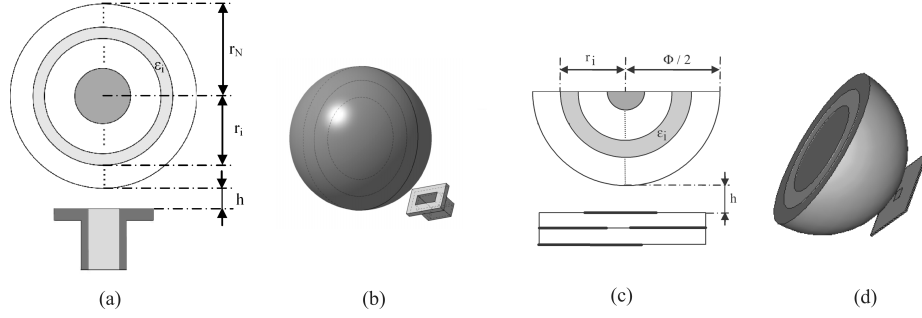


FIG. 3.7 – Lentille de Luneburg ((a),(b)) et lentille HMFE ((c), (d)) utilisées pour valider l'optimisation.

Ces lentilles à indice égal sont ici nommées EI et à permittivité égale nommées EP. Pour les lentilles à indice égal (EI), pour  $i$  variant de 1 à  $N-1$ , il vient :

$$n_{i+1} - n_i = (\sqrt{2} - 1)/N \quad (3.15)$$

$$n_1 = \sqrt{2} \quad (3.16)$$

$$r_i = (\epsilon_r^{th})^{-1}((n_i^2 + n_{i+1}^2)/2) \quad (3.17)$$

Pour les lentilles à permittivité égale (EP), pour  $i$  variant de 1 à  $N-1$ , il vient :

$$\epsilon_{i+1} - \epsilon_i = (2 - 1)/N \quad (3.18)$$

$$\epsilon_1 = 2 \quad (3.19)$$

$$r_i = (\epsilon_r^{th})^{-1}((\epsilon_i + \epsilon_{i+1})/2) \quad (3.20)$$

Dans [9], les auteurs proposent de prendre les rayons des coquilles tels que l'aire projetée de chaque coquille soit égale et choisissent les permittivités diélectriques pour optimiser la focalisation de chaque coquille. Les lentilles sont dites à aire égale (EA) et sont alors définies par :

$$\pi r_1^2 = \pi(r_{i+1}^2 - r_i^2) \quad (3.21)$$

$$\epsilon_i = \epsilon_r^{th}((r_{i+1} + r_i)/2) \quad (3.22)$$

Enfin les lentilles uniformes sont considérées, c'est à dire que chaque coquille a la même épaisseur et la permittivité est égale à la permittivité du rayon moyen de la lentille idéale. Pour ces lentilles U, les caractéristiques sont donc :

$$r_{i+1} - r_i = 1/N \quad (3.23)$$

$$\epsilon_i = \epsilon_r^{th}((r_{i+1} + r_i)/2) \quad (3.24)$$

Des lentilles de Luneburg (à 6 GHz) ont donc été dimensionnées avec les différentes méthodes et les directivités obtenues en fonction de la distance source lentille ont été simulées. Nous donnons tout d'abord dans le tableau 3.1 les caractéristiques des lentilles, à savoir les rayons normalisés et les permittivités diélectriques.

TAB. 3.1 – Caractéristiques des lentilles de Luneburg à 3 coquilles simulées

type de lentille	rayons extérieurs des coquilles $r_i$	permittivités des coquilles $\epsilon_i$
indice égal (EI)	0,44 ; 0,74 ; 1	2 ; 1,63 ; 1,30
permittivité égale (EP)	0,41 ; 0,71 ; 1	2 ; 1,67 ; 1,33
aire égale (EA)	0,58 ; 0,82 ; 1	1,83 ; 1,5 ; 1,16
uniforme (U)	0,33 ; 0,67 ; 1	1,95 ; 1,72 ; 1,28
optimisée avec $q = \infty$	0,53 ; 0,75 ; 0,93	1,86 ; 1,57 ; 1,28

Il ressort de ces simulations effectuées avec CST Microwave Studio, que les meilleures directivités sont obtenues pour une distance source (guide ouvert) lentille de  $h=0,1\lambda_0$ . Parmi les méthodes d'optimisation testées, notre méthode basée sur la technique du minmax donne la directivité la plus forte, soit 21.8 dBi alors que les autres techniques donnent des résultats situés entre 20.5 et 21.6 dBi. Ces comparaisons valident notre technique pour les lentilles de Luneburg.

Les mêmes types de comparaison ont été effectuées pour les lentilles HMFE, illuminées par une pastille alimentée par fente à 50 GHz. Les caractéristiques sont cette fois résumées dans le tableau 3.2 :

TAB. 3.2 – Caractéristiques des lentilles HMFE à 3 coquilles simulées

type de lentille	rayons extérieurs des coquilles $r_i$	permittivités des coquilles $\epsilon_i$
uniforme (U)	0,33 ; 0,67 ; 1	3,62 ; 2,58 ; 1,46
aire égale (EA)	0,58 ; 0,82 ; 1	3,13 ; 1,85 ; 1,22
optimisée avec $q = \infty$	0,36 ; 0,57 ; 0,82	3,57 ; 2,72 ; 1,86

Cette fois encore, notre technique permet d'aboutir à la directivité la plus forte, soit 20.9 dBi et ceci pour une distance source lentille de  $h=0,33\lambda_0$ .

L'ensemble de ces études sur l'optimisation et la conception de lentilles multi-coquilles à gradient d'indice a fait l'objet de publications IEEE publiées en 2006 [10] et 2007 [11]. Il est important de noter que cette technique est très simple à implémenter et ne nécessite donc pas de moyens informatiques particuliers.

## 3.2 Etude des performances des lentilles HMFE et Luneburg en focalisation

### 3.2.1 Méthode d'analyse choisie

Des logiciels électromagnétiques 3D ont été largement utilisés afin de simuler ces antennes lentilles jusque dans les bandes des ondes millimétriques. Il est possible de citer parmi ces logiciels : CST Microwave Studio, Ansoft HFSS et FEKO. Afin de les valider et les comparer, ces 3 logiciels commerciaux ont été testés sur une structure commune, une lentille HMFE, à 77 GHz, et dont les paramètres n'étaient pas encore optimisés avec la méthode du minmax. Cette lentille de diamètre  $6,15\lambda_0$ , soit 24mm, est alimentée par un guide d'onde ouvert. La lentille est composée de 3 coquilles d'épaisseurs égales et dont les permittivités diélectriques sont respectivement de 4 ; 2,5 et 1,5. Les diagrammes dans les plans E et H sont fournis figure 3.8 pour les 3 logiciels.

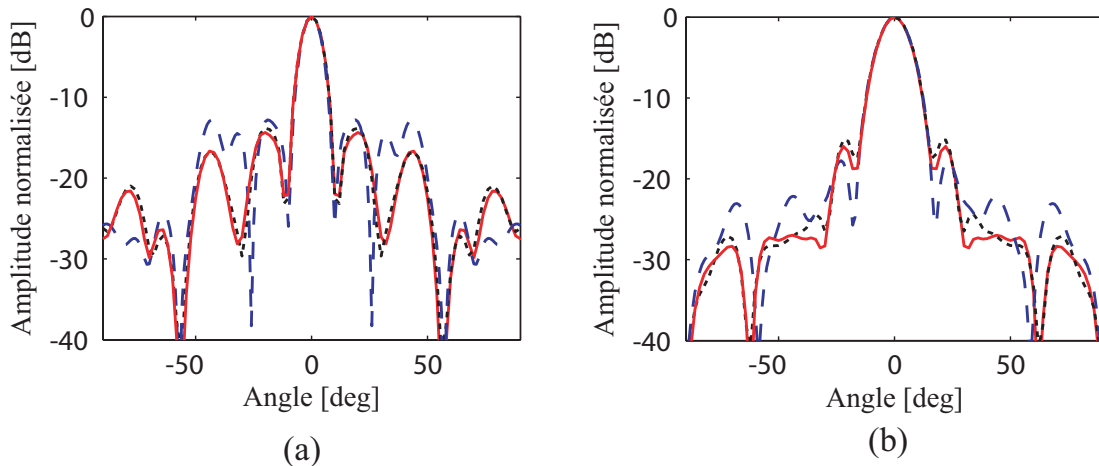


FIG. 3.8 – Diagrammes de rayonnement en champ lointain [(a) plan E et (b) plan H] d'une lentille HMFE de diamètre  $6,15\lambda_0$  alimentée par un guide d'onde. Ils sont obtenus par différents logiciels commerciaux : CST Microwave Studio<sup>®</sup> (—), FEKO<sup>®</sup> (···) et Ansoft HFSS<sup>®</sup> (— —).

Les diagrammes trouvés pour les 3 logiciels sont très proches ce qui valide leur utilisation. Cependant, la structure testée est de dimension assez faible ( $6,15\lambda_0$ ) comparée à la longueur d'onde. Dans le cas d'antennes lentilles de grandes dimensions ( $15$  ou  $20\lambda_0$ ), un problème de taille et de temps de calcul peut alors se poser. Il a donc été décidé durant la thèse de B. Fuchs de développer un code de calcul permettant de simuler des lentilles de grandes dimensions. Pour atteindre cet objectif, une collaboration avec l'Université du Colorado, et plus particulièrement Sébastien Rondineau, a été mise en place durant la thèse. En effet, ce dernier, a durant sa thèse à l'IETR [12], travaillé notamment sur l'analyse de structures sphériques par la méthode de



raccordement des modes, dite "Mode Matching Technique". Il a donc été décidé durant la thèse de B. Fuchs d'étendre cette méthode aux structures hémisphériques afin de pouvoir simuler des lentilles de type HMFE, et non plus simplement des lentilles de Luneburg. En outre, jusqu'alors, les sources associées aux lentilles n'étaient pas réelles. Il a donc semblé particulièrement important de pouvoir prendre en compte des sources réelles (guide d'onde, antennes imprimées, ..) afin de pouvoir simuler des dispositifs antennaires réels et réalisables.

Ce travail de modélisation électromagnétique est détaillé dans la thèse de B. Fuchs, je ne développerai donc pas volontairement ici la méthode en détail mais je vais en expliquer les grandes étapes car cette méthode a par la suite permis de concevoir et de simuler des antennes lentilles de type HMFE ayant des diamètres importants (jusqu'à  $15\lambda_0$ ).

### 3.2.1.1 Méthode d'analyse : explications générales

Les structures étudiées étant de forme sphérique (lentille de Luneburg) ou hémisphérique (lentille HMFE), il apparaît assez naturel dans ce cas de décomposer le champ électromagnétique sur les modes sphériques. En outre, pour ces structures de forme sphériques, la solution de l'équation d'Helmholtz est analytique, c'est pourquoi on parlera ici de méthode d'analyse analytique ou semi-analytique.

L'objectif final étant de pouvoir simuler des lentilles éclairées par une source réelle, la première étape consiste à simuler le rayonnement de la source dans le vide à l'aide d'un logiciel de simulation 3D (CST Microwave Studio dans notre cas). Ensuite par l'application du principe d'équivalence, on obtient les courants équivalents électriques et magnétiques sur une surface entourant cette source. Ces courants équivalents sont alors projetés sur la base modale sphérique afin d'obtenir les coefficients modaux pour cette source. A partir de ceux-ci, le champ incident peut alors être calculé.

La seconde étape consiste alors à calculer le champ diffusé par la lentille stratifiée, c'est à dire composée de plusieurs coquilles différentes. C'est ici qu'est appliquée la "technique de raccordement des modes" ou "Mode Matching Technique" (MTT). Pour les lentilles de forme sphérique, les conditions aux limites, à savoir la continuité des composantes tangentielles du champ électromagnétique sont appliquées à chaque interface entre deux coquilles diélectriques afin de calculer les coefficients modaux à l'intérieur de chaque coquille. Enfin, le champ électromagnétique total est calculé comme étant la superposition des champs incidents et diffusés.

Concernant les lentilles de forme hémisphérique (HMFE), plusieurs étapes sont nécessaires :

La même méthode que précédemment est appliquée tout d'abord pour une lentille sphérique, puis le champ est calculé sur le plan médian (à la moitié de la lentille).

Ensuite, la discontinuité entre le diélectrique et l'air au niveau du côté plat de la lentille est alors considérée en appliquant la continuité des composantes tangentielles du champ électromagnétique. Ceci permet de déduire des nouveaux courants électriques et magnétiques équivalents qui rayonnent dans l'air.

La figure 3.9 résume les étapes décrites ci-dessus.

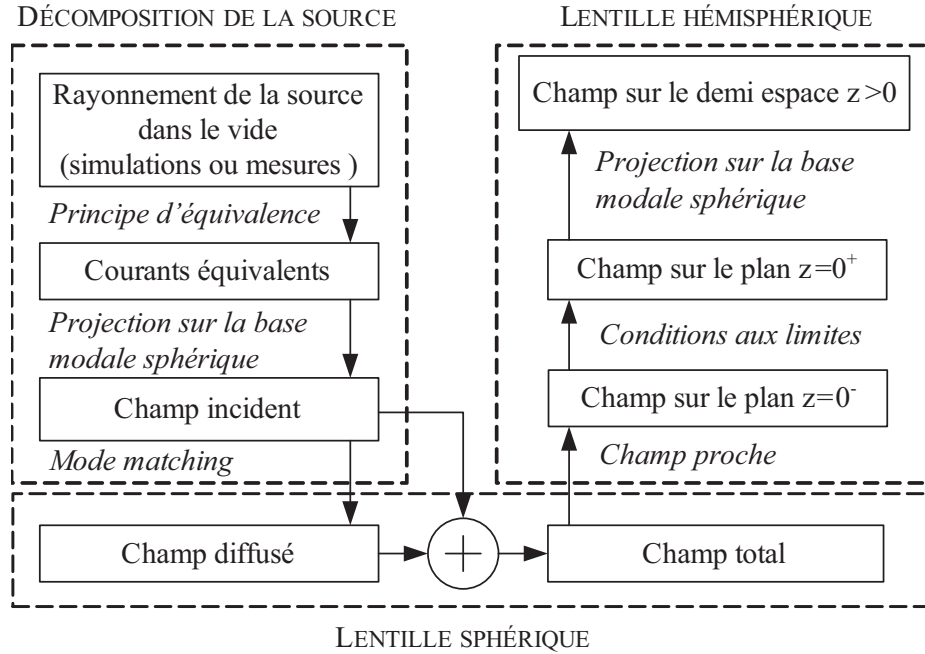


FIG. 3.9 – Schéma résumant les étapes de la décomposition de la source sur la base modale sphérique ainsi que les étapes permettant l'analyse des lentilles sphériques puis hémisphériques.

### 3.2.1.2 Validations de la méthode d'analyse

Un des aspects très intéressant de cette méthode d'analyse, réside dans la possibilité de prendre en compte des sources réelles, ce qui avait été peut fait auparavant. Afin de valider la décomposition sur la base modale sphérique des courants équivalents obtenus pour la source à partir d'une simulation électromagnétique 3D, on donne ici un exemple en comparant les résultats en termes de diagrammes de rayonnement obtenus avec la méthode analytique et ceux extraits de CST Microwave Studio. Pour ce faire, un guide d'onde ouvert dans la bande des 77 GHz a tout d'abord été simulé avec CST (figure 3.10(a)). Les courants sont extraits sur une boîte entourant l'antenne selon un maillage cartésien de taille  $\lambda_0/10$ . Ces courants sont alors décomposés sur les fonctions d'ondes sphériques afin d'obtenir les coefficients modaux de la source. Avec ceux-ci, il est alors possible de calculer le diagramme de rayonnement en champ lointain de cette source. C'est ce diagramme qui est ici comparé à celui obtenu directement par CST (figure 3.10(b,c)).

Afin de valider la méthode pour une structure hémisphérique, une lentille HMFE excitée par ce guide d'onde WR10 a été analysée par la MTT et les résultats en diagramme de rayonnement sont comparés à ceux obtenus avec CST, HFSS et FEKO.

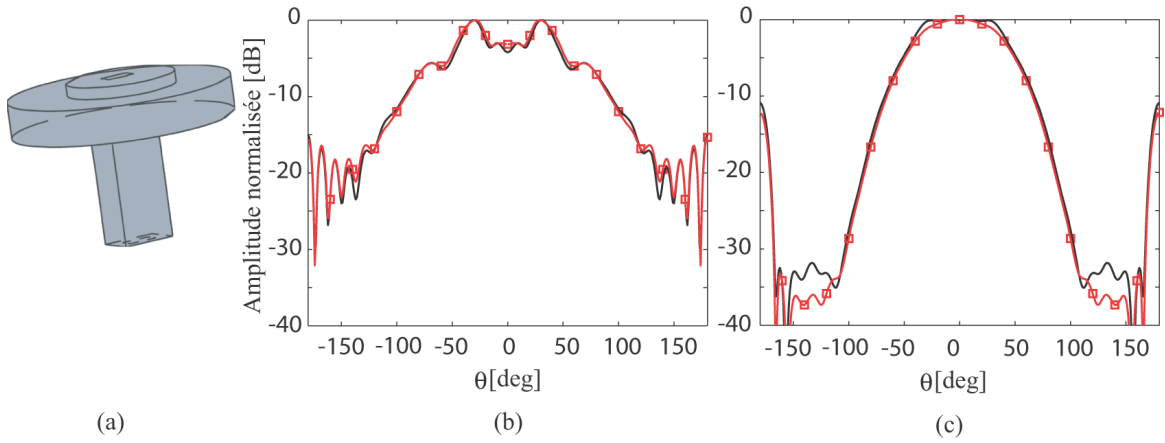


FIG. 3.10 – (a) Vue tri-dimensionnelle du guide ouvert WR10. Comparaisons de ses diagrammes de rayonnement en champ lointain ((b) plan E et (c) plan H) obtenus par MMT (—) et simulés avec CST Microwave Studio<sup>®</sup> (□) à 77 GHz.

Cette antenne ayant fait l'objet de la réalisation d'un prototype, les résultats de mesures sont également présentés. Le design de cette lentille et de la source est fourni figure 3.11(a). Les résultats en termes de diagrammes de rayonnement dans les deux plans sont quant à eux fournis figure 3.11(b, c) à la fréquence de 77 GHz. Il est aisé de voir qu'un bon accord est obtenu ce qui valide la méthode analytique MTT. Concernant la directivité, la valeur obtenue avec la MTT est de 21,9 dBi alors que HFSS, FEKO et CST montrent respectivement des valeurs de 21.4 dBi, 21.6 dBi et 22.3 dBi.

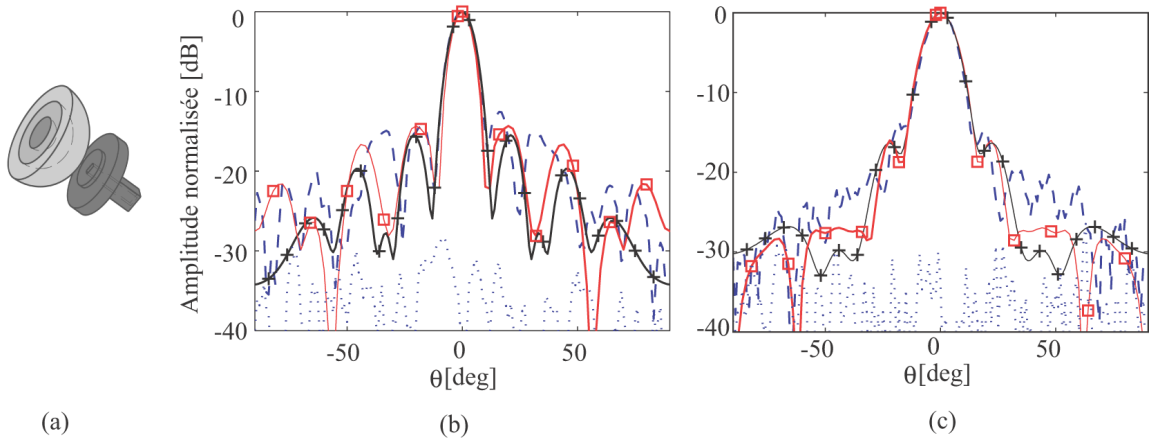


FIG. 3.11 – (a) Vue tri-dimensionnelle de l'antenne lentille HMFE à 3 coquilles, de diamètre  $6,15 \lambda_0$  à 77 GHz, alimentée par un guide d'onde ouvert WR10. Comparaison des diagrammes de rayonnement en champ lointain ((b) plan E et (c) plan H) de l'antenne lentille obtenus par MMT (+), simulés par CST Microwave Studio<sup>®</sup> (□) et mesurés [co-pol (— — —) et cross-pol (· · ·)].

Ces différentes simulations ont permis de valider la méthode d'analyse. Cette dernière a fait également l'objet d'une publication IEEE en 2008 [13] et de plusieurs présentations dans des conférences internationales [14, 15, 16]. Cette méthode a alors été utilisée pour quantifier les performances des lentilles HMFE comparativement à celles de Luneburg. En effet, la lentille de Luneburg a fait l'objet dans la littérature de nombreuses études et est donc bien connue. Ce n'est pas le cas de la lentille HMFE (Oeil de Poisson de Maxwell) car si elle était connue en terme de loi de gradient d'indice, à notre connaissance aucune étude n'avait été menée concernant sa conception et ses performances. Nous avons donc durant ces études de lentilles à gradient d'indice déposé un brevet en 2005 et qui a été publié en 2007 [17].

### 3.2.2 Etude des performances des lentilles HMFE en bandes millimétriques

De nombreuses études paramétriques ont été faites afin de quantifier les performances des lentilles HMFE. La bande de 77 GHz a été choisie pour ces investigations, car l'objectif final était de concevoir, de réaliser et de caractériser de telles lentilles pour les applications de radar d'aide à la conduite. Plusieurs prototypes de lentilles HMFE ont ainsi pu être dimensionnés puis réalisés permettant d'obtenir des antennes présentant des gains entre 21 et 30 dB environ. Toutes les réalisations des lentilles à coquilles ont été assurées par la société Emerson&Cuming.

Parmi les nombreuses études paramétriques, nous présentons ici les plus significatives dans un souci de synthèse, à savoir :

- Influence du nombre de coquilles constituant la lentille à gradient d'indice.
- Influence du diamètre des lentilles à gradient d'indice.
- Influence des gaps d'air entre les coquilles.

Les performances des lentilles HMFE ont été pour chaque étude paramétrique, comparées à celles obtenues avec des lentilles de Luneburg. Pour les études présentées ici, les paramètres des  $N$  coquilles sont choisis pour  $i \in \{1, \dots, N\}$  tel que :

$r_i = i/N$ , les lentilles ont la même épaisseur,

$\epsilon_i = 4 / ((2i - 1) / (2N))^2$  pour les permittivités constituant les lentilles HMFE,

$\epsilon_i = 2 - (2i - 1) / (2N)$  pour les permittivités constituant les lentilles de Luneburg.

#### 3.2.2.1 Influence du nombre de coquilles

Comme prévu, à diamètre fixé, plus le nombre de coquilles constituant la lentille stratifiée augmente, et plus la loi reconstruite approchera la loi continue idéale. Donc, les performances de la lentille se rapprocheront du cas d'une lentille idéale. Sont ici considérées des lentilles HMFE et de Luneburg présentant un diamètre de  $10\lambda_0$  et excitées par un guide d'onde ouvert à 77 GHz. Les résultats concernant la directivité et le rendement d'ouverture sont présentés figure 3.12(a) pour la lentille HMFE et

figure 3.12(b) pour la lentille de Luneburg. le rendement d'ouverture est calculé en faisant le rapport de la directivité obtenue sur la directivité d'une ouverture circulaire de diamètre identique à celui des lentilles.

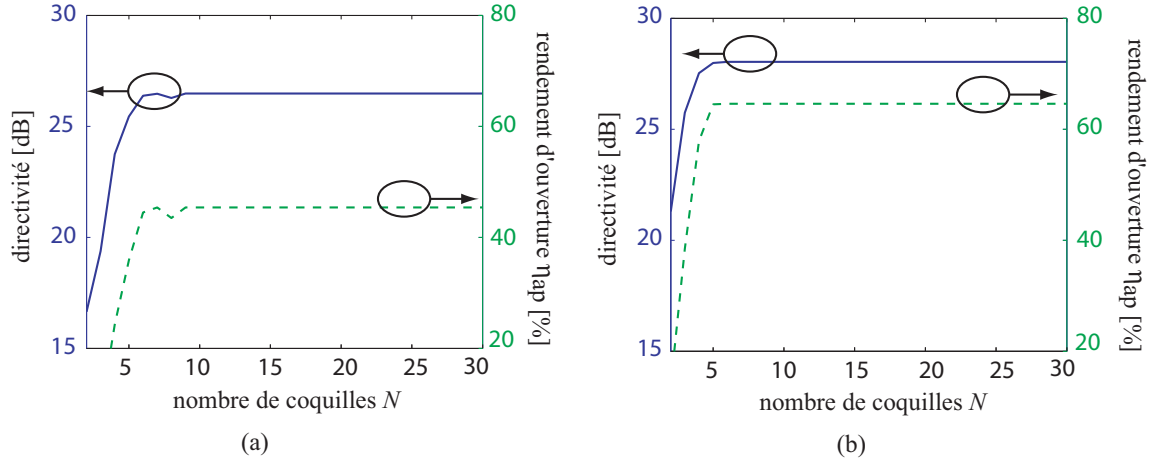


FIG. 3.12 – Influence du nombre de coquilles sur la directivité et le rendement d'ouverture  $\eta_{ap}$  d'une lentille (a) HMFE et (b) Luneburg de diamètre  $10 \lambda_0$  illuminée par un guide d'onde WR10 ouvert.

La directivité et le rendement d'ouverture augmentent donc avec le nombre de coquilles, mais il ne sert à rien de dépasser un nombre de 6 coquilles pour la lentille HMFE et de 5 pour la lentille de Luneburg, car ensuite les valeurs n'augmentent plus. Ce résultat est intéressant car, d'un point de vue réalisation, il permet de quantifier le nombre de coquilles minimum nécessaire en fonction du diamètre de la lentille.

La directivité tout comme le rendement d'ouverture est plus faible pour les lentilles HMFE que pour les lentilles de Luneburg, mais ceci vient du fait que le volume de diélectrique est double pour la lentille de Luneburg (sphère) par rapport à la lentille HMFE (demi-sphère).

Il est également intéressant de regarder l'impact du nombre de coquilles sur les diagrammes de rayonnement pour des lentilles de  $20\lambda_0$ . Pour cela, les diagrammes de rayonnement dans le plan E, à 77 GHz, sont présentés pour les cas de 5, 10 et 20 coquilles. Ils sont respectivement représentés figure 3.13(a) pour la lentille HMFE et figure 3.13(b) pour la lentille de Luneburg. Dans le cas de la lentille HMFE, la convergence du diagramme de rayonnement est plus lente, c'est à dire que pour un nombre de coquilles faible (5), les niveaux de lobes secondaires remontent plus violemment que pour le cas de la lentille de Luneburg. A nombre de coquilles égal, ceci est logique car la loi de la lentille HMFE est plus difficilement approchable du fait que la permittivité varie de 4 à 1, alors qu'elle ne bouge que de 2 à 1 pour la lentille de Luneburg.

Si on observe l'impact du nombre de coquilles sur l'adaptation de l'antenne lentille, on va très vite s'apercevoir que le nombre de coquilles influe très peu sur le coeffi-

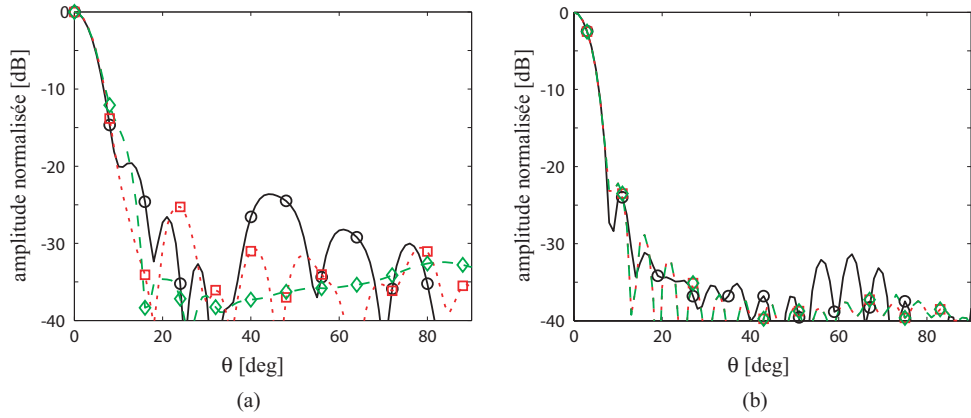


FIG. 3.13 – Influence du nombre de coquilles (5 (○), 10 (□) et 20 (◇)) sur le diagramme de rayonnement en champ lointain dans le plan E pour une lentille (a) HMFE et (b) Luneburg de diamètre  $20 \lambda_0$  illuminée par un guide d'onde WR10 ouvert.

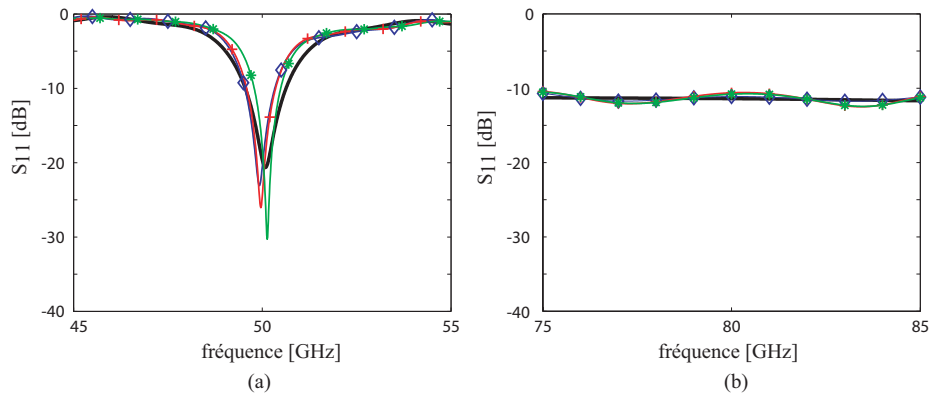


FIG. 3.14 – Influence du nombre de coquilles d'une lentille HMFE, 3 (◇), 5 (+) et 10 (\*), sur le  $S_{11}$  de l'antenne [(a) une antenne imprimée alimentée par fente et (b) un guide d'onde WR10 ouvert]. (-) est le  $S_{11}$  de la source seule.

cient de réflexion. D'ailleurs le coefficient de réflexion de la source seule est quasiment identique à celui de la source associée à la lentille. Ceci vient du fait que les coquilles successives jouent le rôle de couches d'adaptation permettant ainsi d'annuler quasiment les réflexions sur la source. Ceci est un avantage particulièrement intéressant des lentilles à gradient d'indice si on les compare aux lentilles homogènes. Ceci signifie également qu'il est possible de concevoir la source indépendamment de la lentille d'un point de vue adaptation. Pour valider cette non modification de l'adaptation de la source avec la lentille HMFE, des résultats sont présentés figure 3.14(a) pour une source imprimée alimentée par fente à 50 GHz et figure 3.14(b) pour une source guide d'onde WR10 ouvert autour de 80 GHz. On s'aperçoit ainsi que le  $S_{11}$  est quasi

identique par rapport à celui de la source et ceci quelque soit le nombre de coquilles (entre 3 et 10).

