



HAL
open science

Développement d'antennes millimétriques en bande W

Claire Migliaccio

► **To cite this version:**

Claire Migliaccio. Développement d'antennes millimétriques en bande W. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Nice Sophia Antipolis, 2006. tel-00526994

HAL Id: tel-00526994

<https://theses.hal.science/tel-00526994>

Submitted on 17 Oct 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.

UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS
UFR SCIENCES

**Ecole doctorale des Sciences et Technologies de
l'Information et de la Communication**

l'Habilitation à Diriger des Recherches

**Développement d'antennes
millimétriques
en bande W**

Claire Migliaccio, Maître de Conférences UNSA

soutenue le 30 Novembre 2006, devant le jury constitué de

P. Brachat, Ingénieur d'études FT R&D:	<i>examineur</i>
E. Cambiaggio, Professeur UNSA, LEAT:	<i>examineur</i>
M. Hindi, Professeur Université de Rennes I, IETR:	<i>rapporteur</i>
W. Menzel, Pr. Dr.-Ing Université d'Ulm:	<i>rapporteur</i>
A. Papiernik, Professeur Emérite UNSA, LEAT:	<i>examineur</i>
C. Pichot, DR CNRS, LEAT:	<i>membre invité</i>
P.A. Rolland, Professeur Université de Lille I, IEMN:	<i>rapporteur</i>

Remerciements

Ce travail a été réalisé au Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications (LEAT) de l'Université de Nice - Sophia Antipolis (UNSA). J'adresse mes plus vifs remerciements au Professeur A. Papiernik ainsi qu'à Ch. Pichot, Directeur de Recherche au CNRS, qui ont successivement dirigé le laboratoire. Je leur suis très reconnaissante de m'avoir accueillie et d'avoir su créer les conditions propices au développement de mes activités de recherche au sein du LEAT.

Je tiens à exprimer ma gratitude au Professeur M. Himdi de l'Université de Rennes 1, d'avoir accepté d'être rapporteur de ce manuscrit.

Je suis très reconnaissante au Professeur Dr.-Ing. W. Menzel d'avoir également accepté cette tâche. Je tiens également à le remercier pour son accueil lors des différents séjours effectués dans son laboratoire de l'Université d'Ulm dans le cadre du PAI Procopé ainsi que pour la qualité des échanges scientifiques auxquels ils ont donné lieu.

Je remercie vivement le Professeur P.A Rolland de l'Université de Lille 1, d'avoir accepté ce travail de rapporteur. D'autre part, je lui suis très reconnaissante de m'avoir permis, par le biais de notre accord de collaboration, d'accéder aux plate-formes technologiques de l'IEMN. Certaines structures, présentées dans ce manuscrit, n'auraient pas vu le jour sans cette précieuse aide.

Remercier autres membres du jury

Je tiens également à exprimer ma gratitude aux chercheurs, enseignants chercheurs ou personnels des autres Universités ou organismes de recherche avec lesquelles j'ai travaillé et que j'ai eu la chance de rencontrer lors de mes déplacements.

Je remercie tout particulièrement les Dr. K. Yamamoto et N. Yonemoto de l'Electronic Navigation Research Institute (ENRI), pour leur accueil, leur compétence et leur professionnalisme qui ont permis, au fil des années de tisser de liens solides entre les deux laboratoires.

J'adresse mes vifs remerciements à N. Rolland, HDR Maître de Conférences à l'Université de Lille 1, pour m'avoir guidée lors de mes déplacements à l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN). Son aide et ses conseils ont participé à l'avancement de ce travail. Ma gratitude va également à Elisabeth Delos et Didier Vanermoere, Ingénieurs d'études CNRS rattachés à l'IEMN, qui ont contribué à l'élaboration et à la mesure des plusieurs structures présentées dans ce manuscrit.

Mes remerciements vont également à W. Mayer, doctorant à l'Université d'Ulm, qui a grandement contribué à l'avancement de notre projet commun Procopé.

Plus près de nous, je suis très reconnaissante à J-L Desvilles, Ingénieur d'études à France Télécom R&D, La Turbie, d'avoir accepté de nous apporter son expertise dans le maniement du logiciel SRSRD.

Je ne saurais oublier mes collègues du laboratoire, qui m'ont à la fois aidée, encouragée et supportée pour mener à bien ces travaux. Je tiens à remercier plus particulièrement L. Brochier et J-L Le Sonn, Ingénieurs d'études, grandement mis à contribution pour la réalisation et la mesures des antennes développées.

Je remercie également le Professeur J.Y Dauvignac pour son implication dans l'activité des

antennes millimétriques.

Ce travail doit beaucoup à l'ensemble des étudiants que j'ai encadrés ou co-encadrés durant ces années et que je tiens tout particulièrement à remercier. En premier lieu ceux qui ont ou vont soutenir leur thèse: E. Linardou, B. D. Nguyen, J. Lanteri, M. Multari, mais aussi les stagiaires de Master: M.D. Barry, D. Clément, R. Mouraud, T.P. Nguyen, E. Torfeh, Y. Turki.

Enfin, et plus que tout autres, je tiens à remercier ma famille. Ces travaux n'auraient sûrement pas vu le jour sans l'aide des *Mamies* qui ont assuré bien des soirées pour la plus grande joie de mes filles. Je remercie également mon compagnon et mes deux petites puces qui ont su prendre avec philosophie mes moments de grogne et d'étourderie durant la rédaction de ce document.

Table des matières

Introduction	1
Chapitre 1. Antennes millimétriques pour radars embarqués	5
1. Introduction – historique des travaux menés.....	5
2. Etat de l'art.....	6
2.1. Spécificité des antennes pour radar millimétrique de détection d'obstacle.....	6
2.2. Réflecteurs de Fresnel millimétriques.....	7
3. Description de l'application visée.....	9
3.1. Contexte général.....	9
3.2. Cahier des charges.....	11
4. Méthode de conception des réflecteurs.....	12
4.1. Choix des cellules élémentaires du réflecteur.....	13
4.2. Courbes de phase réfléchies – méthode de simulation	13
4.3. Cellules circulaires, annulaires et combinées.....	14
4.4. Cellules en C.....	15
4.5. Mesures.....	19
5. Sources primaires.....	21
5.1. Critères de choix.....	21
5.2. Solutions envisagées.....	23
5.2.1. Antenne Vivaldi.....	23
5.2.1.1. Antenne Vivaldi alimentée par transition guide-ligne microruban-ligne à fente.....	24
5.2.1.2. Antenne Vivaldi alimentée par transition guide-ligne à fente.....	25
5.2.1.3. Antenne résonante alimentée par FSS.....	28
5.3. Comparaison des sources primaires – solution retenue.....	32
6. Réalisations.....	33
6.1. Cas d'école : le réflecteur de Fresnel demi-onde	33
6.2. Réflecteur de Fresnel hybride: huitième et quart d'ondes.....	35
6.2.1. Simulations.....	35
6.2.2. Mesures.....	39
6.3. Réflecteur replié.....	41
6.3.1. Principe de fonctionnement.....	41
6.3.1.1. Réflecteur principal.....	42
6.3.1.2. Grille semi-réfléchissante.....	44
6.3.2. Simulations.....	45
6.3.3. Mesures.....	46
6.4. Comparaison des performances.....	48
7. Mesures en vol.....	49
7.1. Système complet.....	50
7.2. Le radar.....	51
7.3. Mesures en vol.....	53
7.3.1. Protocole de mesure.....	54
7.3.2. Comparaison des différentes antennes.....	54
7.4. Radar de détection d'obstacle intégré de l'Université d'Ulm.....	58
8. Conclusions et perspectives.....	59

9. Références bibliographiques.....	60
-------------------------------------	----

Chapitre 2. Réseaux réflecteurs et lentilles diélectriques.....65

1. Introduction – Historique des travaux menés.....	65
2. Efficacité d'ouverture.....	67
3. Développement d'un programme d'aide à la conception par la théorie des rayons.....	69
3.1. Théorie.....	70
3.2. Diagramme de rayonnement.....	71
3.2.1. Prise ne compte du masquage.....	72
3.2.2. Couplage entre source primaire et réflecteur.....	73
3.2.3. Programmation.....	74
3.2.4. Validation du programme.....	74
3.2.4.1. Réflecteurs de Fresnel.....	74
3.2.4.2. Réflecteur parabolique métallique.....	76
3.2.5. Théorème de Parseval.....	76
4. Influence de la taille des cellules des réseaux réflecteurs.....	77
4.1. Application à un réseau carré de 5λ	77
4.2. Réseau carré de 15λ de côté.....	79
4.3. Etude de petit réseaux -phase totale réfléchie.....	80
5. Influence de la source primaire – Utilisation de fonctions prolata sphéroïdal.....	84
5.1. Contexte.....	84
5.2. Validation théorique.....	85
5.3. Validation expérimentale.....	86
5.3.1. Réseaux réflecteurs.....	86
5.3.2. Lentilles diélectriques.....	88
6. Lentilles millimétriques large bande.....	90
6.1. Contexte – Etat de l'art.....	90
6.2. Lentille pour radar automobile et métrologie.....	90
6.3. Lentille ULB améliorée.....	92
6.4. Lentille de Fresnel hybride.....	96
6.4.1. Conception.....	97
6.4.2. Fabrication.....	98
6.4.3. Performances.....	99
7. Conclusion et perspectives	101
8. Références bibliographiques.....	101

Chapitre 3. Métrologie des antennes. Mise en place de la mesure du diagramme de rayonnement. Etude d'une base compacte à faible coût.....105

1. Introduction - Historique des travaux menés.....	105
2. Mise en place du système de mesure – Validation.....	106
2.1. Description succincte.....	106
2.2. Dynamique et seuil de sensibilité de la chambre.....	108
2.3. Directivité.....	110
2.4. Validation.....	111
2.4.1. 1.4.1 Validation expérimentale	111
2.4.1.1. Comparaison avec l'IETR.....	111
2.4.1.2. Comparaison avec le MWT, Université d'Ulm.....	112
2.4.2. Validation par des simulations	113

2.5. Validation du calcul de la directivité.....	114
2.5.1. Réflecteur de Fresnel hybride.....	114
2.5.2. Lentille diélectrique prolata.....	115
2.5.3. Antenne cornet.....	116
2.6. Mise en défaut de la chambre pour la mesure de grandes antennes.....	116
3. Etude et implantation d'une base - compacte à lentille diélectrique	118
3.1. Cahier des charges.....	118
3.2. Premières mesures.....	119
3.2.1. Lentille en téflon.....	119
3.2.2. Lentille en PVC.....	121
3.3. Changement de la loi d'éclairement.....	123
3.3.1. Modélisation.....	123
3.3.2. Mesures.....	125
3.4. Simulations de la base compacte.....	126
3.4.1. Impact du filtrage des modes.....	126
3.4.2. Simulations.....	128
3.4.3. Loi d'amplitude fortement atténuée.....	130
3.4.4. Loi d'éclairement prolata.....	131
3.4.4.1. Application à la lentille en PVC de 500 mm de diamètre.....	131
3.4.4.2. Application à la lentille en PVC de 200 mm de diamètre.....	132
3.4.5. Insertion de serrations.....	133
4. Conclusions et perspectives.....	135
5. Références bibliographiques.....	135

Chapitre 4. Antennes planaires -intégration de fonctions actives.....

1. Introduction – Historique des travaux menés.....	137
2. Antennes alimentées par des guides d'ondes coplanaires.....	138
2.1. Antenne planaire à polarisation circulaire.....	138
2.2. Antennes uniplanaires.....	139
2.2.1. Alimentation en parallèle.....	139
2.2.2. Alimentation série / parallèle.....	143
2.2.2.1. Alimentation série – mode pair.....	144
2.2.2.2. Alimentation parallèle – mode impair.....	145
2.2.2.3. Antenne monopulse.....	147
3. Insertion de fonctions actives.....	150
3.1. Dépointage discret de faisceau par commutation d'amplificateur sur un réseau série	150
3.2. Répéteur à diversité de polarisation	150
3.3. Doubleur de fréquences	152
4. Conclusion et perspectives.....	154
5. Références bibliographiques.....	154

Conclusion et perspectives.....

Annexe 1. Élément polarisant.....

Annexe 2. Programmation du diagramme de rayonnement d'un réseau réflecteur.....

1. Description du problème.....	163
2. Modélisation du réseau réflecteur.....	163
2.1. Découpage du réseau.....	164

2.2. Champ rayonné.....	164
3. Calcul détaillé.....	165
3.1. Calcul du champ électrique rayonné par cellule	165
3.2. Calcul du champ électrique total dans la direction θ, φ	167
4. Puissance rayonnée.....	168
4.1. Théorème de Parseval.....	168
4.2. Diagramme de rayonnement.....	169
5. Exemples.....	169
5.1. Calcul de la puissance rayonnée par le théorème de Parseval.....	169
5.2. Diagramme dans le plan $\varphi=90^\circ$	170
5.3. Diagramme dans le plan $\varphi=0^\circ$	171
5.4. Diagramme dans un plan φ_0 quelconque.....	172
6. Approche réseau.....	174
6.1. Calcul du champ électrique rayonnée par cellule	174
Annexe 3. Liste des publications depuis la thèse	175
Annexe 4. Liste des stagiaires ou doctorants encadrés.....	179
Annexe 5. Curriculum Vitae.....	181

Introduction

Lorsque je suis recrutée à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, en, Septembre 1996, je viens de terminer un doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, INPG, spécialité Optique, Optoélectronique et Micro-Ondes intitulé «Passifs fonctionnels en technologie supraconductrice HT_c. Application aux SQUIDS couplés HF».

Le travail proposé au sein de mon laboratoire d'accueil, le Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications, LEAT UNSA - CNRS UMR 6071, porte sur les antennes actives. Je suis recrutée en raison de ma compétence qui s'articule essentiellement autour de l'actif (acquise en stage de DEA effectué à l'université de Darmstadt, Allemagne), et des circuits passifs micro-ondes (acquise durant le DEA et la thèse). Cependant, mon intégration au LEAT s'accompagne d'une reconversion thématique dans le domaine des antennes, qui occupe mes premiers mois au laboratoire.

Les grandes lignes de mon activité de 1996 à 2001 sont résumées ci-dessous:

- conception d'antennes uniplanaires ou alimentées par guide d'ondes coplanaire (CPW),
- insertion de fonctions actives,
- diversification des activités du laboratoire. Application des antennes uniplanaires au domaine millimétrique en collaboration avec l'Institut d'Electronique et de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN) équipe Circuits et Systèmes dirigée par le Pr. P.A. Rolland.

A partir de l'année 2001, j'ai souhaité développer une nouvelle activité au LEAT concentrée sur les antennes millimétriques. En effet, à la faveur des travaux exploratoires en bande millimétrique menés sous ma responsabilité au LEAT, mais aussi d'un contexte industriel propice, citons à titre d'exemple, les radars automobiles d'aide à la conduite à 77 et 24-29 GHz, j'obtiens le soutien de mon directeur d'unité, Christian Pichot DR CNRS, pour m'investir entièrement dans cette activité. Ce soutien se concrétise immédiatement par une première prise de contrat avec l'ENRI, Electronic Navigation Research Institute, Tokyo, Japon, sur le développement d'antennes compactes à fort gain en technologie bas-coût pour un radar de détection d'obstacles à 94 GHz, implanté sur hélicoptère.

Pour le laboratoire, cet engagement a des répercussions en termes d'investissements qui portent à la fois sur l'achat de matériel de mesure, mais aussi sur la recherche de nouveaux partenaires et la possibilité de recruter des doctorants. En effet, travailler en bande millimétrique, à fortiori à 94 GHz, signifie diminuer fortement la taille des antennes et circuits d'alimentation qui s'y rapportent. La technologie de fabrication classique des circuits imprimés, jusqu'alors utilisée au LEAT, ne permet pas d'envisager les tailles de lignes de transmission visées. Nous verrons, dans le cours de ce document, comment nous pouvons nous en affranchir partiellement, par l'utilisation de systèmes quasi-optiques. L'expertise du laboratoire en matière d'antennes porte traditionnellement sur la conception, la simulation, la réalisation et la mesure. Je souhaite, bien sûr transposer ces quatre axes en bande millimétrique.

Le LEAT dispose des moyens conception et de simulation d'antennes, mais la mesure et la fabrication restent critiques. En 2001, j'ai développé une collaboration avec l'IEMN, pour établir une convention de recherche couvrant la période 2002-2006 qui me donne accès à leur plate-forme technologique ainsi qu'à leurs moyens de mesure de paramètres S, notamment en bande W.

La seconde caractérisation expérimentale indispensable à la validation d'une antenne est son diagramme de rayonnement. Nous disposons alors d'un système de mesure en chambre anéchoïde fonctionnant jusqu'à 26 GHz. L'absence de partenaire proche capable d'effectuer des mesures au delà, ainsi que la volonté d'accroître l'expertise du laboratoire en mesures, conduisent le LEAT à investir, sous mon impulsion, dans le matériel nécessaire à l'évolution de sa chambre vers ces bandes. C'est chose faite en Janvier 2004 avec les premières mesures de diagrammes en bande W. Actuellement, le système couvre sans discontinuités le domaine de fréquences de 1 à 110 GHz et est unique en région PACA.

Enfin, l'allocation régulière de bourses MESR (trois entre 2001 et 2005) ainsi que la contribution d'étudiants en Master recherche ou école d'ingénieur (3 Master 2 TRFM et un élève ingénieur en dernière année de l'EUDIL, PolytechLille) me permettent de constituer une petite structure capable de mener à bien l'ensemble des travaux entrepris. En 2003, Jean-Yves Dauvignac, Professeur UNSA, HDR se joint à nous pour une part de ses activités. Ajoutons que Christian Pichot est également fortement impliqué dans notre collaboration avec l'ENRI.

Grâce à l'ensemble des ces investissements, notre activité s'est développée en partenariat avec des universités nationales ou internationales ou des secteurs R&D d'organismes privés, et s'est concentrée selon les axes de recherche suivants:

- recherche d'antennes imprimées compactes à fort gain pour les applications radar embarqués. Développement d'antennes quasi-optiques à base de réflecteurs de Fresnel imprimés.

Partenariat: ENRI, Japon, Contrat de collaboration CNRS n° DR20-01045b pour la période 2001-2006.

Université d'Ulm, Abteilung Mikrowellentechnik (MWT), Allemagne, dirigée par le Pr. Menzel dans le cadre d'un projet d'actions intégrées financé par les ministères des Affaires Etrangères français et allemand (PAI Procope n° 09675YH), pour la période 2005-2006.

Contrats: Kyokuto Boeki Kaisha Ltd. (KBK), Tokyo, Japon, n°DR20-0148, 2001-2002.

Séjour invité: chercheur invitée à l'ENRI mois de mars 2002 dans le cadre du JSPS (Japan Society for Promoting Science).

- étude des caractéristiques de systèmes focalisants de type réseaux réflecteurs (*reflectarray*) ou lentilles diélectriques. Réalisation de lentilles large bande.

Partenariat: France Télécom R&D, La Turbie 06, France.

Contrats: LASMEA, Laboratoire des Sciences et Matériaux pour l'Electronique, et d'Automatique - UMR 6602 UBP/CNRS, "réalisation d'une lentille compacte dans la bande 76-78GHz pour application radar automobile anticollision", Juin 2003.

CNES, contrat CNES-LEAT DCT094/4700011975, "Etudes prospectives d'antennes millimétriques à balayage dans la bande 20-30 GHz", Septembre 2005.

- métrologie des antennes. Mise en place de la mesure de diagrammes de rayonnement en bande W. Etude d'une base compacte à faible coût.

Partenariat: Université d'Ulm, PAI Procope n° 09675YH précédemment cité.
Collaboration ponctuelle avec l'IETR, Université de Rennes I.

Depuis Janvier 2006, l'activité sur les antennes millimétriques menée au laboratoire a intégré ACE, (*Antenna Center of Excellence*), réseau d'excellence sur les antennes dans le cadre du WP 2.1.1 intitulé « mmWave antennas » (antennes millimétriques). Notons que le LEAT fait partie des 4 laboratoires français retenus pour ce réseau.

Le manuscrit s'articule autour de quatre chapitres:

- le premier chapitre présente les principaux résultats obtenus dans le cadre des antennes millimétriques pour radar embarqués,
- le second chapitre décrit les études relatives aux réseaux réflecteurs et lentilles diélectriques,
- le troisième chapitre est consacré à la métrologie des antennes avec la mise en place du système de mesure en bande millimétrique et l'étude d'une base compacte,
- le quatrième et dernier chapitre est la synthèse des travaux menés entre 1996 et 2001 sur les structures planaires pour l'insertion de fonctions actives.

Enfin des perspectives sont dégagées thème par thème lorsqu'elles existent, puis plus généralement en fin de manuscrit.

Deux annexes techniques relatives au chapitres 1 et 2 sont jointes en fin de document ainsi que deux autres qui résument la liste de mes publications depuis la thèse celle des stagiaires et doctorants que j'ai encadrés depuis 1996.

Table des matières

1. Introduction – historique des travaux menés.....	5
2. Etat de l'art.....	6
2.1. Spécificité des antennes pour radar millimétrique de détection d'obstacle.....	6
2.2. Réflecteurs de Fresnel millimétriques.....	7
3. Description de l'application visée.....	9
3.1. Contexte général.....	9
3.2. Cahier des charges.....	11
4. Méthode de conception des réflecteurs.....	12
4.1. Choix des cellules élémentaires du réflecteur.....	13
4.2. Courbes de phase réfléchies – méthode de simulation	13
4.3. Cellules circulaires, annulaires et combinées.....	14
4.4. Cellules en C.....	15
4.5. Mesures.....	19
5. Sources primaires.....	21
5.1. Critères de choix.....	21
5.2. Solutions envisagées.....	23
5.2.1. Antenne Vivaldi.....	23
5.2.1.1. Antenne Vivaldi alimentée par transition guide-ligne microruban-ligne à fente.....	24
5.2.1.2. Antenne Vivaldi alimentée par transition guide-ligne à fente.....	25
5.2.1.3. Antenne résonante alimentée par FSS.....	28
5.3. Comparaison des sources primaires – solution retenue.....	32
6. Réalisations.....	33
6.1. Cas d'école : le réflecteur de Fresnel demi-onde	33
6.2. Réflecteur de Fresnel hybride: huitième et quart d'ondes.....	35
6.2.1. Simulations.....	35
6.2.2. Mesures.....	39
6.3. Réflecteur replié.....	41
6.3.1. Principe de fonctionnement.....	41
6.3.1.1. Réflecteur principal.....	42
6.3.1.2. Grille semi-réfléchissante.....	44
6.3.2. Simulations.....	45
6.3.3. Mesures.....	46
6.4. Comparaison des performances.....	48
7. Mesures en vol.....	49
7.1. Système complet.....	50
7.2. Le radar.....	51
7.3. Mesures en vol.....	53
7.3.1. Protocole de mesure.....	54
7.3.2. Comparaison des différentes antennes.....	54
7.4. Radar de détection d'obstacle intégré de l'Université d'Ulm.....	58
8. Conclusions et perspectives.....	59
9. Références bibliographiques.....	60

Chapitre 1. Antennes millimétriques pour radars embarqués

Intervenants

Nous présentons ci-dessous la liste de l'ensemble des chercheurs ayant participé directement ou indirectement à la thématique décrite dans ce chapitre.

LEAT⁽¹⁾: Binh Duong Nguyen (docteur, thèse soutenue le 12 Juillet 2005), Christian Pichot, Directeur de Recherche CNRS, Directeur du LEAT, Ehsan Torfeh, stagiaire de DEA.

ENRI⁽²⁾: Kazuo Yamamoto, Naruto Yonemoto, chercheurs à l'ENRI.

MWT⁽³⁾: Winfried Mayer, doctorant à Université d'Ulm, Professeur Dr-Ing. Wolfgang Menzel, Directeur du département des techniques microondes de l'Université d'Ulm.

IEMN⁽⁴⁾: Nathalie Rolland, Maître de Conférences HDR, IEMN.

⁽¹⁾ *Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications, Université de Nice -Sophia Antipolis, UMR-CNRS 6071, 250 rue A. Einstein, Bât. 4, 06560 Valbonne, France.*

⁽²⁾ *Electronic Navigation Research Institute, 7-42-23 Jindaiji Higashi-machi, Chofu Tokyo 182-0012, Japon.*

⁽³⁾ *Abteilung MikroWellenTechnik, Université d'Ulm, Albert Einsteinallee 41, 89081-Ulm, Allemagne.*

⁽⁴⁾ *Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologies, UMR-CNRS 8520, Cité Scientifique - Avenue Poincaré, BP 60069, 59652 Villeneuve d'Ascq Cédex – France.*

1. Introduction – historique des travaux menés

Les travaux présentés dans ce chapitre sont initiés en 2001 lorsque le LEAT et l'ENRI décident de collaborer à l'élaboration d'un radar de détection d'obstacles implanté sur hélicoptère de secourisme. Le radar fonctionne en bande W, à 94 GHz.

Ce projet s'inscrit parfaitement dans la volonté du laboratoire de monter en fréquences, convaincu de l'expansion des applications civiles dans le domaine millimétrique. L'ENRI, quant à lui, recherche un partenaire spécialisé dans les antennes afin de compléter l'équipe en charge de la construction du radar. Grâce à de précédents échanges, notamment lors de la tenue des congrès JINA, les chercheurs des deux instituts ont découvert leurs domaines de compétences respectifs.

A l'époque, le LEAT ne dispose ni de la technologie, ni des moyens de mesures, ni du savoir faire dans le domaine millimétrique. Cependant, l'ENRI vient de rénover sa chambre anéchoïde afin de l'étendre à la bande W. Il est rapidement établi que la priorité est la mise en place du banc de mesure en millimétrique grâce au test d'antennes réalisées par le laboratoire. C'est ainsi que je bénéficie d'une invitation à l'ENRI pour le mois de Mars 2002 par le biais du JSPS (Japan Society For the Promotion of Science). Par ailleurs un contrat de collaboration arrivant à échéance en Mars 2005 entre le LEAT et l'ENRI est établi [1-2].

Comme nous le verrons par la suite, les premières antennes sont réalisées à l'IEMN. En effet, conscients de nos lacunes technologiques, en particulier en millimétrique où la finesse des dimensions requiert souvent une précision supérieure à celle inhérente à la technologie de

fabrication classique des circuits imprimés, en 2002, nous signons un accord de collaboration [3] nous donnant accès aux salles blanches de l'IEMN.

Parallèlement au développement du radar à 94 GHz effectué à l'ENRI, d'autres applications radar dans le domaine millimétrique, arrivent à maturité. Le radar de détection d'obstacles pour automobiles fonctionnant à 77 GHz [4-12] en est sans doute la meilleure illustration. Toujours dans le domaine de l'automobile, citons également les travaux conduits sur les radars de proximité dans la bande 22-29 GHz [6,13-14]. Cependant, les progrès des circuits MMIC [15] ainsi ainsi que l'avantage en terme de compacité que procure l'utilisation de fréquences plus élevées, ont conduit les fabricants à déplacer cette dernière application dans la bande 76-81 GHz [16]. Enfin, la bande de fréquences centrée autour 94 GHz, trouve un intérêt pour les applications liées à la sécurité civile et le domaine de l'aéronautique. Citons, les radars embarqués [17-21], la sécurisation des pistes d'atterrissage des aéroports [22] ou encore les systèmes d'imagerie millimétriques pour la détection d'armes [23]: ces derniers fonctionnant éventuellement à plus hautes fréquences [24].

Parmi les universités en pointe dans ce domaine, le MWT, dirigé par le Professeur Menzel, se distingue par l'élaboration d'un radar réalisé en collaboration avec Daimler Chrysler. Les principaux atouts de ce radar, sa compacité et sa capacité à effectuer du balayage électronique, nous ont conduit à inviter le professeur Menzel à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, durant le mois d'Avril 2004. Lors de son séjour, nous avons convenu de la mise en place d'un programme d'actions intégrées (PAI) financé conjointement par le Ministère des Affaires Etrangères des pays impliqués, labellisé Procope pour les échanges franco-allemand. Ce dernier, accepté en décembre 2004, couvre une période de deux années à compter du premier Janvier 2005. Par ce biais, nous avons effectué des comparaisons entre des mesures utilisant le radar de l'ENRI, et un radar développé au MWT proche de celui utilisé dans le domaine automobile, afin d'élaborer de nouvelles perspectives pour notre application. Ces mesures sont présentées en toute fin de chapitre.

2. Etat de l'art

2.1. Spécificité des antennes pour radar millimétrique de détection d'obstacle

A l'origine, le développement de radars millimétriques s'appuie sur des techniques classiques. L'estimation de la distance est essentiellement basée sur l'utilisation de radars pulsés ou FMCW, alors que les antennes, qui doivent présenter un gain élevé, sont constituées d'antennes réflecteurs ou de lentilles [26-27] éventuellement pourvues d'un balayage mécanique. La nécessité d'un développement pour les applications civiles à grande échelle, tel le radar automobile, fait naître de nouvelles contraintes. En premier lieu, un système destiné à être embarqué sur un grand nombre de prototypes se doit d'être compact et si possible discret. Cet élément est particulièrement important dans le domaine automobile où l'implantation d'une fonction supplémentaire ne doit pas nuire à l'esthétique du véhicule. De ce point de vue, les contraintes pour le radar de détection d'obstacles implanté sur hélicoptère sont moins drastiques. De plus, le coût de fabrication du capteur doit être minimisé. Ce cahier des charges a un impact sur le choix des antennes. Les systèmes compacts, si possibles planaires associés à la technique de fabrication classique des circuits imprimés, fédèrent ces nouvelles exigences. Dès lors, des expériences sont conduites sur des antennes diélectriques (*Non Radiative Waveguide*) [10, 28-30], des guides métalliques à fente [11-], ou des antennes alimentées par lignes microruban [12]. Peu de ces antennes sont utilisées dans les applications industrielles, soit en raison de leur complexité et de leur coût de fabrication, soit à cause des pertes trop élevées [12]. Dans le même temps, l'intégration des systèmes en bande W et des antennes associées connaît une avancée significative [27, 31]. Parallèlement à ces développements, des travaux sont menés dans le domaine millimétrique afin de dégager des solutions antennaires originales. C'est le cas des lentilles dites métalliques [34], des guides ou réseaux de guides

intégrés [35-36], ou des antennes utilisant des lignes à méandres [37-23] ou encore des lentilles multi-coques [38] qui constituent une version « simplifiée » et réalisable des lentilles de Luneberg.. Parmi les concepts émergents, l'utilisation de lentilles à métamatériaux [39] semblent très prometteuse pour l'imagerie à super-résolution.

Les antennes à réflecteurs imprimés alimentées de manière quasi-optique, tels les réflecteurs de Fresnel imprimés [40-42] ou les réseaux réflecteurs (reflectarrays) [43-44] émergent depuis la fin des années 80. Le principe de la compensation du retard de phase lié à la différence de trajet, repose sur l'utilisation d'éléments imprimés qui constituent les cellules élémentaires du réflecteur. Les réflecteurs de Fresnel se distinguent par la correction de ces retards en couronnes équi-phases alors que les réseaux réflecteurs associent une phase différente à chacune de leurs cellules élémentaires. La correction de phase est théoriquement meilleure.

L'apport de ces nouvelles antennes est considérable puisqu'elles présentent des performances en rayonnement comparables aux antennes classiques à profil complexe, par exemple les lentilles hyperboliques, tout en s'affranchissant des contraintes de fabrication et d'encombrement. Cependant, leur principal inconvénient réside dans la difficulté de les modéliser de manière rigoureuse. En effet, l'obtention d'une directivité élevée implique de grandes dimensions d'antennes par rapport à la longueur d'onde comme le montre aisément la formule de la directivité maximale d'une ouverture plane:

$$D_{max} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (1.1)$$

où

- S est la surface physique de l'antenne,
- λ la longueur d'onde en espace libre.

Dans le cas des réflecteurs imprimés, nous sommes face à des structures de surface importante constituées de plusieurs centaines, voire de milliers de petits éléments. Cela pose des problèmes de maillage et d'espace mémoire pour les logiciels de simulation électromagnétique basés sur la résolution des équations de Maxwell. Lorsque nous avons débuté nos recherches, aucun outil de modélisation rigoureux ne savait résoudre ce problème, des avancées significatives ont eu lieu depuis [45]. Cette difficulté disparaît lorsqu'il s'agit d'antennes à profils classiques car ces dernières présentent le plus souvent un axe de symétrie qui simplifie leur modélisation comme nous le verrons au chapitre 2.

2.2. Réflecteurs de Fresnel millimétriques

Au commencement de nos recherches, des antennes constituées de réflecteurs imprimés millimétriques ont déjà vu le jour, en particulier dans le domaine des *reflectarray*. Des structures plus ou moins complexes, incluant des fonctions comme le balayage [46-47], la prise en compte d'un offset [48], la diversité de polarisation [49] ou encore l'insertion d'éléments actifs [50-51] sont étudiées. Nous avons choisi d'axer nos recherches sur le développement d'antennes à réflecteurs de Fresnel imprimés. Ces dernières sont en effet le meilleur compromis entre les performances attendues en terme de directivité et la simplicité de fabrication. Le principe de la compensation en zones de Fresnel, largement connu, est rappelé ci-dessous:

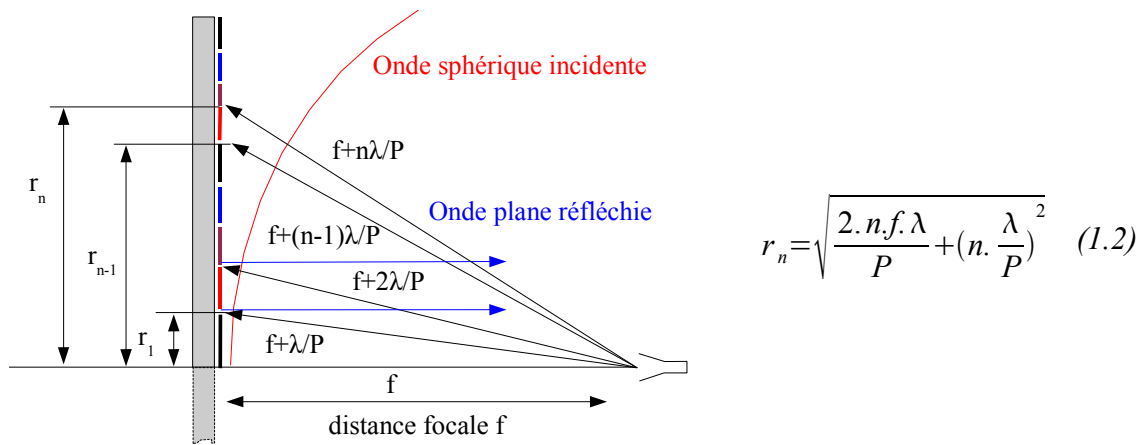


Figure 1.1: compensation du retard de phase en zones de Fresnel

où:

- r_n est le rayon extérieur de la $n^{\text{ième}}$ zone, $n=1,2,3,\dots$
- f est la distance focale,
- P : indice de correction de Fresnel.

Plus l'indice de correction est élevé, meilleure est la compensation de phase. Dans le cas d'une lentille ou d'un réflecteur de Fresnel, l'indice de correction correspond également à la précision.

De premières études, [40] ont démontré les capacités de ces réflecteurs dans le domaine millimétrique. La simplicité de cette structure, alternant les couronnes métalliques (correction 0°) et les couronnes non métallisées sur substrat demi-onde (phase 180°), est un avantage considérable contrebalancé par la faiblesse de la correction demi-onde, qui diminue le rendement d'ouverture. Près de dix ans plus tard, Guo et Barton [42] ont alors l'idée de remplacer les couronnes métalliques par des éléments en anneaux afin d'obtenir une courbe de phase réfléchie continue couvrant 360° . Cette structure, développée avec une correction quart d'onde en bande en bande X n'est pas transposable à l'identique en bande W car les éléments en anneau atteignent des dimensions trop faibles pour être réalisés par la technologie classique de fabrication des circuits imprimés. D'autre part, nous souhaitons augmenter l'indice de correction afin d'atteindre le huitième de longueur d'ondes.

L'ensemble des travaux menés dans ce sens conduit à l'élaboration d'un premier réflecteur large bande combinant pour la première fois des indices de correction $P=8$ et $P=4$ basé sur l'utilisation d'éléments circulaires, annulaires et combinés. Afin de réduire l'encombrement du réflecteur précédent un réflecteur de Fresnel replié à grille polarisante basé sur la technique développée au MWT [4,52-54], utilisant des cellules en C est aussi réalisé. La particularité de ce dernier est le faible nombre d'éléments différents qui le compose : 4 pour huit zones.

Le travail présenté dans ce chapitre comprend plusieurs volets.

En premier lieu nous rappelons le cahier des charges et l'application visée. Nous décrivons la méthode de conception hybride développée pour l'élaboration des réflecteurs en insistant sur la forme des éléments constitutifs des cellules du réseau. Nous présentons les différentes sources primaires développées dans un souci de compacité et d'optimisation du coefficient de réflexion. Les réflecteurs de Fresnel sont ensuite mesurés en chambre anéchoïde et comparés. Enfin, nous présentons les résultats de la campagne de mesure effectuée en vol à Chofu (Japon) au mois de Mars 2006 avec l'implantation de l'antenne au sein du radar de détection. Les perspectives d'amélioration du système radar sont ensuite discutées et étayées par de premières mesures sur site extérieur fixe en Novembre 2006 à Mougins (France).

3. Description de l'application visée

3.1. Contexte général

Le Japon, comme de nombreux pays possède un réseau de câbles électriques aériens fourni. Lorsque les conditions météorologiques sont mauvaises, ces derniers constituent un danger important, car difficile à détecter, pour les appareils en vol. Les hélicoptères de secourisme, qui multiplient les interventions par temps difficile, sont constamment confrontés à ce problème.

De plus, les hélicoptères sont des véhicules extrêmement mobiles qui doivent changer rapidement de direction aussi bien verticalement qu'horizontalement. Les limitations dans le pilotage d'hélicoptère sont bien connues: un plafond supérieur à 500 pieds, visibilité d'au moins 800 m et contact visuel avec le sol [55]. Ajoutons que dans le cas du Japon, ce phénomène est accru par la géographie montagneuse du pays.

De précédentes études, conduites dans la décennie écoulée [56-58], existent mais sont restreintes au domaine militaire. Elles ont pour vocation d'étendre le champ d'opération actuel des appareils.

L'ENRI, qui a pour vocation de le développement et l'amélioration des systèmes de navigation aéronautiques civils est chargé de réaliser un radar de détection d'obstacles pour les hélicoptères. Afin d'améliorer la sécurité des pilotes, son choix se porte sur l'association d'un capteur passif à un capteur actif.

Le capteur passif de l'ENRI associe un caméra infrarouge à une caméra CCD. Ce système à haute résolution, dont l'acuité est démontrée pour la détection de lignes à haute tension [59-60], est peu efficace lorsque les conditions météorologiques sont mauvaises, par temps de neige, de pluie ou de brouillard, et plus généralement lorsque la visibilité est réduite, à l'aube ou au crépuscule.

Le radar de détection qui constitue le capteur actif, utilise un signal électromagnétique pour avertir le pilote et déterminer la distance à l'obstacle. Efficace par mauvais temps, la résolution de l'image est plus faible que celle du capteur passif. En général, ces deux types de capteurs équipent les hélicoptères en raison leur complémentarité.

Le principe général utilisé pour le radar de l'ENRI est présenté en figure 1.2.

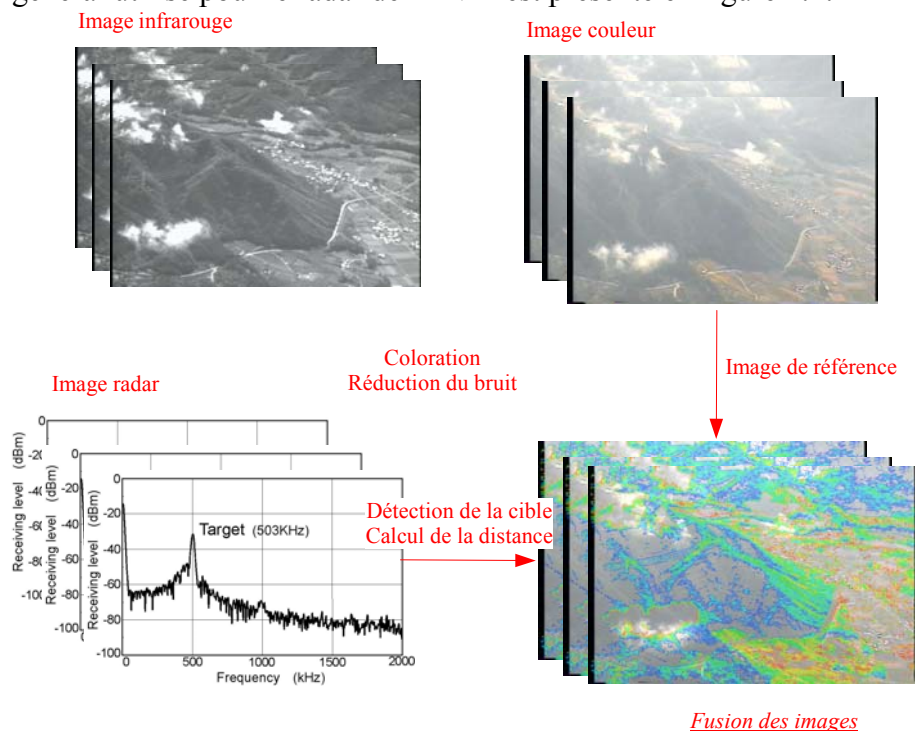


Figure 1.2: principe de fonctionnement du radar de secourisme

Les longueurs d'onde millimétriques sont, par essence, intéressantes pour les applications radar car leurs faibles valeurs favorisent l'obtention de systèmes compacts à haute résolution. Des études antérieures ont dégagé plusieurs bandes de fréquences possibles pour la détection des lignes à haute tension, parmi lesquelles 35 GHz [61], 60 GHz [26] et 94 GHz [58, 62]. La distance maximale de détection, fixée par les pilotes est de 800 m et conditionne le choix de la fréquence de 94 GHz. En effet, la plupart des longueurs d'ondes millimétriques présente un fort coefficient d'absorption par les composantes de l'atmosphère, tels l'oxygène et la vapeur d'eau, contrairement à la fréquence de 94 GHz qui correspond à un minimum de la courbe représentée en figure 1.3.

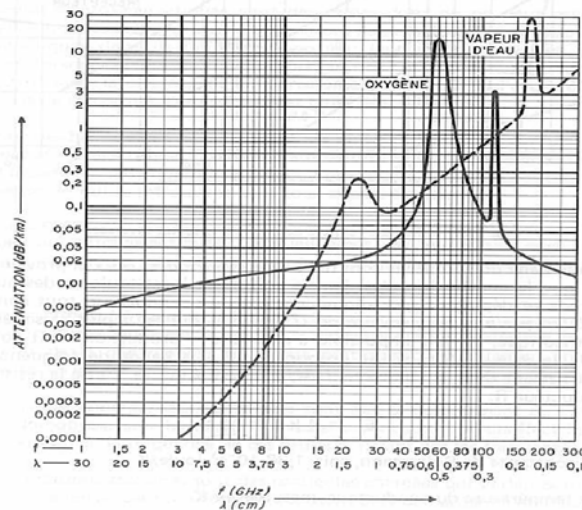
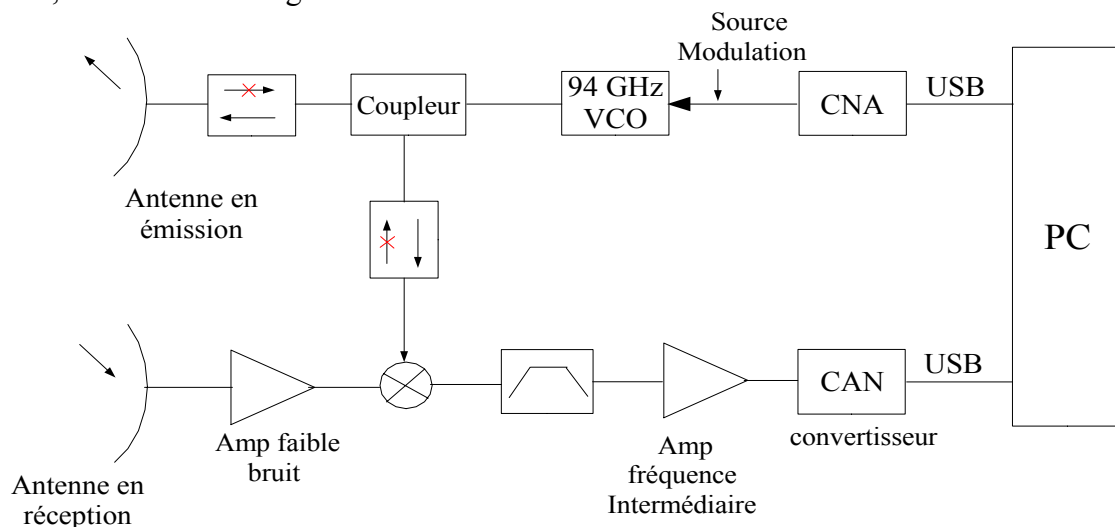
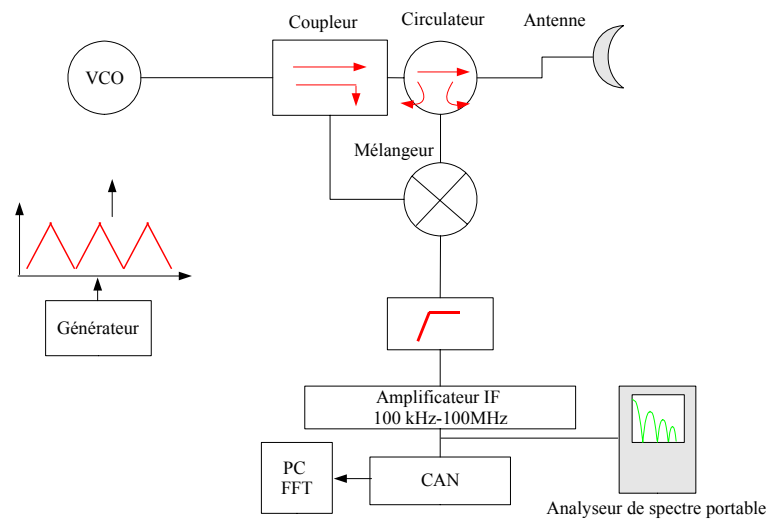


Figure 1.3: courbe d'absorption de l'atmosphère

L'ENRI n'étant pas spécialisée dans la conception de systèmes millimétriques, elle a sous-traité sa fabrication, dans un premier temps à la société japonaise *Amplet*, puis à *Keycom* (Tokyo-Japon). Les schémas synoptiques des deux configuration radar associées, de type FMCW, sont donnés en figure 1.4.



(a) – configuration bistatique initiale (Amplet)

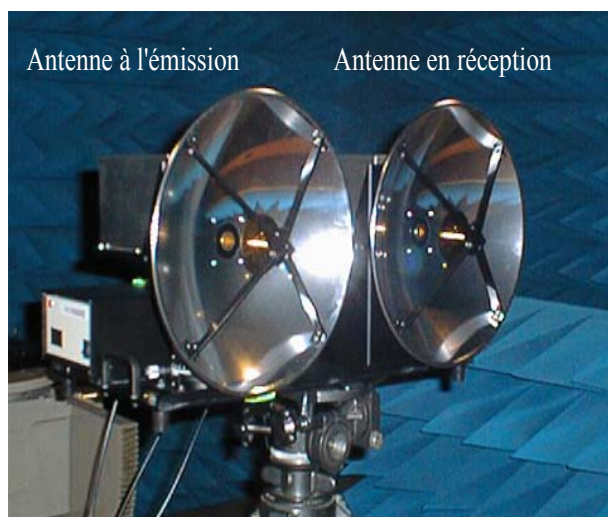


(b) – configuration monostatique actuelle (Keycom)

Figure 1.4: schéma synoptique du radar

Notons que le radar est élaboré à l'aide d'éléments discrets assemblés au moyen de guides d'ondes de type WR-10. Les étages ne font pas toujours l'objet de l'insertion de dispositifs d'adaptation ce qui pénalise la transmission de puissance.

Dans un premier temps, l'antenne équipant le radar a été achetée sur catalogue. Elle a tout d'abord été constituée de deux antennes Cassegrain représentée en figure 1.5.a. Cette solution est à la fois encombrante et difficile à régler car elle multiplie les alignements. De plus, deux antennes sont nécessaires. Ainsi, le synoptique du radar a été modifié afin d'y intégrer un circulateur qui permet l'utilisation d'une seule et même antenne à l'émission et à la réception. L'antenne initiale est remplacée par une antenne Cassegrain parabolique visible sur la figure 1.5.b.



(a) - antennes Cassegrain initiales



(b) - système complet

Figure 1.5.: antennes du radar

3.2. Cahier des charges

Il est important de noter que les spécifications de l'antenne sont élaborées en fonction des performances du reste du système radar. Ces dernières évoluent en fonction des premières estimations de la distance maximale de détection. De plus, la valeur du gain de l'antenne,

élément terminal la chaîne de transmission, est ajustée pour compenser les éventuelles désadaptations des différents étages du radar. Cet inconvénient vient de l'élaboration séparée de la partie antenne et du reste du système. Le radar peut être optimisé en faisant une conception globale comme nous le verrons en fin de chapitre.

L'antenne imprimée est destinée à remplacer l'antenne Cassegrain parabolique dont les spécifications sont données ci-dessous:

- gain 43 dBi
- ouverture à -3 dB: $0,9^\circ$,
- diamètre: 250 mm,
- poids: 1 kg,
- prix élevé: 8000 € pour une antenne de la configuration 1.5.a et 15000 € pour 1.5.b.

L'antenne imprimée

- fréquence de travail: 94 GHz
- gain minimal de 40 dBi (gain initialement demandé 31 dBi)
- ouverture à - 3 dB $< 2^\circ$
- compacité, faible poids, faible coût

Le cahier des charges de la nouvelle antenne est un peu plus lâche en termes de gain et d'ouverture de faisceau, cependant cet aspect est largement compensé par l'amélioration de l'intégration de l'antenne au radar.

4. Méthode de conception des réflecteurs

La conception d'antennes aux ondes millimétriques est délicate car nous sommes limités par la précision des outils. La taille de l'antenne, multiple de la demi longueur d'onde, induit une précision de fabrication importante. Aujourd'hui, différentes machines sont capables de réaliser l'antenne sur son substrat avec une précision de l'ordre du micron avec, pour contre partie, un coût élevé. Notre objectif est de réaliser un réflecteur faible coût, grâce à la technique classique de photo-gravure des circuits imprimés. Toutefois, cette technique ne nous permet pas de réaliser des motifs possédant des dimensions inférieures à $100\ \mu\text{m}$. Ces contraintes conditionnent le choix des éléments de base du réflecteur. Afin d'assurer une bonne faisabilité de réalisation, nous imposons une largeur minimale pour les lignes de type microruban ou fente de $100\ \mu\text{m}$.

Nous avons indiqué plus haut la difficulté de simuler rigoureusement les réflecteurs imprimés. Ces derniers possèdent un nombre élevé d'éléments différents dont les dimensions doivent être ajustées une à une. La solution qui consisterait à simuler la structure entière à chaque modification, à supposer que cela fût possible, ne serait efficace, ni en termes de temps nécessaire à la conception, ni de méthode. En effet, la simulation globale, qui met en jeu des phénomènes complexes, ne permet pas de conclure sur l'influence de chaque élément. C'est pourquoi nous avons développé une méthode hybride qui s'appuie à la fois sur la théorie des rayons, sur la simulation électromagnétique des cellules élémentaires par l'utilisation du module de structures périodique du logiciel HFSS [63], et sur la mesure de la phase réfléchie par ces cellules.

La théorie des rayons nous sert à déterminer les rayons des zones de Fresnel, comme l'indiquent la figure 1.1 et l'équation 1.1 qui en découle. Nous cherchons alors l'élément

capable de satisfaire à la condition de phase.

4.1. Choix des cellules élémentaires du réflecteur

Les formes les plus courantes d'éléments imprimés sur les réseaux réflecteurs, aussi bien que sur les réflecteurs de Fresnel, sont les patch rectangulaires, circulaires, les anneaux ou encore les dipôles [4, 64-66, 42, 67]. Tous sont optimisés en fonction du même critère: l'obtention d'une phase réfléchie couvrant une plage de 360° . Les structures multicouches, qui offrent davantage de souplesse car plus de paramètres d'ajustement, donnent de bons résultats tout en augmentant la plage de phase réfléchie [68-69]. Lorsque la fréquence augmente, le coût de fabrication devient trop élevé pour être réellement compétitif avec les structures en trois dimensions (3D). C'est pourquoi des études ont été menées dans le domaine millimétrique pour trouver des éléments planaires. Les solutions obtenues convergent puisqu'il s'agit de cellules composées soit d'anneaux imbriqués [67] soit celles que nous développons ici à l'aide de géométries en cercles et d'anneaux imbriqués, comme décrit en figure 1.6.a. Cette dernière solution, contrairement aux anneaux imbriqués, est réalisable en bande W par la technologie de photo-gravure. Notons que les éléments circulaires ont de plus l'avantage d'accepter, sans autre ajustement, la polarisation circulaire, contrairement, par exemple, aux patch rectangulaires ou aux dipôles auxquels la condition de retard de phase de 90° entre deux composantes perpendiculaires doit être ajoutée à celle de la compensation du retard.

Afin de réduire l'encombrement du réflecteur, nous étudions également la solution qui consiste à associer un réflecteur plan à une grille polarisante [4,52-53]. Dans ce dernier cas, le réflecteur, en plus de satisfaire la loi de phase visant à compenser les retards de propagation, doit réfléchir une polarisation orthogonale à la polarisation incidente. Cette contrainte nécessite l'élaboration d'un nouvel élément. Le patch rectangulaire satisfait à cette condition mais ne couvre que 320° de phase à 94 GHz. C'est pourquoi nous avons modifié la structure précédente afin de créer une dissymétrie entre deux polarisations orthogonales. Le nouvel élément est une cellule en forme de C, comme indiqué en figure 1.6.b.

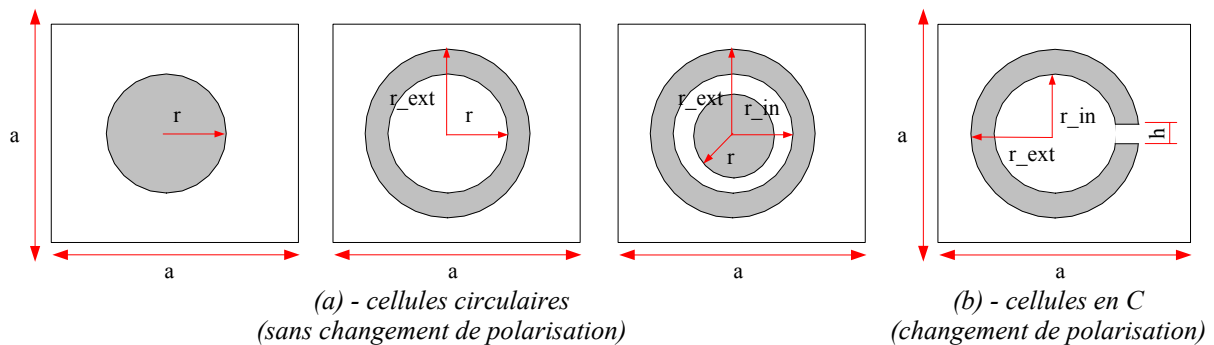


Figure 1.6: cellules élémentaires étudiées

4.2. Courbes de phase réfléchies – méthode de simulation

Les figures 1.7.a-1.7.c représentent la méthode de simulation des éléments du réflecteur. Dans un premier temps, la structure est supposée périodique et infinie. L'onde d'excitation est plane d'incidence normale à la cellule, la seule condition d'excitation à définir est l'orientation du champ électrique. Bien que l'influence de l'angle d'incidence soit discutée [70], il semble que son action puisse être négligée en deçà de 40° [71]. Cette limite correspond à notre éclairage maximal de 45° . Dans ces conditions, le champ électromagnétique qui éclaire la structure est identique sur chaque élément. Les paramètres d'une cellule du réseau peuvent alors être simulés en l'isolant (figure 1.7.b) et en créant

artificiellement les conditions aux limites auxquelles elle est soumise par l'ajout de murs électriques et magnétiques (figure 1.7.c). Dans l'exemple de la figure 1.7.b, le champ électrique \vec{E} d'excitation est orienté selon y, les murs électriques sont les faces perpendiculaires à \vec{E} et les murs magnétiques celles parallèles à yOz.