### 3.2.2.2 Influence du diamètre des lentilles

Pour cette étude, des lentilles HMFE et de Luneburg, constituées tout d'abord de 10 coquilles, sont considérées et illuminées par un guide d'onde ouvert WR10. Les diamètres varient de 2 à  $30\lambda_0$ . Les résultats en termes de directivité et de rendement d'ouverture sont fournis figure 3.15(a) pour la lentille HMFE et figure 3.15(b) pour la lentille de Luneburg.

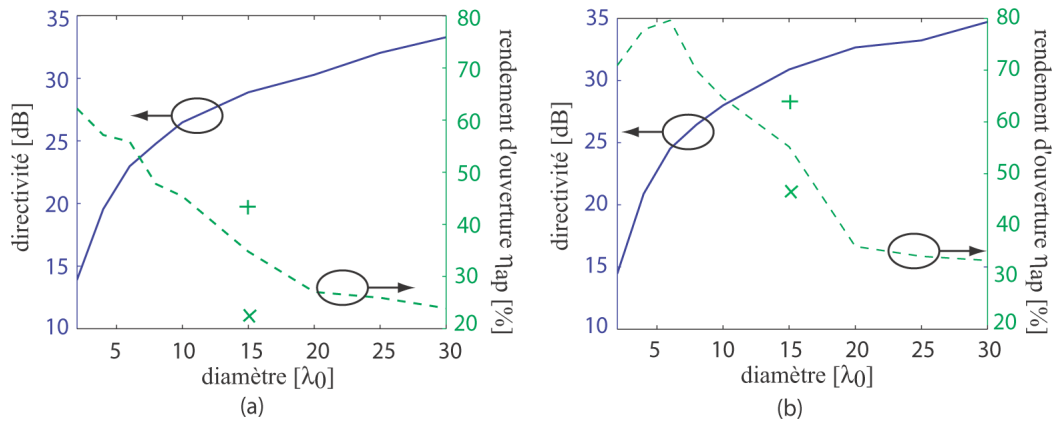


FIG. 3.15 – Influence du diamètre des lentilles (a) HMFE et (b) Luneburg à 10 coquilles illuminées par un guide d'onde WR10 ouvert sur la directivité et le rendement d'ouverture  $\eta_{ap}$  avec, pour un diamètre de  $15\lambda_0$ , le rendement d'ouverture de lentilles à 5 (x) et 20 (+) coquilles.

Quand le diamètre augmente devant la longueur d'onde, la directivité des antennes augmente également. Mais dans le même temps la directivité d'une ouverture circulaire de même diamètre augmente plus vite ce qui a pour conséquence de faire baisser le rendement d'ouverture des lentilles inhomogènes à nombre de coquilles fixé. Donc pour ralentir cette chute du rendement, la seule solution consiste à augmenter le nombre de coquilles.

En conclusion, ceci veut dire que plus le diamètre est important et plus le nombre de coquilles doit l'être, ceci étant d'autant plus vrai pour la lentille HMFE dont la loi est plus difficilement approchable.

Jusqu'à là, il apparaît assez nettement que les performances des lentilles HMFE sont moindres que celles des lentilles de Luneburg pour un diamètre donné et un nombre de coquilles donné. Cependant, le volume de diélectrique mis en jeu n'est pas le même. En effet, pour les lentilles de Luneburg, le volume de diélectrique est le double de celui des lentilles HMFE. Il a donc été décidé de comparer les directivités des deux types de lentilles, non plus à diamètre égal, mais à volume égal. Dans ce cas, les directivités sont très proches, l'écart étant inférieur à 1 dB en faveur de la lentille de Luneburg.

### 3.2.2.3 Influence des gaps d'air

L'objectif de l'ensemble de ce travail étant la conception et la réalisation d'antennes lentilles stratifiées aux longueurs d'ondes millimétriques, les épaisseurs des coquilles sont le plus souvent faibles (quelques millimètres). Or pour la fabrication des lentilles, plusieurs coquilles sont imbriquées, ce qui induit quasi obligatoirement des gaps d'air entre coquilles qui ne peuvent plus être négligés vues les longueurs d'ondes considérées. Une étude de l'impact de ces gaps d'air a donc été menée. Pour cela, dans un souci de simplicité de simulation, un gap d'air d'épaisseur variable (entre 0 et  $0.1\lambda_0$ , soit entre 0 et 0.4mm à 77 GHz) a été ajouté entre chaque coquille de diélectrique. Les lentilles considérées ici sont de type HMFE ou Luneburg, de diamètre  $10\lambda_0$  et excitées par un guide d'onde WR10 ouvert. Le nombre de coquilles choisi est de 5, 10 ou 20. Sont donnés figure 3.16, les résultats en termes de directivité et de rendement d'ouverture en fonction de l'épaisseur des gaps d'air et du nombre de coquilles constituant les lentilles.

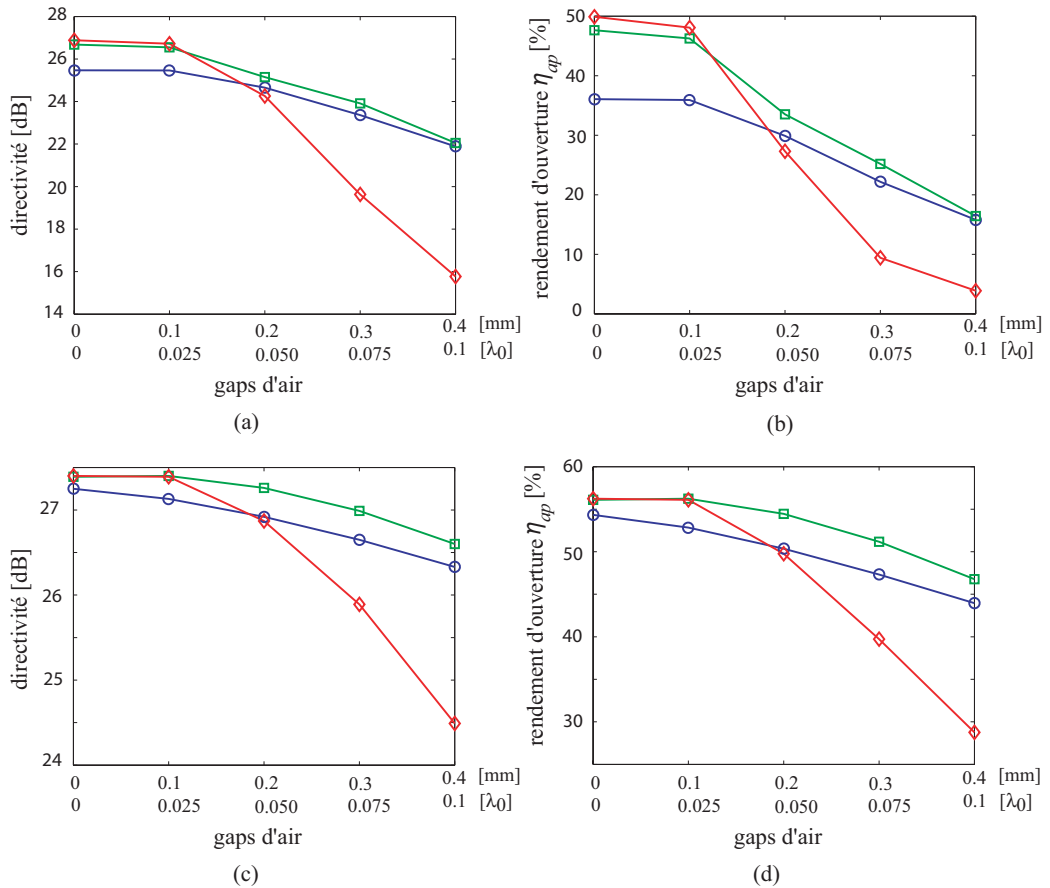


FIG. 3.16 – Influence des gaps d'air sur la directivité et le rendement d'ouverture  $\eta_{ap}$  de lentilles HMFE (a,b) et de Luneburg (c,d). Ces lentilles, de diamètre  $10\lambda_0$ , sont alimentées par un guide d'onde WR10 ouvert. Elles ont 5 (○), 10 (□) et 20 (◇) coquilles.



Plus l'épaisseur des gaps d'air est importante, plus la directivité et le rendement d'ouverture des antennes lentilles s'en trouve dégradé. En outre, plus le nombre de coquilles est grand et plus les performances se dégradent. De façon générale, l'impact des gaps d'air est donc très néfaste pour les lentilles stratifiées, ceci étant d'autant plus vrai pour les lentilles HMFÉ car la permittivité en leur sein varie de 1 à 4. En conséquence, dans les lentilles HMFÉ les sauts de permittivité dus aux gaps d'air sont beaucoup plus importants notamment pour les coquilles constituant le coeur des lentilles.

Si ces résultats peuvent sembler catastrophiques pour les performances des lentilles, il faut tout de même nuancer cette conclusion. En effet, la situation choisie, à savoir de mettre un gap d'air entre chaque coquille, est la plus défavorable qui soit et peu réaliste pratiquement. D'après les observations faites sur les prototypes fabriqués, les gaps d'air sont le plus souvent limités à 0.1mm et ne sont pas présents entre toutes les coquilles, ce qui induira des chutes de rendement plus faibles.

#### **3.2.2.4 Influence de la position de la source par rapport à la lentille**

Théoriquement, si la loi est considérée idéale et continue, le point focal de la lentille se situe sur la surface des lentilles à gradient d'indice. Mais, dans le cas des lentilles multicoquilles, la loi étant discrétisée, la position de la source ne se situera pas en contact de la lentille mais à une distance  $h$  de celle-ci. De plus, le point focal théorique devient en fait une tâche focale à proximité de la lentille. Dans les études paramétriques qui ont précédé, cette distance  $h$  était fixée et sans doute non optimisée. Cependant, lors de la conception réelle d'antennes lentilles, cette position doit être trouvée afin d'optimiser la focalisation induite par la lentille.

Une première solution testée et validée est de faire varier cette distance  $h$  entre source et lentille et de prendre le cas le plus favorable en terme de directivité si c'est ce paramètre que l'on souhaite maximiser. Il est important également de comprendre que cette distance dépendra bien évidemment de la lentille (diamètre, nombre de coquilles, caractéristiques des coquilles) mais également de la source choisie. En effet, des investigations menées à 50 GHz, durant le projet européen MIPA [4] et qui sont résumées dans [17] ont montré que la distance est par exemple un peu différente si l'on considère une source imprimée seule ou un réseau de 4 sources imprimées.

Afin d'expliquer les phénomènes, une étude avec CST Microwave Studio est montrée ici, où des lentilles HMFÉ de diamètre variable (de  $2$  à  $8\lambda_0$ ) et constituées de 3, 9 et 15 coquilles sont illuminées par une onde plane. En observant la densité de puissance le long de l'axe de propagation, on peut ainsi déduire la position de la tâche focale. Les résultats sont fournis en fonction de la position normalisée ( $z$ ), c'est à dire que  $z=1$  correspond à la surface de la lentille (figure 3.17).

Il est possible de remarquer que plus le diamètre de la lentille est grand, plus la densité de puissance captée par la lentille est importante, ce qui semble logique et la directivité des antennes sera donc d'autant plus importante.

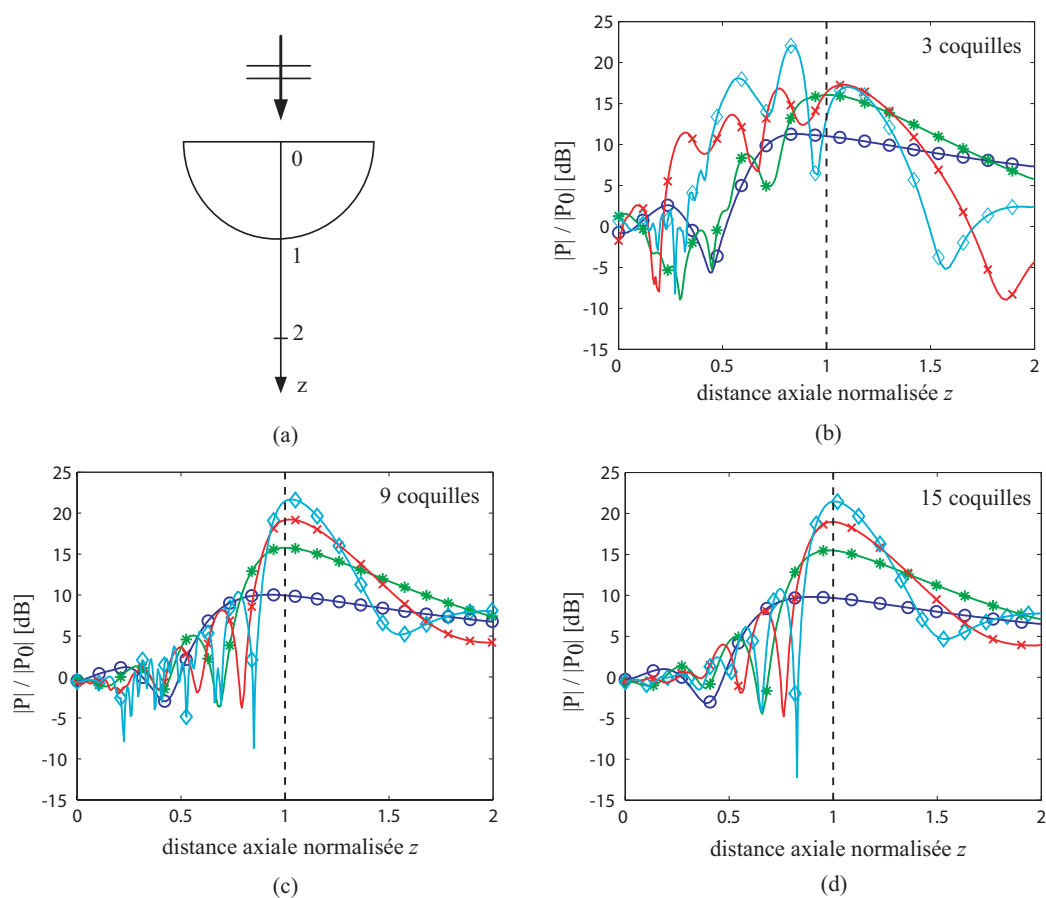


FIG. 3.17 – Distribution de la densité de puissance normalisée ( $|P|/|P_0|$ ) le long de l'axe  $z$  de lentilles HMFE à 3 (b), 9 (c), 15 (d) coquilles de diamètre  $2$  ( $\circ$ ),  $4$  ( $*$ ),  $6$  ( $\times$ ) et  $8 \lambda_0$  ( $\diamond$ ) illuminées par une onde plane se propageant selon  $+\hat{z}$  comme schématisé en (a).

Ces résultats montrent également que plus le nombre de coquilles est important et plus la position de la zone focale se rapproche de la lentille. Ceci est normal puisque la loi discrétisée se rapproche de la loi idéale pour laquelle on a un point focal à la surface de la lentille.

Une étude a également été faite pour étudier la distance optimale source-lentille en fonction de la source considérée. La lentille présente ici un diamètre de  $6\lambda_0$  et est constituée de 6 coquilles. Elle est illuminée soit par un dipôle, une antenne alimentée par fente, un guide d'onde ouvert ou bien un cornet. Les résultats sont alors présentés figure 3.18 en fonction de la distance axiale normalisée  $z$  comme précédemment. La position optimale pour maximiser la directivité se situe entre  $z=1.05$  et  $z=1.06$  pour les différentes sources.

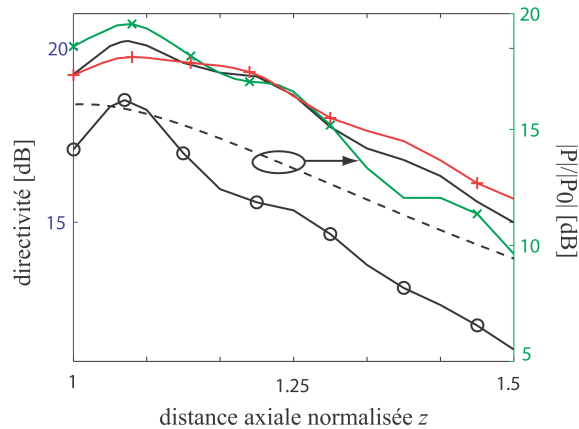


FIG. 3.18 – Directivité d'une lentille HMFE à 6 coquilles de diamètre  $6\lambda_0$  illuminée par un dipôle ( $\circ$ ), une antenne imprimée alimentée par fente ( $\times$ ), un guide d'onde ouvert ( $-$ ) et un cornet ( $+$ ) en fonction de la distance axiale normalisée i.e. la distance source-lentille. La distribution de la densité de puissance normalisée ( $|P|/|P_0|$ ) le long de l'axe de cette même lentille excitée par une onde plane est tracée en pointillés.

Il est donc indispensable de trouver la meilleure distance source-lentille lorsque l'on conçoit des antennes lentilles stratifiées. Ce paramètre est d'ailleurs sensible et peut expliquer quelques différences dans les résultats des diagrammes de rayonnement des concepts d'antennes lentilles réalisés et mesurés dans la partie suivante.

### 3.2.3 Réalisation et caractérisation d'antennes lentilles HMFE en bande millimétrique

Sont présentés dans cette partie les concepts d'antennes lentilles de type HMFE qui ont été développés depuis 2002 et le début de cette activité durant le projet européen MIPA.

### 3.2.3.1 Lentille HMFE et source imprimée associée à 50 GHz

Le premier prototype d'antenne lentille HMFE a été développé durant le projet Européen MIPA qui avait pour objectif la conception d'une antenne efficace servant de source à un réflecteur. Si la solution retenue a été de type réseau d'antennes stackées imprimées multicouches, une deuxième solution avait été envisagée associant une lentille de type HMFE avec un diamètre de  $6,15\lambda_0$  (24mm) à 48.7 GHz, constituée de 3 coquilles et illuminée par un réseau de 4 sources imprimées. Au moment de la conception de cette solution, l'algorithme d'optimisation permettant de trouver les rayons  $r_i$  et les permittivités  $\epsilon_i$  des coquilles n'avait pas été développé. Les caractéristiques choisies pour la lentille sont résumées dans le Tableau 3.3 où les matériaux utilisés apparaissent.

TAB. 3.3 – Caractéristiques du prototype de la lentille HMFE à 3 coquilles et de son support

rayons extérieurs $r_i$ [mm]	permittivités $\epsilon_i$	matériau (Emerson & Cuming)
4	4	Eccostock <sup>®</sup> HiK500F K-4
8	2,5	Eccostock <sup>®</sup> HiK500F K-2,5
12	1,5	Eccostock <sup>®</sup> LoK K-1,5
support en mousse	1,04	Eccostock <sup>®</sup> SH-2

La représentation du design source-lentille ainsi que les résultats de simulation avec la méthode MTT et avec CST sont présentés figure 3.19 pour les diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux. Cette lentille HMFE a été réalisée et le prototype est représenté figure 3.20.

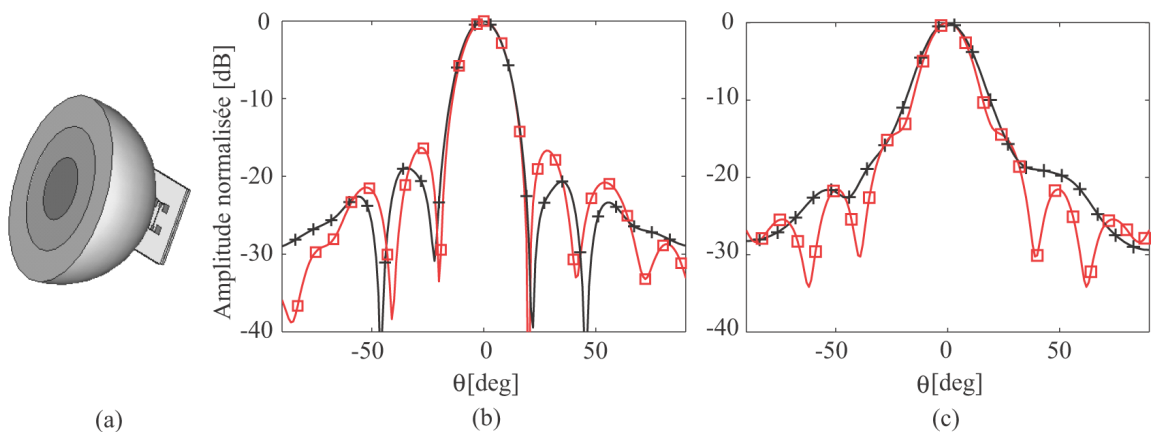


FIG. 3.19 – (a) Vue tri-dimensionnelle du réseau de quatre antennes imprimées alimentant la lentille HMFE à 3 coquilles de diamètre  $4\lambda_0$  à 50 GHz. Comparaison des diagrammes de rayonnement en champ lointain ((b) plan  $E$  et (c) plan  $H$ ) de l'antenne lentille obtenus par MMT (+) et simulés par CST Microwave Studio<sup>®</sup> (□).



FIG. 3.20 – Photographies de la lentille HMFE à 3 coquilles avec et sans son support en mousse.

En terme de mesure, les diagrammes de rayonnement mesurés sont présentés figure 3.21 respectivement pour les plans E et H à la fréquence de 48.7 GHz.

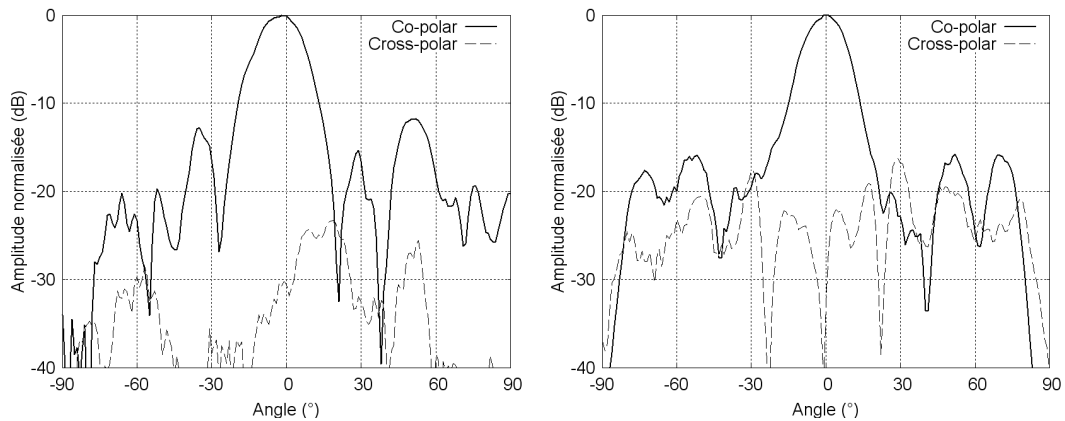


FIG. 3.21 – Lentille 3 coquilles associée au réseau imprimé à 48.7 GHz. Diagrammes de rayonnement mesurés en composante principale et croisée dans le plan E (gauche) et dans le plan H (droite).

L'accord est globalement satisfaisant même si des différences apparaissent concernant le niveau des lobes secondaires notamment dans le plan E. La maîtrise de la distance source lentille ( $h$ ) durant les mesures peut expliquer ces différences. Enfin, il a été vérifié que l'adaptation de la configuration source+lentille était proche de celle de la source. Les mesures comparées du S11 de la source seule et de celle-ci associée à la lentille sont présentées figure 3.22. Les résultats montrent que le coefficient de réflexion est très peu modifié par la présence de la lentille, ce qui était attendu car les coquilles diélectriques servent de couches d'adaptation, évitant ainsi les réflexions sur la source.

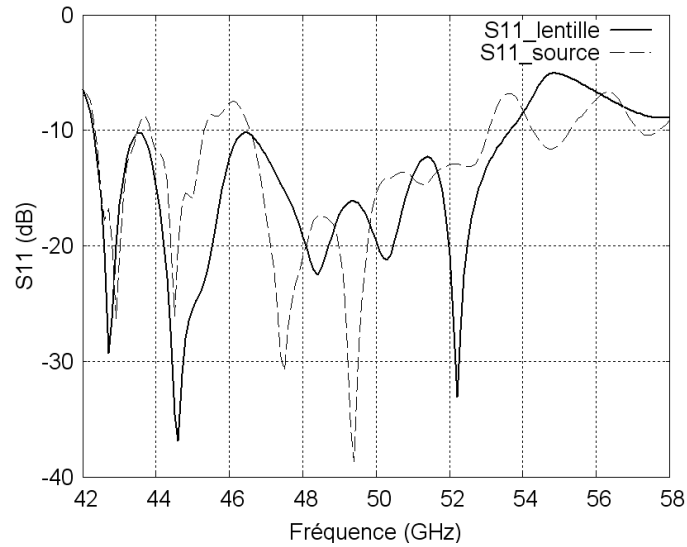


FIG. 3.22 – Lentille 3 coquilles associée au réseau imprimé à 48.7 GHz. Module du coefficient de réflexion (S11) de la source seule et de la source associée à la lentille.

### 3.2.3.2 Lentille HMFE et guide ouvert en bande W

La même lentille que précédemment a également fait l'objet d'une caractérisation en bande W. A 77 GHz, le diamètre de 24mm représente  $6.15\lambda_0$ . Dans ce cas, la lentille est illuminée par un guide d'onde WR10 ouvert. Les adaptations du guide seul et associé à la lentille sont représentées figure 3.23(a). Le gain est quant à lui fournit figure 3.23(b) entre 75 et 85 GHz. Sur cette bande le gain moyen mesuré (en tenant compte de la désadaptation) est de 21.7 dB. La directivité moyenne sur cette même bande, obtenue par calcul, est de 22.6 dBi. Ces résultats correspondent à une efficacité due aux pertes d'environ 80%, ce qui est un excellent résultat vues les fréquences considérées. Cependant, il faut toutefois estimer également le rendement d'ouverture de cette structure. Une ouverture circulaire rayonnante de 24mm de diamètre présente à 77 GHz une directivité de 25.7 dBi. Donc le rendement de surface est d'environ 50%. Le rendement global de cette antenne lentille à 77 GHz est donc proche de 40%.

Les diagrammes de rayonnement mesurés à 76, 77 et 78GHz pour ce cas sont présentés figure 3.24 (a) et (b) respectivement pour les plans E et H. Plusieurs fréquences ont été considérées afin de montrer la très bonne stabilité des diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence.

### 3.2.3.3 Lentille HMFE à 9 coquilles et guide ouvert en bande W

Dans certaines applications, citons par exemple le radar d'aide à la conduite, les antennes doivent présenter une directivité forte, d'au moins 30 dBi. Dans cet objectif, il a été décidé d'étudier une lentille HMFE, en bande W, permettant d'aboutir à ce type de directivité élevée. Une lentille de 60mm de diamètre a ainsi été optimisée.

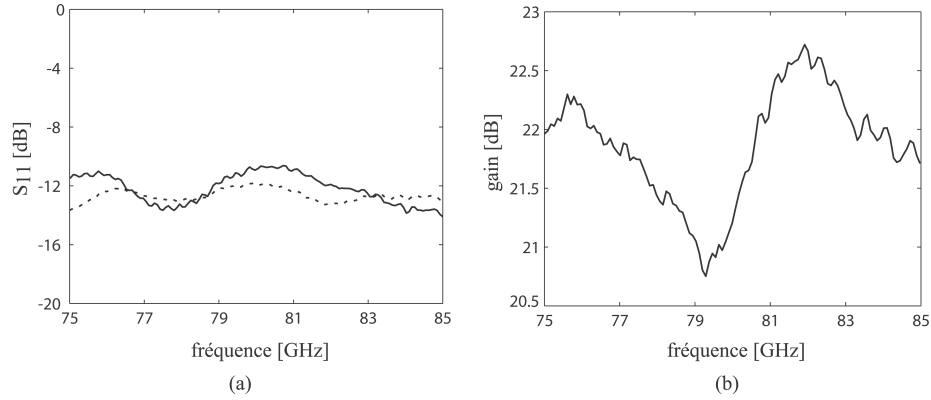


FIG. 3.23 – (a) Adaptation ( $S_{11}$ ) du guide WR10 seul (—) et avec la lentille HMFE à 3 coquilles (···) et (b) gain de l'antenne lentille correspondante dans la bande 75 – 85 GHz.

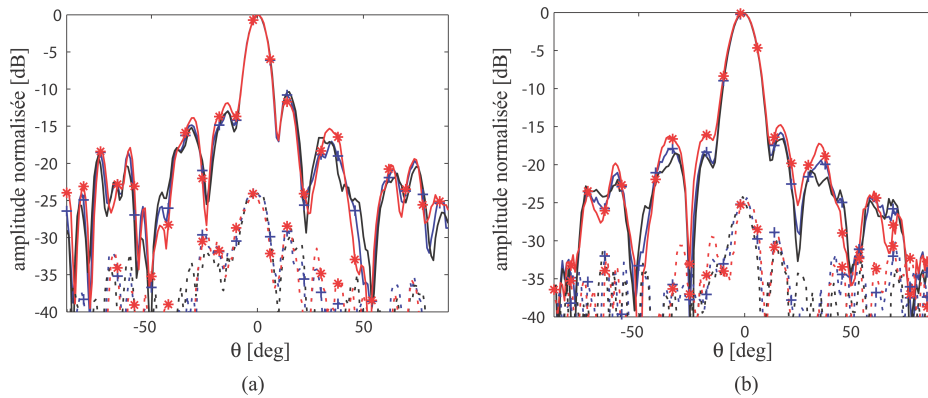


FIG. 3.24 – Diagrammes de rayonnement en champ lointain (polarisation principale (—) et croisée (···)) de la lentille HMFE à 3 coquilles illuminée par un guide d'onde WR10 ouvert dans le plan E (a) et H (b) à 76 (+), 77 (—) et 78 (\*) GHz.

A partir du critère du minmax, les épaisseurs des coquilles et leurs permittivités diélectriques ont pu être obtenues et sont résumées dans le tableau 3.4. Afin de maintenir un rendement d'ouverture correct, il a fallu choisir un nombre de coquilles plus important, à savoir 9 dans ce cas.

TAB. 3.4 – Caractéristiques du prototype de la lentille HMFE optimisée à 9 coquilles

rayons extérieurs $r_i$ [mm]	6,6	9,7	12,3	14,8	17,3	19,9	22,8	26,0	30
permittivités $\varepsilon_i$	3,84	3,53	3,21	2,89	2,58	2,26	1,95	1,63	1,32

Le prototype réalisé par la société Emerson & Cuming est représenté figure 3.25 ainsi que le montage global pour l'associer à la source guide ouvert.

Il est important de noter que ce guide ouvert a été dimensionné sans bride car le fait d'enlever celle-ci permet de limiter les ondulations dans le diagramme de rayonnement en plan E. Ceci permet, une fois la source associée à la lentille de limiter la remontée des lobes secondaires.