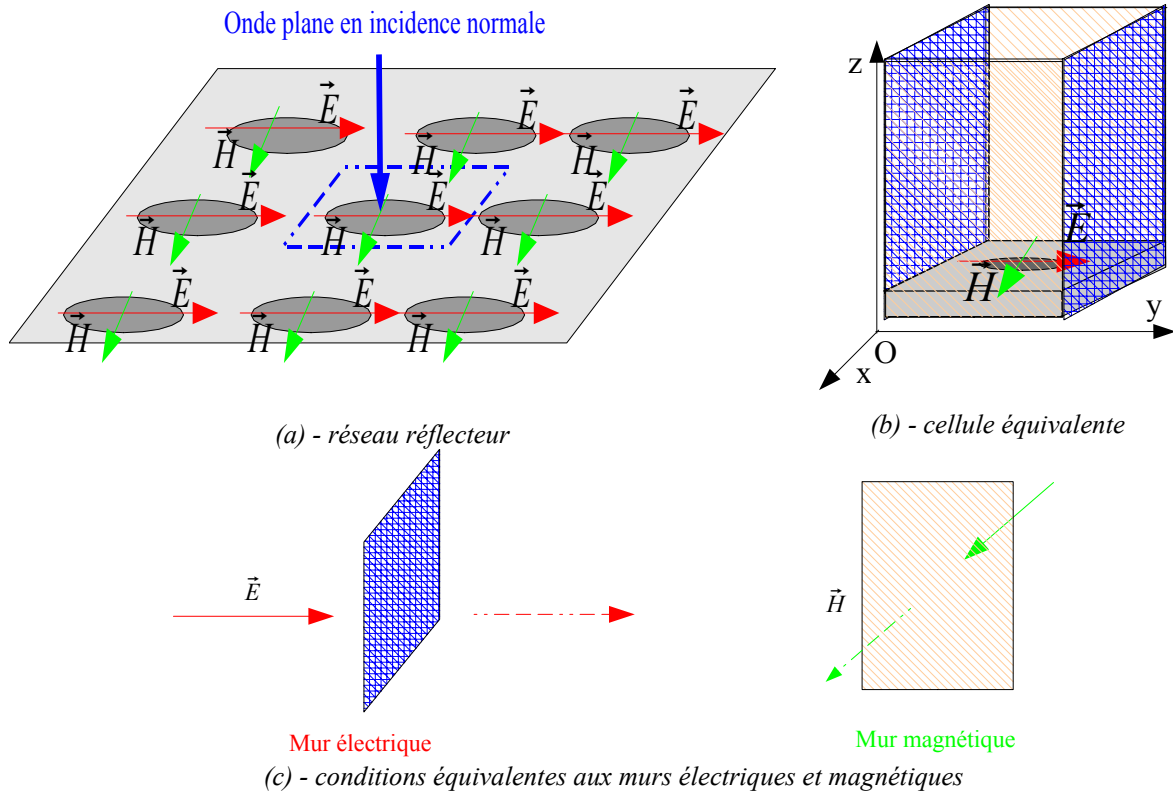


Figure 1.7: principe de simulation de la phase réfléchi par une cellule

La phase réfléchi φ_r est obtenue par la connaissance du coefficient de réflexion S_{11} sur l'accès qui correspond à la face sur laquelle l'excitation est définie (ici la face supérieure):

$$S_{11} = |S_{11}| e^{j\varphi_r} \quad (1.3)$$

Notons que la hauteur de la boîte de simulation conditionne la valeur de φ_r sur l'accès. Elle peut être choisie de manière arbitraire. Cependant, il est préférable, pour plus de lisibilité, de se fixer une référence de phase. Nous choisissons de régler la hauteur l pour l'obtention de 180° à 94 GHz en l'absence de métallisation. Cette valeur correspondra à la phase réfléchi à la zone 180° de notre réflecteur de Fresnel. L'avantage de cette référence est son indépendance vis à vis des dimensions et de la forme du patch. Cette même référence s'applique sur l'ensemble de phases présentées par la suite.

4.3. Cellules circulaires, annulaires et combinées

L'évolution de la phase réfléchi d'un réseau infini en fonction du rayon des patch circulaires à 94 GHz est donnée en figure 1.8.

Nous constatons que la plage de phase de 360° est largement couverte par l'association de ces trois éléments. Compte tenue de notre référence de phase, le patch circulaire permet de remplir les zones de phases positives jusqu'à 150° alors que l'anneau servira pour les phases négatives jusqu'à -90° . En dehors de ces zones, nous utilisons l'élément combinant ces deux patch.

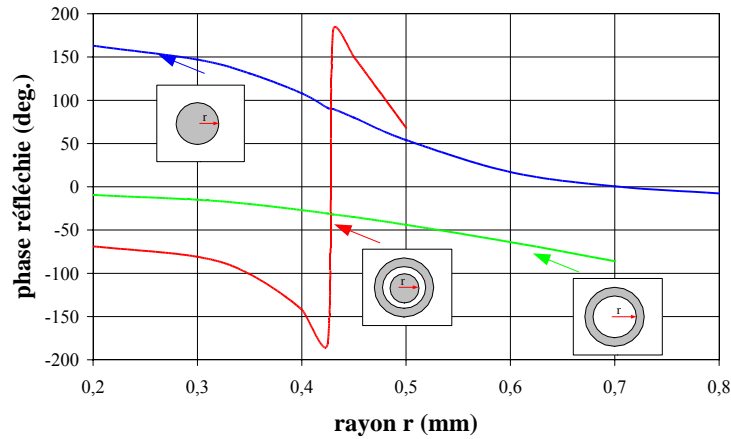


Figure 1.8: courbe de phase réfléchie
 $a = 1,6 \text{ mm}$, substrat duroid $\epsilon_r = 2,2$, $h = 0,508 \text{ mm}$

Par comparaison, nous donnons en figure 1.9 la courbe de la phase réfléchie par un patch carré dans les mêmes conditions.

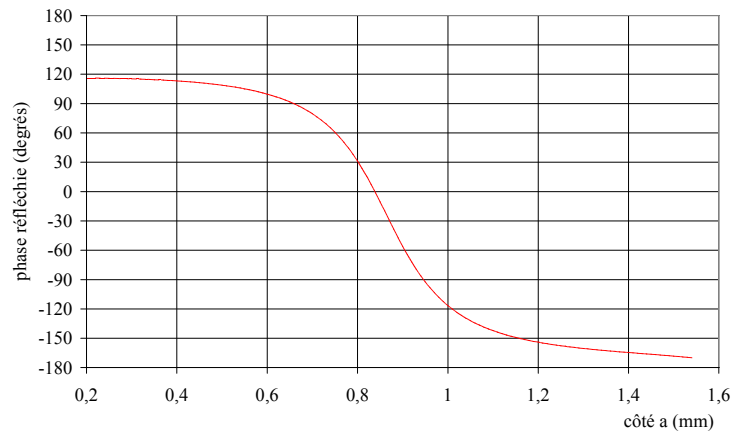


Figure 1.9: courbe de phase réfléchie par un patch carré à 94 GHz [72]

4.4. Cellules en C

Dans ce paragraphe, nous développons le concept de l'élément polarisant. Nous rappelons qu'il présente les avantages suivants:

- plage de phase réfléchie de 360° pour chacune des polarisations,
- différence de phase réglable entre deux excitations orthogonales,
- compatible avec les contraintes technologiques de fabrication des circuits imprimés (taille minimale des pistes de $100 \mu\text{m}$).

L'obtention de phases réfléchies réglables en fonction de deux excitations différentes n'est possible que si la cellule est dissymétrique vis à vis de la polarisation du champ électrique. C'est pourquoi nous modifions le patch initial en forme d'anneau en y incluant une encoche de hauteur h qui supprime la symétrie initiale de la structure. Nous appelons cette cellule, cellule en C.

Nous détaillons en Annexe 1 le mode de fonctionnement théorique concernant la phase réfléchie par ces cellules dans le cas général d'une cellule tournée d'un angle β par rapport à axe Ox d'un repère fixe et d'un champ électrique incident formant un angle α avec ce même axe. Pour notre application, le problème se résume à l'obtention d'une différence de phase de

180° entre deux polarisations incidentes linéaires orthogonales comme illustré en figures 1.10.

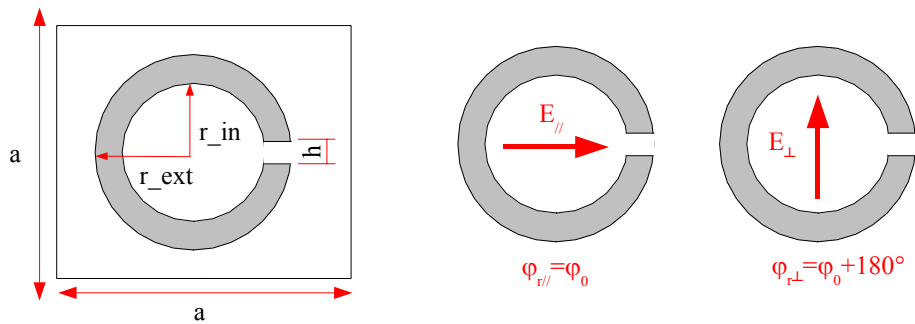
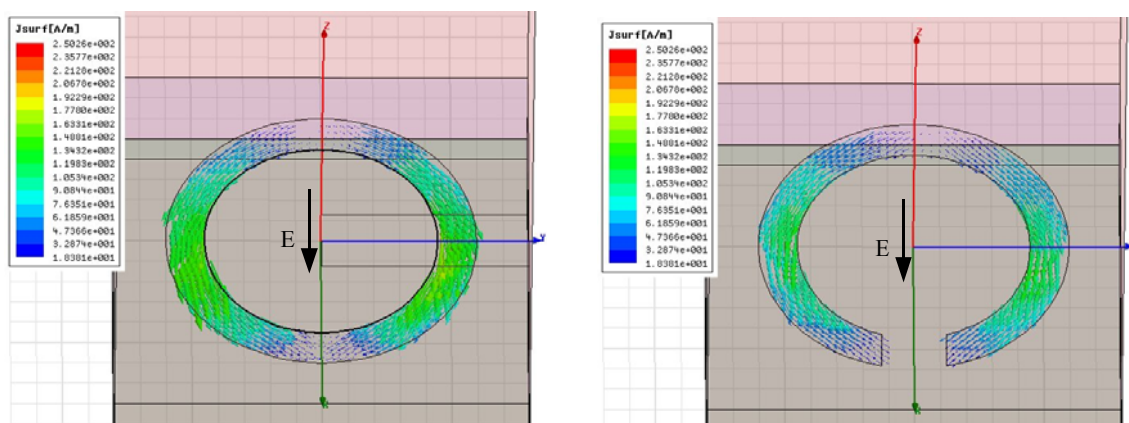


Figure 1.10: cellule en C pour deux polarisations orthogonales $E_{//}$ et E_{\perp}

Nous appelons $E_{//}$ la configuration pour laquelle le champ électrique est orienté parallèlement à la fente et E_{\perp} celle pour laquelle le champ électrique est perpendiculaire. Nous distinguons les phases suivantes:

- $\varphi_{r//}$, correspondant à la phase réfléchiée par le patch en polarisation $E_{//}$,
- $\varphi_{r\perp}$, correspondant à la phase réfléchiée par le patch en polarisation E_{\perp} ,
- $\varphi_D = \varphi_{r//} - \varphi_{r\perp}$ qui correspond à la différence de phase entre les polarisations $E_{//}$ et E_{\perp} .

L'observation de la densité de courant sur le patch permet d'expliquer le fonctionnement de cette cellule. Pour cela, considérons un anneau simple excité par un champ électrique parallèle à sa surface comme indiqué sur la figure 1.11.a. Ce dernier crée une distribution de courant J symétrique de part et d'autre de l'excitation comprenant un minimum le long de celle-ci. Si nous coupons précisément l'anneau sur cette ligne, la distribution de courant reste inchangée par rapport à l'anneau entier. C'est le cas de l'excitation $E_{//}$, d'où l'invariance de \vec{J} dans cette configuration comme indiqué en figure 1.11.b.



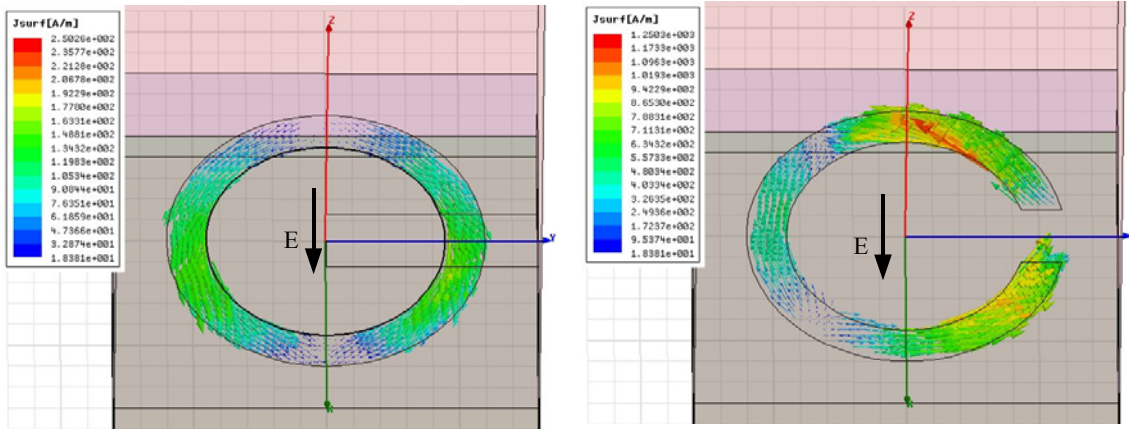
(a) - patch annulaire

(b) - patch annulaire coupé ($E_{//}$)

Figure 1.11 : densité de courant J simulée (HFSS)

$r_{ext}=0,6$ mm, $r_{in} = 0,45$ mm, $h = 0,25$ mm, substrat $\epsilon_r = 381\mu\text{m}$, $\epsilon_r = 2,2$

L'observation de la densité de courant sur l'anneau simple nous indique également que cette dernière est maximale le long d'une ligne perpendiculaire à l'excitation (figure 1.12.a). Ainsi, réaliser une encoche (cas E_{\perp}) sur cette ligne provoque le changement majeur de \vec{J} , observable sur la figure 1.12.b, qui aura des conséquences sur la phase réfléchiée par l'anneau.



(a) - patch annulaire

(b) - patch annulaire coupé (E_{\perp})

Figure 1.12 : densité de courant \vec{J} (simulée avec Ansoft-HFSS)

$r_{\text{ext}}=0,6$ mm, $r_{\text{in}} = 0,45$ mm, $h = 0,25$ mm, substrat $\epsilon_r = 381\mu\text{m}$, $\epsilon_r = 2,2$

Il existe plusieurs paramètres d'optimisation: h , r_{in} , r_{ext} et a . a étant la taille de la cellule, nous choisissons $a = \lambda/2$ conformément à la théorie des réseaux. Le tableau 1.1 rassemble les valeurs des phases réfléchies lorsque h varie pour différentes valeurs de r_{in} et r_{ext} dans les configurations E_{\perp} (valeurs en noir) et E_{\parallel} (valeurs en rouge). Les simulations ont été conduites à la fréquence de 94 GHz, sur un substrat d'épaisseur 381 μm de permittivité $\epsilon_r = 2,2$.

h (mm)	0	0,1	0,2	0,3	0,4
Phase ($r_{\text{ext}}=0,7$; $r_{\text{in}}=0,6\text{mm}$)	-58°/-58°	-26°/-58°	-10°/-57°	7°/-57°	35°/-56°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,7$; $r_{\text{in}}=0,5\text{mm}$)	-40°/-40°	5°/-40°	30°/-39°	59°/-39°	95°/-37°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,65$; $r_{\text{in}}=0,5\text{mm}$)	-41°/-41°	27°/-42°	68°/-41°	105°/-38°	148°/-37°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,65$; $r_{\text{in}}=0,4\text{mm}$)	-22°/-22°	63°/-21°	102°/-20°	140°/-17°	173°/-14°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,6$; $r_{\text{in}}=0,5\text{mm}$)	-45°/-45°	80°/-44°	124°/-42°	163°/-41°	190°/-38°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,6$; $r_{\text{in}}=0,4\text{mm}$)	-20°/-20°	105°/-20°	147°/-17°	178°/-12°	208°/-8°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,55$; $r_{\text{in}}=0,4\text{mm}$)	-16°/-16°	145°/-14°	183°/-10°	204°/-6°	219°/-5°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,55$; $r_{\text{in}}=0,4\text{mm}$)	15°/15°	162°/17°	193°/23°	211°/31°	227°/43°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,5$; $r_{\text{in}}=0,4\text{mm}$)	-8°/-8°	187°/-6°	207°/-4°	220°/18°	228°/38°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,5$; $r_{\text{in}}=0,3\text{mm}$)	38°/38°	188°/40°	211°/50°	226°/66°	235°/85°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,45$; $r_{\text{in}}=0,3\text{mm}$)	75°/75°	209°/77°	224°/97°	233°/118°	242°/137°
Phase ($r_{\text{ext}}=0,4$; $r_{\text{in}}=0,3\text{mm}$)	128°/128°	221°/136°	231°/145°	239°/166°	246°/179°

Tableau 1.1: phases réfléchies (φ_0) par les configurations E_{\parallel} et E_{\perp}

Nous retrouvons bien le comportement énoncé plus haut: la configuration E_{\parallel} conduit à des phases réfléchies proches de celle de l'anneau non coupé. Une différence importante apparaît pour des valeurs élevées de h lorsque le rayon extérieur de l'anneau diminue (à partir de 0,5 mm) car la valeur de h devient significative par rapport à la taille de l'anneau, la configuration E_{\perp} conduit à des phases réfléchies très différentes de celles de l'anneau non coupé. Cette dernière augmente à mesure que h croît, pouvant même dépasser 180°.

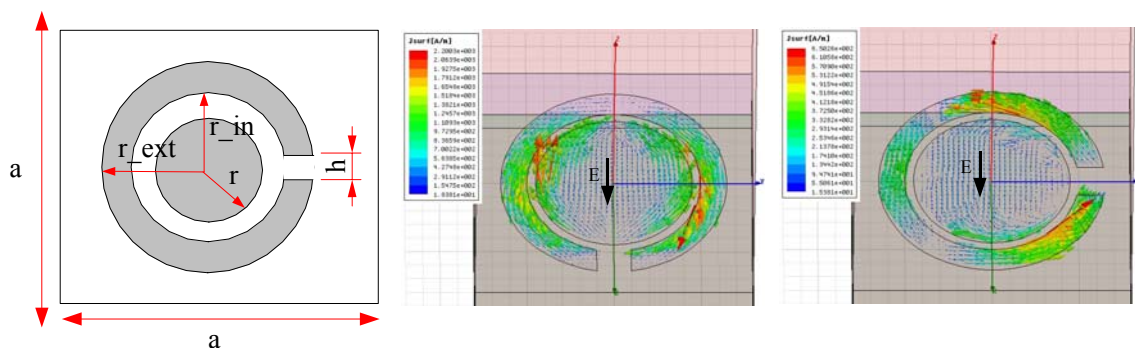
Afin de faciliter l'exploitation des résultats présentés dans le tableau 1.1, nous les explicitons

en représentant la différence de phase φ_D dans le tableau 1.2.

h (mm)	0	0,1	0,2	0,3	0,4
Phase ($r_{ext}=0,7$; $r_{in}=0,6$ mm)	0	32°	47°	50°	91°
Phase ($r_{ext}=0,7$; $r_{in}=0,5$ mm)	0	45°	69°	98°	132
Phase ($r_{ext}=0,65$; $r_{in}=0,5$ mm)	0	69°	129°	143°	185°
Phase ($r_{ext}=0,65$; $r_{in}=0,4$ mm)	0	74°	122°	137°	159°
Phase ($r_{ext}=0,6$; $r_{in}=0,5$ mm)	0	124 °	166°	122°	228°
Phase ($r_{ext}=0,6$; $r_{in}=0,4$ mm)	0	125°	164°	166°	200°
Phase ($r_{ext}=0,55$; $r_{in}=0,4$ mm)	0	159°	193°	210°	224°
Phase ($r_{ext}=0,55$; $r_{in}=0,4$ mm)	0	179°	211°	180°	184°
Phase ($r_{ext}=0,5$; $r_{in}=0,4$ mm)	0	193°	161°	202°	190°
Phase ($r_{ext}=0,5$; $r_{in}=0,3$ mm)	0	148°	161°	160°	150°
Phase ($r_{ext}=0,45$; $r_{in}=0,3$ mm)	0	132°	127°	115°	115°
Phase ($r_{ext}=0,4$; $r_{in}=0,3$ mm)	0	85°	86°	65°	67°

Tableau 1.2: φ_D différence de phase réfléchie pour les configurations $E_{//}$ et E_{\perp}

Nous constatons que plusieurs cellules atteignent l'objectif, soit $\varphi_D = 180^\circ$. Cependant, la plage de phase réfléchie de 360° pour $\varphi_{//}$ et φ_{\perp} n'est pas couverte. Comme au paragraphe précédent, nous ajoutons un disque central au patch en C afin d'augmenter cette plage.



(a) - géométrie (b) - densité de courant simulée (HFSS)

Figure 1.13: cellule en C avec ajout d'un disque central

La figure 1.13 montre la distribution des courants suivant l'orientation du champ électrique. Nous constatons là encore une répartition des courant très différente selon l'orientation. Dans le cas $E_{//}$, la symétrie par rapport à l'anneau et au patch circulaire est respectée. Comme le patch circulaire de l'exemple possède un rayon de 0,45 mm, il travaille à une fréquence proche de sa résonance ce qui explique la forte intensité de la distribution de courant à sa surface. D'autre part, la symétrie de l'excitation favorise le couplage entre l'anneau coupé et le patch sur son mode résonant. L'orientation des courants sur le patch annulaire et le patch circulaire suggère un couplage magnétique, semblable à celui rencontré dans les lignes coplanaires. En revanche, lorsque l'excitation est perpendiculaire à la fente, la distribution de courant sur l'anneau n'est pas conforme à celle du mode résonant du patch, d'où le faible couplage. Dans ce cas, c'est essentiellement l'anneau qui rayonne.

r (mm)	0	0,2	0,3	0,35	0,4	0,45
Phase (E parallèle à la fente)	-38°	-44°	-53°	-66°	-85°	-130°
Phase (E perpendiculaire à la fente)	141°	142°	134°	123°	110°	86°
φ_D (°)	179°	186°	187°	189°	195°	216°

Tableau 1.3: Variation de la phase réfléchi en fonction du rayon du disque central

Patch annulaire : $r_{ex}=0,65$ mm, $r_{in}=0,5$ mm et $h=0,38$ mm.

La différence de phase φ_D est relativement décorrélé de la variation du rayon du disque central. Cette dernière reste stable à 180°. En revanche, la variation de la phase réfléchi pour chaque excitation est importante et permet d'atteindre les 90° manquant pour couvrir les 360° de phase en polarisations $E_{//}$ et E_{\perp} .

4.5. Mesures

La mesure de la phase réfléchi par des cellules nous permet de valider partiellement notre méthode de conception. Cette étape intermédiaire est d'autant plus importante que nous ne sommes pas en mesure d'effectuer une simulation rigoureuse du réflecteur entier, comme nous l'avons rappelé plus haut.

La plupart des mesures de ce type sont effectuées en plaçant les cellules dans des guides d'ondes. La mesure du coefficient de réflexion total [73-74], est effectuée et la phase réfléchi est déduite par comparaison avec une référence prédéfinie. Compte tenue de la fréquence de travail, les dimensions du guide nécessaire à la mise en place d'un tel banc de mesure, rendrait délicate, l'insertion d'une cellule essentiellement pour des raisons liées à la précision requise. Aussi avons-nous préféré effectuer une mesure en espace libre. Nous avons donc réalisé une série de petites grilles de 2cm de côté (environ 6λ), contenant des patches identiques représentant les zones de phase désirées. Ces derniers sont placés en réception dans la chambre anéchoïde en champ lointain d'un cornet standard fonctionnant en émission afin de recréer les conditions d'une onde localement plane. Le signal est reçu après réflexion sur le petit réseau par un guide d'onde WR-10 ouvert placé en face de la grille. La figure 1.14 résume l'ensemble de cette procédure.

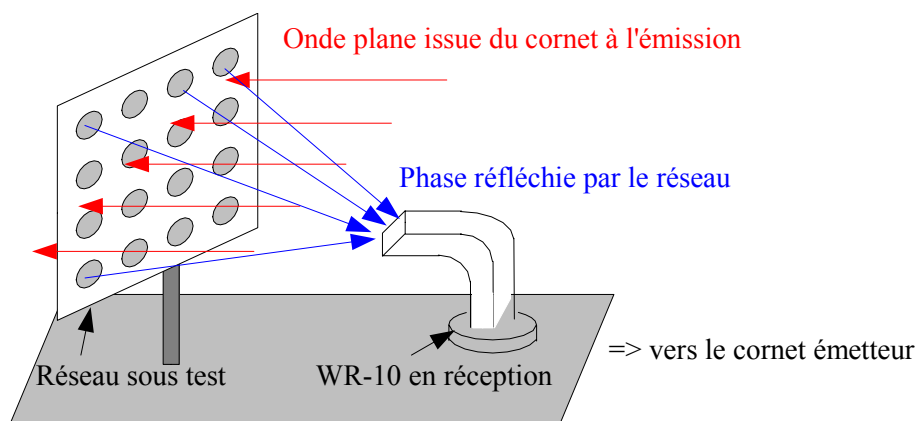


Figure 1.14: dispositif de mesure de la phase réfléchi

Nous mesurons alors la phase reçue par le guide. La phase de référence est celle d'une surface entièrement métallisée.

Les motifs mesurés sont composés des cellules telles qu'elles sont décrites en figure 1.15. Les valeurs, évoluant par pas de 45° correspondent à la correction de phase en $\lambda/8$ qui sera appliquée sur le réflecteur final, à l'exception du motif E9 qui n'a pas été réalisé car sa

couverture de phase est la même que celle du motif E7.

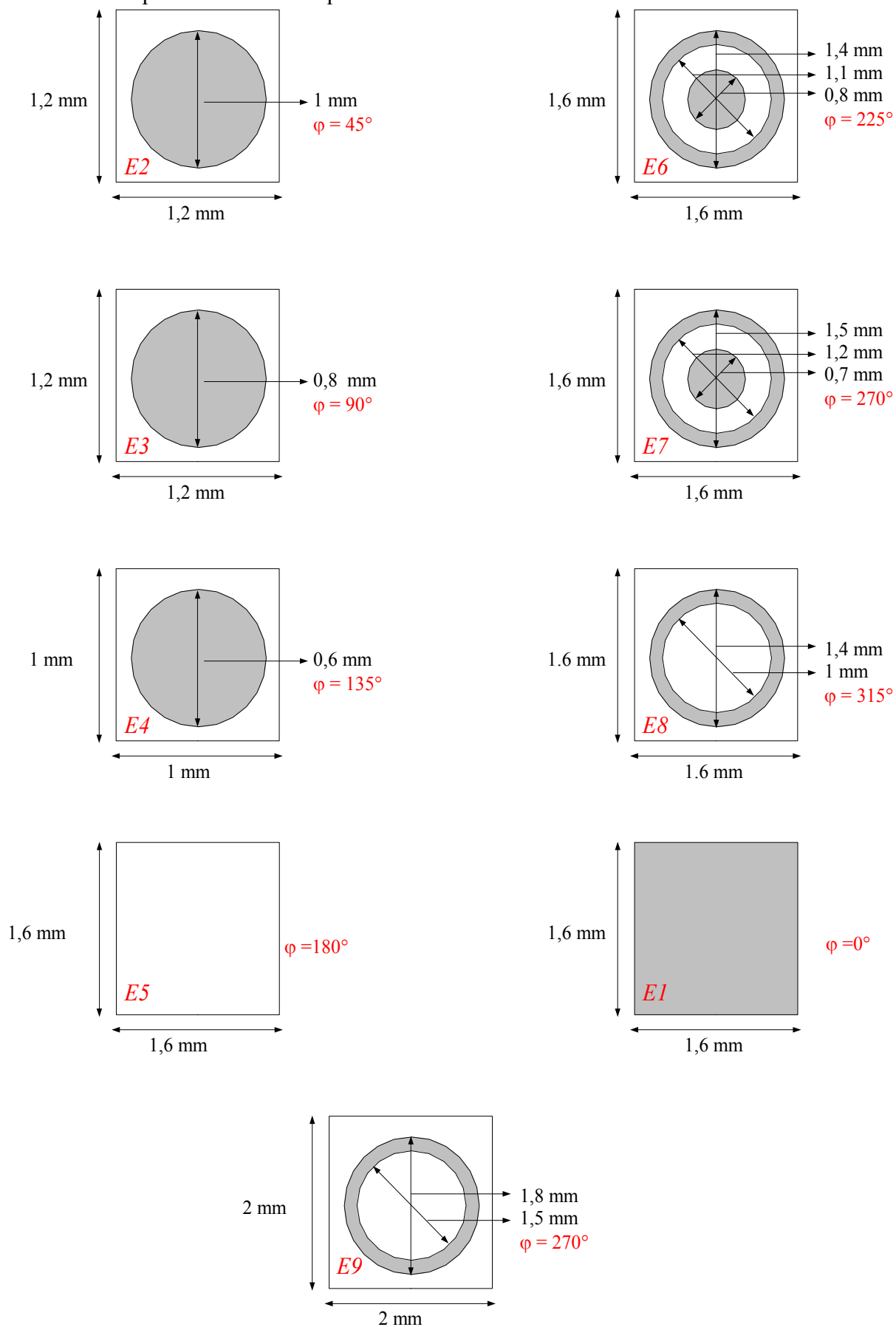


Figure 1.15: cellules composant les motifs mesurés

La courbe 1.16 montre la comparaison entre les phases simulées et mesurées à 94 GHz. Les barres d'erreur sur les valeurs de mesure sont à $\pm 5\%$: valeur estimée de la précision de la mesure de phase dans notre chambre anéchoïde. Les résultats obtenus, qui présentent un écart maximal de 4,5% soit 10° pour 225° , valident à la fois les simulations et la méthode de mesure. Ce dernière, particulièrement intéressante en raison de sa simplicité de mise en oeuvre, notamment vis à vis des contraintes mécaniques, remplace avantageusement les méthodes classiques.

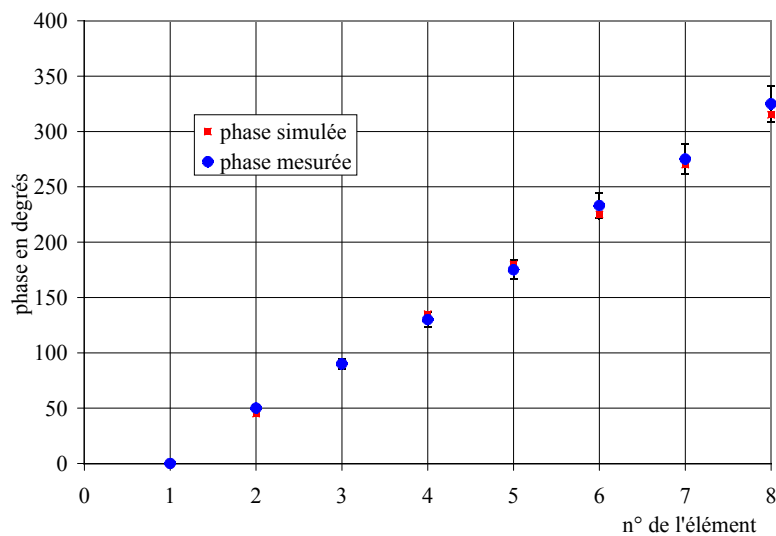


Figure 1.16: comparaison entre simulations et mesures

5. Sources primaires

Dans les systèmes focalisants, la source primaire est destinée à créer une loi d'illumination appropriée à la surface du réflecteur ou d'une lentille en transmission. Elle a une influence considérable sur les performances de l'antenne complète et sera étudiée plus en détail au chapitre suivant. Dans un premier temps, nous nous sommes attachés à remplir un cahier des charges classique fondé sur une source de petite dimension possédant des caractéristiques radioélectriques réalisant le meilleur compromis gain - bande passante. La solution retenue est une antenne constituée d'un guide ouvert associé à une petite surface sélective en fréquences (FSS).

Les critères de choix sont détaillés au paragraphe suivant. Nous présentons ensuite une étude complète des solutions et leur validation par une campagne de mesures.

5.1. Critères de choix

Dans les antennes à réflecteur, la source est située dans le « champ de vision » de l'onde plane réfléchi telle qu'elle est définie en figure 1.1. Ce phénomène, appelé masquage croît à mesure que les dimensions de la source primaire augmentent. A ce titre, le guide coupé standard est très intéressant car il présente un blocage égal à sa surface, soit environ $\lambda * \lambda / 2$.

D'autre part, l'onde réfléchi du réflecteur sur la zone de masquage doit être empêché d'effectuer de multiples aller-retour entre le réflecteur et la source primaire sous peine d'altérer le diagramme de rayonnement. La solution consiste à supprimer tout couplage entre ces derniers en concevant une source primaire à faible coefficient de réflexion.

La connectique de l'antenne doit correspondre à celle du radar sur lequel elle sera montée qui est de type WR-10.

Cette contrainte conditionne également l'adaptation. En effet, conformément à la théorie des guides d'ondes rectangulaires [75], l'impédance du guide en mode TE_{10} , mode de

fonctionnement du guide d'ondes WR-10, est donnée par:

$$Z_0 = \eta_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2} \quad (1.4)$$

où:

- η_0 est l'impédance du vide,
- λ_0 la longueur d'onde à la fréquence de travail,
- λ_c la longueur d'onde de coupure du mode TE correspondant, avec $\lambda_c = 2a$ pour le mode TE_{10} .

La figure 1.17 montre la courbe d'évolution de l'impédance du mode TE_{10} entre sa fréquence de coupure et la fréquence d'apparition du premier mode d'ordre supérieur.

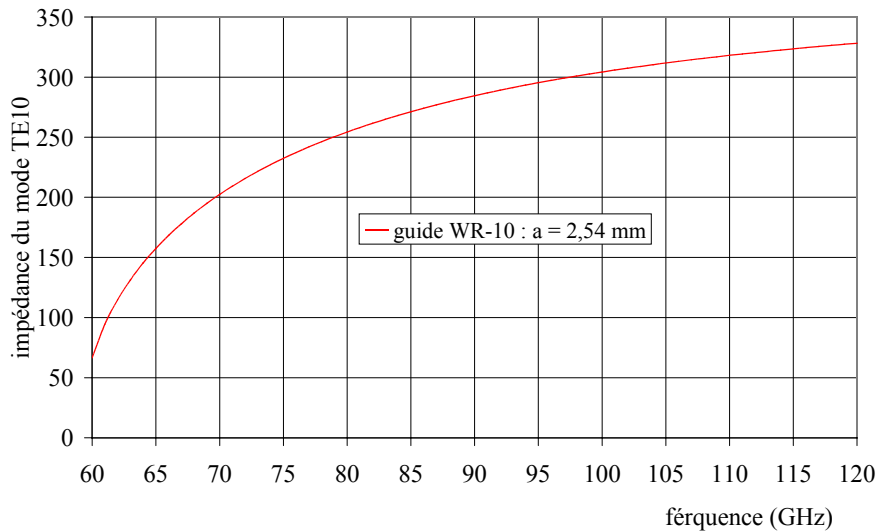


Figure 1.17: impédance du mode TE_{10} du guide d'ondes WR-10

Enfin, l'éclairement de la source sur les bords de la lentille doit être proche des -10 dB, valeur communément admise comme réalisant le meilleur compromis entre l'efficacité de débordement et celle de cône [76]. Nous devons également tenir compte de la valeur de l'angle d'éclairement maximal correspondant, noté θ_{max} , défini en figure 1.18.

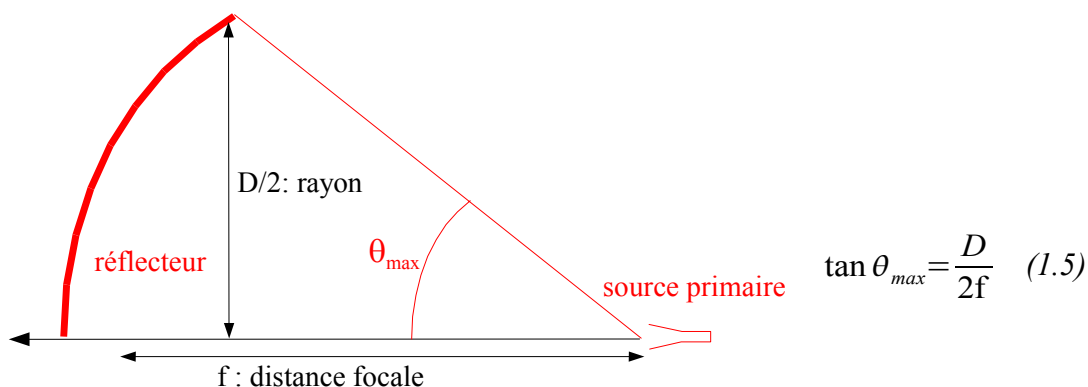


Figure 1.18: angle d'éclairement maximal

Nous choisissons de travailler en focale relativement courte, $f/D = 0,5$, pour minimiser l'encombrement latéral du réflecteur, soit $\theta_{max} = 45^\circ$. Le tableau 1.4 synthétise des critères

retenus pour la source primaire.

Connectique	Encombremen t	Coefficient de réflexion	Amplitude/angle d'éclairement
WR-10	$< \lambda * \lambda / 2$	< -20 dB	-10 dB à 45°

Tableau 1.4: cahier des charges de la source primaire

5.2. Solutions envisagées

Afin de satisfaire au cahier des charges, nous avons choisi d'étudier trois solutions. La première est le guide d'ondes ouvert standard qui constitue l'antenne de référence. Cependant son coefficient de réflexion doit être amélioré. Pour cela nous retenons deux solutions qui s'appuient sur deux options différentes:

- amélioration du S_{11} par l'utilisation d'une antenne large bande, l'antenne Vivaldi,
- amélioration du S_{11} par l'utilisation d'une antenne résonante créée à partir d'une FSS [77-80].

5.2.1. Antenne Vivaldi

L'antenne Vivaldi, présentée par Gibson en 1979, constitue la version imprimée du cornet [81]. Largement décrite par la suite [82-86], elle se présente sous la forme d'une fente réalisée dans un plan de masse métallique. Elle fait partie de la famille des antennes imprimées à ondes progressives. Les ondes électriques se propagent dans la fente avec une vitesse de phase plus faible que celle de la lumière. Le rayonnement est alors longitudinal et parallèle au plan du substrat.

D'autre part, dans la bande de travail, autour de 94 GHz, la valeur de l'impédance du guide d'ondes est relativement élevée puisqu'elle avoisine les 300 Ω . Cette valeur, très différente des 50 Ω habituellement nécessaires en télécommunications, constitue un avantage dans le cadre des antennes imprimées alimentées par ligne à fente, comme l'antenne Vivaldi. En effet, nous ne sommes pas en mesure de graver des lignes inférieures à 120 μm , or l'impédance caractéristique de la ligne à fente augmente lorsque celle-ci s'élargit. Aux longueurs d'ondes millimétriques, une ligne de 120 μm , correspondra à une impédance caractéristique élevée.

Théoriquement conçue pour couvrir plusieurs octaves en fréquences, l'alimentation de l'antenne Vivaldi nécessite l'élaboration d'une transition, quel que soit le type de ligne ou de guide associé, qui réduit la bande passante. Nous avons choisi d'étudier deux solutions. La première utilise une double transition: guide d'onde-ligne microruban, ligne microruban-ligne à fente comme représenté en figure 1.19. La seconde est visible sur la figure 1.19.b. Plus simple, elle utilise directement une transition guide d'ondes-ligne à fente.

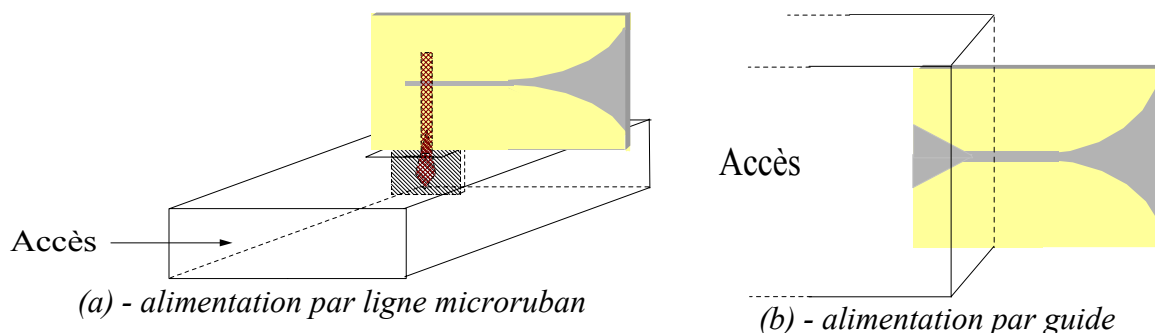


Figure 1.19: alimentation de l'antenne Vivaldi

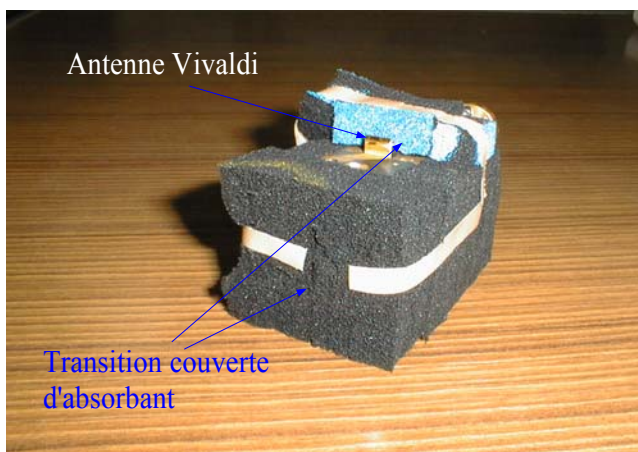
5.2.1.1. Antenne Vivaldi alimentée par transition guide-ligne microruban-ligne à fente

Lorsque nous avons débuté nos recherches, nous avons choisi d'alimenter l'antenne par le système décrit en figure 1.19.a. Cette solution est retenue en raison des très bonnes performances obtenues en bande V par la transition ligne-microruban-guide [87].

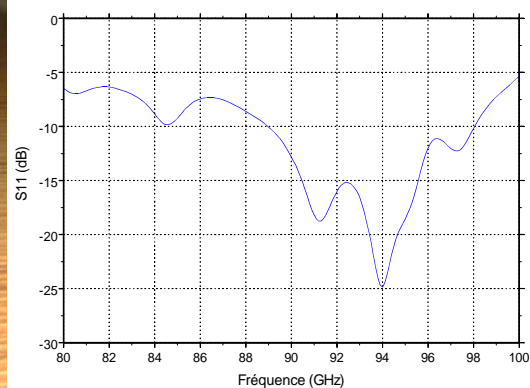
Par ailleurs, les transitions les plus couramment utilisées sont les transitions « probe type » [88], *antipodal filine* [89] ou [90]. Elles sont performantes en bande Ka mais peu adaptées en bande W. Enfin, la transition [91], qui se fonde sur le couplage électrique entre une antenne patch placée dans un guide et son mode fondamental TE₁₀, bien adaptée en bande W, nécessite une modification mécanique importante du guide.

Dans la transition que nous avons retenue, le couplage entre le guide et la ligne microruban s'effectue par l'insertion d'une antenne patch dans le guide située à $\lambda/4$ de l'extrémité court-circuitée du guide. Les performances globales de la transition dépendent essentiellement de l'optimisation de cette antenne (longueur, forme). Compte tenu des faibles dimensions de la structure et des précisions requises, nous travaillons avec des masques sur verre et sur substrat d'alumine (127 μ m d'épaisseur, $\epsilon_r = 9,9$). Les circuits sont réalisés à l'IEMN. Notons enfin que le montage de cette transition nécessite des prouesses techniques car la découpe de l'alumine ne peut être que rectangulaire. En conséquence, la transition est coupée en deux parties (celle insérée dans le guide et celle comprenant l'antenne Vivaldi) qui sont alignées puis collées à posteriori.

Bien que cette transition donne des résultats satisfaisants en bande W, l'antenne complète possède des pertes importantes qui nuisent à ses performances en rayonnement. Le figure 1.20.a représente l'antenne mesurée. Le coefficient de réflexion (figure 1.20.b) est conforme à nos attentes, cependant, la valeur du gain mesuré est de 5 dBi, valeur inférieure à celle des antennes Vivaldi habituelles, nous pensons que les faibles valeurs de S_{11} puissent être partiellement attribuées aux pertes. Nous remarquons également que l'antenne est à proximité d'un plan métallique important qui joue le rôle de plan réflecteur responsable des creux du diagramme de rayonnement et de l'importance de la polarisation croisée (figures 1.20.c et 1.20.d). De plus, ses dimensions importantes sont très pénalisantes en termes de masquage. Pour l'ensemble de ces raisons, cette source primaire n'est pas retenue.



(a) - configuration de l'antenne pour la mesure du diagramme de rayonnement



(b) - coefficient de réflexion (mesuré à l'IEMN)

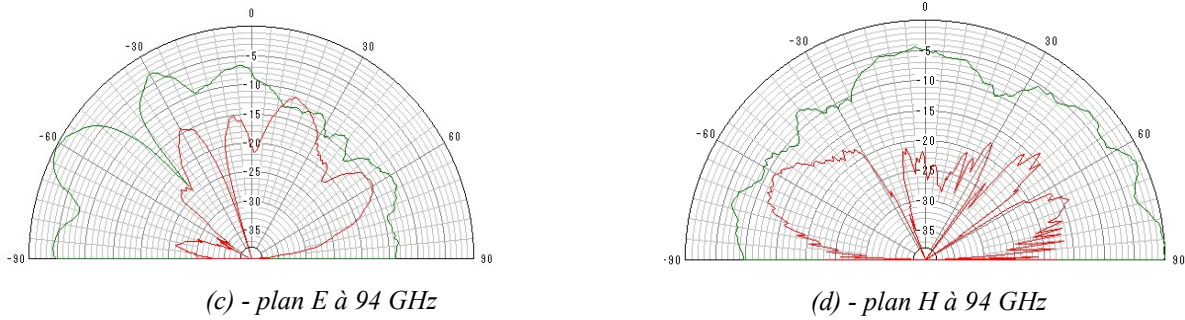


Figure 1.20: mesures de l'antenne

Les mesures sont effectuées en Mars 2002, lors de mon séjour invité à l'ENRI, avant que notre chambre anéchoïde ne soit opérationnelle à 94 GHz.

5.2.1.2. Antenne Vivaldi alimentée par transition guide-ligne à fente

Nous nous sommes donc orientés vers une alimentation plus simple qui utilise directement la similitude des modes de propagation au sein du guide et de l'antenne Vivaldi, à savoir TE_{10} pour le guide et quasi-TE pour la ligne à fente. Le couplage s'effectue comme précédemment par le biais d'une antenne insérée dans le guide (figure 1.21.a). Contrairement à l'antenne précédente, une seule pièce supporte l'antenne Vivaldi et l'antenne de couplage. Le substrat est alors pincé en sandwich dans le guide (figure 1.21.b). Cette contrainte impose l'utilisation d'un substrat souple. Nous choisissons le Duroid de permittivité 2,2 et d'épaisseur $127\mu\text{m}$. Outre sa souplesse, ce substrat est beaucoup moins onéreux que l'alumine, de plus, l'antenne peut être réalisée au LEAT. De plus, la longueur de la ligne à fente intermédiaire doit être prise en compte. En effet, une partie de l'énergie transmise à l'extrémité de l'antenne Vivaldi se réfléchit sur le plan métallique (xOy figure 1.21.c) que constitue l'extrémité du guide d'ondes coupé. L'interférence créée peut être constructive ou destructive selon la distance parcourue.

Les paramètres d'optimisation de l'antenne sont:

- la largeur et la longueur de l'antenne de couplage,
- la longueur et l'ouverture de l'antenne Vivaldi,
- la longueur de la ligne à fente intermédiaire (l_p),
- la longueur d'insertion du substrat dans le guide.

Les dimensions retenues sont données en figure 1.21.a.

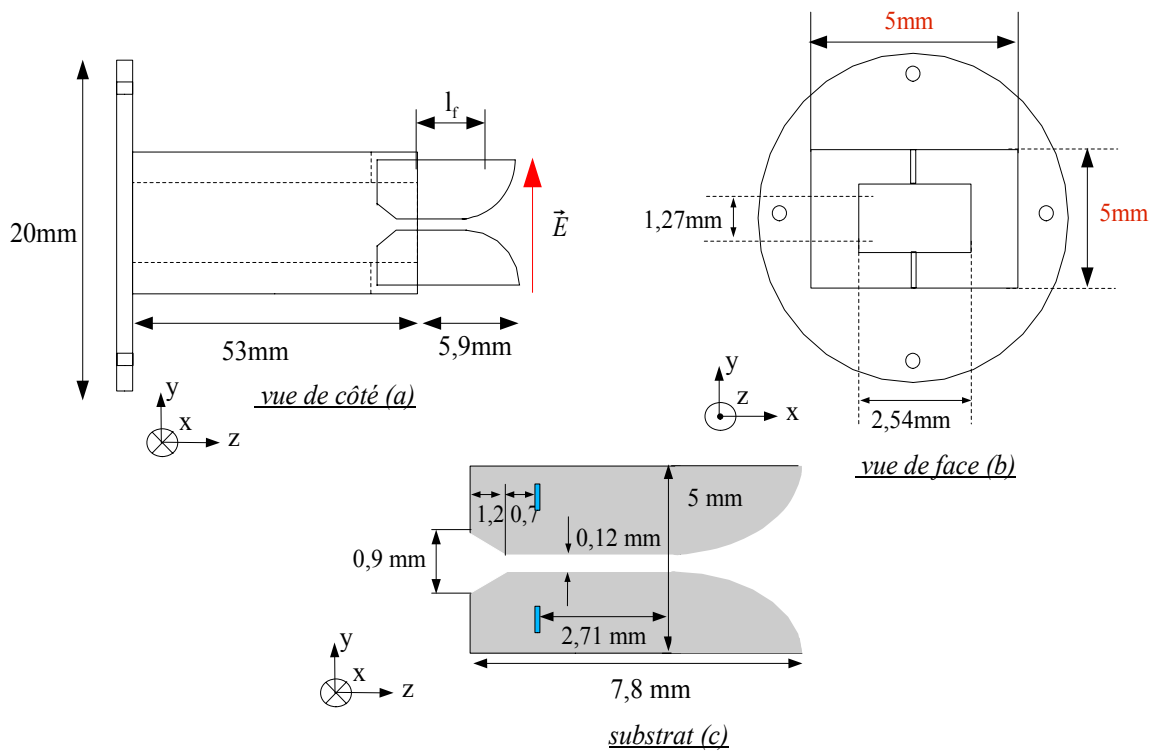


Figure 1.21: comparaison entre simulations et mesures

Notons enfin que, comparés aux résultats de la transition guide-ligne microruban, les pertes sont plus élevées à cause du rayonnement de la ligne à fente. Cela pourrait être amélioré en diminuant la largeur de la ligne. L'efficacité simulée de la transition atteint plus de 75% (équation 2.5).

$$\text{efficacité} = \frac{S_{11}^2 + S_{21}^2}{1 - (S_{11}^2 + S_{21}^2)} \quad (1.6)$$

La figure 1.23 est une photo de l'antenne. Le guide d'onde qui l'alimente est réalisé au laboratoire. Il est constitué de deux demi-guides vissés à intervalles réguliers. Le métal est aminci à l'extrémité du guide à l'endroit du pincement de l'antenne. La figure 1.23 représente la comparaison de la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne 1.22 avec un guide d'onde coupé standard et celui réalisé au LEAT.

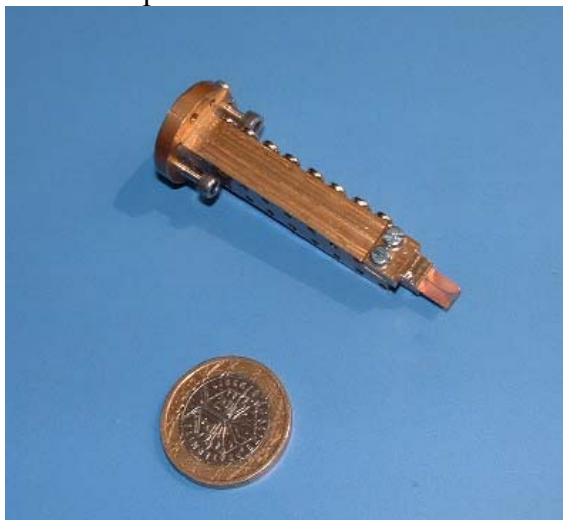


Figure 1.22: photo de l'antenne

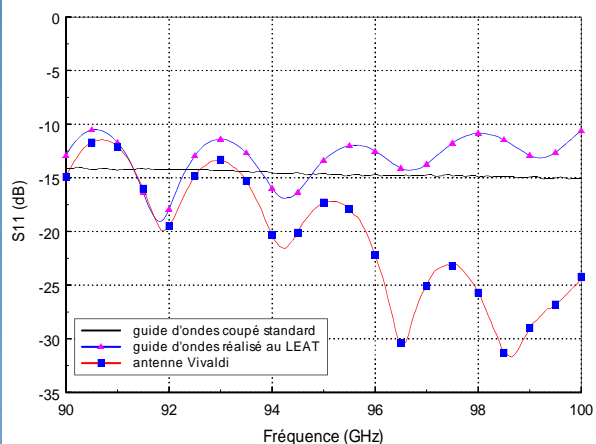
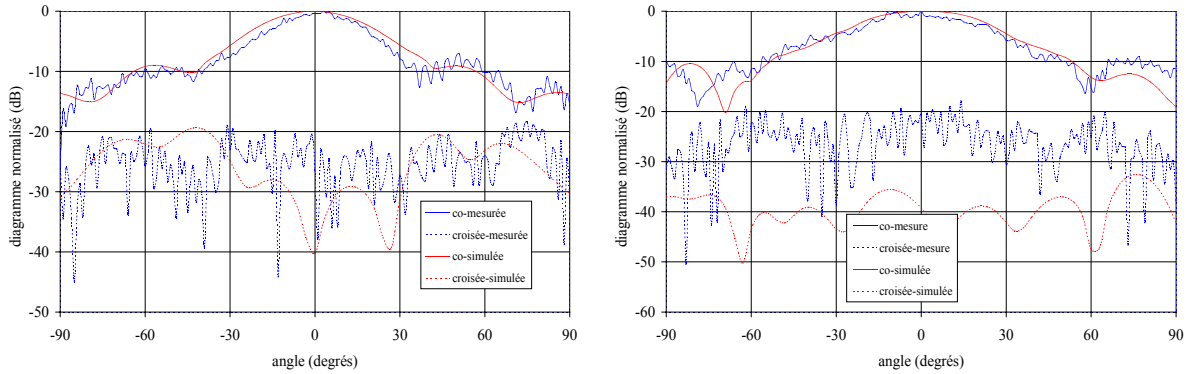


Figure 1.23: coefficient de réflexion

Nous remarquons l'amélioration apportée par l'antenne Vivaldi en comparaison du guide

d'ondes coupé. Nous attribuons les oscillations de la courbe, absentes en simulations, à la fabrication du guide d'ondes car les positions des minima et maxima correspondent exactement à celles observées sur le S_{11} du guide réalisé au LEAT en l'absence de l'antenne Vivaldi. Il est possible que les vis de serrage des deux parties du guide créent des discontinuités de manière périodique responsables de ces oscillations.

Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont représentés à 94 GHz en figures 1.24.a et 1.24.b.



(a) - plan E

(b) - plan H

Figure 1.24: Diagramme de rayonnement à 94 GHz

Les mesures sont effectuées au laboratoire. Nous remarquons une bonne concordance entre simulation et mesures en dehors de la polarisation croisée dans le plan H. Nous retenons deux causes principales:

- la sensibilité de mesure de la chambre anéchoïde,
- la configuration de mesure du plan H.

En effet, compte tenu du faible gain de l'antenne, de la fréquence de mesure et de la distance entre antennes (4,6m), nous atteignons des valeurs de la puissance reçue de l'ordre de la sensibilité de la chambre. Cette hypothèse est confortée par la similitude avec la valeur de la polarisation croisée dans le plan E qui oscillent également entre -20 et -30 dB par rapport à la polarisation principale sachant que les courbes sont normalisées par rapport à un même niveau autour de -70 dBm.

D'autre part, la mesure du plan H est obtenue en effectuant une rotation autour de l'axe Ox (figure 1.21). Ce dernier est particulièrement sensible au fléchissement de l'antenne par rapport au plan yOz occasionné par la souplesse du substrat. Cela se traduit par la remontée de la polarisation croisée dans le plan H. Dans le plan E, obtenu par rotation autour de l'axe Oy, ce fléchissement se traduit par un léger décalage du maximum de rayonnement comme nous l'observons sur la figure 1.24.a. La polarisation croisée n'est pas affectée car sa composante reste dans le plan xOz.

Des mesures complémentaires dans la bande de fréquence comprise entre 90 et 98 GHz, montrent une bonne stabilité des diagrammes malgré une variation du gain de 2 dB comme indiqué dans le tableau 1.5.

Fréquence (GHz)	90	92	94	96	98
Gain simulé (dB)	9,1	10,5	11	10,4	9,7
Gain mesuré (dB)	5,2	8,1	8,3	8	6
Ecart relatif (%)	59,26	42,46	46,3	45,06	57,34

Tableau 1.5: Gains simulés et mesurés de 90 à 98 GHz

La valeur maximale de 11 dB est atteinte à 94 GHz et correspond à la valeur optimisée de l_f . Son influence, étudiée en simulation, est reportée en figure 1.25. La dépendance du gain vis à vis de l'interférence avec le plan xOy explique la variation non linéaire du gain en fonction de l_f .