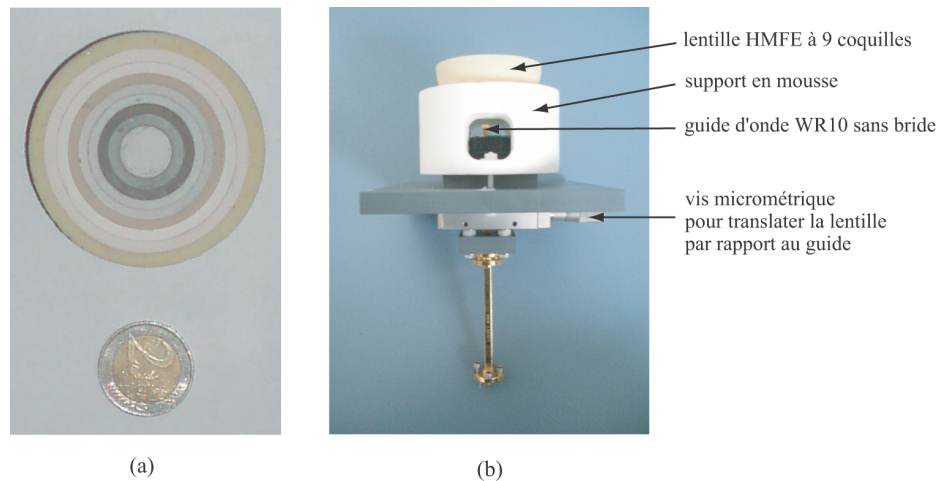


FIG. 3.25 – Photographies de : (a) la lentille HMFE à 9 coquilles et (b) l'antenne lentille composée du guide d'onde WR10 ouvert, d'une vis micrométrique, du support en mousse et de la lentille HMFE à 9 coquilles.

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 77 GHz sont présentés figure 3.26 respectivement pour les plans E (a) et H (b). Les résultats sont en bon accord dans le plan E, où l'on peut noter le très faible niveau des lobes secondaires et de la polarisation croisée. En plan H, la concordance est aussi bonne jusqu'à des niveaux de diagrammes de -18dB, cependant une formation de lobe est observée ce qui donne un diagramme élargi ensuite par rapport au résultat de simulation. Cet écart est sûrement dû à un défaut de fabrication de la lentille, car des essais ont été faits en tournant la lentille autour de son axe et le défaut change alors de plan.

En terme de S11 et de gain, les résultats sont fournis respectivement figures 3.27(a) et 3.27(b). L'adaptation est proche de -15 dB et est très stable sur la bande 75-110



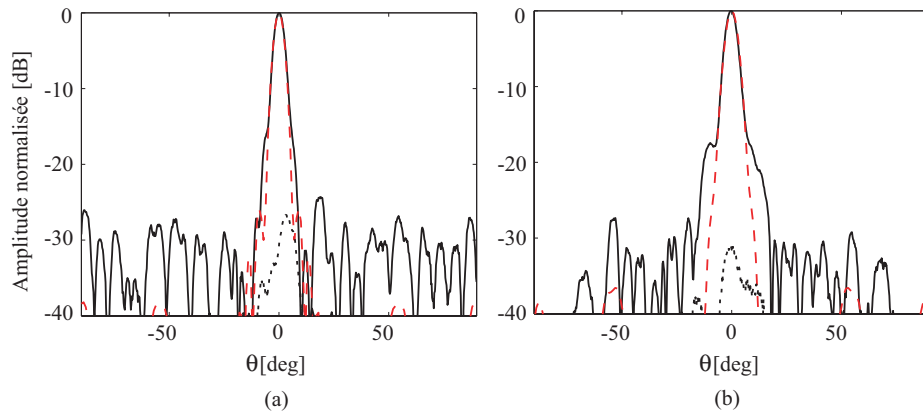


FIG. 3.26 – Diagrammes de rayonnement mesurés en champ lointain (polarisation principale (—) et croisée (···)) et obtenus par la MMT (— —) de la lentille HMFE optimisée à 9 coquilles illuminée par un guide d'onde WR10 ouvert et sans bride, dans le plan E (a) et H (b), à 77 GHz.

GHz, tout comme l'ait le coefficient de réflexion du guide ouvert seul. A la fréquence de 77 GHz, le gain mesuré est d'environ 28.5 dB, ce qui correspond à un rendement de pertes de 55% (directivité de 31.1 dBi). Le rendement d'ouverture est quant à lui de 58%.

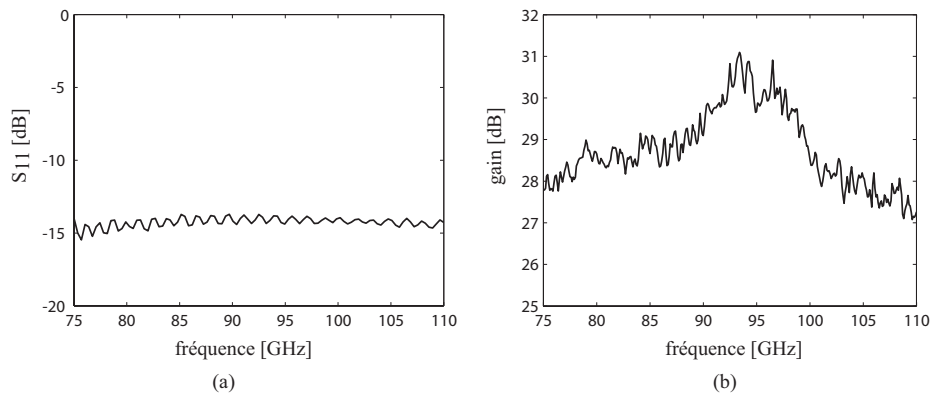


FIG. 3.27 – (a) Adaptation ( $S_{11}$ ) du guide WR10 sans bride avec la lentille HMFE à 9 coquilles et (b) gain de l'antenne lentille dans la bande 75 – 110 GHz.

Ces résultats sont très encourageants car ils permettent de conclure sur la bonne tenue des matériaux diélectriques en bande W. Les pertes se limitent à 2.5 dB pour une lentille à fort diamètre ( $15\lambda_0$ ). En outre, les diagrammes de rayonnement sont également très satisfaisants car les lobes secondaires sont faibles et le niveau de composante croisée également (-25 dB).

Afin de résumer les caractéristiques des antennes lentilles développées en bande W, le tableau 3.5 synthétise les résultats pour les deux lentilles à 3 et 9 coquilles à 77 GHz.

TAB. 3.5 – Performances mesurées des antennes lentilles HMFE à 77 GHz

		HMFE	HMFE
		3 coquilles	9 coquilles
diamètre	$\Phi$	$6,15 \lambda_0$	$15 \lambda_0$
angle d'ouverture à mi-puissance	$\Delta\theta_{-3 dB}$		
plan E : mesure (MMT)		$9,8^\circ (8,8^\circ)$	$4,6^\circ (4,6^\circ)$
plan H : mesure (MMT)		$12,2^\circ (13,4^\circ)$	$5,2^\circ (5,2^\circ)$
niveau des lobes secondaires			
plan E :		-12 dB	-25 dB
plan H :		-17 dB	-18 dB
niveau de la polarisation croisée		<-23 dB	<-27 dB
directivité simulée	$D$	22,6 dB	31,1 dB
gain mesuré	$G$	21,7 dB	28,5 dB
rendement de pertes	$\eta_L$	72 %	55 %
rendement d'ouverture	$\eta_{ap}$	51 %	58 %
rendement total	$\eta_T$	37 %	32 %

### 3.2.3.4 Lentille HMFE à 9 coquilles : Mesures à 110 GHz pour une future montée en fréquence

Les bonnes performances obtenues avec ces lentilles en bande W nous ont encouragés à la poursuite du travail et il a donc été décidé de quantifier les performances de cette lentille en montant en fréquence. Dans le cadre du Réseau d'Excellence européen sur les antennes (ACE2), une collaboration a été initiée avec l'Université Technologique d'Helsinki en Finlande. L'objectif est de caractériser la lentille à 9 coquilles jusqu'à 150-170 GHz, afin de voir si les matériaux peuvent encore être satisfaisants, c'est à dire présenter des pertes raisonnables.

A cet effet, des mesures préliminaires à 110 GHz ont donc été faites dans la chambre anéchoïde millimétrique de l'IETR. Dans ce cas, l'aspect alignement mécanique de la source avec la lentille est encore plus sensible qu'à 77 GHz. En outre, dans l'objectif de caractériser la lentille à 150 GHz avec l'aide des moyens de mesures de l'Université Technologique de Helsinki, la source choisie pour illuminer la lentille est un guide ouvert WR7 (bande 110 - 170 GHz). Les mesures des diagrammes de rayonnement dans les plans principaux, en polarisation principale et croisée sont présentés figure 3.28.

Finalement, est fournie figure 3.29 une représentation 3D du rayonnement de la lentille à 110 GHz, en fonction des angles d'azimut et d'élévation compris entre -10 et +10 degrés.

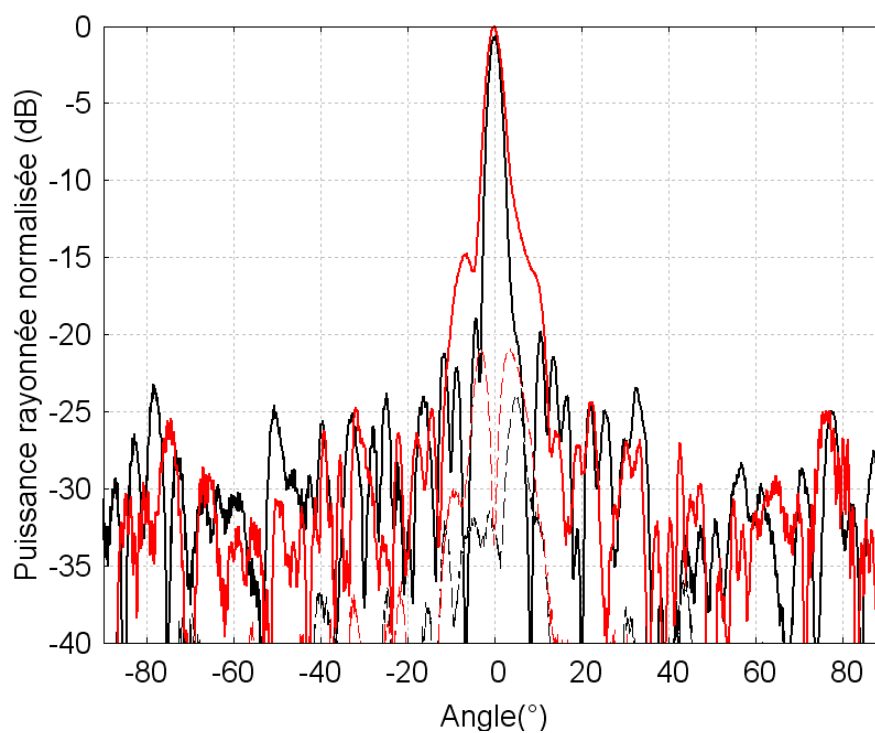


FIG. 3.28 – Lentille à 9 coquilles. Diagrammes de rayonnement mesurés à 110 GHz dans les plans principaux en polarisation principale et croisée.

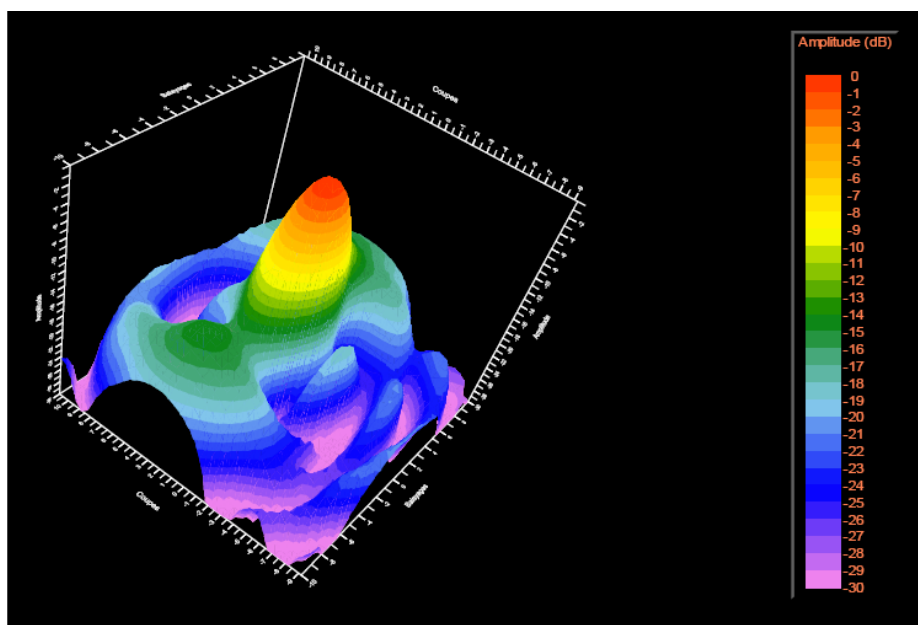


FIG. 3.29 – Lentille à 9 coquilles. Diagrammes de rayonnement 3D mesurés à 110 GHz.

### 3.2.4 Dépointage mécanique du faisceau

Dans cette partie sont décrites les capacités de balayage du faisceau des antennes lentilles HMFE. Dans la littérature, les applications relatives aux lentilles inhomogènes et permettant d'obtenir des antennes à balayage ou multifaisceaux, sont effectuées avec la lentille de Luneburg. En effet, celle-ci possède l'avantage d'avoir une infinité de points focaux sur sa surface ce qui lui confère de très bonnes performances en dépointage en déplaçant la source autour de la lentille et sans dégradation du diagramme de rayonnement.

A l'inverse, la lentille HMFE idéale ne possède qu'un seul point focal et la théorie de l'optique géométrique la concernant démontre théoriquement l'infaisabilité de diagrammes multifaisceaux. Mais, comme les lentilles réalisées ne sont pas idéales mais discrètes, le point focal devient en fait une zone focale et on peut alors obtenir un balayage du faisceau en déplaçant la source sous la lentille. Les cartographies de l'amplitude du champ électrique calculé par CST sont montrées au voisinage d'une lentille idéale (figure 3.30(a)) et d'une lentille discrète à 3 coquilles (figure 3.30(b)). La lentille à 3 coquilles, imparfaite, illuminée par une onde plane, fait donc apparaître clairement une zone focale plutôt qu'un point focal.

Dans cette partie, toutes les simulations d'antennes lentilles ont été effectuées avec CST Microwave Studio.

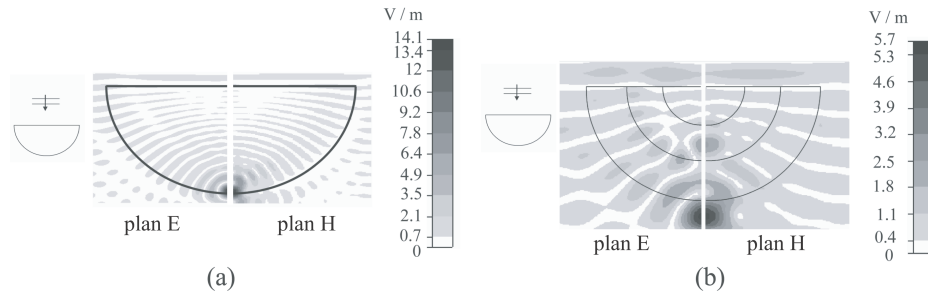


FIG. 3.30 – Cartographies de l'amplitude du champ électrique, calculé par CST Microwave Studio®, au voisinage d'une lentille HMFE excitée par une onde plane unitaire (a) quasi idéale de diamètre  $10\lambda_0$  et (b) à trois coquilles de diamètre  $4\lambda_0$ .

#### 3.2.4.1 Type de déplacement de la source par rapport à la lentille

Pour que le faisceau puisse se dépointier, il faut donc que la source se déplace sous la lentille. Ce déplacement peut être rectiligne ou circulaire comme il est représenté figures 3.31(a) et 3.31(b) respectivement.

Afin de comparer ces deux types de techniques pour obtenir le dépointage, une étude paramétrique a été faite à partir d'une lentille à 3 coquilles de diamètre  $6\lambda_0$  à 77 GHz. Pour le cas du déplacement rectiligne, l'angle de dépointage et la directivité sont donnés en fonction du déplacement par rapport au rayon de la lentille ( $X/R$ ) et de la distance source lentille ( $h/R$ ).

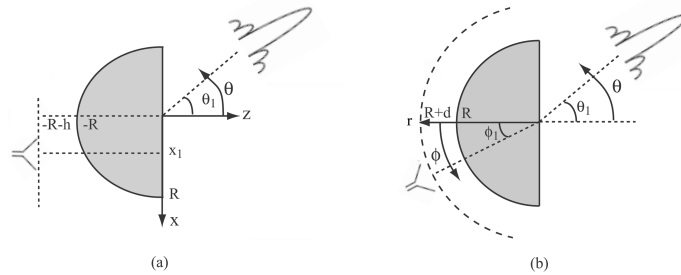


FIG. 3.31 – Dessin de principe, avec les notations utilisées pour les études paramétriques, du système antenne à dépointage de faisceau constitué d'une source et d'une lentille hémisphérique pour le cas d'un déplacement (a) rectiligne et (b) circulaire de la source.

Pour le déplacement circulaire, les mêmes angles de dépointage et directivité sont extraits mais cette fois en fonction de la rotation  $\phi$  et de la distance source lentille ( $d/R$ ). Le résultats sont donnés figure 3.32.

Il est aisé de voir que plus le désaxage augmente plus l'angle de dépointage augmente et plus la directivité maximale diminue. Pour une distance ( $h/R$  ou  $d/R$ ) d'environ  $0,1\lambda_0$ , on remarque que la directivité reste stable pour un large désaxage source-lentille. Cette remarque est importante car cela signifie que si la distance source lentille est bien choisie, la diminution de directivité lors du dépointage peut être minimisée. Mais dans ce cas, ce choix de distance source lentille ne donne pas la directivité maximale pour le système antenne.

Si l'on compare les deux techniques de désaxage, les résultats sont très légèrement plus favorables pour le déplacement circulaire, notamment en ce qui concerne l'angle maximum de dépointage. Ceci s'explique par le fait que tourner la source sous la lentille permet de mieux illuminer la lentille que pour un déplacement rectiligne.

Les diagrammes de rayonnement sont maintenant présentés figures 3.33(a) et (b) respectivement pour un déplacement rectiligne ( $X/R$ ) et en rotation ( $\phi$ ).

Il est alors possible de remarquer que le niveau des lobes secondaires remonte avec le dépointage mais reste tout à fait satisfaisant ( $\leq -12dB$ ).

Comme il a été spécifié au début de cette partie sur la capacité de dépointage des ces lentilles, celui ci est dû au fait que la loi n'est pas parfaitement respectée et qu'une zone focale apparaît. Ceci induit donc que pour obtenir un dépointage assez important du faisceau, il faudra choisir un nombre de coquilles limité. Dans le cas contraire, les performances en désaxage de l'antenne lentille s'en trouveraient dégradées.

Comme les résultats l'ont montré, les performances sont très proches lors d'un déplacement rectiligne ou circulaire, donc pour les réalisations expérimentales, il a semblé plus judicieux car plus simple mécaniquement de s'orienter vers un déplacement rectiligne de la source par rapport à la lentille.

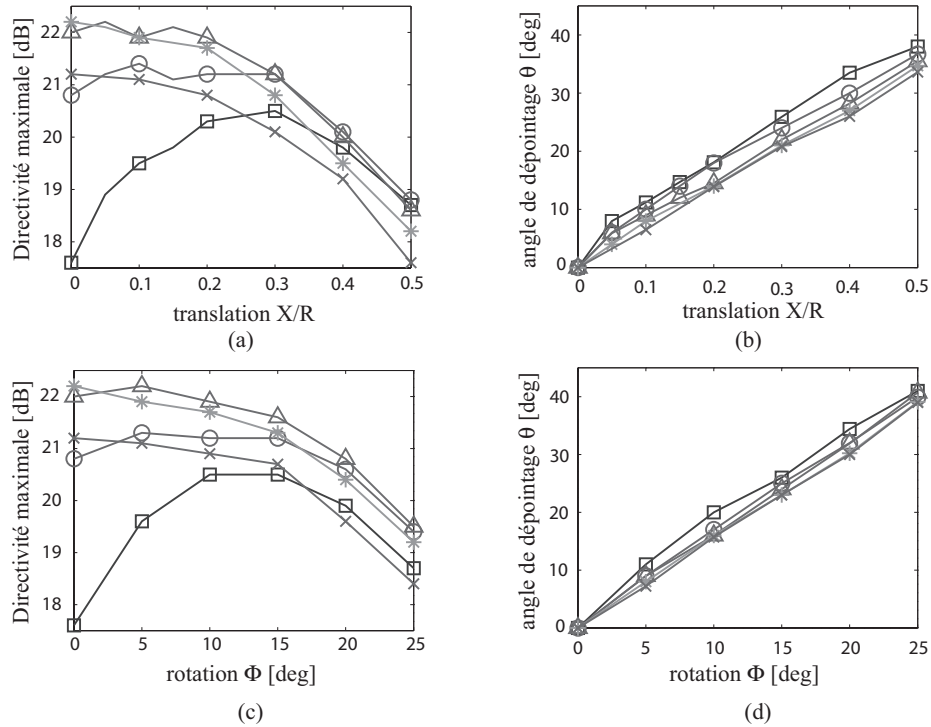


FIG. 3.32 – Directivité maximale et angle de dépointage pour la translation (a,b) et la rotation (c,d) de la source par rapport à la lentille pour différentes distances entre le guide d’onde et la lentille :  $h/R$  pour la translation et  $d/R$  pour la rotation sont égaux à 0,05 ( $\square$ ), 0,10 ( $\circ$ ), 0,15 ( $\triangle$ ), 0,20 ( $*$ ) et 0,25 ( $\times$ ).

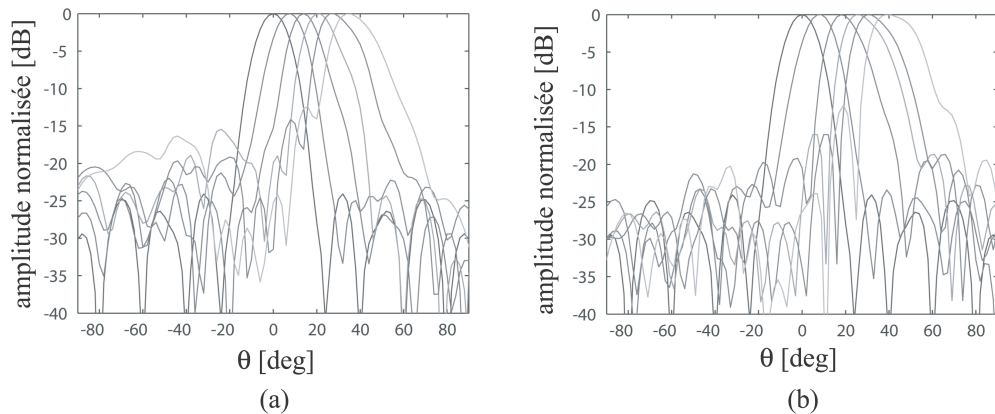


FIG. 3.33 – Diagrammes de rayonnement normalisés dans le cas (a) d’une translation de  $X/R = 0 ; 0,1 ; 0,2 ; 0,3 ; 0,4$  et  $0,5$  ainsi que (b) d’une rotation de  $\Phi = 0 ; 5 ; 10 ; 15 ; 20$  et  $25$  degrés.

Les résultats de caractérisation en bande W sont maintenant présentés afin de valider la capacité en dépointage des antennes lentilles HMFE.

### 3.2.4.2 Caractérisation de lentilles HMFE en dépointage et en bande W

Deux lentilles ont été considérées pour tester le balayage mécanique du faisceau. Une lentille à 3 coquilles de diamètre  $6,15\lambda_0$  non optimisée et déjà mesurée au paragraphe précédent, ainsi qu'une lentille à 9 coquilles de diamètre  $15\lambda_0$  optimisée et également caractérisée dans l'axe au paragraphe précédent. Les performances de ces lentilles en dépointage sont ici présentées à 77 GHz.

Pour la lentille à 3 coquilles excitée par un guide ouvert WR10, la translation de la source a été faite entre  $-0,6R$  et  $+0,6R$ , soit entre  $-7\text{mm}$  et  $+7\text{mm}$  par rapport à l'axe. Les angles de dépointage calculés et mesurés ainsi que les directivités calculées et les gains mesurés sont présentés figure 3.34. Les angles de dépointage simulés et mesurés sont en très bon accord. Il est possible également de voir apparaître les pertes induites par la lentille en estimant la différence entre directivité et gain mesuré. Cette différence de niveau faible prouve donc le bon rendement de pertes de notre antenne lentille en bande W. Les diagrammes de rayonnement mesurés sont maintenant présentés figure 3.35 et ceci pour un déplacement de la source limité à  $0,4R$ , permettant ainsi d'avoir une diminution maximale de directivité de  $3\text{dB}$ . Un balayage de  $\pm 20^\circ$  du faisceau peut ainsi être obtenu tout en conservant un niveau de lobes secondaires acceptable ( $-12\text{dB}$ ).

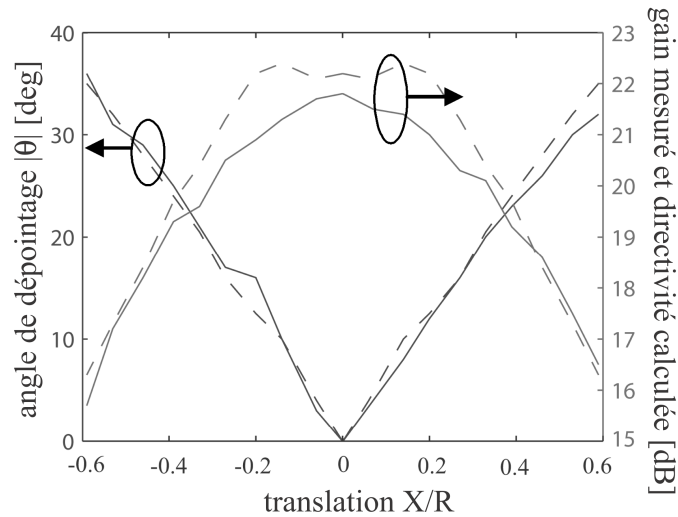


FIG. 3.34 – Angle de dépointage et directivité calculés (---) et angle de dépointage et gain mesurés (—) en fonction de la translation de la source par rapport à la lentille à 3 coquilles.

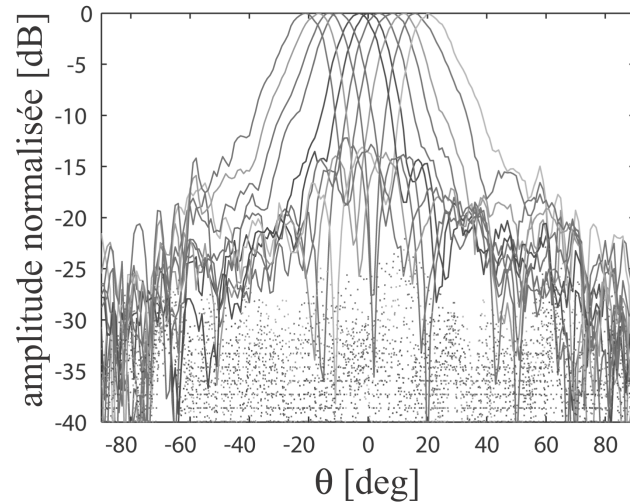


FIG. 3.35 – Diagrammes de rayonnement normalisés en champ lointain à 77 GHz [co-pol (—) et cross-pol ( $\cdots$ )] pour la configuration dans l'axe et 10 configurations désaxées.

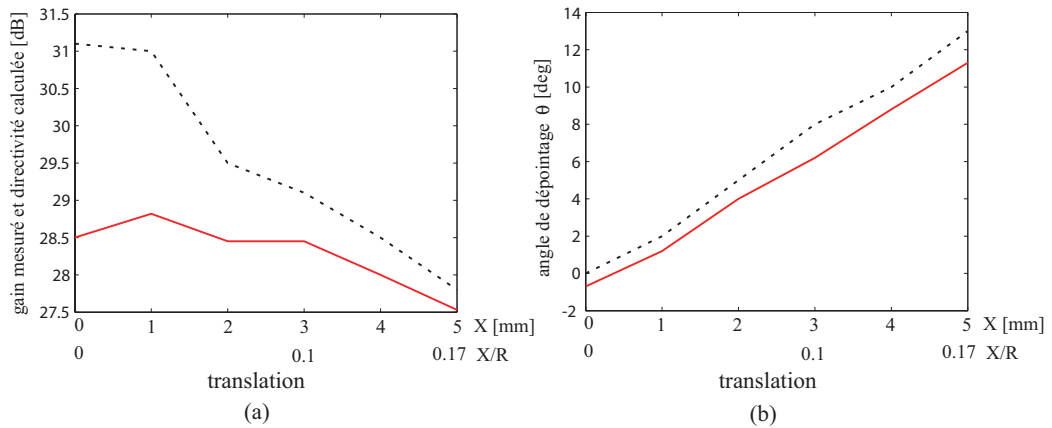


FIG. 3.36 – Influence de la translation de la source par rapport à la lentille optimisée à 9 coquilles sur (a) la directivité calculée ( $\cdots$ ), le gain mesuré (—) et (b) l'angle de dépointage calculé ( $\cdots$ ) et mesuré (—) à 77 GHz.



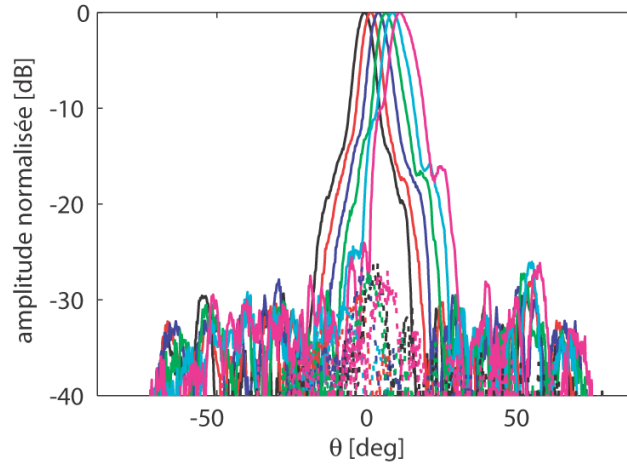


FIG. 3.37 – Diagrammes de rayonnement normalisés en champ lointain (co-pol (—) et cross-pol (···)) à 77 GHz pour la configuration dans l'axe et 4 configurations désaxées.