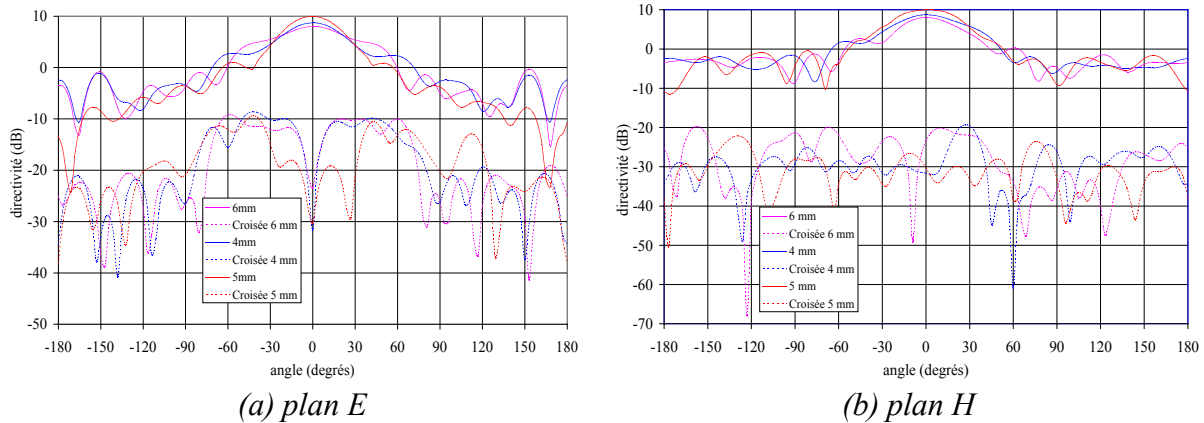


Figure 1.25: influence de la longueur de la ligne intermédiaire (l_f) à 94 GHz - simulations

Cette antenne, bien que bon marché, stable en réflexion et en diagramme sur une large bande de fréquences, possède un inconvénient majeur pour son insertion au sein du radar d'hélicoptère: sa fragilité liée à l'utilisation d'un substrat souple qui met en défaut sa robustesse aux vibrations. D'autre part, le masquage est relativement important.

5.2.1.3. Antenne résonante alimentée par FSS

Les sources présentées plus haut sont des solutions connues déjà utilisées en ondes millimétriques, souvent à des fréquences inférieures. Elles sont basées sur l'utilisation de transitions entre deux structures guidées: guide d'ondes et lignes. Ces transitions sont pénalisantes non seulement en termes de pertes mais aussi de masquage car elles nécessitent l'élaboration d'une pièce mécanique volumineuse au regard de la longueur d'onde.

Nous avons choisi de changer radicalement d'approche en nous fixant deux objectifs:

- réduction du masquage par limitation de la taille de la source primaire à la section du guide ouvert,
- réduction des pertes par alimentation « quasi-optique » de l'antenne source primaire à partir du guide d'ondes standard WR-10.

Nous verrons que le terme quasi-optique n'est pas tout à fait approprié à la structure proposée car l'alimentation se fait via le guide et non en espace libre.

La solution la plus naturelle consiste à coller l'antenne imprimée directement en bout de guide. L'utilisation d'une FSS nous permet d'avoir un système résonant particulièrement performant en terme de coefficient de réflexion.

Le motif gravé sur le substrat doit être compatible avec le champ électrique du mode TE_{10} du guide. L'utilisation de fentes parallèles à la section du guide se prête bien à cette contrainte. La structure périodique de la FSS est créée par un réseau de fentes. Cependant, la surface disponible est faible ($3,54 \times 2,27$ mm), nous l'augmentons artificiellement en gravant un réseau bi-face. Le succès de la FSS dépend du nombre de motifs imprimés. Nous choisissons donc un substrat de haute permittivité, l'alumine d'épaisseur $127 \mu\text{m}$ décrite plus haut, afin de réduire la taille des fentes pour en augmenter le nombre. La figure 1.26 résume l'ensemble de ces

principes et décrit l'antenne.

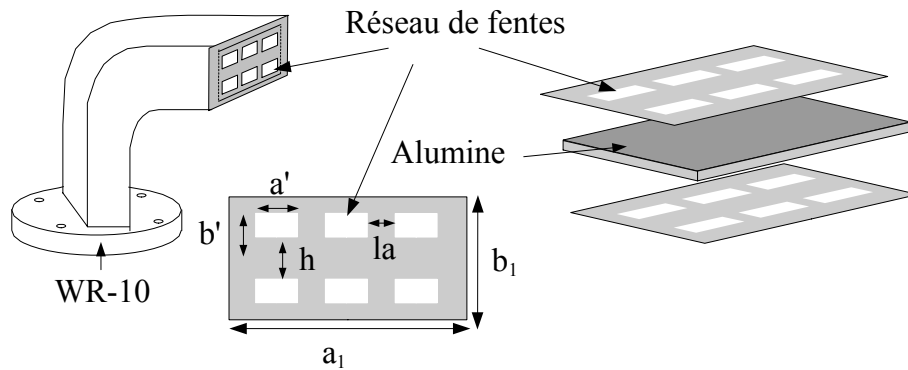


Figure 1.26: antenne résonante alimentée par FSS

La première étape de la conception consiste en l'étude paramétrique de l'antenne. Cette étude nous sert également à montrer la sensibilité de l'antenne aux tolérances de fabrication. Pour cela nous faisons varier:

- les dimensions de la fente a' et b' ,
- l'espacement vertical (h) et horizontal (la),
- la hauteur du substrat (d).

Nous rappelons que a_1 et b_1 sont fixés par la section du guide coupé. Ils valent respectivement 4,54 et 2,27 mm soit 1 à 2 mm de plus que la section remplie d'air du guide WR-10 (2,54/1,27mm). Cette différence est due à la métallisation du guide.

Nous avons choisi de ne montrer ici que les résultats les plus significatifs. Ainsi, les diagrammes de rayonnement de l'antenne ne sont pas représentés en raison de la faible dépendance observée aussi bien en simulation qu'en mesure vis à vis de ces paramètres.

La première étape consiste à optimiser les dimensions a' et b' de la fente. La simulation, corroborée par la réalisation de premiers prototypes montre que les performances optimales sont obtenues pour a' et b' valant respectivement 0,3 et 0,72 mm.

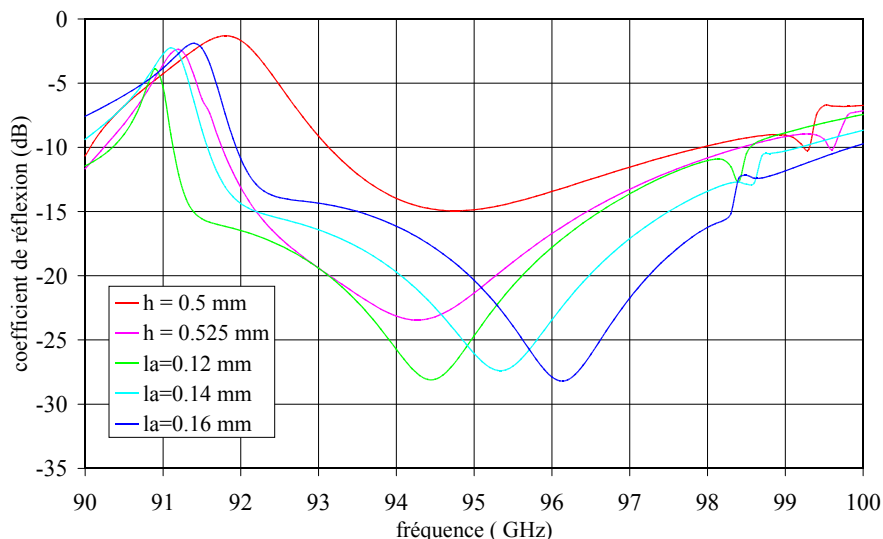


Figure 1.27: coefficient de réflexion en fonction de l'espacement des fentes

L'étude de l'influence de l'espacement entre les fentes, figure 1.27, nous permet de conclure que la fréquence de résonance croît avec l'espacement horizontal alors que l'espacement vertical conditionne le niveau du coefficient de réflexion. Le différence de niveau est

significative puisqu'elle atteint 7 dB pour une variation relative de 5% de h . Cette contrainte nécessite une précision importante lors de la fabrication de l'antenne qui est assurée par le procédé choisi. L'antenne est réalisée au sein d'une salle blanche de l'IEMN par insolation avec alignement double-face de masques sur verre, gravure chimique à l'acide, et découpe du substrat aux ultrasons.

D'autre part, nous avons étudié l'influence de l'épaisseur du substrat (d), figure 1.28.a, en choisissant des valeurs standard, bien que nous ne disposions que d'une épaisseur d'alumine de $127\mu\text{m}$. Chaque simulation nécessite une nouvelle optimisation des paramètres a' , b' , l_a et h . L'ensemble des valeurs est reporté dans le tableau 1.6.

	$d=127\ \mu\text{m}$	$d=254\ \mu\text{m}$	$d=381\ \mu\text{m}$
a' (mm)	0,72	0,59	0,49
b' (mm)	0,30	0,30	0,25
l_a (mm)	0,12	0,18	0,19
h (mm)	0,55	0,60	0,55

Tableau 1.6: géométrie utilisée pour la simulation en fonction de l'épaisseur du substrat

Il est important de noter que la longueur des fentes diminue lorsque l'épaisseur du substrat augmente, il en va de même pour la bande passante. Le choix d'un substrat fin s'avère alors judicieux car il facilite la gravure des motifs tout en assurant une bande passante satisfaisante.

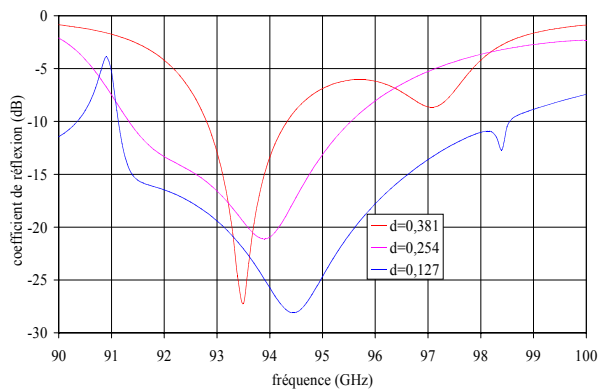
L'ensemble des courbes présente des pics ou des creux autour de 91 et 99 GHz qui sont dûs à des artefacts de simulation.

La réalisation d'un réseau bi-face présente un inconvénient certain car il nécessite un alignement double-face, de maniement délicat. Nous avons voulu quantifier l'amélioration de cette structure par rapport à un réseau simple face. Pour cela nous avons comparé les performances de l'antenne décrite en figure 1.26 avec une antenne identique simple face. Le tableau 1.7 résume l'ensemble des paramètres géométriques utilisés. Ces derniers ont été réajustés selon que le réseau est bi-face, simple-face intérieur ou simple-face extérieur.

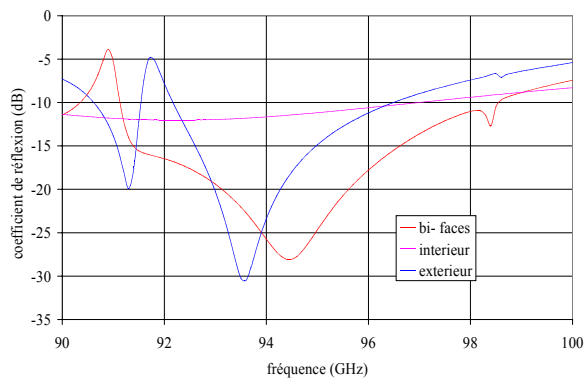
	bi-face	simple-face intérieur	simple-face extérieur
a' (mm)	0,72	0,64	0,66
b' (mm)	0,30	0,30	0,30
l_a (mm)	0,12	0,13	0,14
h (mm)	0,55	0,55	0,55

Tableau 1.7: géométrie utilisée pour la simulation en fonction de la situation du réseau

Nous remarquons l'importance de la structure double face d'après les résultats de simulation présentés en figures 1.28.b. En effet, le réseau bi-face présente la bande passante la plus large.



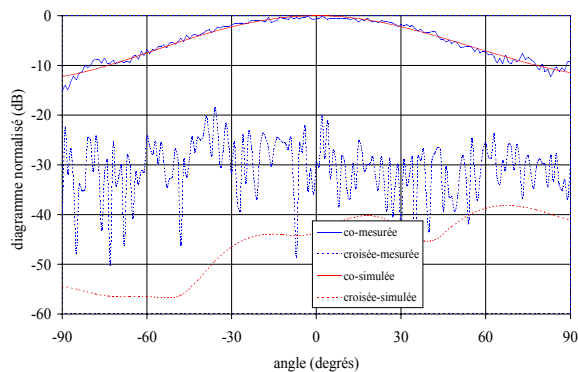
(a) épaisseur du substrat
autres paramètres (voir tableau 1.6)



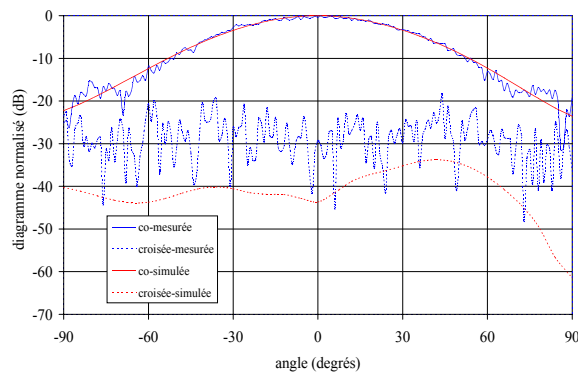
(b) situation du réseau
autres paramètres (voir tableau 1.4)

Figure 1.28: étude paramétrique (simulations)

L'ensemble de ces conclusions, nous conduit à l'élaboration d'un antenne possédant les caractéristiques indiquées en figure 1.29 et 1.30. Comme précédemment, les valeurs mesurées de la polarisation croisée sont à relativiser car le plancher de bruit de la chambre est atteint.



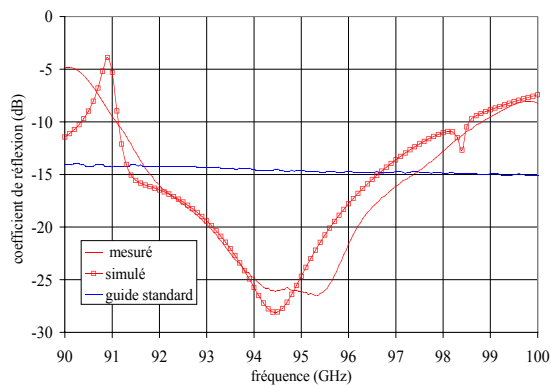
(a) diagramme plan E à 94 GHz



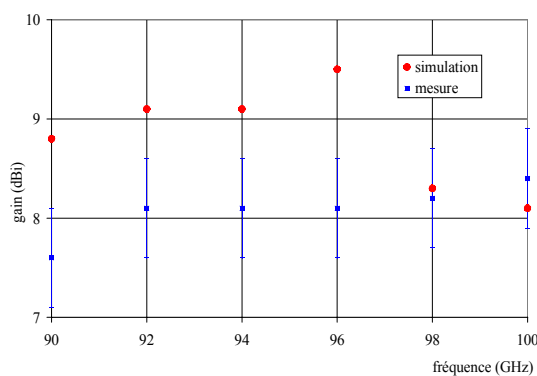
(b) diagramme plan H à 94 GHz

Figure 1.29: diagrammes de rayonnement à 94 GHz

$a' = 0,72\text{mm}$, $b' = 0,30\text{ mm}$, $h = 0,55\text{ mm}$, $l_a = 0,12\text{ mm}$, alumine $127\text{ }\mu\text{m}$



(c) S_{11}



(d) gain

Figure 1.30: coefficient de réflexion et gain

Les barres d'erreur sur le gain mesuré (figure 1.29.d) sont à $\pm 0,5\text{ dB}$ ce qui correspond à la précision de la mesure du gain. Cette imprécision de mesure ne suffit pas à expliquer l'écart entre valeurs mesurées et simulées. L'antenne comme précédemment, possède des pertes. Cependant, elles sont plus faibles que celles observées avec l'antenne Vivaldi grâce au mode d'alimentation «quasi-optique».

5.3. Comparaison des sources primaires – solution retenue

Les résultats obtenus sur les trois sources primaires proposées ainsi que la solution de référence, le guide coupé standard sont comparés dans le tableau 1.8 en fonction des critères de choix.

Critère	S_{11} (94 GHz)	Bande passante à -10 dB	Gain (94 GHz)	Pertes estimées (94 GHz)	Ouvertures à -3 dB plans E et H
Guide coupé standard	-14 dB	Bande de mesure	8 dBi	Non estimées	Quasi-identiques
Vivaldi alimentée par microruban	-25 dB	84-98 GHz	5 dBi	4 dB	Très différentes
Vivaldi alimentée par guide	-20 dB	92 GHz- +100GHz	8,3 dBi	2,7 dB	Quasi-identiques
Guide coupé+FSS	-27 dB	91 GHz- 99 GHz	9,5 dBi	1,4 dB	Quasi-identiques

Tableau 1.8.a: comparaison des sources primaires – critères radioélectriques

Critère	Masquage	Robustesse aux vibrations	Réalisation	Coût
Guide coupé standard	faible	Très bonne	Très facile	Raisonnable
Vivaldi alimentée par microruban	Très élevé	Moyenne	Très complexe	Très élevé
Vivaldi alimentée par guide	élevé	Médiocre	Facile	Raisonnable
Guide coupé+FSS	faible	Bonne	Raisonnable	Elevé

Tableau 1.8.b: comparaison des sources primaires – critères mécaniques et financiers

6. Réalisations

6.1. Cas d'école : le réflecteur de Fresnel demi-onde

Nous avons choisi de comparer systématiquement les performances de nos antennes à celle du réflecteur de Fresnel demi-onde [40], aussi connu sous l'appellation anglo-saxonne FZP (Fresnel Zone Plate Reflector), car cette antenne est le réflecteur imprimé le plus simple à réaliser. Il est constitué d'une alternance d'anneaux concentriques métallisés et non métallisés. Ces derniers représentent respectivement les zones de correction de Fresnel de 0° et 180° . L'épaisseur du substrat doit correspondre à un quart de la longueur d'onde guidée (équation 2.9) à la fréquence de travail afin de régler le déphasage de 180° renvoyé par les zones non métallisés comme indiqué en figure 1.30.

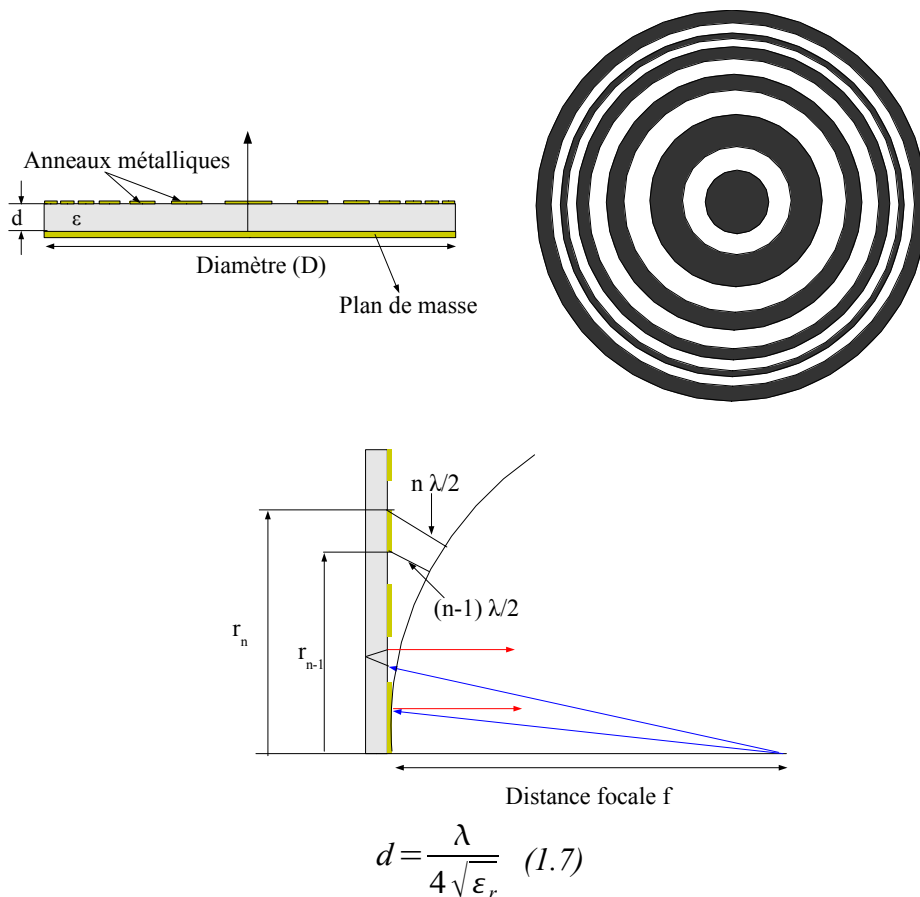


Figure 1.30: Réflecteur de Fresnel imprimé demi-onde (FZP)

Grâce à sa symétrie de révolution, cette structure peut être simulée avec le logiciel SRSRD [92], développé par France Télécom R&D, La Turbie. Ce programme est basé sur les équations intégrales et la décomposition du champ électromagnétique en modes sphériques. La source primaire utilisée en mesure, décrite au paragraphe 5 (5.2.1.3) doit être remplacée par une source circulaire possédant le gain et le diagramme de rayonnement les plus proches de celui-ci. Nous obtenons un guide circulaire ouvert de diamètre 2,67mm de gain 9,5 dBi à 94 GHz.

Le diagramme de rayonnement de l'ensemble simulé est représenté en figure 1.31. Le réflecteur métallique est imprimé sur un substrat Duroïd de permittivité $\epsilon_r=2,2$, et d'épaisseur $d=0,508$ mm ($d \sim \lambda/4$ à 94 GHz). Son diamètre est de 132 mm.

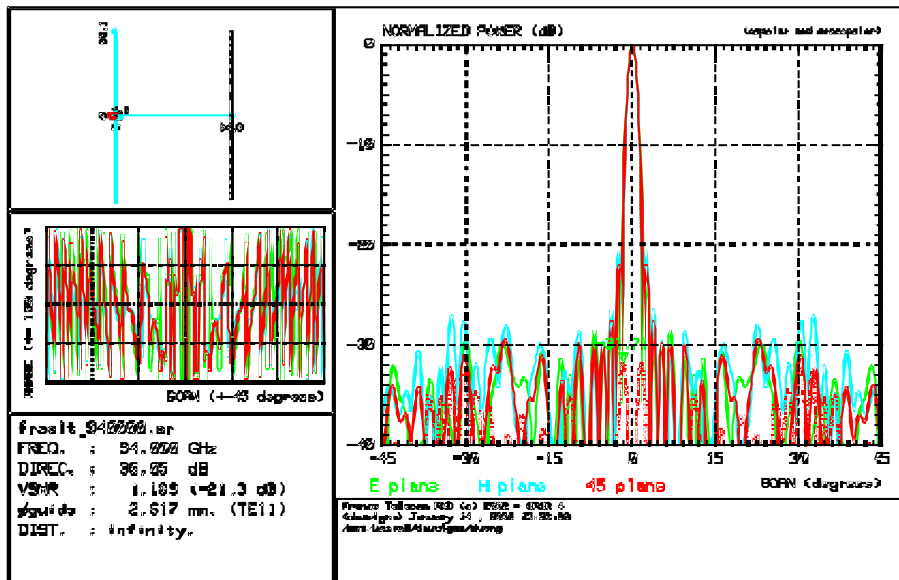


Figure 1.31: Simulation du réflecteur de Fresnel demi-onde

Le rendement d'ouverture obtenu en simulation est de 23,8%. Ce dernier est très voisin de celui maximal d'un réflecteur de Fresnel demi-onde. Les lobes secondaires sont à -19 dB, l'ouverture de faisceau à -3 dB est de 1,8°.

L'antenne est réalisée et mesurée au laboratoire. La figure 1.32 représente les plans E et H à 94 GHz. La dissymétrie entre ces plans vient de celle de la source primaire. Le gain mesuré est de 33 dBi (efficacité d'ouverture de 12 %) soit 3 dB inférieur aux simulations. Plusieurs paramètres peuvent expliquer cette différence:

- les pertes diélectriques dans le substrat,
- le masquage qui est plus important que celui simulé dû à la différence de taille entre les sources primaires,
- la longueur du guide d'alimentation de la source primaire utilisée en mesure.

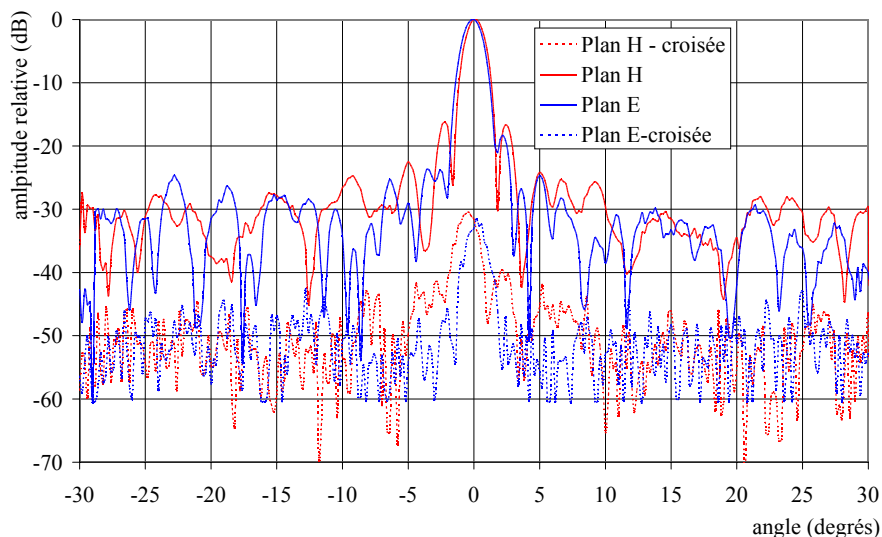


Figure 1.32: mesures à 94 GHz

Le tableau 1.9 donne l'évolution du gain mesuré et de l'efficacité d'ouverture en fonction de la fréquence.

f (GHz)	90	92	94	96	98	100
Gain (dBi)	30,2	31,9	33	33,2	32,9	31,7
Efficacité	7%	10%	12%	12%	11%	8%

Tableau 1.9: gains mesurés

La valeur de l'efficacité d'ouverture obtenue en simulations est très proche de la limite théorique de 25% obtenue avec ce type de réflecteur. Cette valeur est insuffisante aux vues des contraintes de gain de notre application. Cependant, en raison de son extrême facilité de fabrication, il constitue une antenne de référence qui sera utilisée pour effectuer les comparaisons et le classement des différents réflecteurs développés.

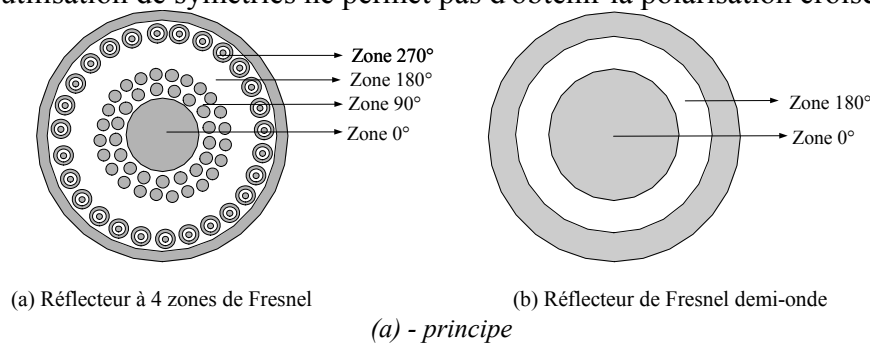
6.2. Réflecteur de Fresnel hybride: huitième et quart d'ondes

L'amélioration de l'efficacité d'ouverture est obtenue en augmentant la correction de phase. Des réalisations précédentes [42] ont permis de dégager des structures imprimées possédant une correction de phase quart d'ondes à l'aide d'anneaux. Nous avons modifié les éléments initiaux afin d'ajouter les zones correspondant à une correction en huitième de longueurs d'ondes. Pour cela nous utilisons les éléments décrits au paragraphe 4 (4.3). Cette tâche est facilitée par l'utilisation d'éléments de taille inférieure à la demi longueur d'ondes tels E2, E3 et E4 (figure 1.15). Cependant, ce degré de correction est réduit au quart d'onde au fur et à mesure que les zones s'éloignent du centre du réflecteur. En effet, l'espace allouée à ces dernières devient trop faible pour héberger huit élément d'environ une demi longueur d'ondes. Dans un premier temps, ce concept est validé par des simulations.

6.2.1. Simulations

Cette nouvelle antenne qui ne possède pas de symétrie de révolution, ne peut être simulée avec le logiciel SRSRD. Nous utilisons HFSS avec une source primaire constituée d'un guide standard WR-10 ouvert. Compte tenue de la symétrie de l'antenne et de l'excitation, seul un quart de la structure est simulé. Les limitations des ressources informatiques imposent un diamètre maximal de l'antenne de 23 mm. La distance focale est de 14 mm. Afin de mettre en évidence l'amélioration apportée, nous comparons les résultats à un réflecteur de Fresnel demi-onde de même diamètre.

La figure 1.33 présente les deux structures et les résultats de simulations dans les plans E et H à 94 GHz. L'utilisation de symétries ne permet pas d'obtenir la polarisation croisée.



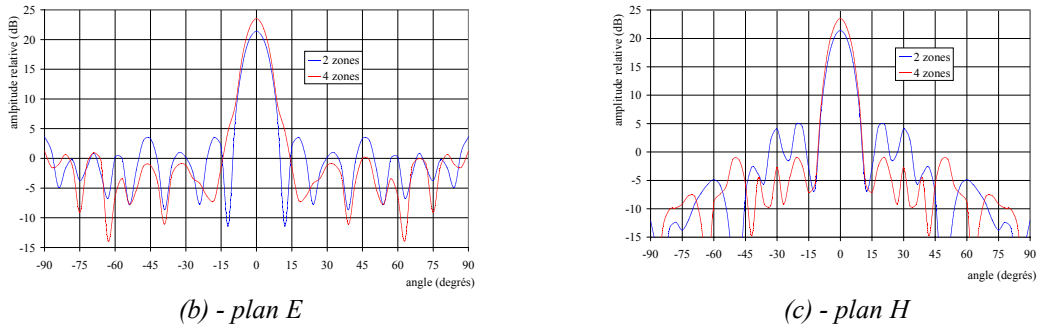


Figure 1.33: comparaisons à 94 GHz

Le substrat est le même que celui utilisé précédemment car il permet d'obtenir la zone de correction de 180° sans ajout d'éléments.

L'amélioration du gain est de 2,5 dB, alors que les lobes secondaires diminuent de près de 8 dB dans chaque plan. Nous attendons de meilleurs résultats sur la structure de plus grandes dimensions car un diamètre de 23 mm limite la correction de phase à $(\lambda/4)$.

L'impossibilité d'augmenter la taille du réflecteur en simulation, nous conduit à mener des études complémentaires sur les motifs du réflecteur.

La qualité des réflecteurs imprimés est essentiellement liée à la précision de la phase réfléchie par les cellules élémentaires. Lors des simulations, nous les avons placées au sein d'une structure périodique infinie. Nous avons déjà levé l'ambiguïté de la structure infinie en mesurant les motifs comme présenté au paragraphe 4 (4.5). Cependant les éléments imprimés ne sont pas entourés d'éléments identiques. La première étude consiste à déterminer l'influence des couronnes métalliques, qui définissent les zones à 0°. Nous distinguons le cas où le champ électrique est parallèle (c) et celui où il est perpendiculaire (b) aux couronnes, ce qui traduit la décomposition d'un champ électrique quelconque dans un repère orthogonal, comme indiqué en figure 1.34. Nous comparons les résultats à ceux de la structure périodique (a).

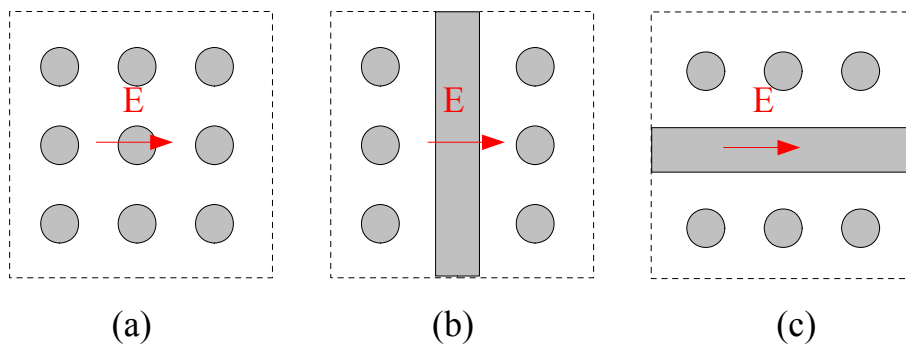


Figure 1.34: influence des couronnes métalliques

Le tableau 1.10 indique la différence de phase réfléchie par les trois motifs. La valeur maximale de -4° obtenue en simulations n'est pas assez significative pour avoir à tenir compte de l'influence de couronnes.

	Cas (a)	Cas (b)	Cas (c)
Phase réfléchie	0°	2°	-4°

Tableau 1.10: phase réfléchie

Nous comparons ensuite le déplacement d'une colonne (c1 à c3) ou d'une ligne (l1 à l3) dans les directions x et y, ce qui reflète l'agencement des cellules au sein du réflecteur.

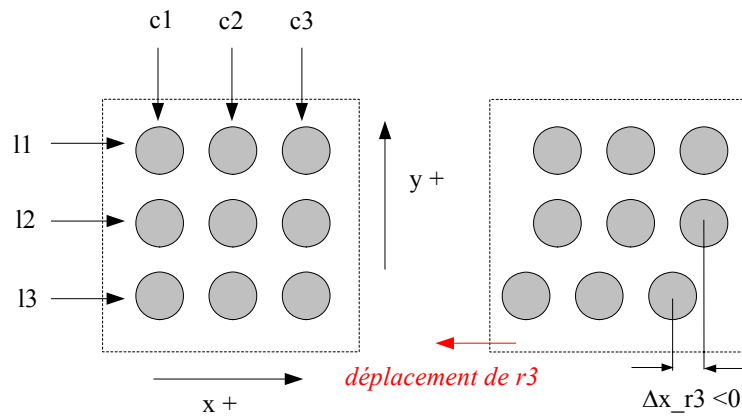


Figure 1.35: influence du décalage des cellules

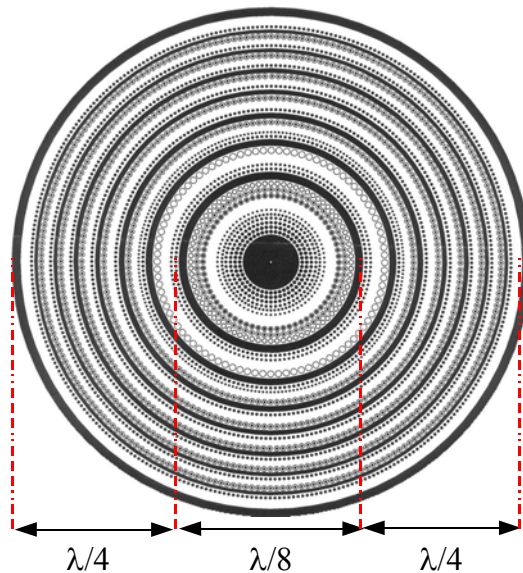
Le tableau 1.11 résume l'ensemble des écarts simulés. Comme précédemment, l'écart maximal de 7° peut être négligé.

Déplacement (mm)	$\Delta\Phi$ ($^\circ$)
$\Delta x_{r3} = -0,3$	-1
$\Delta x_{r2} = 0,3 ; \Delta x_{r3} = 0,3$	-2
$\Delta x_{r2} = 0,3 ; \Delta x_{r3} = -0,3$	-2
$\Delta y_{c1} = 0,2 ; \Delta y_{c2} = 0,2$	-1
$\Delta x_{r2} = 0,3 ; \Delta x_{r3} = 0,3$	0
$\Delta y_{c1} = 0,2 ; \Delta y_{c2} = -0,2$	-7

Tableau 1.11: phase réfléchie

Position initiale Δx_{l1} à $l3 = 0$, Δy_{c1} à $c3 = 0$, phase de référence -21°

L'ensemble de ces résultats nous autorise à dessiner le réflecteur complet. Nous choisissons un diamètre de 135 mm, ce qui correspond à un gain maximal de 42,5 dBi. Nous espérons ainsi approcher les 40 dBi demandés pour notre application tout en conservant une taille et un poids d'antenne raisonnable. La figure 1.36 représente le masque du réflecteur. Les zones de correction en $(\lambda/4)$ et $(\lambda/8)$ sont indiquées sur la figure. La distance focale est calculée pour obtenir une illumination en bord de réflecteur de -10 dB, soit $f = 70$ mm. La présence de cellules de taille différentes (figure 1.15), qui permet d'améliorer la correction de phase, rend délicat le dessin de celui-ci.

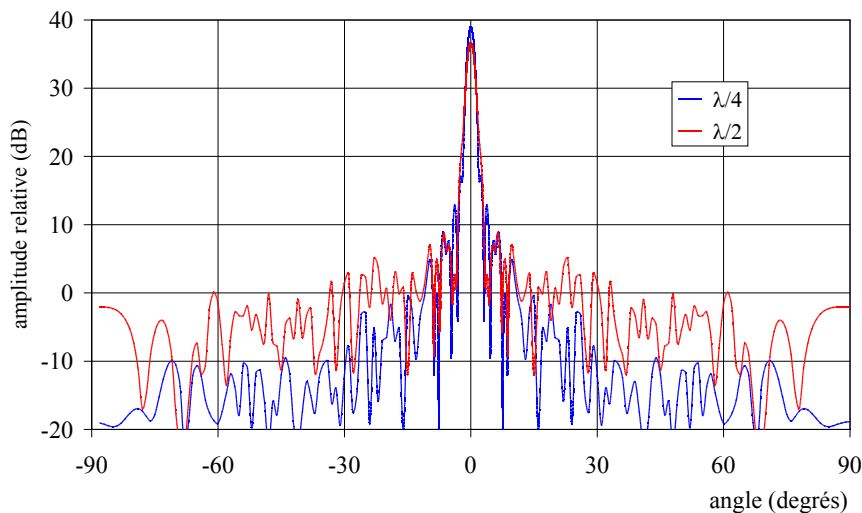


*Figure 1.36: masque du réflecteur de Fresnel
($f/D=0,5$)*

Un programme fondé sur la théorie des rayons que nous détaillerons au chapitre suivant est développé afin d'évaluer le comportement du réflecteur.

La figure 1.37 représente le diagramme de rayonnement simulé à 94 GHz. Comme nous l'avons indiqué plus haut, la taille des cellules élémentaires est inférieure à ($\lambda/2$) au centre du réflecteur. Nous simulons les deux cas limites:

- cellules élémentaires en ($\lambda/4$), gain simulé de 38,93 dBi,
- cellules élémentaires en ($\lambda/2$) gain simulé de 36,63 dBi.



*Figure 1.37: diagramme de rayonnement à 94 GHz (simulation)
diamètre 135 mm, $\epsilon_r = 2,2$ d'épaisseur 508 μm , $f/D=0,5$*

Le diagramme et le gain réels se situent entre ces deux cas. Nous remarquons l'importance de la réduction de la taille des cellules sur le gain obtenu. En effet, cette dernière nous permet d'ajouter des cellules de correction au centre afin d'affiner la zone principale du réflecteur qui contribue grandement au gain.

6.2.2. Mesures

Le réflecteur de Fresnel décrit plus haut est fabriqué et assemblé au laboratoire. La photo 1.38 le représente tel qu'il sera monté sur la radar.



*Figure 1.38: photo du réflecteur de Fresnel 8 et 4 zones
diamètre 135 mm, $\epsilon_r = 2,2$ d'épaisseur 508 μm , $f/D=0,5$*

La source primaire, qui n'est visible que de dos, est le guide ouvert agrémenté de la FSS décrite au paragraphe 5 (5.2.1.3). Nous voyons l'amélioration apportée par cette source sur la figure 1.39 qui représente la comparaison de la mesure du coefficient de réflexion pour cette antenne, et celle dont la source primaire est un guide ouvert seul. Pour mémoire nous avons ajouté les courbes des sources seules.

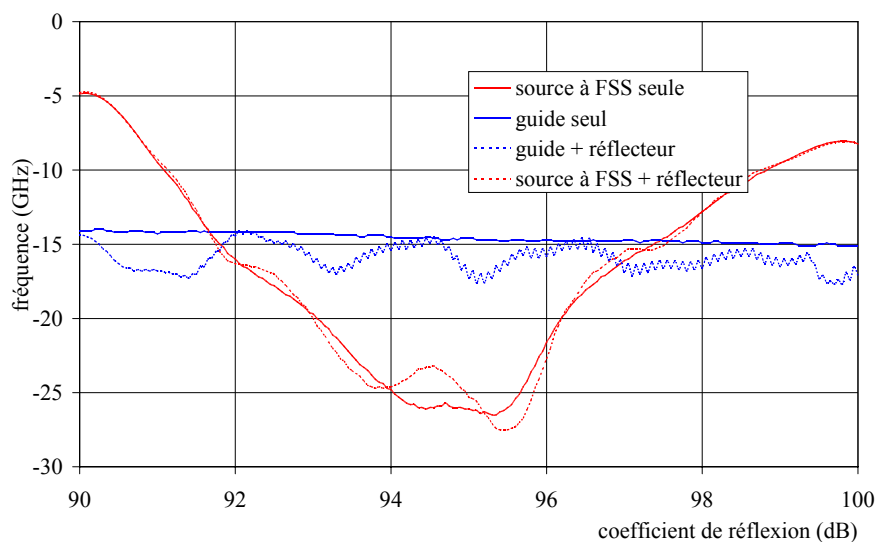


Figure 1.39: mesure de S_{11} (effectuée à l'IEMN)

Nous remarquons qu'il existe un couplage entre la source primaire et le réflecteur dans les deux cas. Cependant, l'utilisation d'une FSS permet d'obtenir un niveau de S_{11} naturellement très bas ce qui minimisera l'effet du couplage lorsque l'antenne sera connectée au reste du circuit. Une solution alternative à la réduction du couplage par FSS, est l'utilisation d'une pastille diélectrique collée sur la zone du réflecteur en regard de la source primaire. Cette dernière agit comme une ouverture de petite dimension. Le diagramme de rayonnement

équivalent à cette ouverture est large du fait de sa petite taille. De fait, la superposition du rayonnement de ces deux ouvertures en champ lointain, va provoquer une remontée des lobes secondaires du réflecteur. C'est pourquoi nous lui préférons la FSS. La bande passante à -10 dB de cette structure est comprise entre 91 et 99 GHz. Elle est d'environ 3,5 GHz à -20 dB. Cette valeur a son importance car elle permet d'assurer une excellente isolation vis à vis des ondes de retour vers la source dans le cas du radar FM-CW de configuration monostatique utilisé pour notre application radar.

Les mesures des diagrammes de rayonnement à 94 GHz sont représentés en figure 1.40. Les mesures suivantes ont été obtenues en coupant 5mm au réflecteur. En effet, la zone externe ne peut contenir qu'une correction en ($\lambda/2$) soit un anneau métallique dont nous avons montré en mesure qu'il ne contribue par significativement au rayonnement. La présence du premier lobe secondaire à -16 dB dans le plan E est dûe à la rotation dans un plan à 90° par rapport à la photo 1.38, effectuée pour mesurer le plan E. Cette configuration dissymétrise le masquage, donc le diagramme.

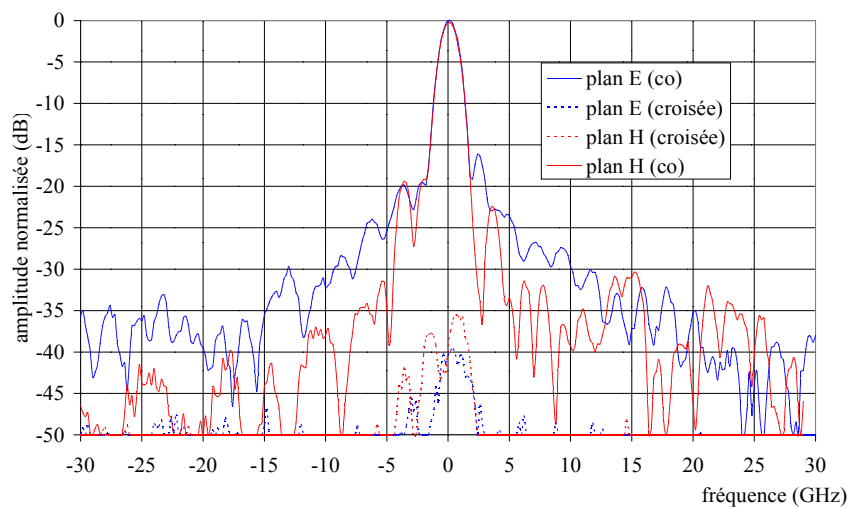


Figure 1.40: diagramme de rayonnement à 94 GHz (D=130 mm)

Bien que la compensation de phase en zones de Fresnel soit faible bande passante car elle est liée à la longueur d'onde, nous montrons que celle-ci peut atteindre une dizaine de GHz en bande W. De même, la bande passante du gain à -3 dB se situe entre 90 et 99 GHz (figure 1.41).

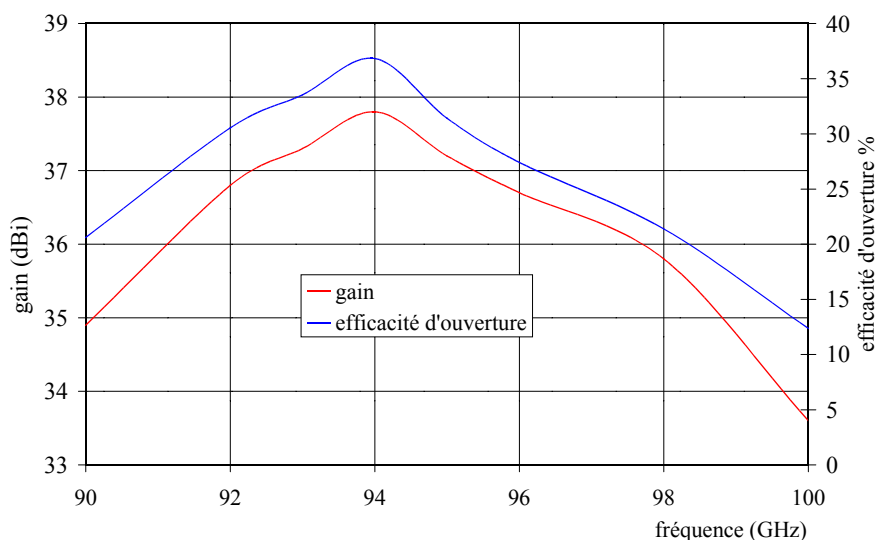


Figure 1.41: mesure du gain (D=130 mm)

L'efficacité maximale de cette antenne est de 36%, soit 3 fois supérieure à celle du

réflecteur demi-onde. Cependant, il semble difficile d'augmenter le gain de l'antenne en bande W à cause des limitations spatiales imposées par la taille des zones de Fresnel et celle des cellules élémentaires. Nous pourrions augmenter la zone de correction en $(\lambda/8)$ mais cela nécessiterait d'avoir recours systématiquement à des cellules en $(\lambda/4)$ qui sont généralement trop petites pour être gravées avec la technologie classique de fabrication des circuits imprimés.

De plus, la rigidité entre la source primaire et le réflecteur est un critère déterminant pour le bon fonctionnement de l'antenne en vol. Compte tenu de l'étroitesse du lobe principal du réflecteur, un décalage de la source primaire provoque une chute de gain de l'ordre de 10 dB. Cette contrainte nous impose un système de fixation volumineux qui grève le poids de l'antenne. Une solution alternative qui repose sur l'utilisation d'une antenne repliée [4, 52-53]. L'utilisation d'un réflecteur à grille polarisante nous permet à la fois de réduire le masquage occasionné par la source primaire, l'encombrement latéral de l'antenne et son poids.

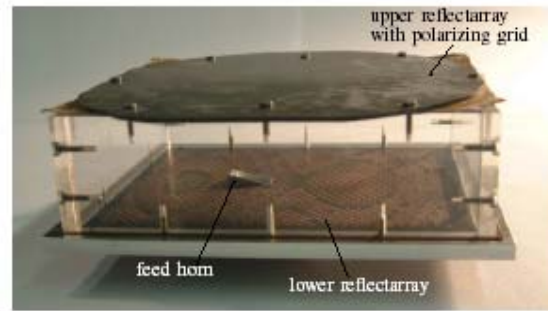
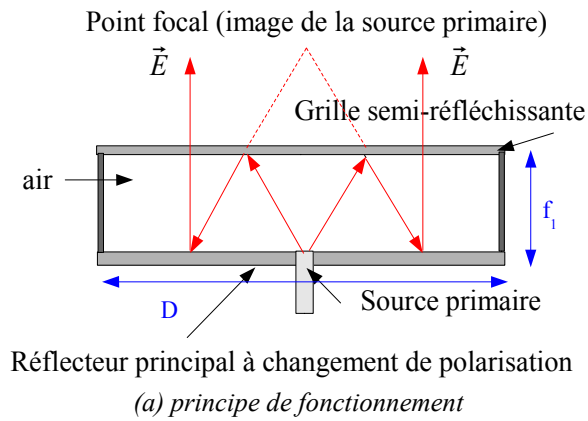
Avant de détailler cette nouvelle antenne, nous tenons à rappeler l'avantage important du réflecteur de Fresnel hybride: la forme circulaire des patchs permet un fonctionnement en polarisation linéaire aussi bien que circulaire. Cette dernière est déterminée par la polarisation de la source primaire sans aucun ajustement sur la phase réfléchi par les patchs, contrairement, par exemple aux réseaux réflecteurs utilisant des patchs rectangulaires ou des dipôles.

6.3. Réflecteur replié

6.3.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'une telle antenne se rapproche de celui des antennes repliées classiques telles que les réflecteur Cassegrain, Grégorien qui sont d'ores et déjà commercialisés en bande W [93]... Ces systèmes, initialement conçus pour réduire la distance focale, sont constitués d'un réflecteur principal, d'une source primaire et d'un sous réflecteur. Ce dernier possède un encombrement latéral (f_1) qui correspond à la moitié de la distance focale du réflecteur principal ($f_2=2f_1$). Ainsi, en plaçant la source primaire dans le plan du réflecteur principal, l'onde issue de celle-ci parcourt f_2 grâce à la réflexion et à la focalisation sur le réflecteur secondaire appelé sous-réflecteur. Généralement, les sous-réflecteurs sont de forme hyperboloïde (Grégorien) ou elliptique (Cassegrain). La taille du sous-réflecteur est d'autant plus petite que la source primaire est directive. Les réflecteurs Cassegrain offrent des avantages en termes d'illumination, de pertes par débordement, de gain global et d'encombrement. Cependant, l'effet du masquage augmente ainsi que la complexité mécanique qui va de paire avec le coût de fabrication. C'est pourquoi, son utilisation est limitée à des applications exigeant un gain très élevé.

Le réflecteur plan replié, permet de s'affranchir de la contrainte de masquage grâce au remplacement du réflecteur secondaire par une grille polarisante et à la conception d'un réflecteur principal à changement de polarisation. Ce principe est également utilisé en transmission optique, par exemple pour isoler deux polarisations. Il semblerait que de telles antennes aient tout d'abord connu une application militaire, par exemple pour équiper les chars d'assaut russes. Depuis une dizaine d'années, elles sont développées en technologie des circuits imprimés en bande millimétrique avec des architectures plus ou moins complexes [52, 93], essentiellement pour les applications liées au radar automobiles à 77 GHz. La figure 1. 42 représente le principe de fonctionnement d'une telle antenne accompagnée d'une photographie de celle-ci.



(b) Antenne réalisée au MWT [95]
reflectarray à base de patches rectangulaires

Figure 1.42 : Réflecteur replié

6.3.1.1. Réflecteur principal

Notre travail a consisté à modifier le réflecteur principal selon deux critères:

- garder un réflecteur principal en zones de correction de Fresnel afin de minimiser le nombre d'éléments différents utilisés,
- trouver une forme de patch qui permette d'étendre la couverture de phase à 360° .

Nous utilisons les éléments décrits au paragraphe 4 (4.4).

Deux zones déphasées de 180° s'obtiennent par simple rotation de 90° de l'élément, comme illustré en figure 1.43. Le nombre de cellules à optimiser est divisé par un facteur 2. Ainsi, un réflecteur à 8 zones de Fresnel comporte seulement 4 patches différents. Cet avantage compense l'effort à fournir pour l'obtention de la condition de phase nécessaire à la rotation du champ incident.

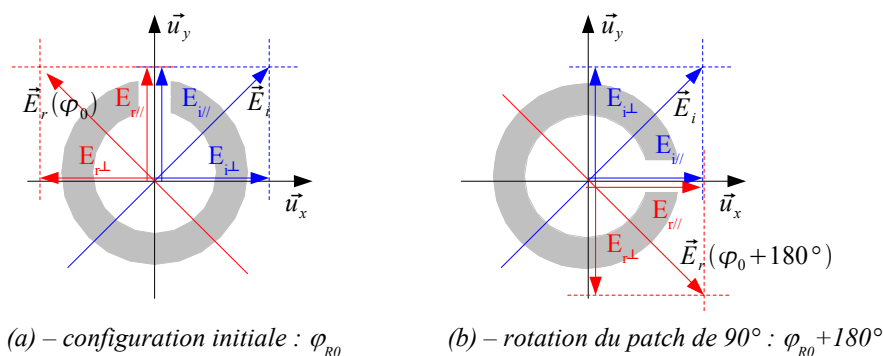


Figure 1.43: Obtention de deux zones déphasées de 180°

Lorsque le champ incident est à 45° de l'axe Ox et que la patch est orienté comme indiqué en figure 1.43.a, la phase réfléchi de sa composante verticale vaut φ_0 alors que celle de sa composante horizontale est de $\varphi_0 + 180^\circ$. Le champ global réfléchi a tourné de 90° et possède une phase φ_0 . Si nous tournons la structure de 90° dans ce même repère, l'inversion de phase intervient sur la composante verticale, il en résulte un champ tourné qui réfléchit une phase de $(\varphi_0 + 180^\circ)$, comme indiqué en figure 1.43.b.

La figure 1.44 explicite la construction d'un réflecteur de Fresnel à deux zones. Le cercle rouge indique la limite de la zone de correction à 0° , les patches qui coupent cette ligne sont

affectés à la zone recouvrant la majeure partie de leurs surfaces. Le dessin de la structure est simplifié par rapport au réflecteur précédent car toutes les cellules possèdent une taille identique en $(\lambda/2)$.

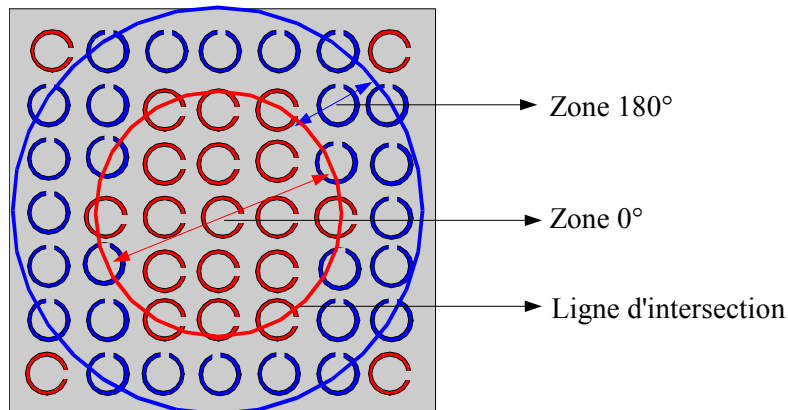


Figure 1.44: Obtention de deux zones déphasées de 180°

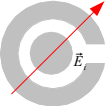
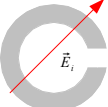
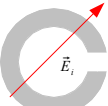
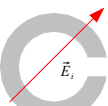

Le tableau 1.12 résume l'ensemble des valeurs de patches utilisés pour le réflecteur principal de huit zones.

Dimensions (mm)	Patch 1	Patch 2	Patch 3	Patch 4
Dimensions (mm)	$r_{ex}=0,65$ $r_{in}=0,5$, $h=0,4$ $r=0,35$	$r_{ex}=0,6$ $r_{in}=0,45$ $h=0,25$	$r_{ex}=0,55$ $r_{in}=0,325$ $h=0,25$	$r_{ex}=0,55$ $r_{in}=0,3$ $h=0,45$

Tableau 1.12: Dimensions des patches

Le patch numéro 2 est choisi comme référence (zone de Fresnel de 0°). Le tableau 1.12 résume l'ensemble des valeurs de la phase réfléchiée par les deux polarisations ainsi que la disposition des patches au sein du réflecteur pour un champ d'excitation à 45°. Nous appelons E_x et E_y les champs électriques selon les axes définis en figure 1.43. Du fait de la rotation du patch, E_x correspond à E_{\perp} dans le cas 1.43.a et à $E_{//}$ dans le cas de la figure 1.43.b et inversement pour E_y .