Les performances en dépointage sont maintenant présentées pour une antenne lentille plus directive et donc de plus grande taille. La source est toujours un guide ouvert WR10 associé à une lentille à 9 coquilles de diamètre  $15\lambda_0$ . Dans ce cas la source est translattée de 5mm au maximum (contrainte du montage mécanique). Les résultats en directivité, gain mesuré et angles de dépointage simulés et mesurés sont présentés figure 3.36. Le dépointage est en bon accord avec celui simulé et présente une évolution linéaire ( $2^\circ$  pour 1mm de translation). Concernant le gain mesuré, il ne décroît pas aussi vite que la directivité simulée ce qui tente à faire penser que le gain mesuré dans l'axe n'était pas le gain maximum possible. Ceci peut être dû à un défaut d'alignement entre source et lentille ou à des imperfections de réalisation de la lentille.

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont représentés figure 3.37 pour une translation de 1 à 5mm par pas de 1mm. Ces résultats font apparaître un dépointage possible de  $\pm 11^\circ$ . Tous ces résultats de l'étude des lentilles HMFE en rayonnement dans l'axe et en dépointage ont fait l'objet de publications dans des revues internationales et de communications dans des congrès internationaux [18], [19], [20], [21].

### 3.3 Conclusions

Les lentilles inhomogènes semblent donc pouvoir être un bon candidat lors de la conception d'antennes à forte directivité en millimétrique. En effet, les études menées particulièrement sur les lentilles HMFE ont permis d'obtenir des gains d'environ 28.5 dB à 77 GHz et pour un diamètre de  $15\lambda_0$ .

En outre, cette étude des antennes lentilles à gradient d'indice débutée en 2002, a permis de quantifier leurs performances en fonction de leurs paramètres (diamètre, nombre de coquilles, position de la source, ...) que ce soit pour les lentilles bien connues de Luneburg ou pour les lentilles HMFE qui n'avaient pas encore été développées dans la littérature.

Si les lentilles HMFE semblent moins performantes que celles de Luneburg à diamètre égal et nombre de coquilles égales, notamment en terme de gain et donc d'efficacité, elles présentent le gros avantage d'être de forme demi sphérique et plates sur la face de sortie, ce qui peut grandement faciliter leur intégration dans les systèmes radars.

Il a également été démontré, contre nature, qu'il était possible de dépointer le faisceau d'antennes avec des lentilles HMFE en translatant la source sous la lentille. Cette fonctionnalité est aussi possible en faisant tourner la source autour de la lentille.

Plusieurs prototypes en bande Q et W sont venus valider toutes ces études et il est maintenant envisagé de caractériser ce type de lentille jusqu'à 150/170 GHz afin de voir si leurs performances peuvent toujours être satisfaisantes pour les longueurs d'ondes vers le submillimétrique.

Enfin, dans le chapitre suivant, la faisabilité d'antennes reconfigurables en diagrammes en associant plusieurs sources avec une lentille HMFE sera démontrée, permettant ainsi d'obtenir des diagrammes formés de types diverses (directif, sectoriel) axés ou dépointés.



# Bibliographie

- [1] R.K. Luneburg, "Mathematical theory of optics, Providence," Rhode Island, Brown University Press, 1944.
- [2] A.D. Greenwood et J.-M. Jian-Ming, "A field picture of wave propagation in inhomogeneous dielectric lenses," IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 41, no. 5, pp. 9-18, Oct. 1999.
- [3] P. Rozenfeld, "The electromagnetic theory of three-dimensional inhomogeneous lenses," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 24, no. 3, pp. 365-370, Mai 1976.
- [4] Projet Européen "MIPA : MEMS Based Integrated Phased Array Antennas," Alcatel Space, Bosch GmbH (Allemagne), IMEC (Belgique), Coventor (Pays-Bas), Université de Rennes 1 (IETR), Centre National d'Etudes Spatiales (CNES).
- [5] B. Fuchs, "Lentilles Stratifiées et Sources Réelles Associées - Analyses Théoriques et Validations Expérimentales en Ondes Millimétriques," Thèse de l'Université de Rennes 1, soutenue le 20 Novembre 2007.
- [6] S. P. Morgan, "General solution of the Luneburg Lens problem," J. Appl. Phys., vol. 29, pp. 1358-1368, 1958.
- [7] Emerson and Cuming, "Stepped-index Luneburg lenses : Antennas and reflective devices," Electronic Design, 1960.
- [8] G. Peeler and H. Coleman, "Microwave stepped-index Luneburg lenses," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 6, no.2, pp. 202-207, April 1958.
- [9] H. Schrank and J. Sanford, "A Luneberg-lens update," IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 37, no. 1, pp. 76-79, Feb. 1995.
- [10] B. Fuchs, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi, "Design and Characterization of Half Maxwell Fish-Eye Lens Antennas in mm-Waves," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 6, pp. 2292-2300, Juin 2006.
- [11] B. Fuchs, L. Le Coq, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi, "Design Optimization of Multi-shell Luneburg Lenses," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 2, pp. 479-482, Février 2007.
- [12] S. Rondineau, "Modélisation de lentilles sphériques à gradient d'indice et sources conformes associées," Thèse de l'Université de Rennes 1, France, 13 décembre 2002.
- [13] B. Fuchs, S. Palud, L. Le Coq, O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, "Scattering of Spherically and Hemispherically Stratified Lenses Fed by Any Real Source,"

- IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, Issue. 2, pp. 450-460, Février 2008.
- [14] B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, S. Palud, L. Le Coq, S. Rondineau, "Modeling, design and performances of Half Maxwell Fish-Eye lens antennas" EUCAP, Nov. 2007.
- [15] B. Fuchs, S. Rondineau, S. Palud, O. Lafond, M. Himdi, "Electromagnetic Modeling of Stratified Inhomogeneous Lenses fed by any Real Sources," IEEE AP-S, Honolulu, USA, 10-15 Juin 2007.
- [16] S. Rondineau, B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, "Scattering of Stratified Lenses illuminated by Any Real Source," International Microwave and Optoelectronics Conference, Salvador, Brésil, Octobre. 2007.
- [17] Brevet français, no. 2888407, publié le 12 Janvier 2007. Auteurs : O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, B. Fuchs. "Lentilles inhomogènes à gradient d'indice de type oeil de poisson de Maxwell, système d'antennes et applications correspondantes,".
- [18] B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, "Design of half-Maxwell Fish Eye Lens Antennas for automotive application in 76-81 GHz band," 4th ESA Workshop on Millimeter Wave Technology and Applications, Espoo, Finland, Fev. 15-17 2006.
- [19] B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, L. Le Coq, "Off-Axis Properties of Half-Maxwell Fish Eye Lens Antennas at 77 GHz," EUCAP 2006, Nice, France, Nov. 2006.
- [20] B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, S. Palud, L. Le Coq, S. Rondineau, "Design and characterization of half-Maxwell Fish Eye Lens Antennas in W band," 29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beam and Reconfigurable Antennas, Noordwijk, The Netherlands, 18-20 Avril 2007.
- [21] B. Fuchs, O. Lafond, S. Palud, L. Le Coq, M. Himdi, S. Rondineau, "Comparative Design and Analysis of Luneburg and Half-Maxwell Fish Eye Lens Antennas," publication en 2008 acceptée dans AWPL.

## Chapitre 4

# Antennes reconfigurables en bandes millimétriques

Les antennes reconfigurables peuvent s'avérer très utiles dans de nombreuses applications (radars automobiles par exemple comme présenté figure 4.1) afin de rendre intelligent le système antenne pour qu'il s'adapte à l'environnement extérieur. Il peut s'agir d'antennes agiles en fréquence permettant ainsi un fonctionnement dans plusieurs bandes plus ou moins distantes, ou bien en polarisation donnant ainsi la possibilité de passer d'une polarisation linéaire à une polarisation circulaire [1]. Dans cet axe de recherche, les études auxquelles j'ai participé concernent des antennes reconfigurables en rayonnement afin de rendre l'antenne agile en diagramme ou directivité. Les concepts développés depuis ma thèse concernent les antennes dites :

- Multifaisceaux basées sur une matrice de Butler avec dispositif de commutation actif permettant la sélection du faisceau.
- Reconfigurables en directivité permettant de changer la directivité de l'antenne et basées sur des réseaux d'antennes imprimées avec un nombre variable de sources élémentaires activées.
- Reconfigurables en diagramme donnant la faculté à l'antenne de passer d'un diagramme directif à un diagramme de type sectoriel dans l'axe ou bien dépointé. Dans ce cas, le système antenne est constitué d'une lentille dite HMFE vue au chapitre précédent et d'un réseau de sources positionné sous la lentille.

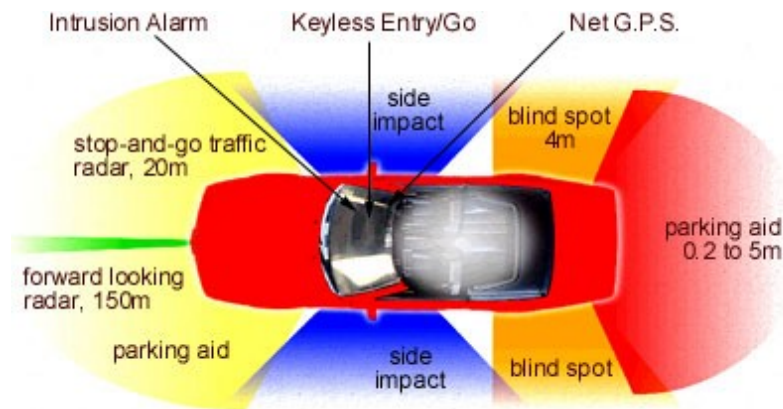


FIG. 4.1 – Systèmes radar pour automobile [2].

Quand on parle d'antennes reconfigurables actives, ceci sous entend que l'on doit intégrer des circuits actifs permettant l'agilité de l'antenne. Ces circuits commutateurs permettant cette fonction peuvent être de type semi-conducteur (diode, transistors) ou bien réalisés en technologie MEMS. Si cette dernière technologie doit permettre d'obtenir de très bonnes performances en terme de pertes d'insertion notamment, elle présente encore le désavantage d'un manque de maturité certain. En outre, la technologie MEMS nécessite l'accès à une centrale technologique non disponible au

sein du laboratoire. Donc, dans les concepts d'antennes présentés ici, les commutateurs utilisés sont basés sur des circuits de type semi-conducteur et plus particulièrement sur des transistors montés en amplificateur.



## 4.1 Antennes Multifaisceaux basées sur des matrices de Butler

### 4.1.1 Introduction et explications

Dans cette partie de mon travail, l'objectif a été d'étudier la faisabilité d'antennes imprimées multifaisceaux aux longueurs d'ondes millimétriques ainsi que le circuit de commutation actif associé permettant de sélectionner le faisceau voulu. Des concepts et réalisations de réseaux multicouches imprimés alimentés par une matrice de Butler ont ainsi pu être validés à 24 et 60 GHz.

Afin d'obtenir un diagramme multifaisceaux avec un réseau d'antennes, il s'agit d'imposer les bonnes phases aux éléments rayonnants qui permettent d'obtenir le dépointage souhaité. La matrice de Butler est une configuration bien connue [3] qui permet de fixer les phases sur les éléments rayonnants. Cette matrice de Butler comprend  $M$  entrées, chacune correspondant à un faisceau dépointé. En sortie, se trouvent les  $N$  éléments du réseau rayonnant entre lesquels un incrément de phase  $\Delta\Phi_i$  va être imposé par la matrice. A chaque entrée correspond donc un incrément différent pour un dépointage différent. La matrice, afin d'assurer ces écarts de phase, est constituée de coupleurs hybrides et de déphaseurs fixes.

Cette matrice induit inévitablement des croisements de lignes. Pour assurer ces croisements sans contact, plusieurs solutions peuvent être envisagées :

- Des transitions multicouches permettant de passer d'une face à l'autre de la structure [4]. Elles présentent le désavantage de créer du rayonnement arrière et de perturber dans certains cas le rayonnement des antennes.
- Des doubles coupleurs hybrides permettant le croisement simple des signaux.

C'est la deuxième solution à base de doubles coupleurs qui a été privilégiée dans la majorité des concepts de matrice de Butler développés.

Dans les antennes multifaisceaux qui vont être présentées et détaillées ici, le choix a été fait d'imposer 4 faisceaux, et d'utiliser des technologies bicouches comme développées au chapitre 1 afin de séparer le rayonnement des lignes constituant la matrice du rayonnement des antennes proprement dit. Pour cela, les antennes élémentaires utilisées sont donc des pastilles imprimées alimentées par fente ou des antennes excitées par une transition ligne-fente-ligne.

### 4.1.2 Matrice de Butler et réseau imprimé passif à 60 GHz

Avant de passer à la partie antenne reconfigurable active, je présente ici les premiers concepts d'antennes multifaisceaux basés sur une matrice de Butler qui ont été développés dans la bande des 60 GHz. La matrice de Butler à 4 faisceaux avec ces constituants est représentée figure 4.2. Elle a été réalisée sur un substrat RT Duroid

5880 d'épaisseur 0,127mm et de constante diélectrique  $\epsilon_r=2.23$ . Il est alors possible de distinguer les 4 entrées (F1 à F4), suivies des coupleurs hybrides (3dB, 90°), des déphaseurs ainsi que des doubles coupleurs permettant le croisement des lignes afin d'assurer les écarts de phase souhaités sur les 4 sorties qui viendront exciter les antennes via des fentes de couplage.

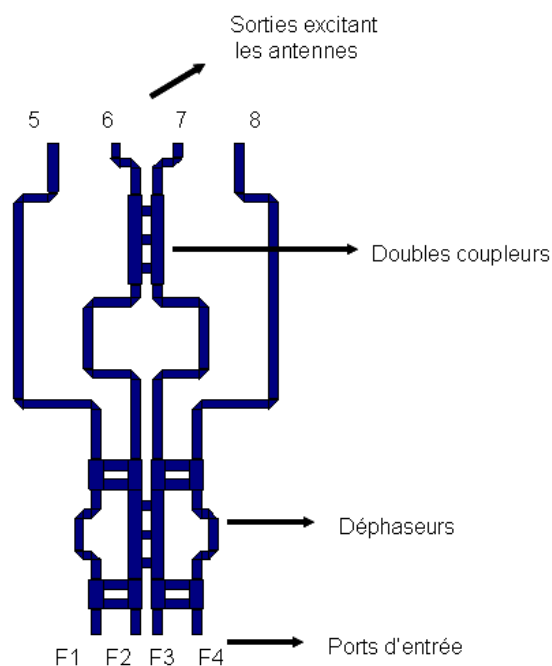


FIG. 4.2 – Layout de la matrice de Butler à 60 GHz.

La structure multicouche complète est donc constituée de la couche où est imprimée la matrice de Butler et de la couche où est imprimée le réseau de 4 pastilles alimentées par fente. Ces fentes sont gravées dans le plan de masse de la structure. La photographie de ces deux couches est fournie figure 4.3.

Les 4 ports d'entrée correspondent aux entrées de coupleurs hybrides (3dB, 90°) ce qui assure normalement l'adaptation de ce type de structure quelque soit le port excité et donc le faisceau obtenu. En outre, les faisceaux sont également découplés les uns des autres. Les coefficients de réflexion mesurés sont ainsi fournis figure 4.4.

Concernant les diagrammes de rayonnement mesurés, ils sont donnés figure 4.5 avec les 4 faisceaux superposés. On remarque aisément la chute de gain pour les dépointages les plus forts (45°). Les diagrammes de rayonnement obtenus sont en bon accord avec la prédiction et notamment au niveau des lobes secondaires.

En millimétrique, ce type de structure à base de matrice de Butler pose souvent de gros problèmes de rendement lorsqu'elle est réalisée en technologie imprimée, du fait de la longueur importante des lignes dans la matrice. Dans le cas étudié à 60 GHz, les rendements obtenus sont proches de 40% grâce à l'utilisation d'un substrat

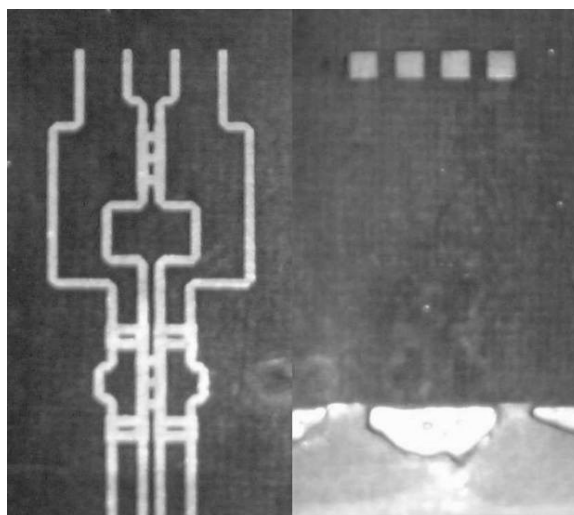


FIG. 4.3 – Réalisation du prototype matrice de Butler et réseau d'antennes à 60 GHz.

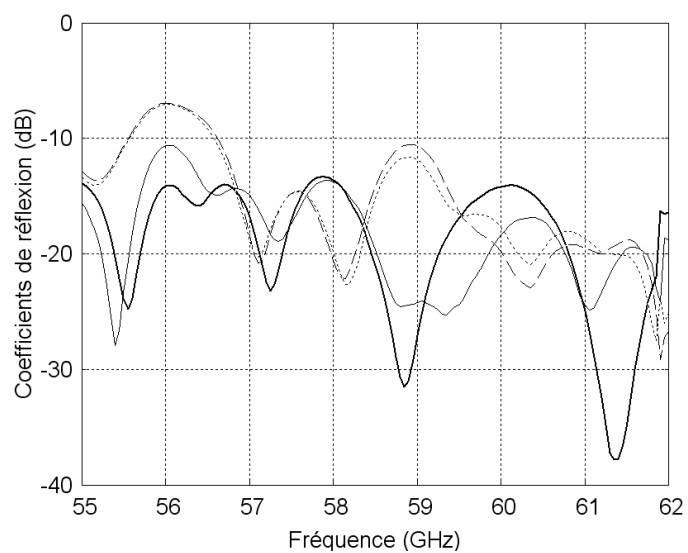


FIG. 4.4 – Coefficients de réflexion mesurés (dB) pour l'ensemble des dépointages (F1 à F4).

relativement faible perte et aux pertes d'insertion limitées induites par les doubles coupleurs. Cette étude sur les matrices de Butler commencée durant le projet OPTIMM du RNRT et poursuivie ensuite a fait l'objet d'une présentation orale lors d'une conférence internationale [5].

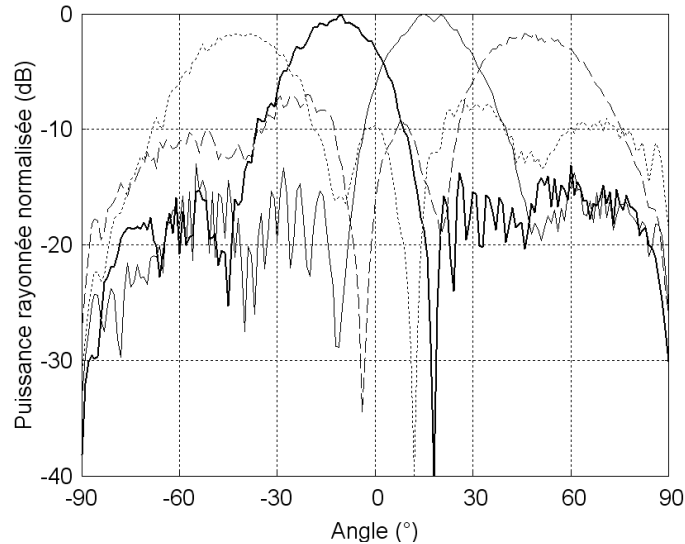


FIG. 4.5 – Diagrammes de rayonnement normalisés (dB) pour les 4 faisceaux dépointés.

Si ces premiers résultats sont intéressants, l'antenne multifaisceaux conçue demeure passive. Or, dans une application, la commutation électronique entre faisceaux est indispensable. Des nouveaux designs d'antennes multifaisceaux actifs ont ainsi été mis en oeuvre avec le système de commutation associé. Ces études ont été menées à 24 GHz, notamment dans le cadre de la thèse de M. Caillet.

### 4.1.3 Antenne multifaisceaux active à 24 GHz basée sur une matrice de Butler

Le principe et le design développé dans ce cas est très proche du précédent à 60 GHz. Les substrats utilisés sont respectivement le RT Duroid 5880 ( $h=0,127\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2,2$ ) pour la couche antenne et le RO3003 ( $h=0,127\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=3$ ) pour la partie matrice. Dans un souci de synthèse, je ne vais donc pas donner beaucoup de détails sur la matrice de Butler proprement dite. L'effort d'explication va plutôt être fait sur le circuit de commutation entre les faisceaux en entrée de la matrice et qui doit permettre la sélection de la voie souhaitée et donc du dépointage désiré.

Le premier problème rencontré concernant le circuit de commutation réside dans l'adaptation de celui-ci car une seule voie est alimentée lorsque les autres sont éteintes. On peut considérer de façon théorique qu'un commutateur à l'état ON est équivalent

à un court-circuit et qu'il correspond à un circuit ouvert à l'état OFF. Partant de cette remarque, le réseau d'alimentation de la matrice reliant les 4 entrées peut alors être dimensionné de façon à avoir des lignes de longueur  $\lambda_g/2$  entre chaque Té comme il est représenté figure 4.6.

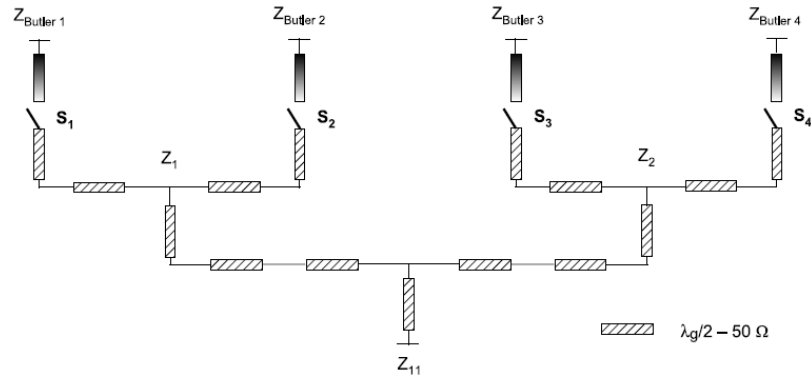


FIG. 4.6 – Principe de l'arborescence d'alimentation de la matrice de Butler pour la commutation.

Une matrice de Butler passive alimentant un réseau d'antennes de 4 sources a ainsi été conçue pour valider le principe permettant d'assurer l'adaptation. A l'opposé du concept précédent à 60 GHz, ici ne sont pas utilisées des pastilles alimentées par fente mais des pastilles monocouche alimentées par une transition ligne-fente-ligne. Le masque de cette antenne multifaisceaux est alors fourni figure 4.7. Un interstice inséré permet de représenter un très bon commutateur puisqu'il permet d'obtenir 40 dB d'isolation. Une maquette a ainsi été réalisée et mesurée dans la bande des 24 GHz. Tout d'abord la mesure en réflexion fait apparaître un niveau d'adaptation très correct ( $\leq -11dB$ ) quelque soit le commutateur à l'état ON (interstice fermé). Les diagrammes de rayonnement mesurés en polarisation principale et croisée sont ensuite représentés figure 4.8 à 24.2 GHz. Les diagrammes de rayonnement sont en accord avec les prédictions en termes de dépointage et de chute de gain pour les faisceaux les plus fortement dépointés. En ce qui concerne le gain, ils sont respectivement de 5dB et 7dB pour les deux angles de dépointage. Les rendements sont donc d'environ 45%. Ils s'expliquent par les pertes lignes (1dB), celles induites par les transitions (0.4dB) et celles dues aux sources imprimées (1.5dB). Le rayonnement arrière a également été évalué car la présence des fentes et des stubs série le font remonter jusqu'à -10dB environ.

La version active avec les commutateurs réels était l'objectif principal de ce travail et c'est cette étude qui est maintenant synthétisée. Parmi les commutateurs envisageables en onde millimétrique, le choix a été fait d'orienter le travail vers un commutateur à transistor facile à intégrer avec une technologie imprimée et relativement peu coûteux.

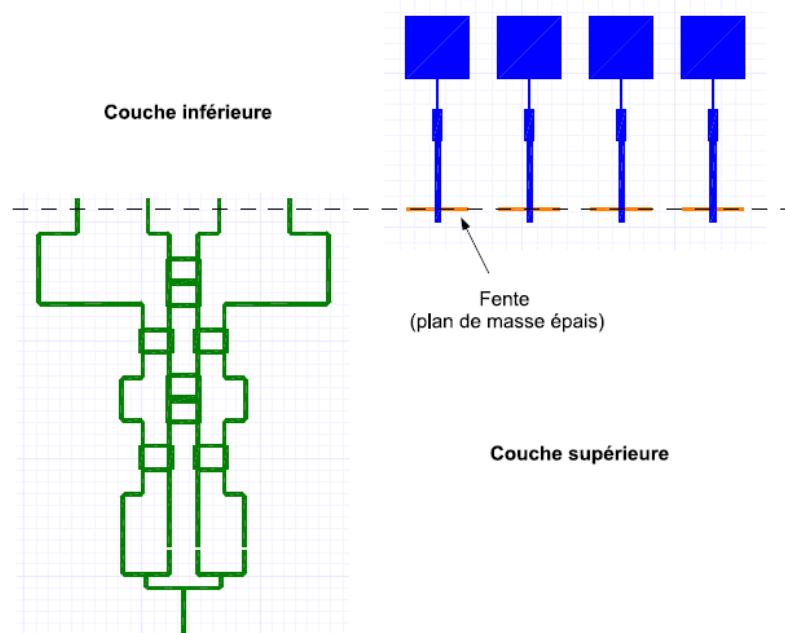


FIG. 4.7 – Masque de la matrice de Butler et du réseau de 4 sources associé.

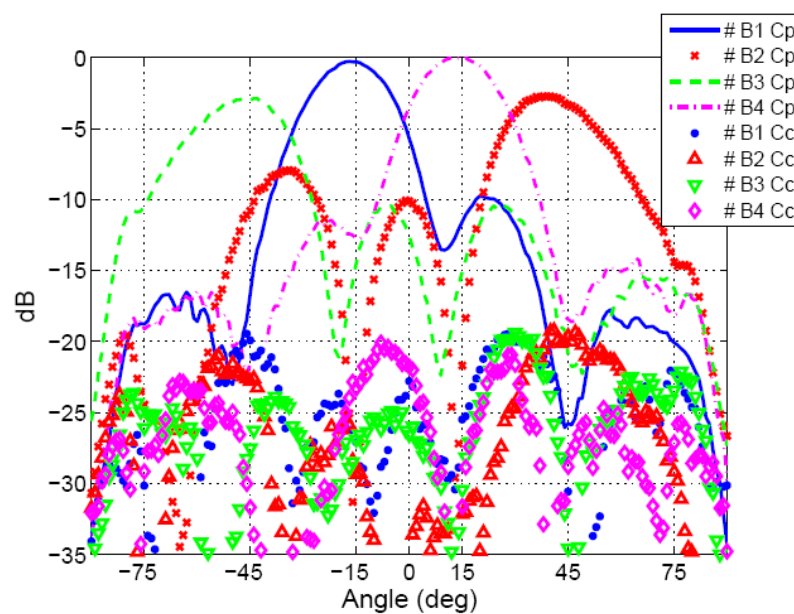


FIG. 4.8 – Diagrammes de rayonnement mesurés à 24.2 GHz pour la maquette passive de la matrice de Butler associée au réseau de 4 sources.

Ce commutateur est basé sur un montage amplificateur à partir du transistor NEC NE3210s1 qui était à notre disposition et qui avait déjà été utilisé pour la réalisation de circuits actifs (amplificateur, oscillateur, ..) dans cette même bande de fréquences (cf chapitre 2). Ce montage de commutation à amplification permet en outre d'obtenir un gain pour l'antenne active reconfigurable, permettant ainsi de lutter contre les pertes induites par la matrice de Butler. Les paramètres S du transistor ont tout d'abord été mesurés en utilisant une calibration TRL afin de connaître les paramètres S globaux et de pouvoir ensuite concevoir le commutateur. La tension de grille ( $V_{gs}$ ) a été fixée à 0V. Ensuite le commutateur est ON si la tension  $V_{ds} = 2V$  et OFF quand celle-ci est égale à 0V. Ce transistor n'étant pas inconditionnellement stable, il n'a pu être possible de l'adapter en entrée et sortie sous peine de le déstabiliser.

Dans une configuration antenne en réception, le transistor a été optimisé pour fonctionner en LNA (facteur de bruit optimum en réception) ce qui fixe le S11 à imposer en entrée. En outre, les contraintes pour que ce commutateur présente de bonnes performances étaient les suivantes :

Un gain supérieur à 0dB, une bonne adaptation en sortie (S22) et une contre-réaction S12 faible lorsque le commutateur est en position ON afin de ne pas le rendre instable.

Une impédance forte présentée en sortie ( $Z_{22}$ ) lorsqu'il est en position OFF. Ceci afin de permettre de se rapprocher d'un circuit ouvert et donc d'un fonctionnement théorique de commutateur.

Possédant le modèle circuit de ce transistor, un commutateur en réception a pu ainsi être optimisé à l'aide du logiciel Ansoft Designer. Les dimensions de celui-ci sont présentées figure 4.9. Le substrat utilisé est le RO 3003 déjà utilisé pour la matrice de Butler.

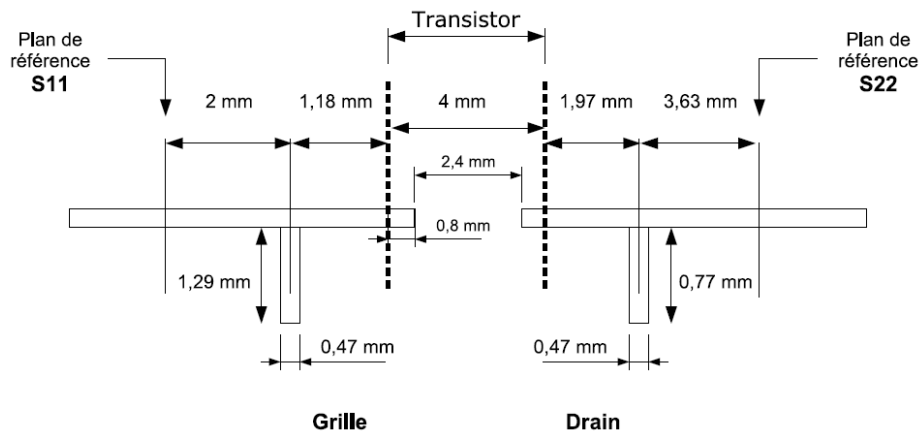


FIG. 4.9 – Schéma du commutateur basé sur un transistor monté en amplificateur.

Bien évidemment, ce commutateur a nécessité l'ajout de T<sub>é</sub> de polarisation et de capacités de découplage qui permettent d'alimenter indépendamment les différents commutateurs. Les résultats de ce commutateur simulé sont représentés figure 4.10.

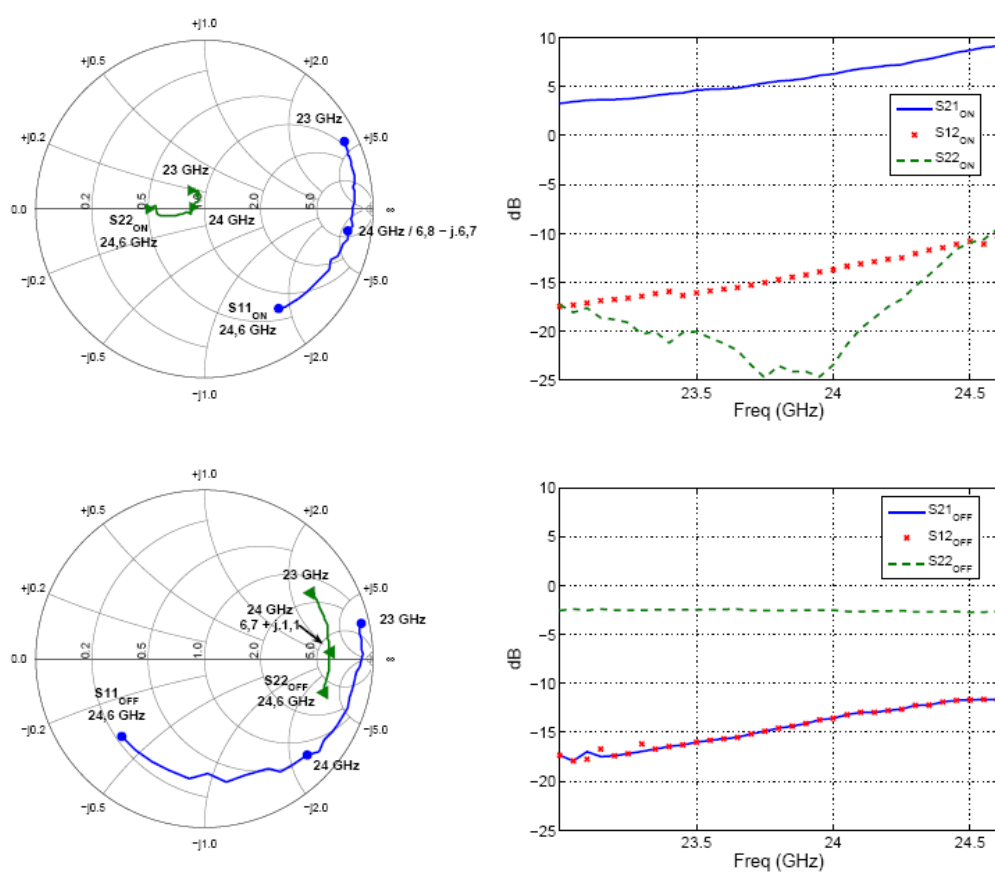


FIG. 4.10 – Paramètres S du commutateur simulé en réception.



La simulation globale de l'antenne active a ainsi pu être faite sous Ansoft Designer. Mais afin de pouvoir visualiser les diagrammes de rayonnement, il a fallu simuler une version émission de cette antenne reconfigurable. Les deux versions émission et réception sont représentées architecturalement figure 4.11. La version réception permet de voir réellement les coefficients de réflexion présentés dans le cas de chaque faisceau dépointé c'est à dire à chaque fois qu'un commutateur différent est mis en position ON et les autres en position OFF. Les coefficients de réflexion simulés et les diagrammes de rayonnement sont représentés simultanément figure 4.12.

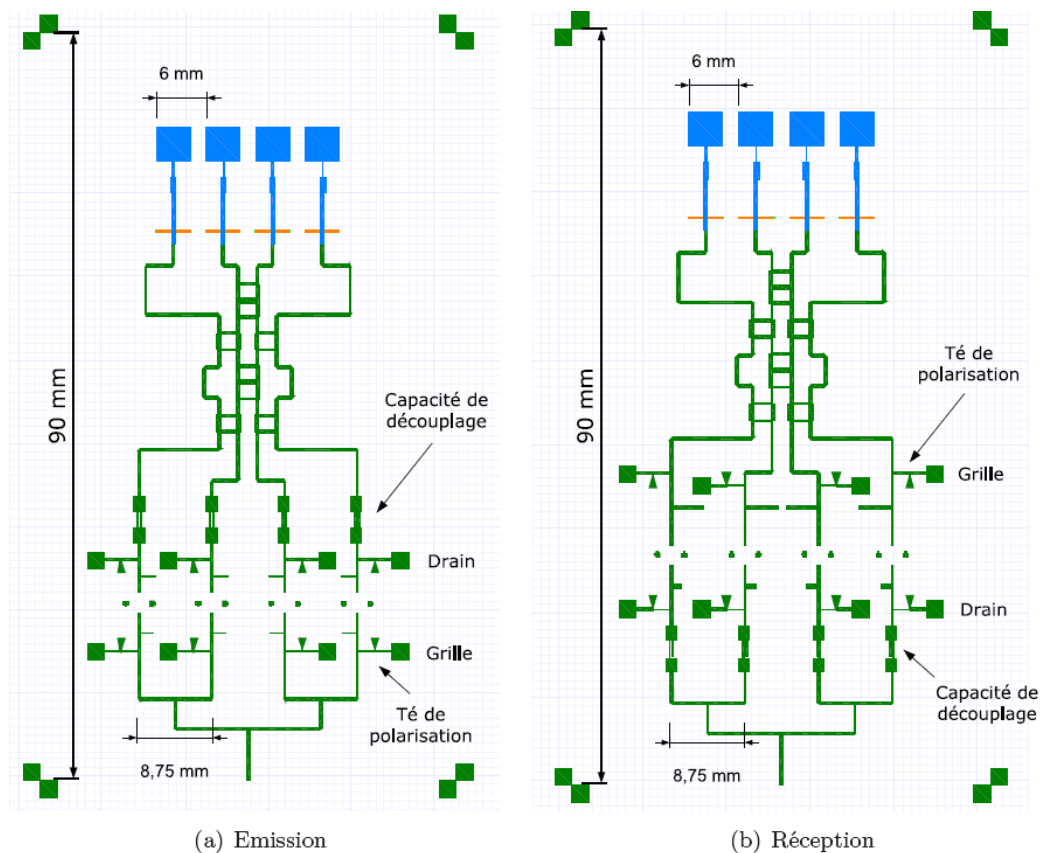


FIG. 4.11 – Architectures actives pour l'antenne multifaisceaux à 24 GHz.

Les résultats sont tout à fait satisfaisants notamment en terme de diagrammes de rayonnement, que ce soit en termes de dépointage et de niveau des lobes secondaires. En outre, les directivités sont respectivement de 13.8 et 12.6 dBi. L'augmentation de directivité (environ 3dB) par rapport au cas passif est due au gain apporté par le commutateur-amplificateur. Cette antenne reconfigurable active a donc été conçue et mesurée. La photographie du prototype à la réception est représentée figure 4.13 pour les deux faces de cette maquette multicouche.

Les coefficients de réflexion mesurés sont tous compris entre -10dB et -12dB, donc très proches de ceux obtenus pour l'antenne passive. Les diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne active sont comparés figure 4.14 à ceux obtenus pour l'antenne

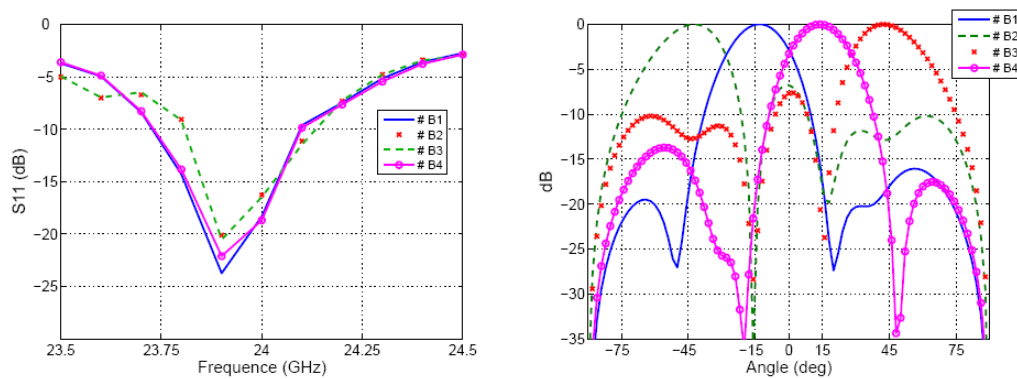


FIG. 4.12 – Adaptation et diagrammes de rayonnement de l'antenne multifaisceaux à 24 GHz.

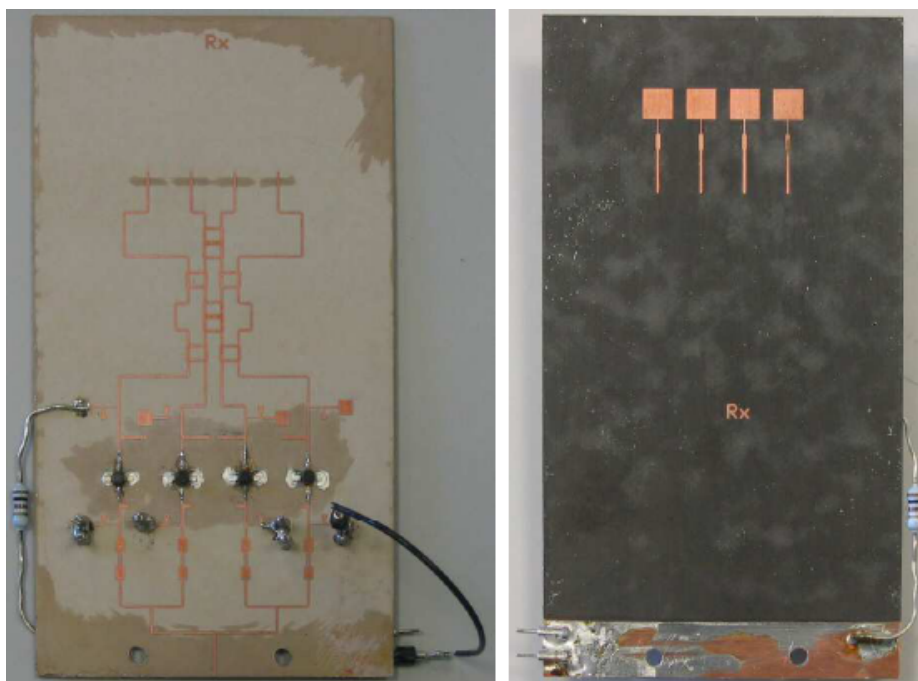


FIG. 4.13 – Maquette active de l'antenne mutlifaisceaux à 24 GHz.

passive à 23.9 GHz. Les diagrammes de rayonnement présentent des dépointages respectifs de  $-14^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $+13^\circ$  et  $+40^\circ$ . Les gains mesurés sont environ 4 dB supérieurs à ceux de l'antenne passive, ceci étant dû au gain apporté par le commutateur.

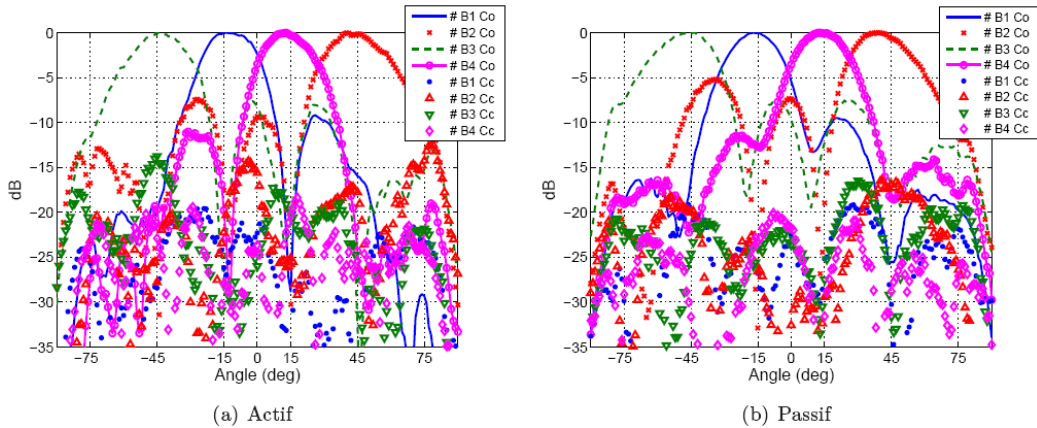


FIG. 4.14 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour l'antenne active (a) et passive (b).

Ces résultats montrent clairement la faisabilité d'antennes à commutation de faisceaux aux longueurs d'onde millimétriques. Les rendements obtenus, bien que modestes dus aux pertes dans la matrice de Butler, restent cependant acceptables étant données les fréquences visées. En outre, cette antenne active utilisant un transistor bas coût censé être limité à la bande Ku, possède l'avantage d'être très bas coût pour une antenne reconfigurable millimétrique.

Un autre concept d'antenne reconfigurable est maintenant présenté, il s'agit d'une antenne à directivité ou ouverture variable.

## 4.2 Antennes à directivité variable

### 4.2.1 Introduction et explications

Le travail présenté ici concerne l'étude, la conception et la caractérisation d'antennes imprimées multicouches permettant de modifier l'ouverture à mi-puissance donc la directivité de façon électronique. Dans de nombreuses applications, le radar d'aide à la conduite par exemple, il semble particulièrement intéressant de pouvoir changer l'angle de visibilité du radar en fonction de la situation. On peut parler de fonction STOP and GO, où il est nécessaire d'avoir une antenne à forte directivité pour les grandes distances et une antenne à diagramme plus large pour connaître l'environnement proche autour du véhicule. Une antenne intelligente capable de passer de l'une à l'autre des fonctions peut donc être très utile.

Le concept d'antenne à directivité variable que je présente ici est basé sur un réseau d'antennes où chaque source élémentaire est alimentée ou non via un commutateur électronique. En changeant le nombre d'éléments excités, la directivité et l'ouverture du faisceau varie. Le commutateur choisi est identique à celui développé pour l'antenne multifaisceaux présentée préalablement.

Si le principe d'un nombre variable d'éléments semble simple, la difficulté première réside dans la conservation d'une adaptation satisfaisante quelque soit le nombre d'antennes excitées dans le réseau. L'architecture de l'arborescence d'alimentation a donc tout d'abord été dimensionnée et le principe permettant de conserver une adaptation indépendamment du nombre d'antennes alimentées est détaillé ici.

Le réseau présenté ici est composé de 4 sources imprimées mais le principe d'adaptation est généralisable à un nombre plus élevé d'éléments. Avec 4 sources les configurations possibles sont les suivantes identifiées D0 à D4, l'indice représentant le nombre d'éléments excités. S1 à S4 représentent les commutateurs qui sont soit à l'état 0 (antenne non alimentée) soit à l'état 1 (antenne alimentée).

TAB. 4.1 – Configurations pour l'antenne à changement de directivité

Configuration	S1	S2	S3	S4
D0	0	0	0	0
D1	0	0	1	0
D2	0	1	1	0
D3	0	1	1	1
D4	1	1	1	1

Les substrats diélectriques choisis ici sont identiques à ceux utilisés pour l'antenne multifaisceaux, à savoir le RT Duroid 5880 pour la couche contenant les éléments rayonnants et le RO3003 pour la couche diélectrique où est imprimée l'arborescence et où seront reportés les transistors entrant dans la composition des commutateurs. Les antennes imprimées sont excitées par l'arborescence via des transitions ligne-fente-ligne qui sont de la même dimension que précédemment. Seule la distance inter-éléments est changée et est égale à  $0.7\lambda_0$  pour accroître la directivité. Si l'on considère des commutateurs parfaits (isolation infinie entre l'état OFF et ON), les diagrammes de rayonnement simulés avec Ansoft Designer et en fonction du nombre d'éléments excités (1 à 4) sont représentés figure 4.15.

Les ouvertures à -3dB sont respectivement de  $18^\circ$ ,  $24^\circ$ ,  $40^\circ$  et  $85^\circ$  pour les configurations D4 à D1. En réalité, les commutateurs ne seront pas idéaux donc il est nécessaire d'optimiser le circuit de commutation pour passer d'une configuration à l'autre en maintenant l'adaptation. En outre, l'isolation des commutateurs qui sont réellement utilisés n'est pas infinie mais plutôt de l'ordre de 20dB. Donc une antenne normalement non alimentée (commutateur OFF) sera réellement très faiblement excitée.

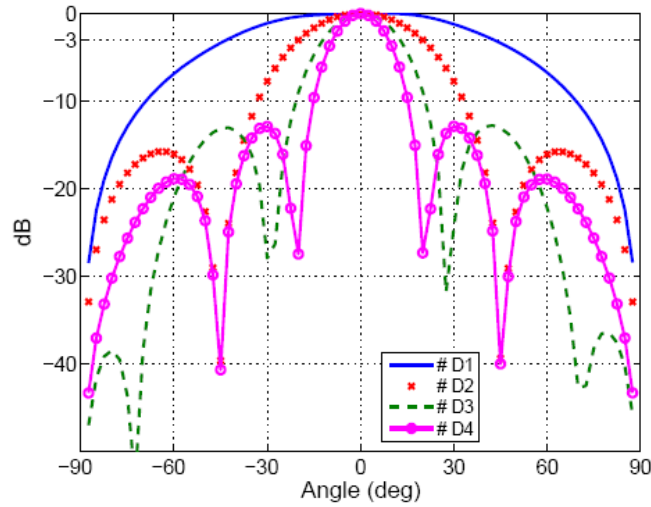


FIG. 4.15 – Diagrammes de rayonnement simulés avec des commutateurs parfaits.

#### 4.2.2 Circuit de commutation et principe d'adaptation

Le nombre de sources élémentaires alimentées changeant pour cette antenne, l'impédance d'entrée ramenée en entrée varie également ce qui complique nettement le principe par rapport à l'antenne multifaisceaux précédente où un seul commutateur était ON à chaque fois.

L'analyse des impédances théoriques peut en fait être faite en partant du cas où les 4 commutateurs sont à l'état 1 ou ON. Les hypothèses choisies sont les suivantes :

- Les 4 antennes sont parfaitement adaptées ( $Z_{anti}=50\Omega$ ),
- Les commutateurs sont idéaux ( $Z_{ON}=0\Omega$ ,  $Z_{OFF}=\infty$ ).

L'arborescence complète théorique est présentée figure 4.16 en faisant apparaître les quarts d'onde et demi onde permettant l'adaptation parfaite dans le cas de 4 commutateurs ON.

Dans ce cas, et avec  $Z_{dq}=50\Omega$ , le coefficient de réflexion obtenu pour chaque configuration D1 à D4 est répertorié dans le tableau 4.2. Ces résultats démontrent que seules les configurations D3 et D4 peuvent être considérées comme adaptées. Les impédances  $Z_7$  correspondant aux S11 sont respectivement de  $50\Omega$  pour D4,  $67\Omega$  pour D3,  $100\Omega$  pour D2 et  $200\Omega$  pour D1. Pour remédier à cette dégradation d'adaptation, on peut chercher à ramener le centre des impédances  $Z_7$  à  $50\Omega$  de manière à recentrer toutes les impédances et à obtenir une adaptation acceptable pour toutes les configurations. Le centre des impédances de base est obtenu en prenant la racine carrée du produit de l'impédance minimum ( $50\Omega$  ici) et de l'impédance maximum ( $200\Omega$  ici). On obtient donc ici  $100\Omega$  et on ramène cette dernière à  $50\Omega$  avec le nouveau quart d'onde  $Z_{dq}=70.7\Omega$ . Les quarts d'onde et demi ondes présents dans l'arborescence au

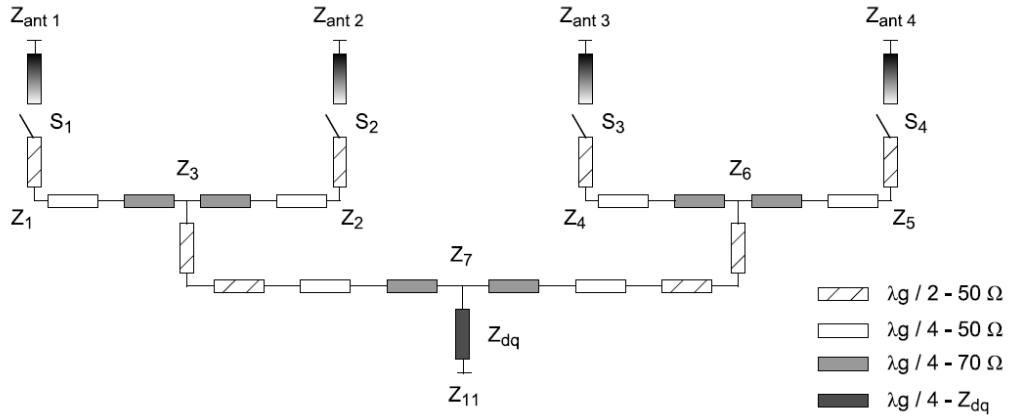


FIG. 4.16 – Impédances caractéristiques et dimensions théoriques de l'arborescence.

dessus de  $Z_7$  restent quant à eux inchangés.

Une fois cette nouvelle valeur de  $Z_{dq}$  choisie, les impédances d'entrée  $Z_{11}$  et les coefficients de réflexion simulés pour les différentes configurations sont donnés dans le tableau 4.3. Cette technique d'adaptation moyenne pour toutes les configurations est généralisable à un nombre plus important de sources comme il est démontré dans [6].

TAB. 4.2 – Impédances théoriques en entrée avec  $Z_{dq}=50\Omega$ 

Configuration	S1	S2	S3	S4	S11 (dB)
D0	0	0	0	0	0
D1	0	0	1	0	-4,4
D2	0	1	1	0	-9,5
D3	0	1	1	1	-16,9
D4	1	1	1	1	$-\infty$

TAB. 4.3 – Impédances théoriques avec  $Z_{dq}=70,7\Omega$ 

Configuration	$Z_{11}$ ( $\Omega$ )	S11 (dB)
D1	25	-9,5
D2	50	$-\infty$
D3	75	-14
D4	100	-9,5

Cette technique peut être légèrement modifiée si l'on souhaite par exemple une meilleure adaptation pour les cas D2, D3 et D4 et que l'on accepte une dégradation pour D1. Dans ce cas le nouveau  $Z_{dq}$  est calculé en ne considérant que les  $Z_7$  pour les cas D2, D3 et D4. Cette solution a été choisie et implémentée pour le prototype développé.

### 4.2.3 Prototype passif

Avant de passer au prototype actif muni des commutateurs à transistors FET, un prototype passif a été développé pour valider le principe de directivité variable et d'adaptation pour les différentes configurations. Dans ce cas, les commutateurs sont des interstices dans les lignes que l'on vient ouvrir ou fermer (figure 4.17).

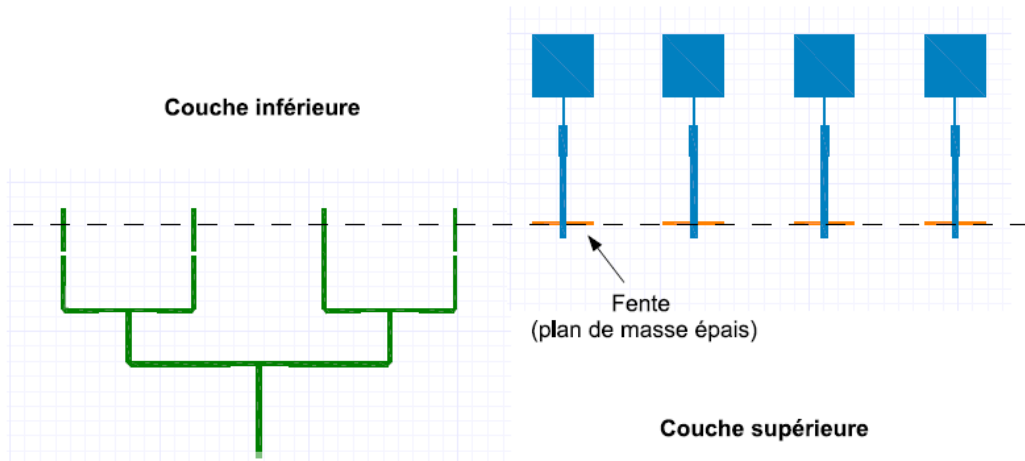


FIG. 4.17 – Layout du prototype passif de l'antenne à directivité variable à 24 GHz.

En terme d'adaptation, à 24,15 GHz, le coefficient de réflexion est inférieur à -12dB pour toutes les configurations de D2 à D4. Si le résultat est un peu moins bon qu'en théorie, ceci est dû au fait que les antennes pastilles ne présentent pas une impédance parfaitement égale à  $50\Omega$ . Ce prototype a donc été réalisé et mesuré et les résultats mesurés en  $S_{11}$  sont présentés figure 4.18.

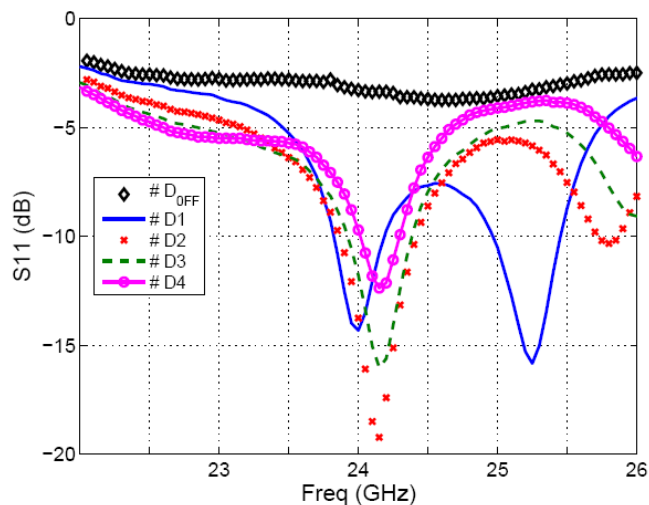


FIG. 4.18 – Mesures d'adaptation de l'antenne passive à directivité variable.

Ces résultats valident la technique pour conserver une adaptation correcte pour les configurations D2 à D4. En effet, le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB pour toutes ces configurations.

Les diagrammes de rayonnement mesurés sont maintenant présentés afin de démontrer la reconfigurabilité de l'antenne en directivité et donc en ouverture de faisceau (figure 4.19).

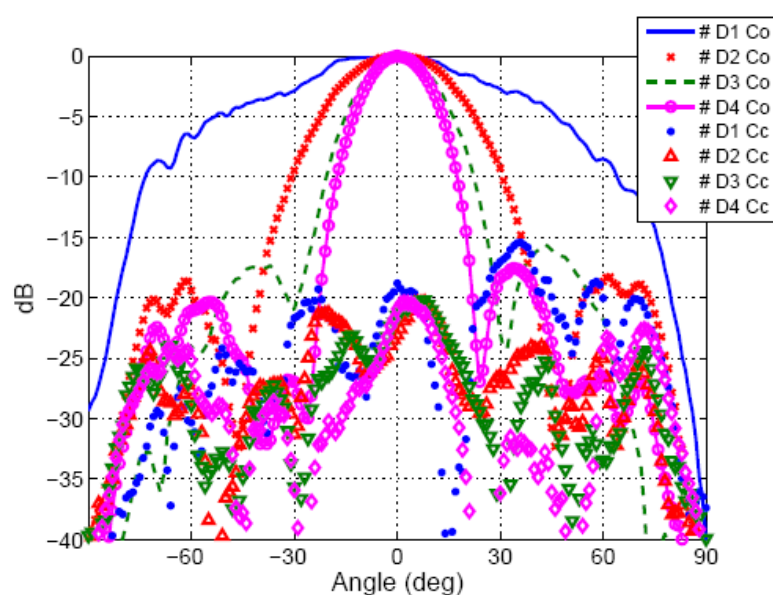


FIG. 4.19 – Diagrammes de rayonnement mesurés à 24,15 GHz en composante principale et croisée pour l'antenne passive à directivité variable.

Les ouvertures à -3dB extraites des mesures sont respectivement de  $71^\circ$ ,  $36^\circ$ ,  $25^\circ$  et  $20^\circ$  donc en bonne adéquation avec les valeurs obtenues en simulation. Le niveau des lobes est inférieur à -15 dB et celui de la polarisation croisée également. Enfin, les gains ont bien évidemment été mesurés et ils sont respectivement de 5,4 ; 7 ; 10 et 12.4 dB selon la configuration (D1 à D4). Ces gains correspondent à un rendement moyen de 60%, ce qui est un résultat correct à 24 GHz.

#### 4.2.4 Prototype actif

La finalité de ce travail tout comme pour l'antenne multifaisceaux était la conception et la caractérisation d'une antenne reconfigurable active, c'est à dire intégrant les commutateurs électroniques permettant le choix des sources alimentées ou éteintes. Le même commutateur à base d'un transistor FET a été utilisé. Tout comme pour l'antenne multifaisceaux, les configurations émission et réception seront considérées, car en simulation les diagrammes à l'émission sont donnés alors qu'en mesure seuls



les diagrammes en réception peuvent être mesurés dans notre chambre anechoïde.

Les coefficients de réflexion simulés avec Ansoft Designer sont fournis figure 4.20 (a) et les diagrammes de rayonnement figure 4.20 (b) pour une configuration en émission. Les directivités obtenues sont respectivement de 7,3 ; 11,2 ; 13,6 et 15,1 dBi pour les configurations D1 à D4. Par rapport au prototype passif, l'écart de directivité n'est pas constant, ceci est dû au fait que le commutateur ne présente qu'une isolation de 20 dB environ et ceci a donc pour effet non pas d'éteindre certaines sources mais de les pondérer très faiblement.

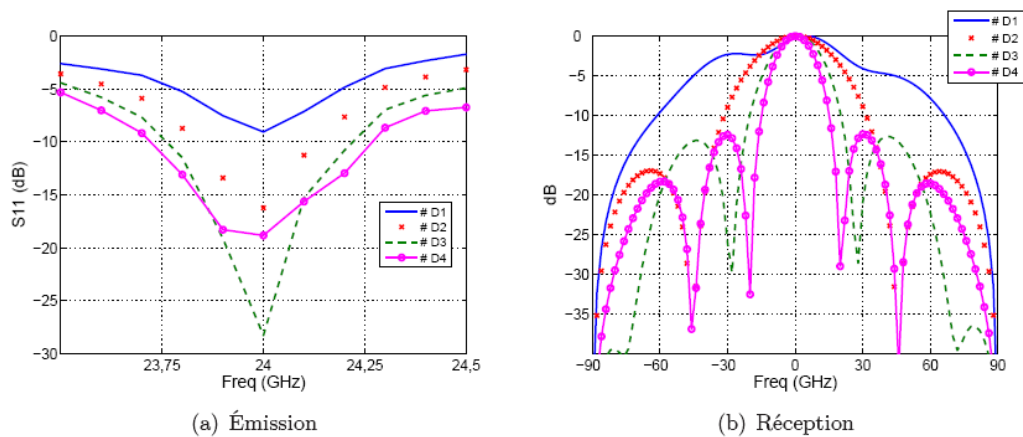


FIG. 4.20 – Simulation du prototype actif en émission : (a) Coefficients de réflexion, (b) Diagrammes de rayonnement.

Le prototype réalisé en mode réception est fourni figure 4.21 où l'on distingue la couche contenant les éléments rayonnant, la couche arborescence incluant les transistors, les Tés de polarisation, les capacités de découplage et les fils de polarisation des transistors.