Zone théorique	patch	Disposition	Phase E_y (°) Zone réelle % d'erreur	Phase E_x (°)	Différence de phase $\Delta(E_{//}-E_{\perp})$
0°	patch2		-27° 0° 0%	155°	-182°
45°	patch3		25° 52° 15%	201°	-176°
90°	patch4		60° 87° 3%	239°	-179°

Zone théorique	patch	Disposition	Phase E_y (°) Zone réelle % d'erreur	Phase E_x (°)	Différence de phase $\Delta(E_{//}-E_{\perp})$
135°	patch1		122° 159° 17%	-67°	189°
180°	patch2		155° 182° 1%	-27°	182°
225°	patch3		201° 228° 1,4%	25°	176°
270°	patch4		239° 266° 1,4%	60°	179°
315°	patch1		-67° -40°=320° 1,5%	122°	-189°

*Tableau 1.13: Phases réfléchies par les patches et disposition au sein du réseau
Substrat Duroid $\epsilon_r = 2,2$; $h = 0,387\mu\text{m}$*

6.3.1.2. Grille semi-réfléchissante

La grille semi-réfléchissante est constituée d'une alternance de motifs de largeur b constituée de lignes métallisées de largeur a et non métallisées, comme indiqué en figure 1.46.a. Le champ électrique parallèle à ces lignes est réfléchi alors que celui perpendiculaire est transmis. Ce fonctionnement est optimisé en fonction des valeurs de a et b . Nous effectuons l'étude à l'aide du module de simulation de structures périodiques infinies de HFSS.

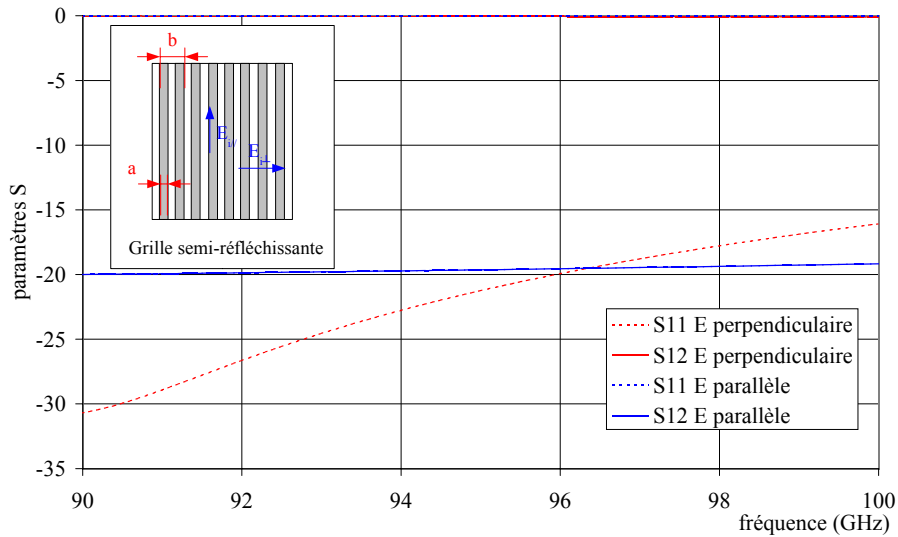
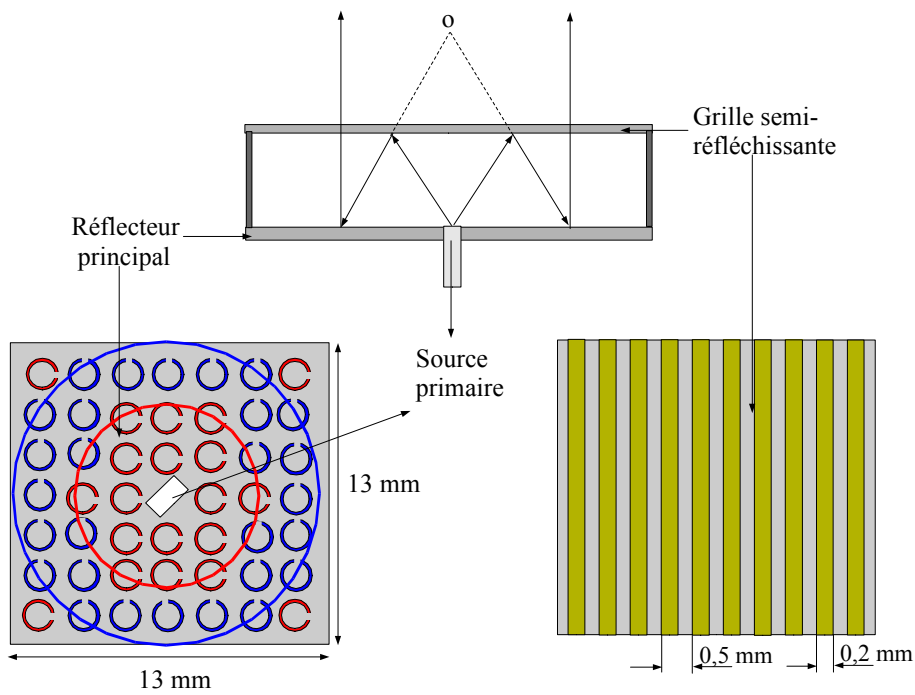


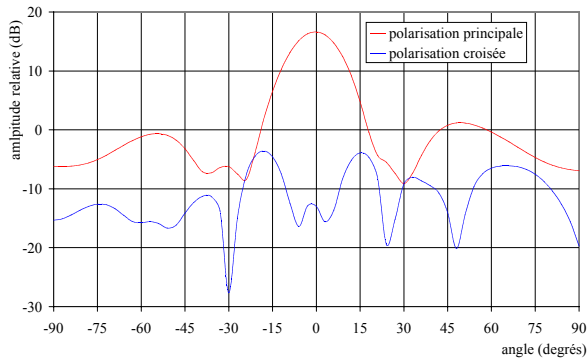
Fig. 1.45 : Grille réfléchissante
 $a = 0,5\text{mm}$; $b = 0,2\text{mm}$; substrat Duroid, $h = 1,143\text{mm}$ ($\lambda/2$)

Il est important de choisir la hauteur du substrat proche de la demi-longueur d'onde guidée afin d'assurer le bon fonctionnement de la grille. Une structure alternative indépendante de cette contrainte en réseau périodique de fentes aurait pu être utilisée, mais sa conception et sa fabrication sont plus délicates à 94 GHz.

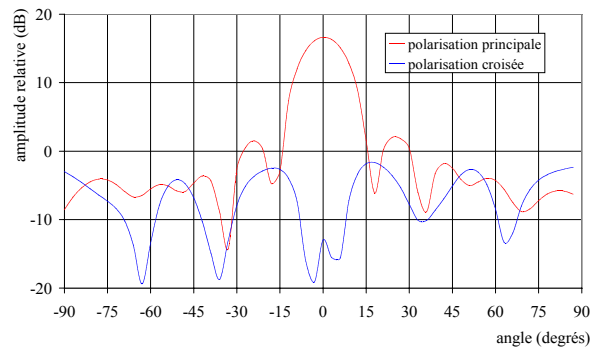
6.3.2. Simulations

Comme précédemment, une structure de plus petite taille est simulée à l'aide du logiciel HFSS. Les résultats sont présentés en figure 1.46.





(b) - plan E



(c) - plan H

Figure 1.46: simulation à 94 GHz

La petite taille de la structure limite la correction à celle d'un réflecteur demi-onde. Cependant, le bon fonctionnement du réflecteur est vérifié. Nous avons également appliqué le programme fondé sur la théorie des rayons afin d'avoir un aperçu du diagramme du réflecteur final de 130mm de diamètre. Bien que la distance entre le réflecteur et la grille soit définie par un le rapport f_1/D de 0,25, nous calculons le diagramme théorique avec la distance focale réelle du réflecteur soit $f_2/D=0,5$.

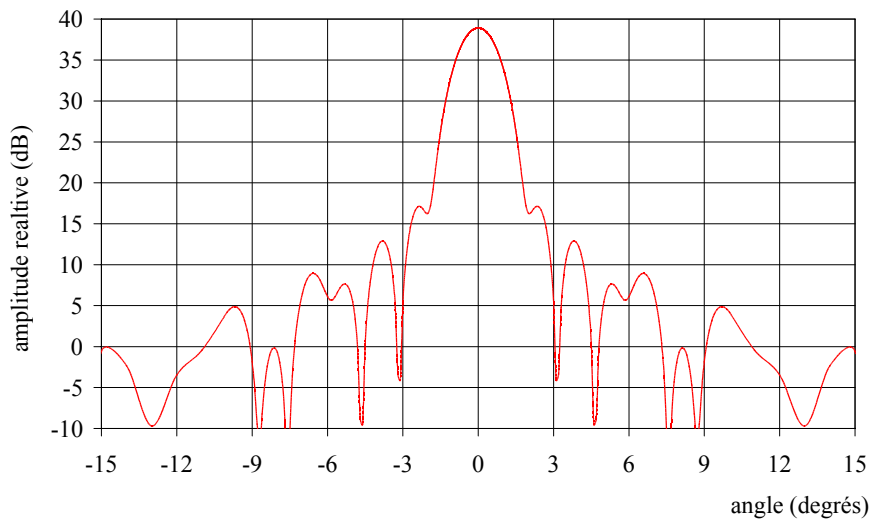
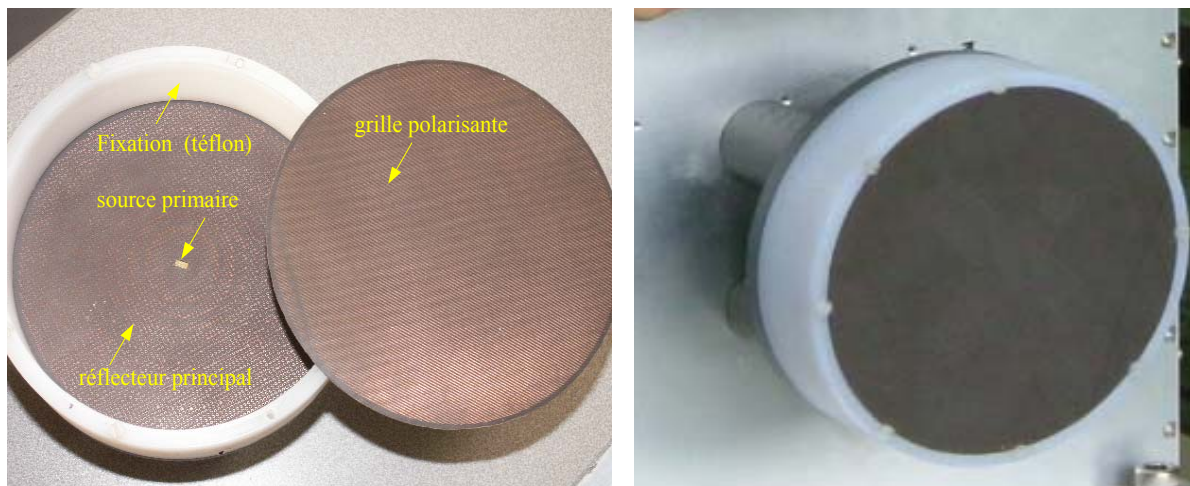


Figure 1.47: diagramme de rayonnement à 94 GHz (simulation)

diamètre 130mm, $\epsilon_r = 2,2$ d'épaisseur 387 μm , $f/D=0,5$

6.3.3. Mesures

Le réflecteur de Fresnel décrit plus haut est fabriqué et assemblé au laboratoire. La photo 1.48.a est une vue du réflecteur principal, la photo 1.48b représente l'antenne destinée à être montée sur la radar.



(a) - vue éclatée (b) - antenne complète
Figure 1.48: photos du réflecteur de Fresnel 8 et 4 zones

Comme précédemment, la source primaire à FSS, nous permet d'avoir un coefficient de réflexion très faible (figure 1.49). La source primaire est toutefois un peu différente de celle utilisée pour le réflecteur hybride car la FSS n'a pas été collée à l'extrémité d'un guide coudé ouvert mais d'un guide droit fabriqué au laboratoire par assemblage de deux demi-guides. En effet, contrairement au réflecteur simple, seule la partie rayonnante de la source primaire est « visible » par l'antenne totale. Cette configuration permet d'une part de réduire le masquage mais aussi d'éviter les assemblages de guides habituellement indispensables pour viser le centre du réflecteur.

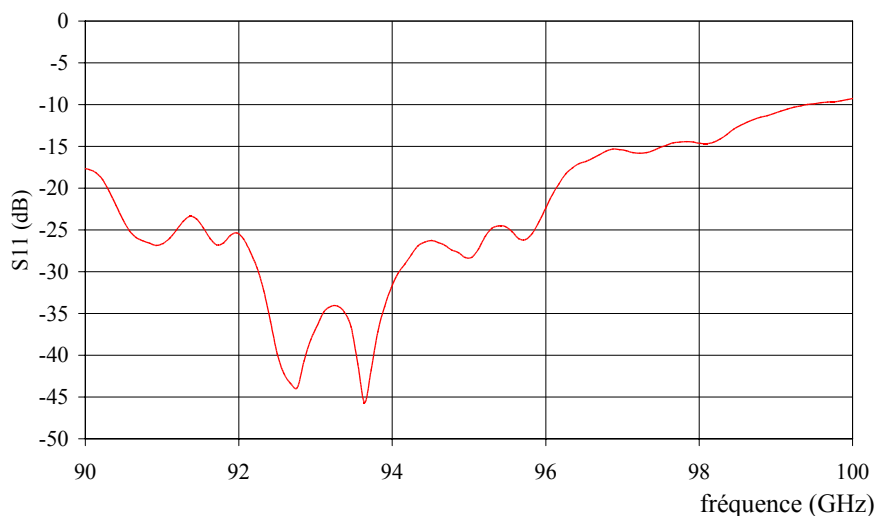
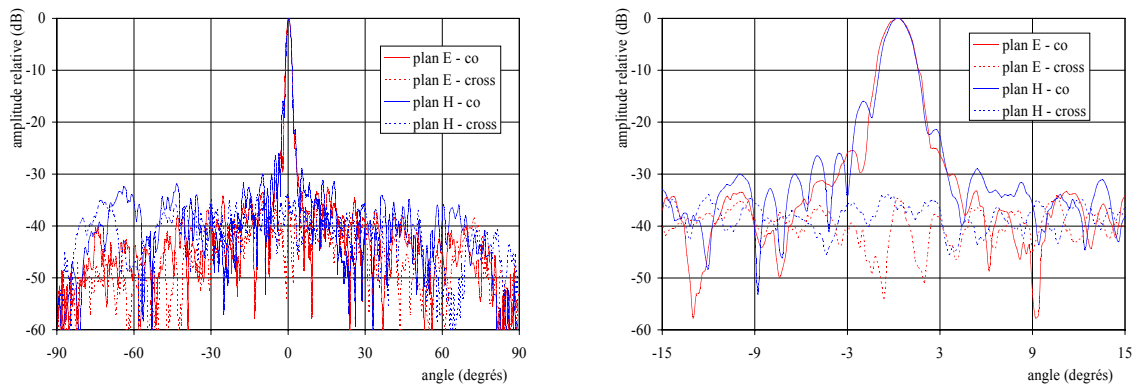


Figure 1.49: mesure de S_{11} (effectuée à l'IEMN)

Les mesures des diagrammes de rayonnement à 94 GHz sont représentés en figure 1.50. Ces derniers ne présentent plus de dissymétrie grâce à la structure d'alimentation. Les lobes secondaires sont plus bas. Le gain mesuré de 35 dBi est cependant plus faible. La polarisation croisée est plus élevée. Cet effet résulte essentiellement de deux facteurs:

- une erreur d'alignement de la grille semi-réfléchissante par rapport au réflecteur principal,
- l'erreur de déphasage entre les deux polarisations du champ électrique qui se traduit par un champ réfléchi dans une direction légèrement différente des 90° par rapport à la polarisation initiale.

Une fois de plus ces effets sont accrus en ondes millimétrique car la précision mécanique requise flirte avec les outils d'alignement ou de réalisation disponibles au laboratoire.



(a) - diagramme complet (b) - agrandissement
 Figure 1.50: diagramme de rayonnement à 94 GHz ($D=130$ mm), directivité 38,1dB

Le réflecteur ainsi développé possède des avantages indéniables en termes de compacité et de symétrie des diagrammes. Il est cependant à polarisation unique contrairement au réflecteur de Fresnel hybride. Les performances globales de ces deux réflecteurs ainsi que la comparaison avec le Fresnel demi-onde sont effectuées au paragraphe suivant.

6.4. Comparaison des performances

La figure 1.51 représente la mesure du gain, les barres d'erreur à $\pm 0,25$ dB correspondent à l'écart de mesure observé par répétition. Le tableau 1.13 compare l'ensemble des caractéristiques des différents réflecteurs.

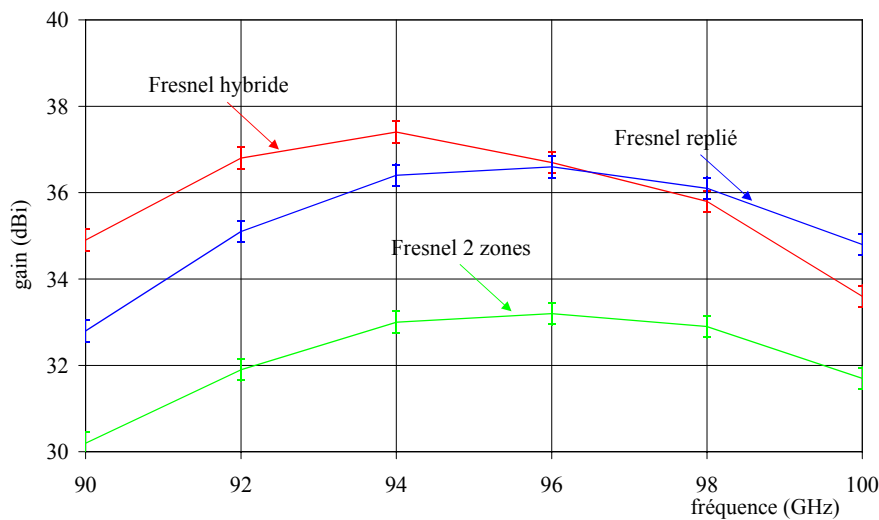


Figure 1.51: comparaison des gains (mesure)
 barres d'erreurs à $\pm 0,25$ dB

Le réflecteur de Fresnel hybride possède le gain le plus élevé entre 90 et 95 GHz, c'est à dire la meilleure efficacité d'ouverture car les trois réflecteurs possèdent le même diamètre. Le réflecteur de Fresnel replié est meilleur au delà. Nous ne sommes pas réellement en mesure d'expliquer ce phénomène. L'influence de l'adaptation doit être exclue car les valeurs de S_{11} sont comparables à ces fréquences. Il est possible que les décalages observés dans les corrections de phase du réflecteur replié soient compensées dans la partie supérieure de la

bande passante alors que le réflecteur hybride présente réellement la meilleure correction à 94 GHz.

Antenne	Gain (94 GHz)	Ouverture à -3 dB	Lobes secondaires	Bande passante	Polarisation
Fresnel ($\lambda/2$)	33	1,5°	-15 dB (plan H) -19 dB (plan E)	90-100 GHz	linéaire circulaire
Fresnel hybride	37,8 dBi	1,2°	-16dB (plan E) -20 dB (plan H)	91-99 GHz	linéaire circulaire
Fresnel replié	35,5 dBi	1,4°	-28 dB (plan E) -20 dB (plan H)	91-99 GHz	linéaire

Tableau 1.14: Performances globales

L'ensemble de cette étude permet de dégager les points faibles et forts des réflecteurs proposés.

Le réflecteur de Fresnel hybride

- gain élevé,
- faible coefficient de réflexion,
- bi-polarisation,
- diagrammes dissymétriques dû à son alimentation,
- structure ouverte =>vulnérabilité de la structure aux perturbations extérieures.

Le réflecteur de Fresnel replié

- gain élevé,
- faible coefficient de réflexion,
- symétrie des diagrammes,
- mono polarisation,
- compacité,
- structure fermée donc stable et étanche.

L'ensemble de ces considérations incite à penser que le réflecteur de Fresnel replié se prête bien à un système embarqué sur hélicoptère alors que le réflecteur de Fresnel hybride est plus adapté à des applications au sol. Nous vérifierons ces hypothèses au paragraphe suivant.

7. Mesures en vol

La validation du système complet est effectuée par trois campagnes de mesure en vol échelonnées entre Septembre 2004, Février 2005 et Mars 2006 dans la région de Gifu, près de Nagoya au centre du Japon. Le site est choisi car il abrite la base aérienne de Kawasaki Heavy Industries. Le système est installé à bord d'un hélicoptère Kawasaki BK 117, développé en collaboration avec Eurocopter et commercialisé en Europe et aux USA sous le nom de EC 105 (fig. 1.53.a). L'étalement des mesures dans le temps permet d'effectuer les tests par différentes conditions atmosphériques.

7.1. Système complet

Le schéma synoptique du détecteur complet est donné en figure 1.52. Il est constitué d'une caméra CCD, d'une caméra infrarouge et du radar millimétrique. Un système de balayage mécanique, actionné manuellement pour le démonstrateur, est incorporé. Le traitement des images et la fusion des données est assurée par un PC. Un second PC, connecté au premier, est utilisé pour la mise en forme des signaux reçus par le radar et leur transfert au PC principal. Afin de réduire l'encombrement du détecteur, une configuration à un seul PC est à l'étude.

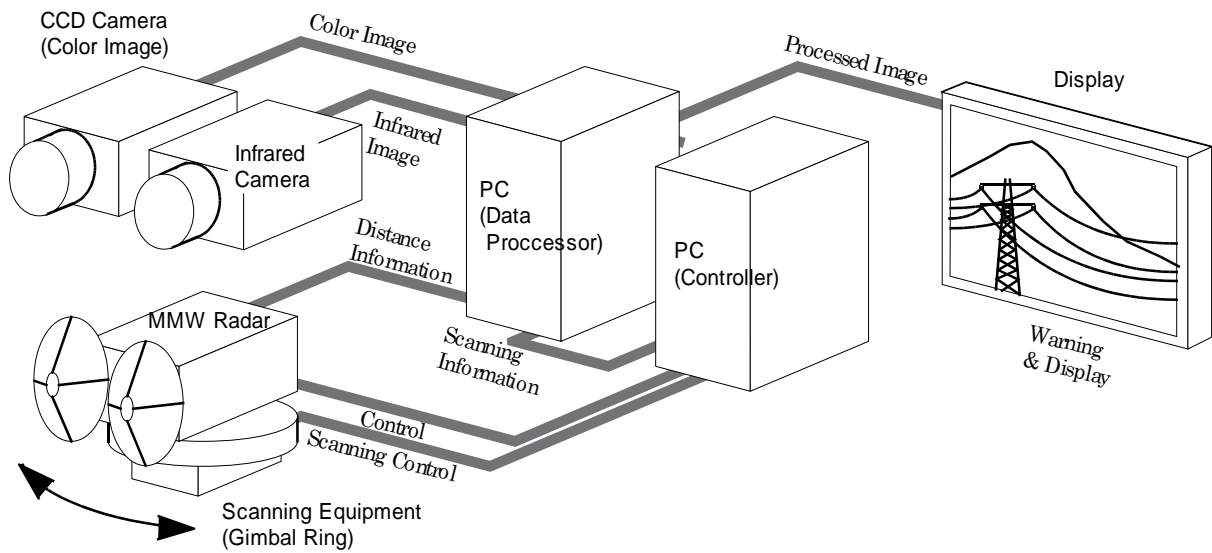
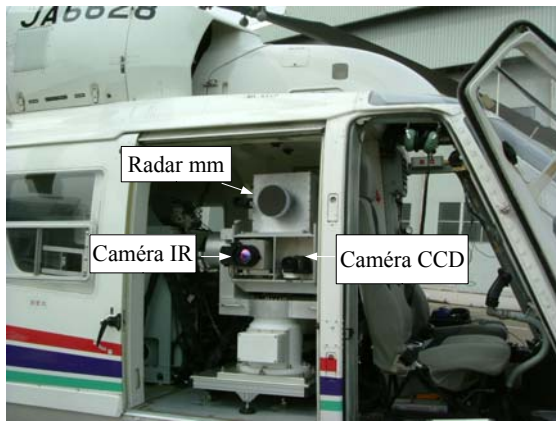


Figure 1.52: schéma synoptique du système complet

Les photos de la figure 1.53 représentent le système une fois installé sur l'hélicoptère. La tour comprenant les trois capteurs ainsi que le système d'acquisition et de post-traitement est solidement vissée au plancher de l'appareil selon les normes de l'aviation civile. Les mesures en vol s'effectuent porte arrière ouverte comme indiqué en photo 1.53.b.



(a) - BK 117



(b) - les capteurs



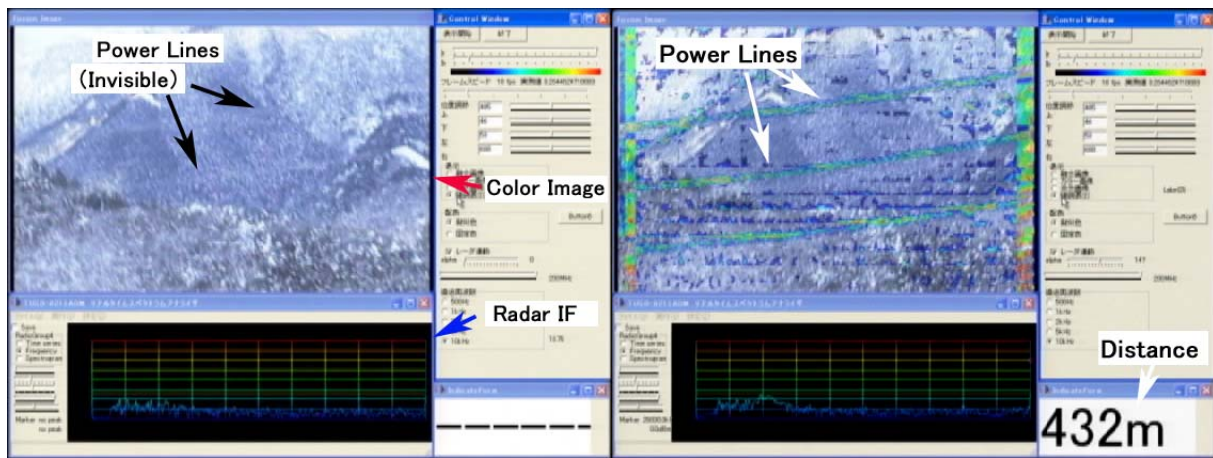
(c) - acquisition et traitement des données

Figure 1.53: système embarqué à bord de l'hélicoptère

Il est important de rappeler l'originalité de ce système qui repose sur la complémentarité des trois capteurs. En effet, la caméra CCD fournit l'image de référence alors que celle à infra-rouge s'avère utile pour la détection d'objets longs et fins tels que les lignes à haute tension [58-59]. Le radar millimétrique, enfin, opère lorsque la visibilité est réduite, comme par temps de brouillard, à l'aube ou au crépuscule.

Le processus de recouvrement des images développé à l'ENRI est détaillé dans les références [19-20, 60].

La figure 1.54 montre l'amélioration liée au radar. La figure 1.54.a est l'image vue par le pilote avant l'incorporation du signal diffracté par les cibles alors que sur la figure 1.54.b, les lignes haute-tension détectées par le radar sont ajoutées et colorées.



(a) - avant détection de la cible

(b) - après détection de la cible

Figure 1.54 : détection de lignes haute-tension sur fond de paysage neigeux

7.2. Le radar

Le schéma synoptique du radar est donné en figure 1.55 avec ses valeurs nominales. Le radar est à émission continue à modulation de fréquences (FM-CW). Cette structure est souvent choisie pour les radars millimétriques car l'émission continue permet de limiter la puissance d'émission ainsi que de simplifier l'architecture du radar. Le coût total s'en trouve réduit. D'autre part, bien que des études fassent état de l'utilité d'une réception hétérodyne [96-98] en bande millimétrique ou sub-millimétrique, en particulier pour la réduction du bruit de phase [99], nous retenons la détection homodyne, plus économique et simple à mettre en oeuvre.

La bande passante RF de 200 MHz a été allouée par les autorités chargées de la régulation du spectre de fréquences au Japon. Sa faible valeur, qui pénalise la sensibilité du radar n'est pas modifiable à 94 GHz. L'équation 2.7 rappelle la sensibilité d'un tel radar:

$$\Delta R = \frac{c}{4 \Delta f} \quad (1.7)$$

où

- ΔR est la sensibilité en distance de détection,
- c la vitesse de la lumière,
- Δf la valeur de la bande passante RF.

La modulation choisie pour le radar FM-CW est en dents de scie. Le signal RF, généré par un oscillateur Gunn et injecté à l'antenne via un circulateur, sert également à effectuer une démodulation synchrone. Le filtre passe haut, nécessaire à la suppression des fréquences d'inter-modulation, rend caduque la détection de cibles proches. En effet, en appliquant la formule reliant la fréquence de battement à la distance de la cible (équation 1.8), nous obtenons une distance de 150m à la fréquence de coupure du filtre, soit 4 MHz. La figure 1.56 représente la courbe de transfert du filtre associée à la distance de détection. Cet aspect n'est pas un handicap au regard de l'application visée car nous recherchons à avertir le pilote le plus tôt possible, soit à des distances supérieures à 150m.