Les coefficients de réflexion mesurés sont présentés figure 4.22 montrant une adaptation correcte entre 23,7 et 24 GHz pour l'ensemble des configurations (D1 exceptée). Les commutateurs ne sont pas strictement identiques ce qui peut expliquer le décalage en fréquence et une moins bonne adaptation par rapport aux résultats de simulation. Les diagrammes de rayonnement mesurés à 23,9 GHz sont quant à eux présentés figure 4.23. Ils présentent de bons niveaux de lobes secondaires. Les gains mesurés corrigés sont quand à eux respectivement de 9 ; 12,3 ; 15,3 et 16,4 dB pour les configurations de D1 à D4. Par rapport au prototype passif, l'augmentation de gain apportée par les commutateurs se situe entre 4 et 5 dB selon les configurations ce qui est assez cohérent étant donné le gain d'un commutateur seul.

L'ensemble de ces concepts d'antennes reconfigurables basées sur des technologies imprimées multicouches ont fait l'objet de différentes publications et communications ces dernières années [7], [8], [9], [10].

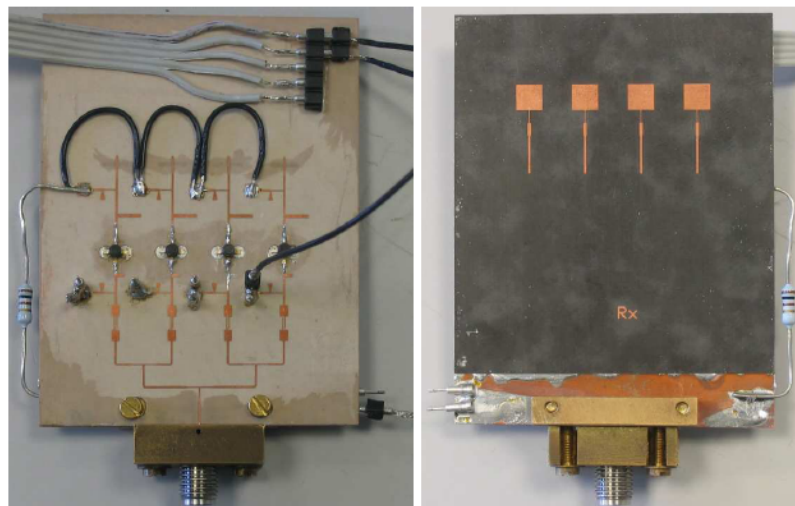


FIG. 4.21 – Photographies du prototype actif pour les deux faces.

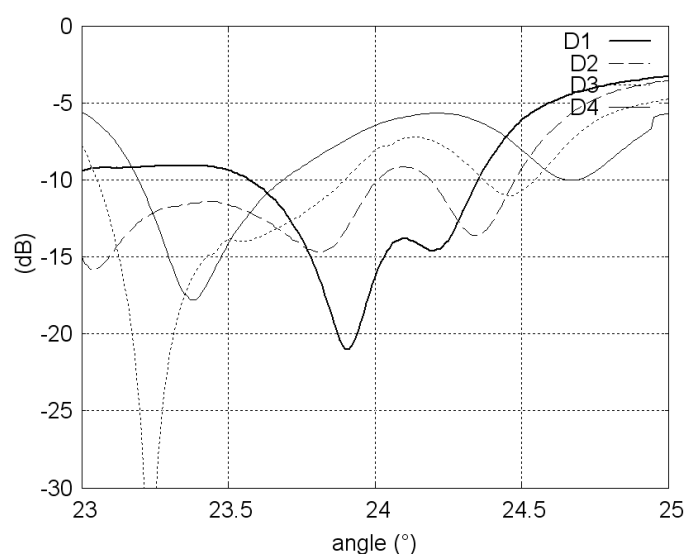


FIG. 4.22 – Adaptation mesurée de l'antenne active à directivité variable.

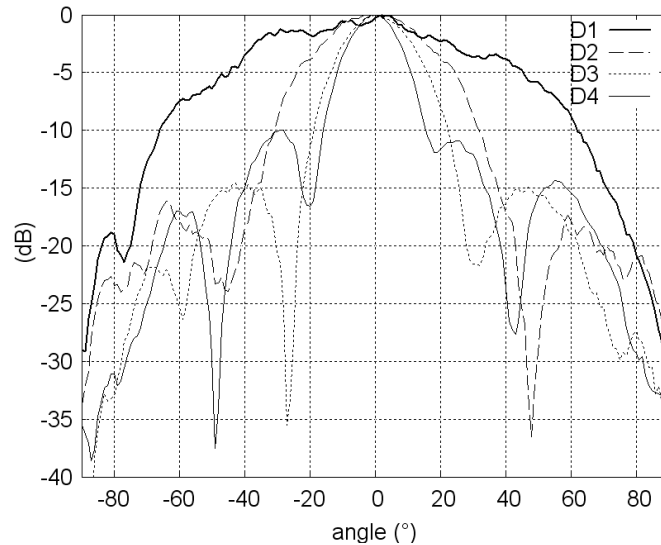


FIG. 4.23 – Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne active à directivité variable.

Si ces premières antennes permettent d'obtenir des diagrammes multifaisceaux ou à ouvertures variables, elle ne donnent pas la possibilité de former des diagrammes particuliers de type sectoriel par exemple et de commuter par exemple entre des diagrammes directifs, sectoriels et/ou dépointés. La dernière partie qui est développée maintenant donne l'accès à cette fonctionnalité qui peut s'avérer très utile pour les radars automobiles par exemple. Je donnerai ici des solutions antennaires associant un réseau de sources à une lentille de type HMFÉ mais qui pourrait également être de type Luneburg ou lentille homogène K.

## 4.3 Antennes reconfigurables pour l'obtention de diagrammes formés et/ou dépointés

### 4.3.1 Introduction et explications

Il a été démontré au chapitre 3 que la lentille HMFÉ permettait d'obtenir :

- Un diagramme directif dans l'axe si la lentille est illuminée par une source,
- Un diagramme dépointé en désaxant cette source.

Donc il a semblé intéressant et logique de regarder s'il était possible d'obtenir d'autres types de diagrammes en associant plusieurs sources commutables à la lentille. En effet, les contributions des sources axées ou désaxées peuvent venir se sommer afin d'obtenir par exemple un diagramme sectoriel. En excitant certaines des sources individuellement ou certains groupes de sources, il devient alors possible de passer

d'un diagramme directif axé ou non à un diagramme sectoriel axé ou non. Le principe est démontré ici à travers des simulations réalisées sous CST Microwave Studio. Les sources d'excitation de la lentille peuvent être de type guide d'onde, afin de minimiser les pertes en millimétrique, ou bien réalisées en technologie imprimée afin d'intégrer aisément les commutateurs actifs nécessaires à la reconfigurabilité.

Les sources peuvent être organisées en réseau linéaire ou surfacique permettant ainsi de former les diagrammes dans les deux plans.

Le principe du système antennaire développé est présenté figure 4.24.

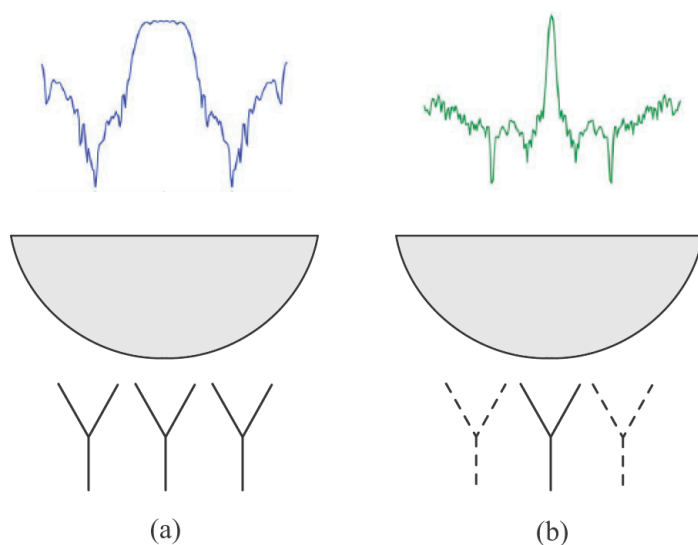


FIG. 4.24 – Principe de fonctionnement du système antennaire associant une lentille HMFE et plusieurs sources commutables. Un diagramme de rayonnement de type sectoriel est obtenu si les 3 sources sont alimentées (a) et un diagramme de type directif si la source centrale uniquement excite la lentille.

L'originalité ce système antennaire réside dans le fait qu'il devient possible d'obtenir un diagramme en champ lointain sectoriel sans déphaser les sources les unes par rapport aux autres mais seulement en alimentant ou non les sources. Ce principe permet alors d'éviter les déphaseurs qui induisent beaucoup de pertes en millimétrique (plusieurs dB pour des déphaseurs 2 ou 3 bits par exemple). Pour expliquer comment se forme le diagramme sectoriel via la lentille, il est intéressant de regarder les cartographies de champ électrique au voisinage de la lentille. Pour illustrer, un exemple est donné avec 9 sources de type guide d'onde disposées sous une lentille à 9 coquilles et de diamètre  $15\lambda_0$  à 77 GHz. L'écart entre sources a été fixé à  $0,75\lambda_0$  et la distance entre la source centrale et la lentille est de  $0,375\lambda_0$ . Le champ total normalisé est représenté figure 4.25 dans les cas où les 9 sources sont excitées (a) puis une seule source (b). Quand la seule source centrale est excitée, une onde localement plane est visible dès la sortie de la lentille expliquant le diagramme directif. Alors que lorsque les 9 sources sont alimentées, un secteur angulaire limité est crée représentatif

du diagramme sectoriel.

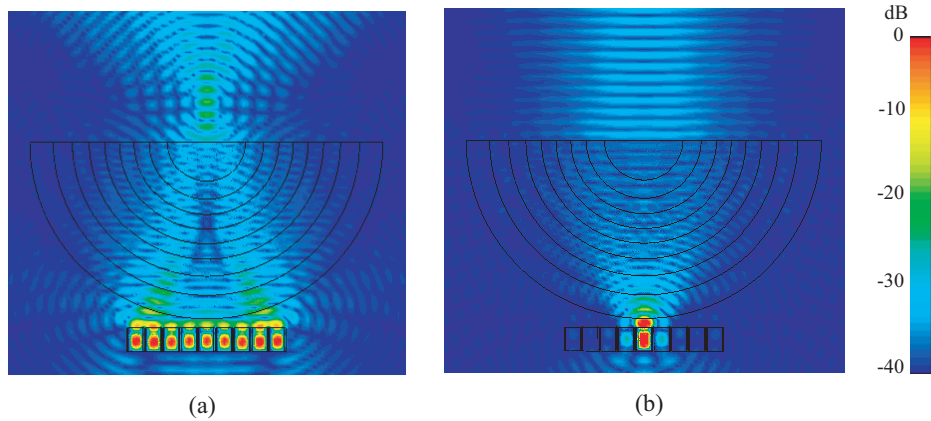


FIG. 4.25 – Cartographies du champ électrique normalisé au voisinage de la lentille. Les 9 sources sont alimentées donnant naissance au diagramme sectoriel (a), la source centrale seule est alimentée permettant d’obtenir le diagramme de type directif (b).

### 4.3.2 Configurations et résultats obtenus

A partir du principe énoncé ci-dessus, une étude a été menée qui montre qu’il est possible d’obtenir des diagrammes de rayonnement plus ou moins large en fonction du nombre de sources alimentées permettant d’aller d’un diagramme très directif (1 seule source) à un diagramme sectoriel (9 sources) en passant par des diagrammes plus ou moins directifs. Les diagrammes de rayonnement à 77 GHz correspondant à diverses configurations sont ainsi représentés figure 4.26. Le nombre de sources excitées est respectivement de 1, 3, 5, 7 et 9. L’ouverture à mi-puissance obtenue est également donnée en fonction du nombre de sources allumées. Cette dernière varie ainsi de  $5^\circ$  dans le cas d’une seule source alimentée à  $70^\circ$  pour toutes les sources alimentées.

Une autre potentialité est offerte avec ce système antennaire, celle d’obtenir un diagramme sectoriel dépointé en alimentant un certain nombre de sources voisines et en décalant ce groupe de sources. Pour illustrer ce nouveau principe, 3 sources guide d’onde dans le plan H parmi 8 sont excitées formant un groupe qui est ensuite translaté. Une représentation du principe est donnée figure 4.27 ainsi que les diagrammes de rayonnement sectoriels dépointés.

Il est bien évidemment possible de n’alimenter qu’une seule source et de décaler ensuite celle-ci afin d’obtenir un diagramme directif dépointé. Mais dans ce cas, il devient primordial de bien dimensionner le positionnement des sources et leur écartement afin d’assurer un bon recouvrement des faisceaux.

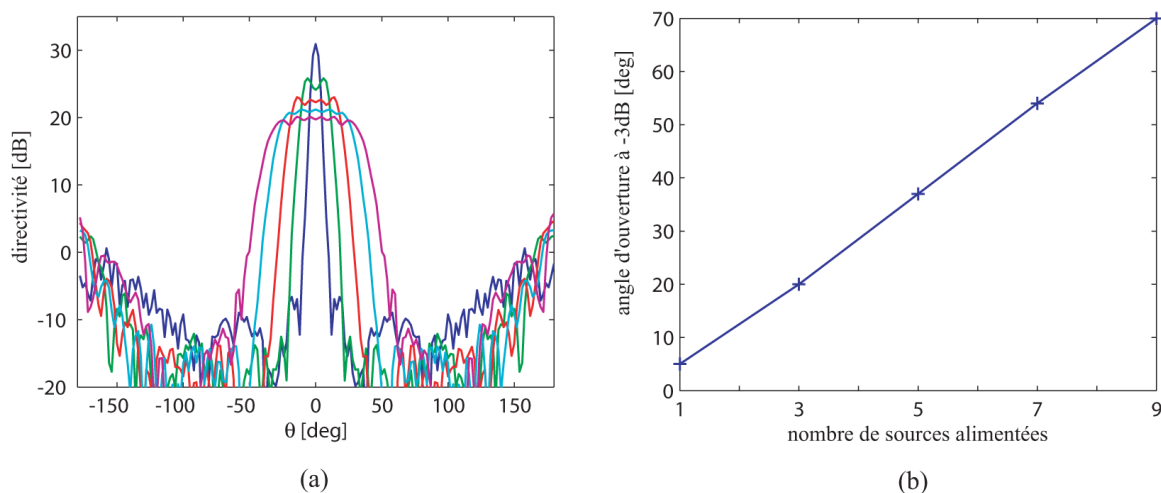


FIG. 4.26 – (a) Diagrammes de rayonnement en champ lointain d’une lentille HMFE optimisée à neuf coquilles, de diamètre  $15 \lambda_0$  à 77 GHz, alimentée par neuf guides d’onde. Le nombre de sources alimentées est de 1, 3, 5, 7 et 9 ce qui se traduit par un élargissement du faisceau. (b) Evolution de l’angle d’ouverture à -3 dB du diagramme de rayonnement en champ lointain en fonction du nombre de sources alimentées.

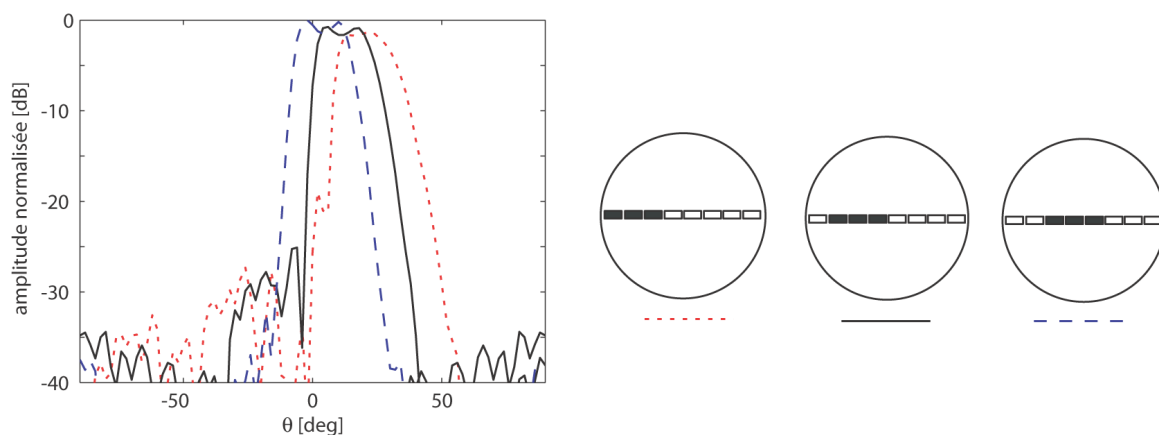


FIG. 4.27 – Diagrammes de rayonnement en champ lointain à 77 GHz du système antennaire composé de huit guides d’ondes WR10, alignés dans le plan H, associés à la lentille HMFE à neuf coquilles. Un diagramme sectoriel qui dépointe est obtenu en alimentant trois sources voisines (en noir) comme expliqué sur la légende.

Afin de valider expérimentalement ces principes de reconfigurabilité en diagramme de rayonnement, un prototype de système antennaire à 24 GHz a été conçu et caractérisé. Il associe la lentille 9 coquilles optimisée, déjà caractérisée au chapitre 3 et qui présente un diamètre de  $4,8\lambda_0$  au réseau actif de 4 sources commutables présenté dans ce chapitre et qui permet d'alimenter entre 1 et 4 sources indépendamment. Je rappelle ici que ce réseau imprimé est basé sur une technologie multicouches et que l'architecture de l'arborescence a été optimisée afin d'assurer une adaptation correcte quelque soit le nombre de sources excitées. La lentille HMFE, à gradient d'indice, possède la propriété de ne pas désadapter les sources donc l'adaptation du réseau+lentille sera quasi identique à celle du réseau seul.

### 4.3.3 Prototype lentille + réseau de sources à 24 GHz

Le réseau actif de 4 sources multicouches a déjà été largement détaillé dans la partie précédente de ce chapitre, je ne redonne donc pas ici plus de détails. Je rappelle seulement qu'il s'agit d'un réseau imprimé de 4 sources patches excités par une arborescence active contenant 4 commutateurs basés sur des transistors FET montés à la réception en amplificateur. L'excitation des patches se fait via des transitions ligne-fente-ligne, avec les fentes gravées dans un plan de masse épais de 0.2mm situé entre les deux couches diélectriques. Ce réseau actif permet d'alimenter de 1 à 4 patches en jouant sur les tensions de polarisation des drains des transistors. Associé à la lentille HMFE, il permet de valider le principe de reconfigurabilité énoncé ci-dessus.

Pour les simulations sources+lentille effectuées sous CST Microwave, seules les pastilles imprimées excitées par une ligne directe ont été intégrées. Le réseau étant constitué de 4 sources, il a été décidé de regarder prioritairement deux configurations associant les sources et la lentille :

- L'obtention d'un diagramme directif quand les 2 sources centrales sont alimentées,
- L'obtention d'un diagramme sectoriel quand les 4 sources sont alimentées.

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain obtenus en simulation à 24 GHz sont représentés figure 4.28. Une vue 3D du système antennaire simulé lentille+sources est tout d'abord montrée (a). Les diagrammes de rayonnement du réseau seul avec respectivement 2 et 4 sources alimentées sont donnés à 24 GHz (b). Enfin, je représente figure 4.28 (c) les diagrammes de rayonnement de type directif et sectoriel obtenus avec 2 ou 4 sources alimentées et associées à la lentille HMFE.

Le nombre de sources étant limité, l'ouverture à mi-puissance varie moins entre les deux configurations comparativement aux cas simulés précédemment où 8 ou 9 guides d'ondes étaient présents. Le prototype a ensuite été caractérisé expérimentalement en rayonnement. Les résultats en diagramme de rayonnement sont représentés figure

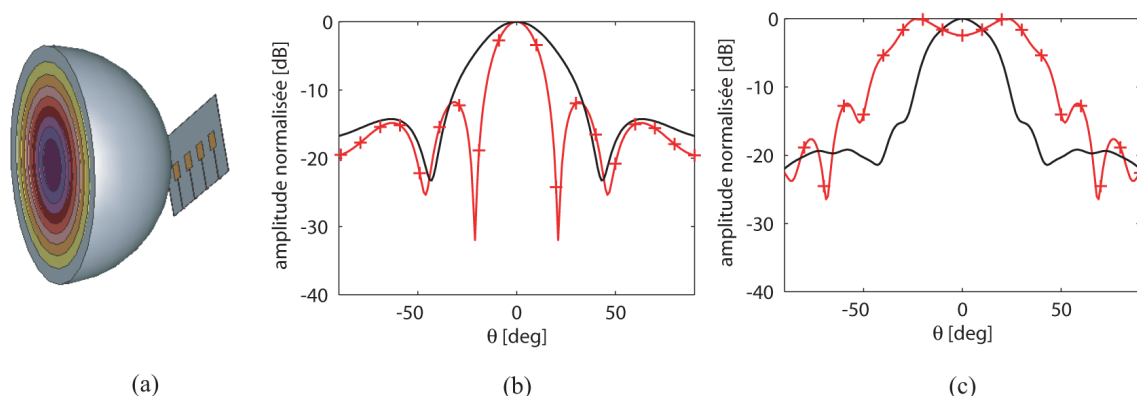


FIG. 4.28 – (a) Vue 3D des quatre antennes imprimées alimentant la lentille HMFE à 9 coquilles de diamètre  $4,8 \lambda_0$  à 24 GHz. Diagrammes de rayonnement en champ lointain à 24 GHz, obtenus avec CST Microwave Studio<sup>®</sup>, quand (+) les quatre antennes imprimées et (—) les deux antennes imprimées centrales sont alimentées : (b) de la source seule et (c) de la source avec la lentille à neuf coquilles.

4.29 pour le système réseau+lentille quand deux sources sont excitées (diagramme directif) et quand les quatre sources sont excitées (diagramme sectoriel).

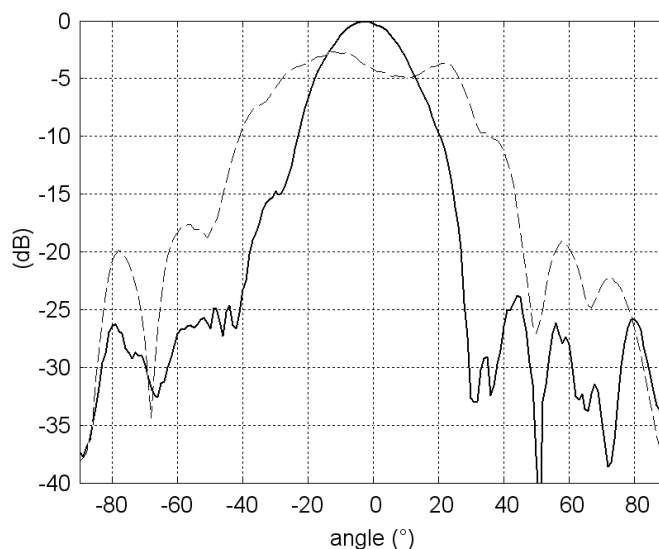


FIG. 4.29 – Diagrammes de rayonnement mesurés en champ lointain à 23,9 GHz, quand deux sources sont excitées (diagramme directif) et quand quatre sources sont excitées (diagramme sectoriel).

Les résultats expérimentaux obtenus à 23,9 GHz valident correctement le principe de reconfigurabilité ainsi que les simulations faites sous CST. Les ouvertures à mi-puissance sont respectivement de  $23^\circ$  et  $58^\circ$  pour les deux configurations.



Si maintenant on souhaite effectuer du dépointage de faisceau, plusieurs configurations peuvent être envisagées et sont détaillées ci-dessous avec  $A_i$  chaque antenne du réseau :

- $B_1$  ( $A_1 A_2 A_3 A_4 = 1 0 0 0$ ),
- $B_2$  ( $A_1 A_2 A_3 A_4 = 0 1 0 0$ ),
- $B_{12}$  ( $A_1 A_2 A_3 A_4 = 1 1 0 0$ ).

Les diagrammes de rayonnement correspondant à ces différentes configurations sont représentés figure 4.30.

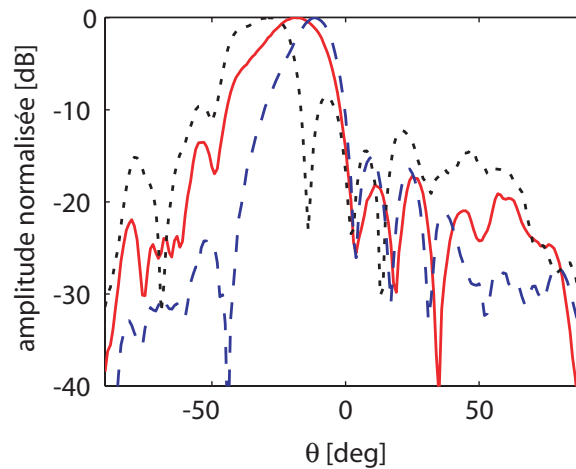


FIG. 4.30 – Diagrammes de rayonnement en champ lointain mesurés à 23,9 GHz de l'antenne lentille pour les configurations d'alimentation ( $\cdots$ )  $B_1$ , ( $—$ )  $B_{12}$  et ( $- -$ )  $B_2$ .

Le principe de système antenne associant des sources à une lentille et permettant ainsi de reconfigurer le diagramme de rayonnement avec notamment l'obtention de diagrammes directifs et sectoriels axés et dépointés a été valorisé en 2007 par le dépôt d'un brevet [11] et par une communication internationale [12] en 2008.

## 4.4 Conclusions

Cette partie du travail de recherche a permis de développer et de valider plusieurs concepts d'antennes reconfigurables actives en bande millimétrique, à savoir :

- Des antennes multifaisceaux associant un réseau de sources imprimé multicouches à une matrice de Butler. Ce type de système permet d'obtenir de bonnes caractéristiques en rayonnement mais présente l'inconvénient de fournir des gains relativement faibles dus aux pertes lignes intrinsèques à la matrice. Les dispositifs actifs développés en insérant des commutateurs amplificateurs permet à coût relativement réduit de lutter contre ces gains limités,
- Des antennes à directivité variable en jouant sur le nombres de sources alimentées dans le réseau. Là encore, on a prouvé qu'il était possible de développer des antennes intelligentes à coût réduit à 24 GHz. En outre, ce type de concept pourrait être développé plus haut en fréquence et avec un nombre plus important de sources pour obtenir des antennes encore plus directives. Un principe innovant d'adaptation quelque soit le nombre de sources activées a également été implémenté, ce qui est indispensable dans ce type de structure,
- Enfin, un principe innovant d'antenne associant une lentille HMFE et un réseau de sources commutables a été mis en oeuvre, permettant de reconfigurer le diagramme de directif à sectoriel dans l'axe ou dépointé. Ce concept d'antennes pourrait être généralisé aux lentilles de Luneburg ou de type K et permet donc le développement d'antennes largement reconfigurables sans ajout de déphaseur. Un brevet a ainsi pu être déposé concernant ce système antennaire. Ces études vont être poursuivies en optimisant au mieux les technologies des réseaux de sources (guides d'ondes, guides diélectrique ou autres) afin d'optimiser le dépointage des faisceaux et les rendements d'antennes.



# Bibliographie

- [1] L. Le Garrec, "Etude et conception en bande millimétrique d'antennes reconfigurables basées sur la technologie des MEMS," Thèse de l'Université de Rennes 1, 2004.
- [2] <http://www.macom.com/Markets/Automotive/sensors.asp>
- [3] J. Butler et Al., "Beam-forming matrix simplifies design of electrically scanned antennas," *Electronic Design*, vol. 9, pp. 170-173, 1963.
- [4] O. Lafond "Conception et technologies d'antennes imprimées multicouches à 60GHz," Thèse de l'Université de Rennes 1, 2000.
- [5] O. Lafond, M. Himdi, "multibeam antenna in millimeter-waves," in *Proceeding of the 32nd European Microwave Conference (EuMC)*, Milan, september. 2002.
- [6] M. Caillet, "Etude et Conception d'un Système Radar Courte portée et d'Antennes Reconfigurables en Bande Millimétrique", Thèse de l'Université de Rennes 1, soutenue le 15 Novembre 2006.
- [7] M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, L. Le Garrec, "A directivity-diversity microstrip antenna array in millimeter wave," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48 / No. 6, pp. 1190-1194, 2005.
- [8] M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "Reconfigurable Microstrip Antennas in Millimeter Waves," *IEEE MTT-S Symposium*, June 2006, USA.
- [9] M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "A Low cost Millimeter-wave Antenna with Smart Tapering Active Feed Network", *European Conference (EUCAP)*, Nice, France, Nov. 2006.
- [10] M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "Millimeter Wave Printed Antenna System for Radiation Pattern Control," *URSI 2007, OTTAWA, Canada, 22-26 July 2007*.
- [11] Brevet français déposé le 20 juillet 2007. Auteurs : B. Fuchs, S. Palud, O. Lafond, M. Himdi, L. Le Coq, S. Rondineau. "Système antennaire dont le diagramme de rayonnement est reconfigurable parmi des diagrammes de rayonnement sectoriels et directifs et dispositif émetteur et/ou récepteur correspondant,".
- [12] O. Lafond, M. Caillet, B. Fuchs, S. palud, M. Himdi, S. Rondineau, L. Le Coq, "Millimeter Wave Reconfigurable Antenna Based on Active Printed Array and Inhomogeneous Lens," , communications acceptée - *EuMW2008*, Amsterdam.



## Chapitre 5

### Recherches débutées récemment et perspectives

Dans ce chapitre, je détaille les recherches auxquelles je participe depuis les derniers mois ainsi que les perspectives de travail à plus ou moins long terme. Je m'attache ici à expliquer à quels thèmes prioritaires ces activités se relient ou s'intégreront dans le futur.

Dans une première partie, j'explique le contenu des recherches entamées récemment, à savoir :

- Le développement d'antennes multicouches dans la bande 59 - 63 GHz pour des applications communications indoor à haut débit et s'intégrant dans le cadre du projet TECHIM@GES du pôle de compétitivité Images et Réseaux.
- L'étude d'antennes à balayage électronique embarquées sur drone dans la bande des 30 GHz. Ces activités se font dans le cadre de la thèse de Thomas Lambard dont je suis l'un des encadrants et en collaboration avec l'ONERA à Toulouse.
- Des travaux concernant la simulation et la mesure de Surface Equivalente Radar (SER) de véhicules dans la bande des 77 GHz. Une thèse en collaboration avec l'équipe Automatique de l'IETR (Supélec Rennes) a permis de débiter cette activité de recherche.
- La poursuite du développement d'antennes reconfigurables associant des réseaux de sources actives avec une lentille de type HMFE. Les objectifs principaux concernent notamment le choix de la technologie du réseau de sources parmi les structures planaire, guide d'onde ou guide diélectrique afin d'optimiser les rendements et de minimiser les pertes, ainsi que le développement d'un prototype actif intégrant les commutateurs dans la bande du radar automobile à 77 GHz.

Dans une seconde partie de ce chapitre, je m'attache à énoncer mes futures activités de recherche à plus ou moins long terme, à savoir :

- Les antennes multicouches planaires intégrant des couches diélectriques parasites dans l'objectif d'obtenir des systèmes antennaires à fort rendement et fort gain.
- Les antennes reconfigurables actives à 77 GHz et notamment de grandes dimensions.
- L'imagerie millimétrique associant les parties circuits actifs et antennes de grandes dimensions.

- A plus long terme, la montée en fréquence progressive des dispositifs antennaires et des moyens de mesure associés afin d'orienter des activités de recherche vers le domaine sub-millimétrique.
  
- A plus long terme également, le développement de techniques en espace libre de caractérisation de matériaux.



## 5.1 Activités de recherche débutées récemment

### 5.1.1 Antennes multicouches dans la bande des 60 GHz

Dans le cadre du projet TECHIM@GES du pôle Images et Réseaux, je travaille depuis 1 an environ en collaboration soutenue avec Telecom Bretagne au développement de systèmes émission-réception bas coût dans la bande des 60 GHz pour les communications indoor grand public à haut débit. Personnellement, je suis en charge des parties antennaires constituant ces systèmes millimétriques. Pour expliquer le choix des antennes développées, je donne ici les spécifications principales que doivent respecter les antennes émission-réception :

- Assurer une bande jusqu'à 4 GHz (59-63 GHz) permettant d'assurer le débit binaire souhaité (quelques Gbits),
- Un bon rendement des antennes permettant d'obtenir un gain d'environ 10 dB sur la bande,
- Un coût réduit car l'application a pour objectif d'être grand public.

Afin d'assurer ces différents objectifs, le choix a été fait de développer des antennes en technologie imprimée multicouches intégrant des patchs stackés pour assurer la bande souhaitée. En outre, cette antenne devra s'intégrer directement avec les modules actifs émission-réception (mélangeur, amplificateur, filtre,..) développés par Télécom Bretagne. A cet effet, les parties rayonnantes sont excitées à la sortie du dernier amplificateur par des fentes de couplage gravées dans un plan de masse épais. Une vue en coupe de l'empilement des couches est donné figure 5.1.

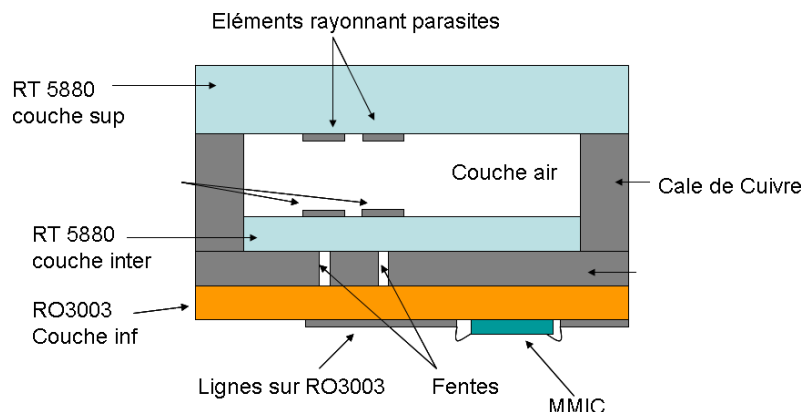


FIG. 5.1 – Antenne multicouches avec patchs stackés pour l'application communication indoor haut débit (59-63 GHz).

Afin d'obtenir les ouvertures souhaitées, un réseau de 4 pastilles stackées a été optimisé. Les matériaux sont choisis de bonne qualité (RO3003, RT Duroid 5880) afin de maximiser le rendement et sans utiliser des matériaux chers tel que le quartz par exemple. On voit bien sur la figure 5.1 l'interconnexion de la partie antennaire avec le module actif constitué de MMIC. Si l'objectif du démonstrateur de fin de projet (fin 2008) est la réalisation des prototypes actifs émission et réception, l'antenne passive seule a été caractérisée afin de valider le principe et de montrer que ce système antennaire respecte bien les spécifications désirées.

L'antenne passive a été optimisée en utilisant Ansoft Designer pour la partie arborescence du réseau sur RO3003 et CST Microwave Studio pour la pastille stackée et afin de tenir compte, ce qui est primordial en millimétrique, de l'épaisseur non négligeable de la fente de couplage. Enfin une simulation globale a été effectuée à l'aide de CST pour prendre en compte notamment les aspects diffraction sur le plan de masse.

Je donne ici les résultats expérimentaux obtenus en termes de coefficient de réflexion (figure 5.2) et de diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux (figures 5.3 et 5.4) pour des fréquences comprises entre 59 à 62 GHz.

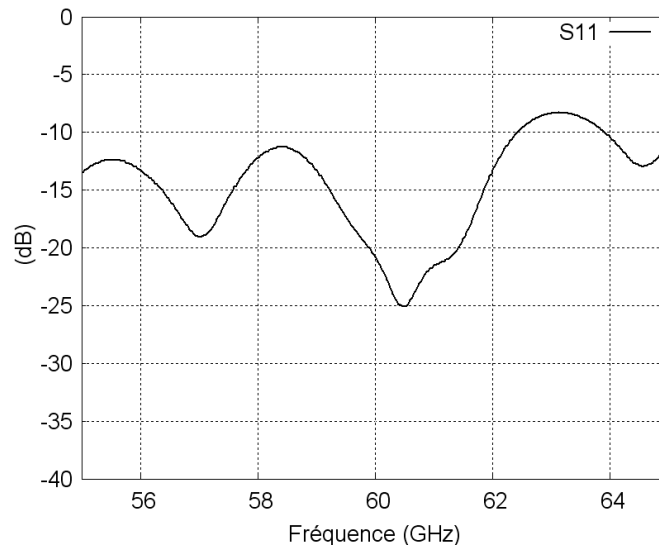


FIG. 5.2 – Antenne multicouche avec patches stackés pour l'application communication indoor haut débit (59-63 GHz) - Mesure de S11.

Les résultats obtenus confirment la théorie. L'antenne est correctement adaptée sur la bande souhaitée. De même, les diagrammes de rayonnement présentent les ouvertures attendues, un niveau de polarisation croisée faible (-25 dB) et une très bonne stabilité sur la bande de fréquences. Le gain mesuré se situe entre 10.2 et 11dB sur la bande correspondant à un rendement très correct d'environ 65%.

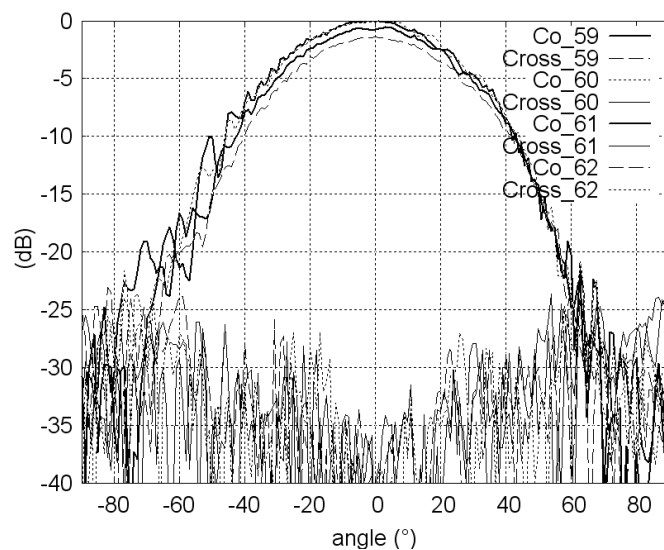


FIG. 5.3 – Antenne multicouche avec patchs empilés pour l'application communication indoor haut débit (59-63 GHz) - Mesures des diagrammes de rayonnement en polarisation principale (Co) et croisée (Cross) dans le plan H.

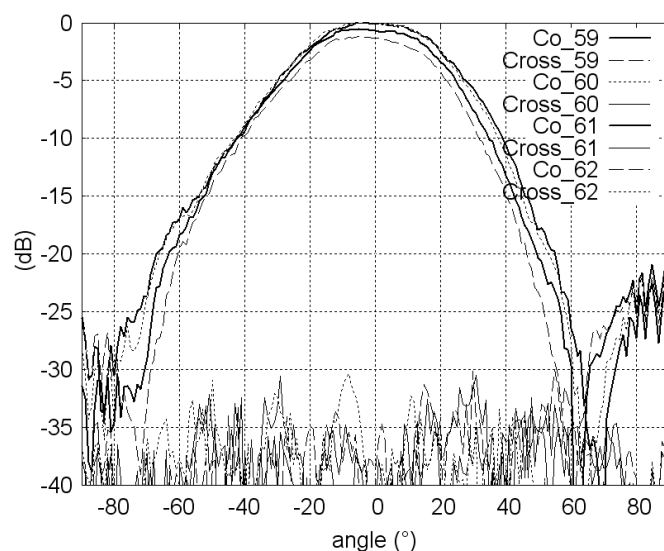


FIG. 5.4 – Antenne multicouche avec patchs empilés pour l'application communication indoor haut débit (59-63 GHz) - Mesures des diagrammes de rayonnement en polarisation principale (Co) et croisée (Cross) dans le plan E.

Le projet de recherche va se poursuivre dans l'objectif de réaliser l'intégration complète module actif / antenne et de pouvoir montrer la faisabilité de communications haut débit (au moins 1 Gbit) en utilisant des technologies sans fil 60 GHz.

Ces applications sont en fort développement actuellement et devraient faire l'objet de nombreuses études et développements dans les années à venir.

### 5.1.2 Etude d'antenne à balayage électronique embarquée sur Drone

L'objectif de cette étude commencée dans le cadre de la thèse de T. Lambard et en collaboration avec l'ONERA, est d'étudier des solutions antennes à balayage électronique embarquées sur drone pour une application liaisons de données haut débit en bande Ka entre ce drone et un satellite géostationnaire (figure 5.5). Une des spécifications est de pouvoir conformer l'antenne à la surface du fuselage interdisant ainsi l'utilisation de paraboles par exemple. Dans ce travail, plusieurs axes sont à étudiés, tels que :

- L'étude de sources rayonnantes possédant un diagramme assez large pour assurer un dépointage du faisceau à  $30^\circ$ .
- L'étude de déphaseurs analogiques  $360^\circ$  permettant d'assurer les écarts de phases dans le réseau en induisant le minimum de pertes.
- Le développement d'un démonstrateur actif réel contenant 16 ou 64 sources.

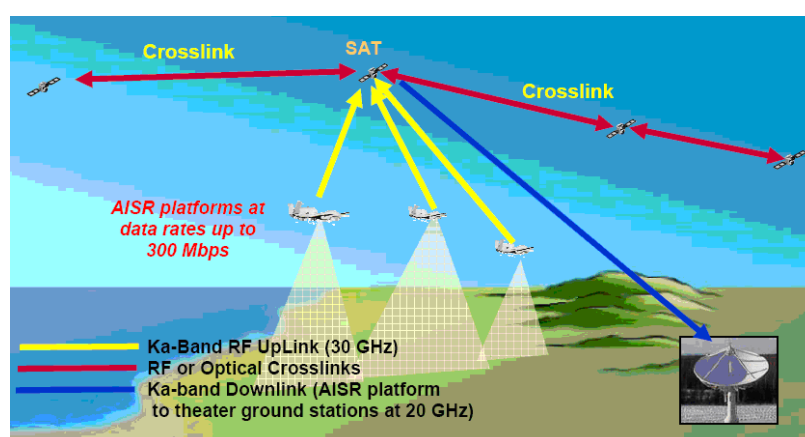


FIG. 5.5 – Application liaison de données haut débit entre un drone et un satellite géostationnaire en bande Ka.

Depuis le début de cette thèse, la majeure partie du travail a consisté à travailler premièrement sur l'étude de sources à diagrammes plus ou moins larges afin de visualiser l'impact de l'ouverture du faisceau lors de la mise en réseau (décroissance du gain lors du dépointage maximum). A cet effet, des sources planaires multicouches ont été designées en utilisant des épaisseurs de substrat différentes. En outre, des sources toujours multicouches mais avec l'ajout d'un capot métallique de fentes insérées dans ce capot ont été étudiées afin d'élargir le faisceau. Il est important de noter qu'une polarisation circulaire est nécessaire pour cette application ce qui complique sensiblement le choix de la source dans l'objectif de dépointer le faisceau.

La deuxième partie du travail a été orientée sur le développement de déphaseurs analogiques  $360^\circ$  permettant un dépointage continu du faisceau à l'inverse de ce qui est obtenu avec les déphaseurs à bits numériques. En outre, les pertes des déphaseurs à bits existant dans le commerce et testés à 30 GHz sont importantes, de l'ordre de 7 dB, ce qui rend difficile la faisabilité d'une antenne à balayage électronique et à gain important.

Le choix du déphaseur s'est donc orienté vers un déphaseur sur la base d'un coupleur hybride ( $3\text{dB}$ ,  $90^\circ$ ) dont les ports sont chargés par un circuit associant diodes Varactors et stubs. Plusieurs configurations de charges ont été envisagées. Les premiers prototypes sont en cours de caractérisation actuellement et ne seront volontairement pas présentés ici.

### **5.1.3 Surface Equivalente de véhicules dans la bande des 77 GHz**

Depuis 18 mois, je suis l'un des encadrants de thèse de Flavien Somda en collaboration avec Supelec Rennes. En effet, cette thèse concerne le développement de stratégies de commandes pour les régulateurs de vitesse, c'est à dire qu'il s'agit de trouver des techniques permettant une réaction plus souple et plus efficace de la voiture en présence d'un obstacle (autre véhicule). L'aspect balayage du faisceau de l'antenne amènera une meilleure détection des obstacles en cas de virage par exemple. En outre, il devient primordial de connaître la SER des cibles mises en jeu, et cela non seulement dans l'axe mais également lorsqu'il existe un angle entre le faisceau et la voiture cible. Si depuis le début de la thèse, les travaux engagés concernent essentiellement les parties automatismes et détection, encadrés par Supelec Rennes, des études concernant les aspects antenne à balayage et Surface Equivalente Radar viennent de commencer depuis quelques mois. Concernant ce dernier aspect, des simulations de cibles références et de véhicules sont en cours en utilisant le logiciel FEKO. Concernant les mesures, nous avons décidé de déduire la SER des cibles en effectuant des mesures de  $S_{21}$  entre antenne d'émission radar et antenne de réception radar. L'objectif à terme est de connaître la SER de voitures en fonction de l'angle de l'onde l'illuminant.

### 5.1.4 Antennes reconfigurables en bandes millimétriques

Ces activités prennent la suite du travail déjà engagé depuis plusieurs années et qui a été détaillé au chapitre 4 de cette synthèse de mes activités de recherche.

L'accent depuis quelques mois est mis sur les antennes reconfigurables en diagramme basées sur l'association d'un réseau de sources et d'une lentille (type HMFE). Jusqu'à ce jour, les prototypes mis en oeuvre l'ont été dans la bande des 24 GHz, limitant ainsi les problèmes de pertes du réseau de sources et des commutateurs associés. L'objectif maintenant est de développer des solutions antennaires pour les bandes plus élevées, notamment la bande W (75-110 GHz). Si les idées directrices peuvent être conservées, ces bandes plus élevées induisent des problèmes supplémentaires que sont les pertes dans les réseaux d'alimentation des réseaux de sources ainsi que le choix des commutateurs.

Des études sont donc actuellement menées, notamment dans le cadre de stage d'étudiants en MASTER 2, afin d'étudier plusieurs technologies pour les réseaux de sources, à savoir les technologies imprimées classiques, les guides d'ondes, les guides d'onde intégrés sur substrat ou bien les guides d'onde diélectriques non rayonnants (NRD). L'objectif final est de choisir la technologie optimum pour assurer un bon rendement au système antenne global (sources+lentille).

- Les technologies imprimées classiques présentent l'avantage d'être simples en terme de réalisation et d'être bien adaptées à l'interconnexion des commutateurs (MMIC, diodes,..). Par contre, elles présentent le gros désavantage d'induire beaucoup de pertes à ces fréquences et notamment dues au substrat diélectrique choisi et au rayonnement de l'arborescence constituant le réseau.
- Les technologies guides d'ondes sont très faibles pertes par nature mais posent plus de problèmes pour l'intégration des circuits commutateurs actifs.
- Une solution peut donc sembler intéressante, mixant un peu les deux technologies précédentes, il s'agit des guides d'ondes intégrés sur substrat. Il s'agit de guides imprimés sur substrat avec les plans métalliques verticaux réalisés avec des trous métallisés. Cette technologie semble intéressante car elle permet d'éviter les pertes par rayonnement tout en passant aisément à une technologie imprimée classique pour l'association des commutateurs.
- Enfin, les guides d'onde diélectriques non rayonnants permettent d'annuler les pertes rayonnantes et d'éviter les retours de masse latéraux. Par contre, cette technologie nécessite le développement de transitions guide classique - NRD afin d'exciter les modes à l'intérieur de ceux-ci.

Des études préliminaires sont donc en cours afin de comparer ces technologies en termes de pertes et de facilité d'intégration. Des premières simulations avec une arborescence en guide d'onde ont déjà été menées en l'associant à une lentille HMFE (9 coquilles) d'un diamètre de  $15\lambda_0$  à 77 GHz. Le prototype simulé est représenté figure 5.6 et le diagramme de rayonnement sectoriel en plan H est donné figure 5.7 lorsque les 8 guides constituant le réseau sont excités.

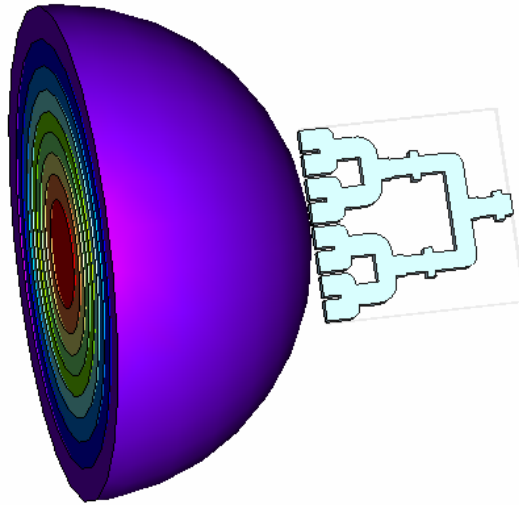


FIG. 5.6 – Lentille HMFE excitée par un réseau de 8 guides d'ondes permettant l'obtention d'un diagramme sectoriel.

Des études préliminaires ont également été menées en 2004, dans le cadre d'un stage de MASTER 2, concernant les transitions guide classique - NRD afin de pouvoir mesurer les paramètres S de structures en guide NRD. De très bons résultats ont été obtenus en bande Ka (26.5 - 40 GHz) et en bande Q (45-55 GHz). Un exemple de transition réalisée en bande Q est représentée figure 5.8. Les résultats obtenus (S11 et S21) pour une double transition sont quant à eux montrés figure 5.9 faisant apparaître de très faibles pertes de l'ordre de 1 dB par transition autour de 50 GHz.

Il conviendrait maintenant d'orienter le travail vers la conception d'arborescence en guide diélectrique non rayonnant afin de venir exciter ensuite la lentille et d'obtenir des diagrammes reconfigurables. Avec cette technologie, se posera le problème de l'interconnexion des commutateurs, tout comme pour la technologie guide d'onde classique.

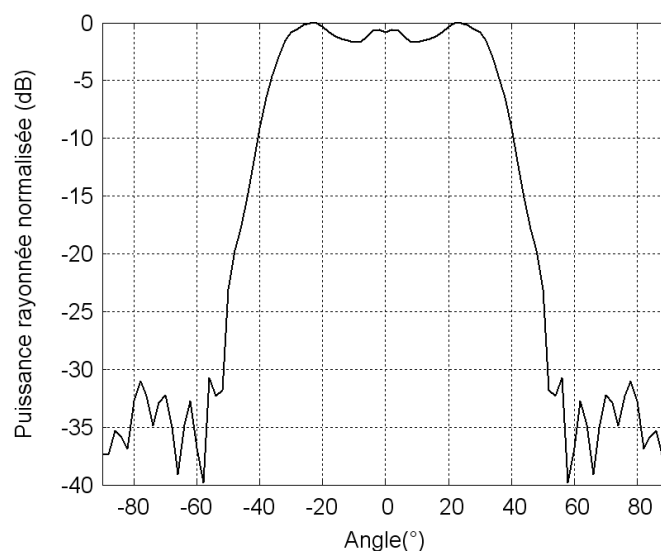


FIG. 5.7 – Lentille HMFE excitée par un réseau de 8 guides d'ondes permettant l'obtention d'un diagramme sectoriel. Diagramme de rayonnement en plan H quand les 8 guides sont alimentés.

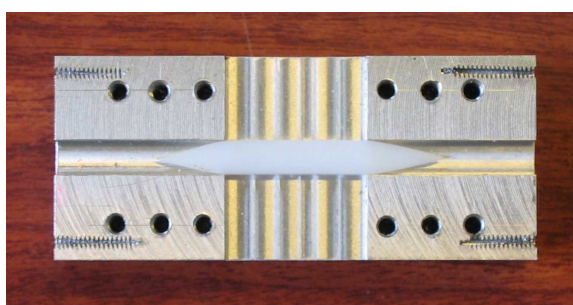


FIG. 5.8 – Transition guide d'onde - guide diélectrique non rayonnant en bande Q.



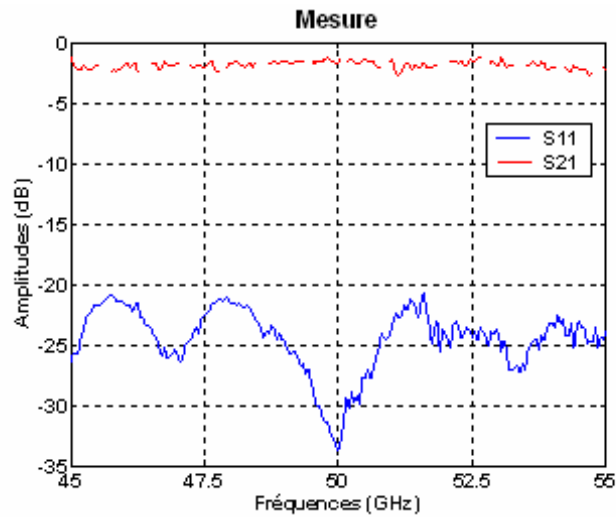


FIG. 5.9 – Transition guide d'onde - guide diélectrique non rayonnant en bande Q - Résultats en S11 et S21 pour une double transition.

## 5.2 Perspectives des activités de recherche

### 5.2.1 A court terme

#### 5.2.1.1 Antennes planaires à fort gain

Les technologies planaires offrent d'incontestables avantages en terme de coût, de facilité de réalisation et d'intégration des composants actifs. Néanmoins, en ondes millimétriques, lorsque l'on souhaite obtenir de forts gains, les pertes diélectriques et métalliques dans les arborescences d'alimentation des réseaux rendent difficiles ou impossibles l'obtention de gains supérieurs à une trentaine de dB. Pour lutter contre ce problème, une solution est envisagée en associant des couches diélectriques parasites au dessus de l'antenne imprimée de base. Le choix des épaisseurs, des permittivités et/ou perméabilités diélectriques et du nombre de ces couches doit permettre d'obtenir des gains élevés avec un nombre limité de sources élémentaires et ainsi de réduire les pertes dans le réseau d'alimentation. Ces concepts d'antennes planaires vont être étudiées en détail dans l'année qui vient avec comme application principale la réalisation de prototypes dans les bandes de 60 et 77 GHz.

#### 5.2.1.2 Antennes actives reconfigurables

Le travail engagé concernant les antennes reconfigurables en diagramme associant des réseaux de sources et une lentille notamment va être poursuivi. L'effort sera mis sur le choix des sources, leur positionnement par rapport à la lentille et l'intégration finale des commutateurs actifs. L'objectif étant de concevoir un prototype notamment en bande W.

### 5.2.2 A plus long terme

#### 5.2.2.1 Imagerie millimétrique

Il est prévu d'engager des travaux concernant l'étude et la conception de systèmes d'imagerie millimétrique passif et/ou actifs permettant notamment la détection de présence humaine derrière des obstacles (feu, mur, ect).

L'objectif est de concevoir les parties circuits actifs permettant la détection ainsi que les parties antennaires qui nécessitent le plus souvent le design d'antennes à très fort gain, notamment pour les systèmes passifs. L'idée est de dimensionner des antennes de type lentille de grand diamètre ce qui obligera de développer et/ou d'utiliser des techniques d'analyse électromagnétique permettant de simuler des antennes de grandes tailles. En outre, la partie traitement de signal fera également partie du travail et une collaboration avec l'équipe Saphir de l'IETR est envisagée à cet effet.

#### 5.2.2.2 Montée vers le sub-millimétrique

Le groupe Antennes et Hyperfréquences possède une forte expérience du domaine de fréquences 30-110 GHz. Il est maintenant envisagé de monter en fréquence vers le sub-

millimétrique et cela nécessitera donc de s'investir de ma part fortement notamment dans l'aspect caractérisation des antennes dans ces bandes de fréquences. En outre, récemment nous avons commencé à étudier le comportement des antennes lentilles de type HMFÉ pour des fréquences d'environ 150-170 GHz. A cet effet, des mesures sont en cours avec l'Université Technologique d'Helsinki.

### **5.2.2.3 Caractérisation des matériaux en ondes millimétriques**

Lorsque l'on souhaite utiliser des matériaux diélectriques en ondes millimétriques pour la conception d'antennes planaires ou lentilles, la connaissance des caractéristiques électriques (permittivité et angle de pertes) est indispensable. Or, le plus souvent, les matériaux du commerce ne sont caractérisés que jusqu'en bande X. Il devient donc primordial de se doter d'un système de caractérisation fiable permettant la bonne estimation de ces paramètres électriques. L'idée première est de s'orienter vers une technique de caractérisation en espace libre bien adaptée aux fréquences élevées.

# Syntèse encadrement et bilan de recherche

## Bibliographie de l'auteur

Les travaux de recherche auxquels j'ai participé depuis le début de ma thèse ont débouché sur 16 articles dans des revues internationales avec comité de lecture, 2 brevets, 1 chapitre de livre actuellement en cours de publication, 20 communications internationales avec comité de lecture, 8 communications nationales avec comité de lecture. Le détail de cet aspect valorisation de ma recherche est donné ci-dessous :

### Articles dans des revues internationales avec comité de lecture

M. Himdi, O. Lafond, S. Laignier, J.P. Daniel, "Extension of cavity method to analyse aperture coupled microstrip patch antenna with thick ground plane," *Electronic Letters*, vol.34, n°16, p.1534-1536, 6th August 1998.

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Aperture coupled microstrip patch antenna with thick ground plane in millimeter waves," *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 17, pp 1394-1396, August 1999.

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Extension of cavity method to analyse the aperture coupled microstrip patch antenna with a tilted feeding line," *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 22/ number 6, pp. 395-396, 20th September 1999.

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Thick slot coupled printed antennas arrays for a 60 GHz indoor communication system," *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 25 / Number 2, pp. 105-108, 20th January 2001.

C. Loyez, N. Rolland, P.A. Rolland, O. Lafond, "Indoor 60 GHz radio channel sounding and related T/R module considerations for high data rate communications," *Electronics Letters*, Vol.37, n°10, pp 654-655, Mai 2001.

S. DUPONT, C. LOYEZ, N. ROLLAND, P.A. ROLLAND, O. LAFOND, J.F. CADIOU, "60 GHz fibre radio communication system for indoor ATM network," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 30, no. 5, pp. 307-310, September 2001.

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, N. Rolland, "Microstrip/Thick-Slot/Microstrip Transitions in Millimeter Waves," *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 34/Number 2, July 2002.

O. Lafond, M. Himdi, Y. Cailloce, O. Vendier, "Thick-Slot Transition and Antenna Arrays in the Q Band," *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 44 / Number 1, January 5 2005.

] M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, L. Le Garrec, "A directivity-diversity microstrip antenna array in millimeter wave," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 48 / No. 6, pp. 1190-1194, 2005.

B. Fuchs, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi, L. Le Coq, "Design and characterization of half Maxwell Fish-Eye lens antenn in 76-81 GHz band," *Electronic Letters*, 42, pp. 261-263, 2006.

M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "Short Distance Detection of Fixed Target Under Near Field Conditions," *Microwave and Optical Technology Letters* Vol 48, n°10, 1977-1979, 2006.

B. Fuchs, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi, "Design and Characterization of Half Maxwell Fish-Eye Lens Antennas in mm-Waves," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2292-2300, Juin 2006.

B. Fuchs, L. Le Coq, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi, "Design Optimization of Multi-shell Luneburg Lenses," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 2, pp. 479-482, Février 2007.

B. Fuchs, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi, L. Le Coq, "Off-Axis Performances of Half Maxwell Fish-Eye Lens Antennas at 77 GHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 2, pp. 283-289, Février 2007.

B. Fuchs, S. Palud, L. Le Coq, O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, "Scattering of Spherically and Hemispherically Stratified Lenses Fed by Any Real Source," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, Issue. 2, pp. 450-460, Février 2008.

B. Fuchs, O. Lafond, S. Palud, L. Le Coq, M. Himdi, S. Rondineau, "Comparative Design and Analysis of Luneburg and Half-Maxwell Fish Eye Lens Antennas," publication en 2008 acceptée dans AWPL.

## Brevets

Brevet français, no. 2888407, publié le 12 Janvier 2007. Auteurs : O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, B. Fuchs. "Lentilles inhomogènes à gradient d'indice de type oeil de poisson de Maxwell, système d'antennes et applications correspondantes,".

Brevet français déposé le 20 juillet 2007. Auteurs : B. Fuchs, S. Palud, O. Lafond, M. Himdi, L. Le Coq, S. Rondineau. "Système antenneaire dont le diagramme de rayonnement est reconfigurable parmi des diagrammes de rayonnement sectoriels et directifs et dispositif émetteur et/ou récepteur correspondant,".

## Chapitre de Livre

Titre de l'ouvrage : "Advanced Millimeter-wave Technologies - Antennas, Packaging and Circuits"

Editeur : Wiley

Auteurs du chapitre : O. Lafond, M. Himdi

Titre du chapitre : "Printed millimeter antennas - Multilayer Technologies"

## Communications internationales avec actes

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Cavity method to analyse aperture coupled patch antenna with a tilted feeding line and circularly polarisation. Extension to millimeter-waves (60 GHz)," Cost 260 : Smart antennas, Aveiro, Portugal, 2 - 5 november 1999.

O. Lafond, M. Himdi, "Substrates characterisation ( $\epsilon_r, \tan\delta$ ) up to millimeter-wavelength," in Proceeding of ANTEM 2004, pp. 20-23, OTTAWA (Canada), July. 2004.

O. Lafond, M. Himdi, "Multibeam antenna in millimeter-waves," in Proceeding of the 32nd European Microwave Conference (EuMC), Milan, september. 2002.

C. Loyez, N. Haese, O. Lafond, P. Lefevre, G. Lewandowski, P. A. Rolland, "Indoor propagation channel considerations in 60 GHz high data rate communications," Wi-reless 2000, Paris, Octobre 2000.

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Slot coupled millimeter printed antenna arrays (60 GHz)," Millennium Conference on Antennas and Propagation, AP200, Davos, Switzerland, April 2000.

O. Lafond, M. Himdi, "A circularly polarised multilayer patch antenna in millimeter waves," JINA 2002, Novembre 2002, Nice.

O. Lafond, M. Himdi, Y. Cailloce, O. Vendier, "H shape thick slot transition in 50 Ghz band," JINA 2004, Novembre 2004, Nice.

M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "A 40 GHz Microstrip Oscillating Antenna," Mediterranean Microwave Symposium 2004, Juin 2004, Marseille, France.

O. Lafond, M. Himdi, Y. Cailloce, O. Vendier, "Multilayer antenna array in Q band for spatial communication," Antenna Technology and Apply Electromagnetics 2005, St-Malo, France.

M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "Active Radiating Antennas using an Oscillator Circuit," Antenna Technology and Apply Electromagnetics 2005, St-Malo, France.

S. Mbe Emame, O. Lafond, M. Himdi, "Nonradiative Dielectric waveguide to rectangular waveguide transition in Millimeter Waves," Antenna Technology and Apply Electromagnetics 2005, St-Malo, France.

O. Vendier, C. Schaffauser, Y. Cailloce, C. Drevon, J. Cazaux, O. Lafond, M. Himdi, G. Carchon, H. Tilmans, T. Buck, J. Schoebel, "Use of RF MEMS and micromachined parts to realize highly integrated V band active feed for satellite antennas," European Microwave Week, 10-15th September 2006, Manchester (UK).

L. Le Coq, G. Godi, B. Fuchs, O. Lafond, R. Sauleau, M. Himdi, "Far-field millimetric band antenna test facility : positioning procedure using phase measurements," In proceeding of European Conference on Antenna and Propagation, Nice, France, (2006).

B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, "Design of half-Maxwell Fish Eye Lens Antennas for automotive application in 76-81 GHz band," 4th ESA Workshop on Millimeter Wave Technology and Applications, Espoo, Finland, Feb. 15-17 2006.

B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, L. Le Coq, "Off-Axis Performances of Half Maxwell Fish-Eye Lens Antennas at 77 GHz," European Conference on Antenna and Propagation (EUCAP), Nice, France, Nov. 2006.

M. CAILLET, O. LAFOND, M. HIMDI, "A Low cost Millimeter-wave Antenna with Smart Tapering Active Feed Network", European Conference (EUCAP), Nice, France, Nov. 2006. Nice : France (2006).

M. CAILLET, O. LAFOND, M. HIMDI, "Reconfigurable Microstrip Antennas in Millimeter Waves," IEEE MTT-S Symposium, June 2006, USA.

B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, S. Palud, L. Le Coq, S. Rondineau, "Design and characterization of half-Maxwell Fish Eye Lens Antennas in W band," 29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beam and Reconfigurable Antennas, Noordwijk, The Netherlands, 18-20 Avril 2007.

B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, S. Palud, L. Le Coq, S. Rondineau, "Modeling, design and performances of Half Maxwell Fish-Eye lens antennas," EUCAP, Nov. 2007.

M. Caillet, O. Lafond, M. Himdi, "Millimeter Wave Printed Antenna System for Radiation Pattern Control," URSI 2007, OTTAWA, Canada, 22-26 July 2007.

B. Fuchs, S. Rondineau, S. Palud, O. Lafond, M. Himdi, "Electromagnetic Modeling of Stratified Inhomogeneous Lenses fed by any Real Sources," IEEE AP-S, Honolulu, USA, 10-15 Juin 2007.

S. Rondineau, B. Fuchs, O. Lafond, M. Himdi, "Scattering of Stratified Lenses illuminated by Any Real Source," International Microwave and Optoelectronics Conference, Salvador, Brésil, Octobre. 2007.

O. Lafond, M. Caillet, B. Fuchs, S. palud, M. Himdi, S. Rondineau, L. Le Coq, "Millimeter Wave Reconfigurable Antenna Based on Active Printed Array and Inhomogeneous Lens," communications acceptée - EuMW2008, Amsterdam.

### **Communications nationales avec actes**

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Extension de la méthode de la cavité pour les pastilles alimentées par fente épaisse," Journées Nationales des Microondes, mai 1999, Arcachon.

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Méthode de la cavité pour les pastilles alimentées par fente : ligne inclinée, polarisation circulaire," 15ème colloque international Optique Hertzienne et Diélectrique, Besançon 1-3 septembre 1999.

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Réseaux d'antennes imprimées multicouches à 60 GHz," Journées Nationales des Microondes, mai 2001, Futuroscope.

O. Lafond, M. Himdi, N. Rolland, "Antennes passives et actives pour communications indoor à 60 GHz," Journées Nationales des Microondes, mai 2003, Lille.

B. Fuchs, S. Rondineau, O. Lafond, M. Himdi, "Modélisation électromagnétique de lentilles inhomogènes stratifiées associées à une source réelle," Journées Nationales des Microondes, mai 2007, Toulouse.

### **Communications nationales sans actes**

O. Lafond, M. Himdi, J.P. Daniel, "Technologies d'antennes imprimées multicouches en millimétrique," Journées d'études Antennes Non Standart : Techniques et Traitement organisées par la SEE, mars 2001, Paris.

M. Himdi, O. Lafond, R. Sauleau, L. Le Coq, M. Drissi, J. M. Floc'h, "Contribution de l'IETR à l'étude des antennes millimétriques et développement de technologies adaptées," Journée Thématique Antennes Millimétriques organisée par l'IETR, Rennes, Juillet 2003.



## Encadrement

Les travaux de recherche sur lesquels j'ai travaillé depuis ma thèse se sont déroulés en partie dans le cadre d'encadrement de thèses et de stages de fin d'étude dont le détail est donné ci-dessous.

### Co-Encadrement de thèses soutenues et en cours

#### Thèses soutenues

Addoh Konam

"Etude et conception d'un système de transmission sans fil de données en bande millimétrique dans un environnement indoor pour application médicale,"

Soutenue le 5 janvier 2006 à l'Université de Rennes 1, Rennes.

Directeur de Thèse : Pr M. Himdi

Financement : Fonds contractuels du laboratoire

Encadrement personnel : 40%

Mathieu Caillet

"Etude et conception d'un système radar courte portée et d'antennes reconfigurables en bande millimétrique,"

Soutenue le 15 novembre 2006 à l'Université de Rennes 1, Rennes.

Directeur de Thèse : Pr M. Himdi.

Financement : Bourse MENRT, Contrat industriel avec Schneider Electric

Encadrement personnel : 50%

Benjamin Fuchs

"Modélisation électromagnétique d'antennes lentilles inhomogènes stratifiées. Application à l'analyse des performances en bande millimétrique,"

Soutenue le 18 novembre 2007 à l'Université de Rennes 1, Rennes.

Directeur de Thèse : Pr M. Himdi

Financement : Bourse MENRT, en collaboration avec l'université du Colorado (Boulder)

Encadrement personnel : 40%

#### Thèses en cours

Thomas Lambard

"Antenne conforme pour liaison de données haut débit sur Drone,"

Soutenance prévue fin 2009.

Directeur de Thèse : Pr M. Himdi

Financement : Contrat industriel ONERA

Encadrement personnel : 50%

Hervé Flavien Somda

"Développement de stratégies de commande pour un régulateur de vitesse intelligent,"  
Soutenance prévue fin 2009.

Directeur de Thèse : Pr M. Himdi.

Financement : Bourse MENRT avec l'équipe Automatismes de l'IETR

Encadrement personnel : 20%

## **Encadrement de stages d'étudiants en MASTER 2 Recherche**

Mathieu Caillet

"Etude d'antennes imprimées oscillatrices en bande millimétrique,"

Période du stage : Du 01/03/2003 au 01/09/2003

Diplôme : Master STI

Responsables scientifiques : O. Lafond (70%), M. Himdi (30%)

Stéphanie Mbe Emane

"Etude de guides d'ondes diélectriques en bande millimétrique,"

Période du stage : Du 01/03/2004 au 01/08/2004

Diplôme : Master STI

Responsables scientifiques : O. Lafond (70%), M. Himdi (30%)

Gwen Le Fur

"Circuits actifs pour applications automobiles à 24 et 77 GHz,"

Période du stage : Du 01/03/2006 au 15/07/2006

Diplôme : Master STI

Responsable scientifique : O. Lafond (100%)

Brahim Benyahia

"Antennes reconfigurables en technologie guide d'onde et guide imprimé en bande millimétrique,"

Période du stage : Du 01/03/2008 au 15/07/2008

Diplôme : Master STI

Responsable scientifique : O. Lafond (100%)

Gisèle Savodago

"Antennes planaires à fort gain,"

Période du stage : Du 01/03/2008 au 30/06/2008

Diplôme : Master STI

Responsable scientifique : O. Lafond (50%), M. Himdi (50%)

## **Encadrement de stages d'élèves ingénieurs en 2ème et 3ème année**

Xavier Pincemin

"Conception d'un Duplexeur en guide d'onde pour LMDS à 40 GHz,"

Période du stage : Mars à Juillet 2002

Diplôme : Diplôme d'Ingénieur en Informatique et Communication (DIIC TST)

Responsable industriels : C. Guguen et P. Chambelin (Thomson)

Caroline Hervy

"Dispositif de séparation de fréquences,"

Période du stage : Mars à Août 2004

Diplôme : Diplôme d'Ingénieur en Informatique et Communication (DIIC TST)

Responsable industriels : J.F. Pintos et P. Chambelin (Thomson)

Adeline Chevalier Jumeau

"Conception d'un récepteur à oscillateur fixe - Synthèse de filtres actifs,"

Période du stage : Mars à Juillet 2006

Diplôme : Diplôme d'Ingénieur en Informatique et Communication (DIIC TST)

Responsable industriels : L. Fuche (Thalès Communication)

Aurélien Hilary

"Design et réalisation d'une antenne à double polarisation dans la bande d'extension 3G en technologie imprimée,"

Période du stage : Mars à Septembre 2006

Diplôme : Master professionnel Systèmes Electroniques et Optoélectroniques (SEO)

Responsable industriels : J. Plet (RFS Lannion)

Tierry Kientega

"Antennes imprimées avec couche diélectrique pour augmenter la directivité,"

Période du stage : Juillet à Septembre 2007

Diplôme : Master professionnel Systèmes Electroniques et Optoélectroniques (SEO)

Responsable scientifique : O. Lafond (100%)

## **Participation à des jurys de thèse**

Depuis ma thèse, j'ai eu l'occasion de participer à 3 jurys de thèse, dont deux soutenues à l'Université de Rennes 1 et une à l'Université de Limoges. Je donne ici le détail.

Christophe Dall'omo

"Contribution à l'étude d'antennes à dépointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de matrices de Butler,"

Soutenue le 13 novembre 2003 à l'Université de Limoges

Composition du Jury : O. Lafond (invité), M. Himdi (rapporteur), R. Plana (rapporteur), S. Verdeyme (Président, examinateur), I. Albert (examinateur), D. Cafarelli (examinateur), B. Jecko (examinateur), T. Monédière (examinateur), G. Villemaud (invité).

Mathieu Caillet

"Étude et conception d'un système radar courte portée et d'antennes reconfigurables en bande millimétrique,"

Soutenue le 15 novembre 2006 à l'Université de Rennes 1, Rennes.

Composition du Jury : O. Lafond (co-encadrant, examinateur), W. Menzel (rapporteur), N. Rolland (rapporteur), M. Himdi (directeur de thèse, examinateur), A. Bourdillon (Président, examinateur), T. Boudet (examinateur), D. Léonard (invité), C. Brousseau (invité).

Benjamin Fuchs

"Modélisation électromagnétique d'antennes lentilles inhomogènes stratifiées. Application à l'analyse des performances en bande millimétrique,"

Soutenue le 18 novembre 2007 à l'Université de Rennes 1, Rennes.

Composition du Jury : O. Lafond (co-encadrant, examinateur), S. Rondineau (co-encadrant, examinateur), S. Verdeyme (rapporteur), Sorrention (rapporteur), M. Himdi (directeur de thèse, examinateur), M. Ney (Président, examinateur), R. Gillard (invité).

## **Activité Contractuelle**

### **Participation aux contrats**

Depuis 1997 et le début de ma thèse, j'ai participé à de nombreux contrats en liaison avec des industriels par l'intermédiaire de projets de recherche nationaux, européens ou de contrats directs industrie-université. J'en donne le détail ci-dessous.

1997-2000

Consultation Thématique Informelle (CTI), France Télécom R&D.

Participants : IEMN, France Télécom, IETR.

Sujet : "Communications de proximité à 60 GHz,"

1999 - 2002

Projet OPTIMM du RNRT, France Télécom R&D.

Participants : IEMN, France Télécom, CEA Leti, IETR.

Sujet : "Systèmes Opto-Millimétriques pour le prolongement optique des raccordements hertziens large bande à 60 GHz,"

2001 - 2004

Projet Européen MIPA, Alcatel Space.

Participants : Alcatel Space (France), Bosch GmbH (Allemagne), IMEC (Belgique), Coventor (Pays-Bas), CNES (France), IETR.

Sujet : "MEMS Based Integrated Phased Array Antennas,"

2002 - 2004

EPML CNRS RouVécom (Routes et Véhicules communicants, CNRS).

Participants : INRETS (Lille), IEMN (Lille), IETR.

Sujet : "Conception d'antennes à balayage électronique pour communications entre véhicules,"

2003 - 2004

Etude Biliographie, Thalès Communication.

Participants : IETR.

Sujet : "Etude de faisabilité d'antennes à balayage électronique en millimétrique,"

2003-2005

Projet Hyprox, contrat no DRES/00303-01, Schneider Electric.

Participants : IETR (Groupes Antennes&Hyperfréquence et Propagation Radar).

Sujet : "Etude de faisabilité d'un détecteur de présence Hyperfréquence,"

2004-2007

Réseau d'Excellence Européen sur les antennes : ACE (Antenna Center of Excellence)

Ce réseau a eu pour objectifs la restructuration de la recherche et la mise en place de liens durables entre les laboratoires et les industriels européens par le biais d'échanges de personnels ainsi que la rédaction de rapports notamment bibliographiques communs sur des sujets particuliers tels que les technologies d'antennes et les moyens et techniques de mesures.

2006-2007

Subvention Rennes Métropole obtenue à la suite d'un dépôt de brevet fait le 5 juillet 2005.

Brevet français, no. 2888407, publié le 12 Janvier 2007.

Auteurs : O. Lafond, M. Himdi, S. Rondineau, B. Fuchs.

"Lentilles inhomogènes à gradient d'indice de type oeil de poisson de Maxwell, système d'antennes et applications correspondantes,".

2006-2008

Projet Techim@ges du Pôle de Compétitivité Images et Réseaux, France Télécom R&D - Thomson.

Sujet : "Technologie 60 GHz pour communications domestiques haut débit,"

Participants : Thomson, France Télécom R&D, ENSTBr, IREENA, IETR.

2006-2008

Convention de collaboration de Recherche, F/20288/DA-PPUJ, ONERA

Sujet : "Antenne Conforme pour Drone,"

Thèse de T. Lambard

## **Rapports de contrats**

Une liste non exhaustive est donnée ici concernant les rapports de contrats qui ont découlé de ma participation aux contrats industriels de recherche détaillés ci-avant.

1999-2002

Projet OPTIMM du RNRT.

Participation au rapport final : O. Lafond, M. Himdi, "Réseaux d'antennes imprimées multicouches à 60 GHz : Passifs et actifs,"

2001-2004

Projet Européen MIPA.

Participation à la rédaction des rapports annuels.

First year review report (Oct 2001 - Oct 2002) : O. Lafond, M. Himdi (Workpackage 5).

Second year review report (Oct 2002 - Oct 2003) : O. Lafond, M. Himdi (Workpackage 5).

Third year review report (Oct 2003 - Oct 2004) : O. Lafond, M. Himdi (Workpackage 5).

2003-2004

Etude bibliographique, Thalès Communication.

Rapport final : O. Lafond, R. Sauleau, "Etude de faisabilité d'antennes à balayage électronique en millimétrique,"

2003-2005

Schneider Electric, contrat DRES/00303-01.

Rapport à t0+6 mois : A. Bourdillon, C. Brousseau, M. Caillet, M. Himdi, O. Lafond, "Etude de faisabilité d'un détecteur de présence hyperfréquence,"

Rapport à t0+12 mois : A. Bourdillon, C. Brousseau, M. Caillet, M. Himdi, O. Lafond, "Perspectives d'enrichissement fonctionnel et orientation de la deuxième phase de l'étude,"

Rapport à t0+18 mois : A. Bourdillon, C. Brousseau, M. Caillet, M. Himdi, O. Lafond, "Détection de la présence de cibles par traitement multifréquence,"

Rapport final : A. Bourdillon, C. Brousseau, M. Caillet, M. Himdi, O. Lafond, "Description du démonstrateur multifréquence,"

2004-2007

Réseau d'Excellence Européen, ACE.

Rapport sur les technologies d'antennes, ACE WP213, "Technologies and facilities assessment report : Structuring Technologies,"

2006-2008

Projet Techim@ges du Pôle de Compétitivité Images et Réseaux.

Rapport à T0+9 mois : C. Person, J.P. Coupez, C. Calvez, O. Lafond, M. Himdi, "Architectures millimétriques pour les communications haut débit à 60 GHz,"

.

## Participation à l'organisation de manifestations scientifiques

Juillet 2003

Journée Thématique "Antennes Millimétriques,"

Nombre de participants : 75

Responsabilité personnelle : J'ai été l'organisateur principal de la journée thématique "Antennes Millimétriques," qui s'est déroulée au sein de l'IETR le 3 juillet 2003. Cette journée a consisté en plusieurs interventions d'industriels et d'académiques concernant les applications et la recherche en cours sur les antennes en bande millimétrique. La liste des intervenants était la suivante :

Alcatel Space, Thomson, Thalès Communication, France télécom R&D, Agilent, Autocruise, ENSTb, , IETR.

Juin 2005

Congrès International "Antenna Technology and Applied Electromagnetics,"

Organisateurs : IETR

Date : Juin 2005

Lieu : St Malo, France

Nombre de participants : 250

Responsabilité personnelle : J'étais membre du comité d'organisation de ce congrès International et dans ce cadre j'étais responsable de la recherche de financements et de partenaires. Entre autres, les institutions suivantes ont apporté leur aide : Région Bretagne, Direction Générale de l'Armement, Rennes Métropole, Conseil Général d'Ille et Vilaine, Thomson, Ecole Doctorale Matisse, GET (Groupement des Ecoles des Télécom).

## Collaborations nationales et internationales

2004-2007

J'ai été un membre actif du Réseau européen d'Excellence sur les Antennes (ACE). L'IETR a été sélectionné en 2004 pour participer à ce réseau dans le cadre de différentes thématiques que sont les Antennes Minitatures, les Techniques de Mesures, le Calcul Electromagnétique et les Antennes Intégrées et Millimétriques. C'est à travers cette dernière thématique que je suis intervenu dans ce réseau. Les objectifs de ce réseau n'étaient pas techniques mais il s'agissait plutôt de faire naître des collaborations entre laboratoires de recherche et/ou industriels et de permettre la mobilité des chercheurs (doctorants ou titulaires). En outre, un bilan exhaustif des technologies, moyens de simulation et de mesures a également été fait. Pour la thématique millimétrique, parmi les académiques et industriels investis dans ce réseau, il est possible de citer : Thalès Alénia Space, Université Technique de Helsinki (Finlande), Université de Birmingham (Angleterre), Université La Sapienza (Italie), Université de Marne la Vallée, IETR,...

2005-2007

Dans le cadre de la thèse de B. Fuchs, dont j'étais l'un des encadrants, j'ai collaboré avec l'Université du Colorado à Boulder (USA) concernant le projet de recherche Lentilles inhomogènes à gradient d'indice. Plusieurs publications et brevets en commun sont venus confirmer cette collaboration très fructueuse. L'université du Colorado, à travers S. Rondineau, a apporté sa très forte expérience concernant la modélisation des effets de diffraction d'une onde par des sphères diélectriques stratifiées.

## Formation à la recherche

2005 et 2007

Dans le cadre du Réseau d'Excellence sur les antennes (ACE), nous avons organisé à



l'IETR et en collaboration avec l'Université de Marne La Vallée, un cours en anglais sur "Les antennes Microondes et Millimétriques" dédié aux doctorants européens et industriels. Ce cours s'est étalé sur une semaine environ et comprenait des cours théoriques ainsi que des travaux pratiques. 12 personnes ont suivi cette formation en 2005 et 2007, dont des étudiants italiens, suédois, finlandais, espagnols, hollandais. Depuis 2007, cette semaine de formation aux Antennes Microndes et Millimétriques rentre dans le cadre de l'Ecole Européenne sur les Antennes (ESOA). Personnellement, j'ai participé à ces cours pour les parties caractérisation de matériaux et influence des pertes en millimétrique, ainsi que pour les antennes actives et reconfigurables en millimétrique.

2006

Dans le même objectif que précédemment, et dans le cadre des Ecoles Doctorales de Bretagne, nous organisons à l'IETR et en collaboration avec le LEST des cours sur les antennes et circuits millimétriques. J'assure un cours concernant les antennes imprimées et notamment les antennes à diagramme formé.

## **Responsabilités relatives à la recherche**

Je suis membre de la commission de spécialistes de 63ème section de l'Université de Rennes 1.

Je suis responsable de la thématique "Antennes Millimétriques" au sein du groupe "Antennes&Hyperfréquences" de l'IETR. De nombreux plateaux techniques sont associés à cette thématique, je suis donc amené à suivre les améliorations et modifications apportées régulièrement à ces plateaux gérés par L. Le Coq. Un détail de ces équipements est donné ci-dessous :

- Chambre anéchoïde 18-110 GHz.
- Analyseur de réseau vectoriel 2-110 GHz.
- Analyseur de spectre et mélangeurs permettant des mesures jusqu'à 110 GHz.

# Syntèse des enseignements

## Activités d'enseignement

Je présente une synthèse de mes activités d'enseignement depuis ma thèse. Trois périodes différentes apparaissent donc dans ce bilan :

- En tant que vacataire durant ma thèse (1998-2000).
- En tant qu'Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche (2000-2002).
- Depuis que je suis Maître de Conférences (2002-2008).

## Vacations durant ma thèse

Durant ma thèse, j'étais vacataire à l'UFR Structures et Propriétés de la Matière (SPM) de l'Université de Rennes 1. J'ai ainsi pu assurer des travaux dirigés et pratiques en Electronique basse fréquence (BF) et haute fréquence (HF). De même, j'ai encadré des projets d'élèves ingénieurs 3ème année. Le détail des volumes horaires est donné dans la tableau suivant, où sont précisées les heures en équivalent TD :

TAB. 5.1 – Vacances d'enseignement durant ma thèse

Discipline	Cycle	Type d'enseignement	Volume horaire
Electronique BF	Cycle 1/DEUG	TP	31h
Electronique HF	Cycle 2/Maîtrise	TD et TP	60h
Projets	Cycle 3/Elève ingénieur	TP	27h

L'enseignement d'électronique BF concernait principalement les fondamentaux d'électronique analogique (diodes, filtres, transistors et amplificateurs, amplificateurs opérationnels, diagramme de Bode).

L'enseignement d'électronique HF assuré dans le cadre de la maîtrise EEA de l'Université de Rennes 1 traitait quant à lui de la conception assistée par ordinateur de circuits hyperfréquences imprimés passifs et actifs (lignes, coupleurs, amplificateurs). Enfin, j'étais en charge de l'encadrement de projets d'Elèves Ingénieurs en 3ème année du Diplôme d'Ingénieur en Informatique et Communication (DIIC) co-géré par l'IFSIC et l'Université de Rennes 1. Plus précisément, ces projets d'une durée de 100h

environ pour les étudiants leur permettaient d'étudier et/ou de concevoir des systèmes hyperfréquences (circuits et antennes) au sein du laboratoire de recherche.

Les enseignements dont je viens de donner quelques éléments de détail se retrouveront dans mes bilans en tant qu'ATER et Maître de Conférence, je ne redonnerai donc pas de plus amples explications.

## Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche

J'ai été ATER de Septembre 2000 à Août 2002 à l'UFR SPM de l'Université de Rennes 1. Les enseignements dont j'ai eu la charge correspondaient à deux services de 192h équivalent TD et sont détaillés dans le tableau ci-dessous :

TAB. 5.2 – Enseignements durant mes deux années d'ATER

Discipline	Cycle	Type d'enseignement	Volume horaire
Electronique BF	Cycle 2/Elève ingénieur	TP	88h
Modulations	Cycle 2/Elève ingénieur	TP	42h
Electronique HF	Cycle 2/Maitrise EEA		
	Cycle 2/Elève ingénieur	TD	160h
	Cycle 3/DESS SEO	TP	
	Prépa Agrégation		
Antennes	Cycle 3/DESS SEO	TP	27h
TP Synthèse	Cycle 2/Elève ingénieur	TP	27h
Projets	Cycle 3/Elève ingénieur	TP	40h

L'enseignement d'électronique BF a été effectué dans le cadre du Diplôme d'Ingénieur DIIC pour les élèves en première année. Les thèmes abordés étaient les montages fondamentaux et complexes de l'électronique analogique tels que l'amplificateur différentiel, les montages de base à AOP linéaires et non-linéaires, les comparateurs, les générateurs de signaux, le VCO, les alimentations régulées et la conversion analogique-numérique et numérique analogique.

Les travaux pratiques en modulation analogique (AM et FM) et numérique (ASK, BPSK, DBPSK) concernaient quant à eux les élèves ingénieurs de deuxième année (filière Traitement de Signal et Télécom) du DIIC.

Les enseignements en électronique HF étaient dédiés aux étudiants de maîtrise EEA, de DESS SEO (Systèmes Electroniques et Optroniques) et aux élèves ingénieurs de deuxième année du DIIC (filière Traitement de Signal et Télécom). Je participais également à la formation sur ces sujets pour les étudiants de l'ENS Cachan (Antenne de Bretagne) qui préparaient l'Agrégation de Génie Electrique.

Les travaux pratiques d'antennes que j'encadrais s'adressaient aux étudiants de DESS SEO qui est devenu à ce jour le MASTER 2 SEO. Ces enseignements concernaient une introduction pratique aux antennes filaires, réseaux imprimés et aux liaisons terre-satellite pour la réception de la télévision analogique et numérique.

Enfin les travaux pratiques de Synthèse avaient pour objectif de faire réfléchir les étudiants sur des systèmes faisant intervenir différentes disciplines : électronique BF, HF et traitement de signal entre autres.

## **Maître de Conférences**

Je suis Maître de Conférences depuis octobre 2002. J'effectue mon service d'enseignement au sein de l'UFR SPM de l'Université de Rennes 1 et ma recherche au sein du groupe Antennes&Hyperfréquences de l'IETR.

Depuis ma nomination en tant que Maître de Conférences, mes enseignements couvrent les domaines de l'électronique BF analogique et numérique, des ondes électromagnétiques guidées, de l'électronique HF, des modulations ainsi que des systèmes de télécommunication. Le tableau suivant résume ces enseignements, les cycles dans lesquels je suis intervenu, l'équivalent en nombre d'heures TD et ceci pour l'année 2006 - 2007. Il est à signaler que depuis 2004, le LMD ayant été mis en place, les années de Licence 1 et 2, MASTER 1 et 2 apparaissent dans ce tableau, les diplômes de DEUG, Maîtrise et DESS ayant quant à eux disparus.

Je donne maintenant quelques détails sur les enseignements n'apparaissant pas dans les tableaux précédents.

J'ai été en charge de la mise en place en 2004 d'un nouvel enseignement en première année de Licence nommé Projet pluridisciplinaire ou Chariot Filoguidé et qui a pour objectif d'introduire les fondamentaux de l'électronique et de la physique aux neobacheliers et cela en partant de l'expérimentation. L'enseignement s'appuie sur un système, le chariot filoguidé, très souvent rencontré de nos jours dans l'industrie.

Je participe également depuis 2006 à l'enseignement de la conception de circuits hyperfréquences assistée par ordinateur avec un logiciel professionnel. Cet enseignement a pour objectif la conception de circuits passifs et actifs utilisant des composants linéaires et non linéaires et leurs modèles.

Enfin, j'ai participé à la mise en place d'un enseignement qui a débuté en Septembre 2007 pour la première promotion de la licence professionnelle Systèmes embarqués co-gérée par l'Université de Rennes 1 et le Lycée Bréquigny à Rennes. Cet enseignement a pour objectif d'introduire les systèmes sans fil embarqués sur véhicule et les blocs circuits les constituant.

TAB. 5.3 – Enseignements assurés en tant que Maître de Conférence pour l'année 2006 - 2007

Discipline	Cycle	Type d'enseignement	Volume horaire
Electronique numérique BF	Licence 1	Cours	9h
Electronique numérique BF	Licence 1	TD	6h
Electronique analogique BF	Licence 1 et 2	TD	19,5h
	Cycle 2/Elève Ingénieur	TP	21,33h
Projet pluridisciplinaire	Licence 1	Cours/TD	20h
Projet pluridisciplinaire	Licence 1	TP	16h
Systèmes télécommunication	Licence Pro	TP	9,33h
Modulations	Cycle 2/Elève ingénieur	TP	10,33h
Lignes et Ondes guidées	Cycle 2/Elève ingénieur	TD	4h
Lignes et Ondes guidées	Cycle 2/Elève ingénieur	TP	4h
Electronique HF	Cycle 2/Master 1		
	Cycle 2/Elève ingénieur	TD	14h
	Cycle 3/Master 2 SEO	TP	20,33h
	Prépa Agrégation		
Antennes	Cycle 3/Master 2 SEO	TP	13,33h
Conception HF	Cycle 3/Elève ingénieur	TP	24h

## Responsabilités administratives liées à l'enseignement

### Jurys de filières

J'ai été membre du jury pendant deux ans de la licence 2ème année du portail Physique Chimie Géophysique Ingénierie de la licence STS de l'Université de Rennes 1.

Je suis actuellement membre de jury pour les formations suivantes :

- Master 2 SEO
- DIIC2, filière Traitement de Signal et télécommunication
- Oraux du concours Archimède.

### Responsabilité de services

Je suis en charge depuis 2003 d'organiser les services d'enseignement des moniteurs intervenant dans les formations de la filière Electronique de l'Université de Rennes 1. De ce fait, je suis également responsable du planning de la salle de TP d'électronique pour les formations L1L2.

## **Participation aux nouvelles habilitations**

J'ai participé à la rédaction du document d'habilitation 2008-2011 pour la nouvelle licence Electronique Télécom.

L'Université de Rennes 1 a décidé de soutenir un projet de future Ecole d'Ingénieur de Rennes associant différentes spécialités, à savoir :

- Ingénierie Biomédicale
- Domotique
- Matériaux
- Nutraceutique
- Télécom Réseaux

Le dossier général vient d'être envoyé à la CTI pour expertise. Dans ce cadre, j'ai activement participé au sein d'une équipe pédagogique de 8 personnes, au programme et contenu de la spécialité Télécom Réseaux. Cette école d'ingénieurs, sous réserve de son acceptation, ouvrirait en septembre 2009.