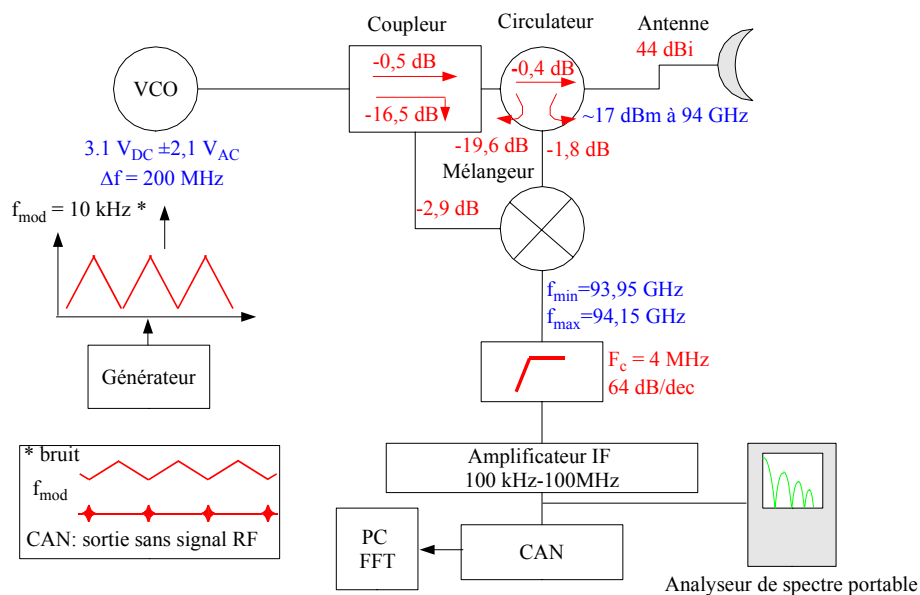


Figure 1.55: schéma synoptique du radar

Le tableau 1.15 fournit les données complémentaires du radar.

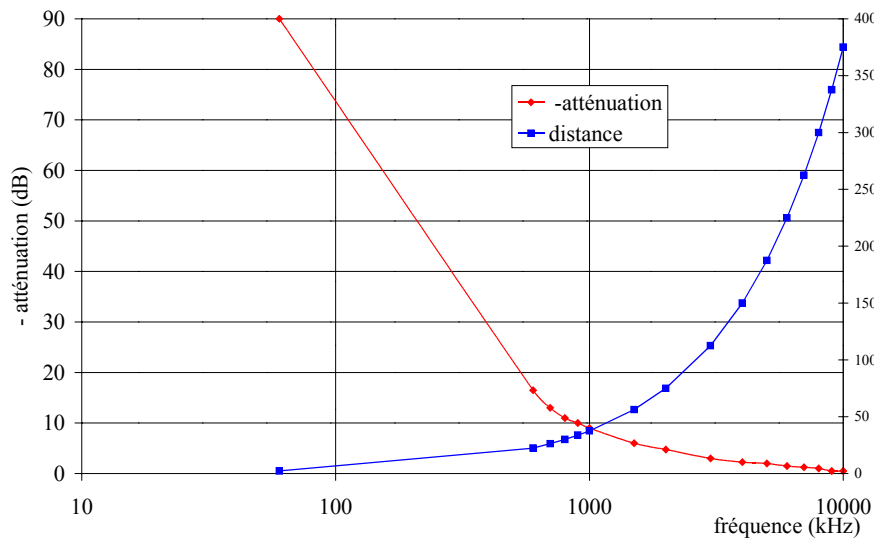


Figure 1.56: filtre passe-haut et distance théorique de la cible

$$f_{\text{battement}} = \frac{4Rf_{\text{mod}} \Delta f}{c} \quad (1.8)$$

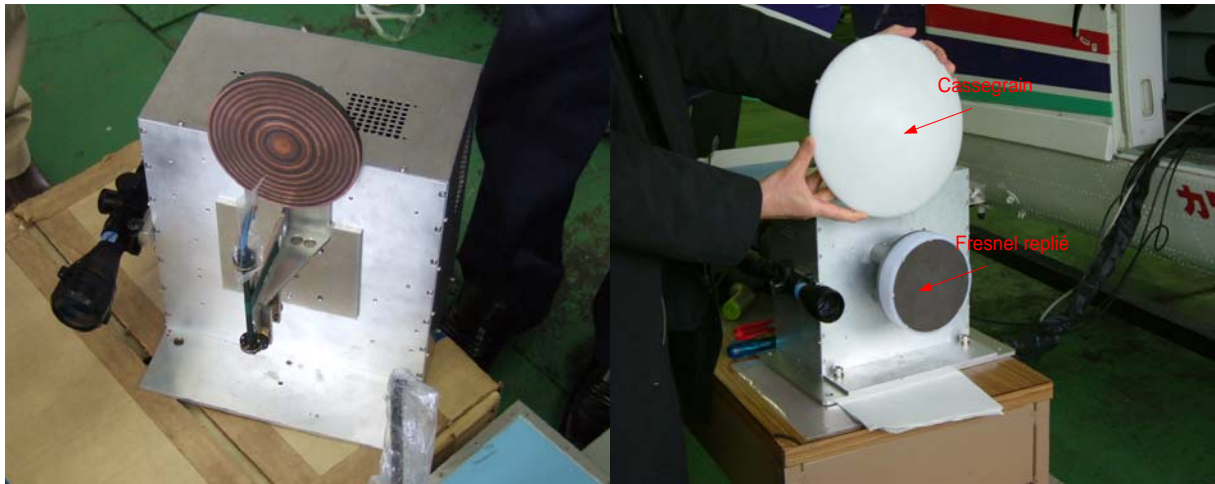
Puissance émise	57 mW à 93,9 GHz 56 mW à 94 GHz 56 mW à 94,1 GHz
Bande passante RF	200 MHz
Mélangeur Pertes de conversion Figure de bruit Fréquences d'inter-modulation	7,2 dB à 3,3 mW 7,5 dB 1,25 MHz - 2,5 MHz - 5 MHz
Amplificateur de fréquence intermédiaire (IF) Fréquence / Gain / Figure de bruit	10 MHz / 63 dB / 3,5 dB 20 MHz / 62,9dB / 2,7 dB 30 MHz / 61,2 dB / 2,4 dB 50 MHz / 54 dB / 5,8 B
Convertisseur analogique numérique (CAN) Pertes Dynamique	1 dB max 63 dB

Tableau 1.15: données complémentaires du radar

Le radar actuel pourrait être amélioré, notamment en linéarité par l'ajout d'un dispositif de contrôle du VCO, par exemple une PLL, comme cela a été fait pour d'autres *front-end* millimétriques [15].

7.3. Mesures en vol

Nous présentons ici les résultats des mesures effectuées la semaine du 6 au 11 Mars 2006. Durant cette campagne de mesure, les trois antennes présentées sur les photos 1.57 sont testées en vol.



(a) Fresnel hybride

(b) Fresnel replié et Cassegrain

Figure 1.57: antennes montées sur le radar

7.3.1. Protocole de mesure

Les vols sont effectués sur des sites test choisis en fonction de la présence de lignes à haute tension, de leur situation par rapport au paysage et au relief, de leur visibilité. Les photos 1.58 a et b donnent un exemple de site de mesure.

Les vols s'effectuent de manière identique. Les distances de mesures de 200m, 400m, 600m et 800m sont systématiquement balayées. Elles sont mesurées grâce à un système GPS. Pour chaque distance, le pilote vole le long des lignes en maintenant une altitude constante puis il s'éloigne vers la distance supérieure. La durée de vol est d'environ 1h30.

Bien que le système fonctionne en temps réel, les images de la caméra CCD sont enregistrées sur vidéo et les données stockées sur le PC principal afin de conserver la possibilité d'analyser les données à terre. En vol, les images issues de la fusion des données des trois capteurs, telles que celles de la figure 1.54.b, peuvent s'afficher avec un rafraîchissement d'écran jusqu'à 8 fois par seconde sans que la vitesse ne soit dégradée.



(a) vol le long des cibles

(b) vol face aux cibles

Figure 1.58: sites de mesure

7.3.2. Comparaison des différentes antennes

Le réflecteur de Fresnel hybride a pris les airs après avoir effectué des tests au sol. Malheureusement, les mesures en vol n'ont pas permis de détecter les lignes. Compte tenu de la brièveté de la semaine de mesure mais aussi du coût des vols, nous n'avons pas pu

approfondir les raisons de cet échec. Deux hypothèses sont émises:

- l'antenne n'est pas suffisamment résistante aux fortes vibrations à bord,
- le radar ne possède pas les réglages lui permettant d'atteindre son niveau de fonctionnement optimal.

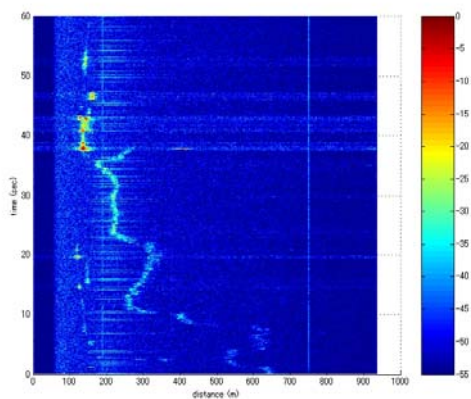
Les pertes liées aux guides d'ondes qui alimentent la source primaire du réflecteur pourraient entrer dans la liste des hypothèses, cependant elles s'élèvent à 2 dB ce qui est insuffisant pour expliquer l'absence de signal détecté.

Nous choisissons d'effectuer les mesures restantes avec l'antenne Cassegrain et le réflecteur de Fresnel replié, dont l'interconnexion au radar le rend plus robuste aux vibrations. Le radar, pour sa part, a fait l'objet de quelques réglages.

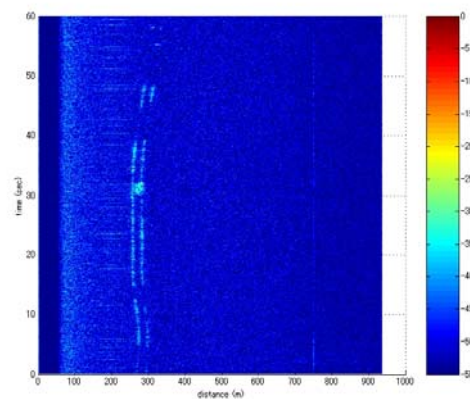
De nouvelles mesures au sol sont effectuées. Contrairement aux premières mesures, avant réglage du radar, les nouvelles données permettent de vérifier la concordance entre la différence du niveau de signal reçu par le radar et le gain des deux antennes.

Les spectrogrammes de la figure 1.59 sont ceux collectés en vol. L'axe horizontal représente la fréquence alors que l'axe vertical est la mesure dans le temps. La légende portant la mention polarisation horizontale correspond à la mesure avec l'antenne Cassegrain alors que celle polarisation verticale concerne le réflecteur de Fresnel replié. Bien que des études aient mis en valeur l'apport d'une mesure bipolaire [58], c'est la première fois que les données issues des deux polarisations sont collectées en vol.

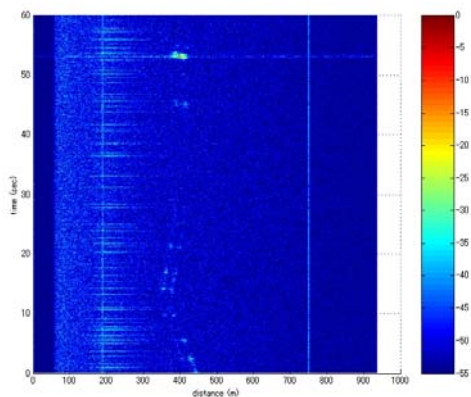
Les deux antennes permettent de distinguer les cibles recherchées. Cependant, l'antenne imprimée offre un meilleur repérage de celles-ci. Ainsi, nous distinguons clairement les deux séries de lignes parallèles ainsi que les lignes des pilonnes reconnaissables à la tâche en forme de spot sur les spectrogrammes. Il est possible que cet effet soit également lié à la polarisation.



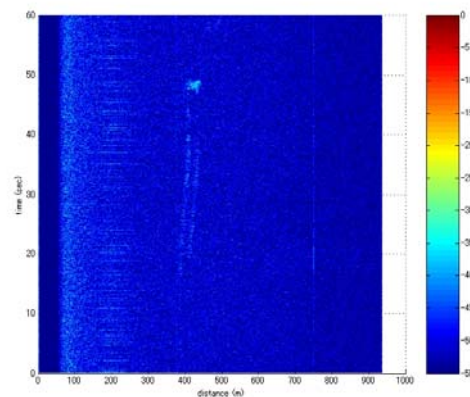
Détection à 200m – polarisation horizontale



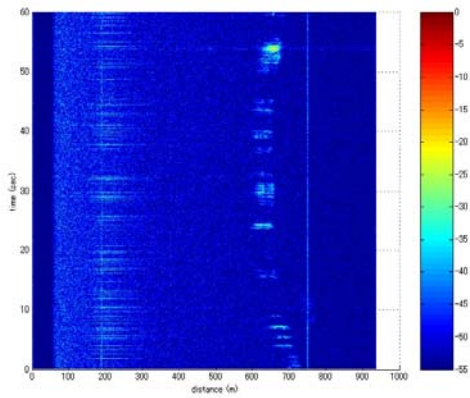
Détection à 200m – polarisation verticale



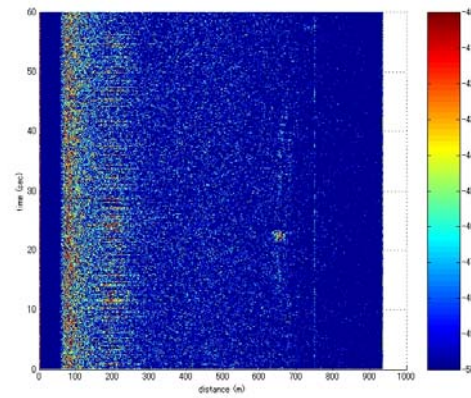
Détection à 400m – polarisation horizontale



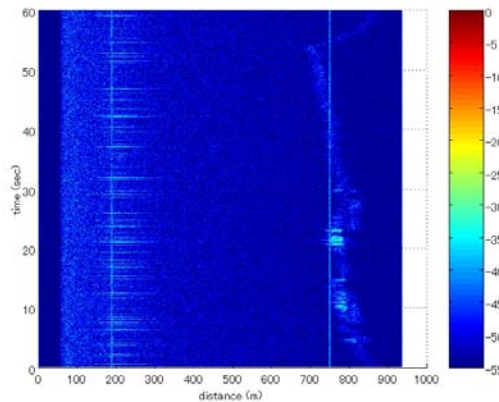
Détection à 400m – polarisation verticale



Détection à 600m – polarisation horizontale



Détection à 600m – polarisation verticale



Détection à 800m – polarisation horizontale

Figure 1.59 spectrogrammes

L'antenne Cassegrain possède un gain supérieur de 9 dB à celle du réflecteur de Fresnel replié. Cela se traduit par une différence de signal reçu de 18 dB lorsque l'équation du radar est appliquée.

Equation du radar lorsque la même antenne est utilisée en émission et en réception:

$$P_{re\cette} = P_{\cette} G^2 \frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.10)$$

où:

- G est le gain de l'antenne,
- λ la longueur d'onde,
- σ la surface équivalente radar,
- R la distance à la cible.

Nous voyons que la comparaison des niveaux reçus est délicate car les vols sont effectués à quelques heures d'intervalles. Plusieurs paramètres sont susceptibles de modifier les niveaux de puissance reçus, comme la distance exacte à la cible, R, la surface équivalente radar qui varie fortement avec l'angle d'incidence [62]. Cependant le respect protocole de vol, garantit des conditions similaires. La différence de niveau reçu entre les deux antennes reste d'ailleurs toujours proche de 20 dB. Le tableau 1.16 résume l'ensemble des valeurs.

Antenne	Distance (estimée par GPS)	Niveau reçu / Cible
Cassegrain	151 m	4.4 dBm
Fresnel replié	281 m	-24.4 dBm / pilonne -29.4 dBm / ligne
Cassegrain	401 m	-10.7 dBm
Fresnel replié	408 m	-32.0dBm / pilonne -37.9 dBm / ligne
Cassegrain	663 m	-18.3 dBm
Fresnel replié	682 m	-32.2 dBm / pilonne -43.5 dBm / ligne
Cassegrain	778 m	-25.6 dBm

Tableau 1.16: niveau maximal reçu par les antennes en vol

Le champ de détection est plus faible avec le réflecteur replié car son gain est inférieur. Il atteint 682m contre 778m avec l'antenne Cassegrain. Bien que moins performante, cette antenne présente les avantages considérables évoqués plus haut, par rapport à l'antenne Cassegrain en vue de la commercialisation du système. Sa perte en gain pourra être compensée par l'optimisation d'une nouvelle antenne et l'intégration du radar. En effet, le radar actuel est fabriqué à partir de composants discrets assemblés au moyens de guides d'ondes WR-10 pour la partie RF et de câbles pour la partie IF. C'est pourquoi nous avons voulu effectuer des test préliminaires au sol avec un radar intégré.

7.4. Radar de détection d'obstacle intégré de l'Université d'Ulm

Depuis Décembre 2004, nous travaillons en commun avec le Département des Techniques Micro-ondes (MWT) de l'Université d'Ulm, dans le cadre d'un projet Procope. Un des nos axes de recherche concerne la détection dans le domaine millimétrique.

Lors de la venue de Winfried Mayer chercheur au MWT, en Décembre 2005, un radar de détection fonctionnant à 77 GHz est assemblé à partir d'un système existant développé en collaboration avec EADS. Le choix de la fréquence correspond à la technologie disponible au MWT. Nous verrons par la suite les avantages liés à cette bande de fréquence.

La configuration utilisée est celle d'un radar FM-CW bistatique possédant deux antennes repliées, le module millimétrique, un guide d'onde rectangulaire, un étage IF analogique et un PC muni d'une carte d'interface analogique pour l'acquisition des données. Les valeurs nominales du bloc radar sont données dans le tableau 1.16.

Bien qu'il s'agisse d'un système expérimental, les différents blocs composant le *front-end* sont réalisés avec des composants MMIC à la pointe de la technologie actuellement sur la marché ou élaborés spécialement pour cette application.

Plage de fréquences: 76-77 GHz
Déviations maximale en fréquence: (bande passante RF) 500MHz
Fonctions de modulation: CW, triangle, rampe montante, rampe descendante
Durée de la rampe: 100µs-10ms
Plage de fréquence IF: 10 kHz- 5MHz
Echantillonnage IF: 10 MHz

Filtre IF passe haut pour la compensation de fréquence: 10 dB/dec $f_{IF}=1$ MHz
Gain du récepteur (ajustable): de -60 à 22 dB pour $f_{IF}=4$ MHz
Puissance d'émission: 10 dBm
Gains d'antenne à l'émission et à la réception: 35 dBi
Génération cohérente de signaux: combinaison de DDS et PLL
Interface de contrôle: SPI

Tableau 1.17: valeurs nominales

Les mesures au sol sont effectuées en Décembre 2005 dans un parc arboré situé dans la commune de Mougins, France. Les photos 1.60 a et b représentent le site de mesure ainsi que le système complet.



(a) système complet à 77 GHz



(b) site de mesure

Figure 1.60: mesures à 77 GHz

Les résultats de mesures sont présentés sur le spectrogramme de la figure 1.61. L'influence de la bande passante RF, ici 2,5 fois supérieure au radar précédent, est nettement visible sur la sensibilité du radar. En effet, le pouvoir de séparation des lignes est de 8m. De plus, le signal diffracté par le pylonne possède plusieurs pics de différents niveaux qui reflètent bien l'architecture complexe de celui-ci. Enfin, la flexibilité du signal de modulation, l'intégration du radar ainsi que l'optimisation de ses circuits conduisent à des niveaux de puissance reçus élevés en dépit d'une antenne de moindre gain.

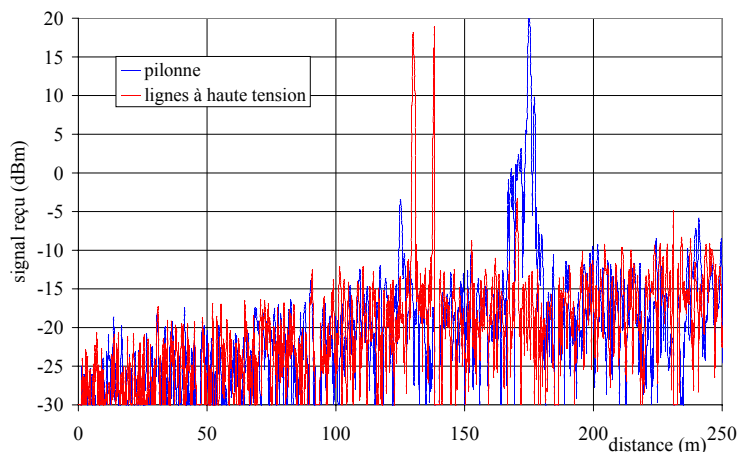


Figure 1.61: spectrogramme mesuré avec le système fonctionnant à 77 GHz

8. Conclusions et perspectives

L'ensemble de ces résultats nous permet de définir les orientations du futur radar. Tout d'abord, des négociations seront conduites pour changer la bande de fréquence RF. En effet travailler autour de 77 GHz présente les avantages suivants:

- la fréquence proche de celle de l'étude à 94 GHz ne remet pas en cause l'ensemble du système et des développements précédents hors radar,
- l'existence sur le marché de composants MMIC développés pour les applications dans le domaine automobile facilite l'intégration du radar,
- la bande de fréquences RF ne fait pas l'objet de restrictions aussi importantes qu'à 94 GHz, la sensibilité du radar sera améliorée.

D'autre part, un système intégré est envisagé. Concernant l'antenne, les efforts doivent porter sur:

- l'amélioration du gain afin d'atteindre 40 dBi,
- l'insertion d'un dispositif de balayage électronique total ou partiel car les pilotes souhaitent obtenir 360° de rotation en azimut.

L'ensemble de ces travaux se poursuit par une collaboration renforcée avec l'ENRI ainsi qu'avec une thèse en co-tutelle avec le MWT.

9. Références bibliographiques

- [1] Contrat de Collaboration de Recherche, Institut de Recherche en Electronique de Navigation, Le Centre National de la Recherche Scientifique, L'Université de Nice-Sophia Antipolis, ref. CNRS n° DR20-01045, mars 2001-mars 2002.
- [2] Avenant au Contrat de Collaboration de Recherche, Institut de Recherche en Electronique de Navigation, Le Centre National de la Recherche Scientifique, L'Université de Nice-Sophia Antipolis, ref. CNRS n° DR20-01045-1, mars 2002-mars 2005.
- [3] Convention de Recherche quadriennale entre l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies, et le Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications, accord signé entre les délégations régionales CNRS des régions PACA et Nord -Pas de Calais en Avril 2002.
- [4] W. Menzel, D. Pilz, R. Leberer, "A FM/CW Radar Front-End with a Low-Profile Low-Loss Printed Antenna", *IEEE-MTT*, Vol. 47 No. 12, pp. 2237-2241, December 1999.
- [5] B. Schoenlinner, X. Wu, J. P. Ebling, G. V. Eleftheriades, G.M. Rebeiz, "Wide-Scan Spherical-Lens for Automotive Radar", *IEEE-MTT*, vol. 50, no. 9, pp. 2292-2300, pp. 2166-2175, September 2002.
- [6] B. Schoenlinner, J.P. Ebling, L.C. Kempel, G. M. Rebeiz, "Compact multibeam dual-frequency (24 and 77 GHz) imaging antenna for automotive radars", 33th European Microwave Conference, 7-9 October 2003, pp. 785-788.
- [7] Y-J. Park, W. Wiesbeck "Offset Reflector antenna Fed by a Parallel Plate Luneberg Lens for Automotive radar Applications in Millimeter-Wave", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 51 No. 9, pp. 2481-2483, September 2003.
- [8] B. G. Porter, L. L. Rauth, J. R. Mura, S. S. Gearhart: "Dual-Polarised Slot Coupled Patch Antennas on Duroid with Teflon Lenses for 76.5 GHz Automotive Radar Systems", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47 n° 12, pp. 1836-1842, December 1999.
- [9] D.M. Grimes, C.A. Grimes, "Cradar-an open-loop extended-monopulse automotive radar", *IEEE Transactions on Vehicular technology*, Vol. 38 Issue3, pp. 123-131, August 1989.
- [10] Tanizaki, T. et al.: "Multi-beam automotive radar front end using non-contact cylindrical NRD switch". *IEEE Int. Microw. Symp. MTT-S*, 1998, Baltimore, pp. 521 – 524.
- [11] J. Hirokawa, M. Ando, "Efficiency of 76 GHz post-wall waveguide-fed parallel-plate-slot arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48 no 11, pp. 1742 – 1745, November 2000.
- [12] Russell, M. E. et al.: Millimeter-wave radar sensor for automotive intelligent cruise control (ICC). *IEEE-MTT-45*, pp. 2444–2453, 1997.

- [13] I. Gresham *et al.*, "Ultra Wide Band 24 GHz Automotive Radar Front-End", *IEEE MTT-Digest*, pp. 369-372, 2003.
- [14] H. Veenstra, E. van der Heijden, D. van Goor, "15-27 GHz pseudo-noise UWB transmitter for short-range automotive radar in a production SiGe technology", 31th Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC 2005, 12-16 September 2005, pp. 275-278.
- [15] W. Mayer, M. Meilchen, W. Grabherr, P. Nüchter, R. Gühl, "Eight Channel 77 GHz Front-End Module With High-Performance Synthesized Signal Generator for FM-CW Sensor Applications", *IEEE MTT*, vol 52, No.3, pp.993-1000, March 2004.
- [16] J. Schoebel *et al.*, "Design Considerations and technology Assessment of Phased-Array Antenna Systems With RF MEMS for Automotive radar Applications", *IEEE MTT*, Vol. 53 No. 6, pp. 1968-1975, June 2005.
- [17] G. M. Brooker, D. Birch, J. Solms, "W-band Airbone Interrupted Frequency Modulated CW Imaging Radar", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 41, no.3, pp. 955-972, July 2005.
- [18] K. Yamamoto *et al.*, "Millimeter wave radar for the obstacle detection and warning system for helicopters," *Radar 2002*, No. 490 , pp. 94-98, 2002.
- [19] N. Yonemoto *et al.*, "Obstacle Detection and Warning for Helicopter Flight by Infrared and Millimeter Wave," *Proceedings of SPIE*, Vol. 5081, 2003.
- [20] N. Yonemoto *et al.*, "A new color, IR, and radar data fusion for obstacle detection and collision warning," *Proceedings of SPIE*, Vol. 5424, 2004.
- [21] N. Yonemoto *et al.*, "Performance of obstacle detection and collision warning system for civil helicopters", *Proceedings of SPIE*, Vol. 6226, 2006.
- [22] P. Beasley, G. Binns, R. Hodges, R.J Badley, Tarsier., "a Millimetre Wave Radar for Airport Runway Debris Detection", European Radar Conference 2004, Amsterdam.
- [23] R. Appleby, R.N. Anderton, R. G. Humphreys, P. Munday, S. Price, "Components fro Passive Milimeter Wave Imaging at 94 GHz", 4th ESA Workshop on Millimeter-Wave Technology and Applications, 15-17 February 2006, Espoo, Finland.
- [24] P. F. Goldsmith, C.-T. Hsieh, G. R. Huguenin, J. Kapitzky, and E. L. Moore, "Focal Plane Imaging Systems for Millimeter Wavelength", *IEEE-MTT*, vol. 41, no. 10, pp. 1664-1675, October 1993.
- [25] Antennes et Capteurs en Ondes Millimétriques, Code projet : 09675YH, Responsable français : Christian Pichot, Responsable étranger : Wolfgang Menzel, date de création: 1^{er} Janvier 2005.
- [26] B. Rembold, H.G. Wippich, M. Bischoff and W.F.X. Frank, "A MM-wave collision warning sensor for helicopters", *Proc. Military Microwave*, pp.344-351,1982.
- [27] C.C. Ling, G. Rebeiz, "A 94 GHz Planar Monopulse Tracking Receiver", *IEEE-MTT*, Vol. 42 No. 10, pp. 1863-1871, October 1994.
- [28] T. Yoneyama, S. Fujita, S. Nishida, "Insulated Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits", *IEEE-MTT*, vol. 31 no. 12, pp. 1002-1008, December 1983.
- [29] J. A.G. Malherbe, "An Array of Coupled Nonradiative Dielectric Waveguide Radiators", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 8, pp. 1121-1125, August 1998.
- [30] M. Yamamoto, K. Itoh, "Resonant type leaky-wave antenna using image NRD guide", *Electron. Lett.*, vol. 35 no. 11, pp. 857-858, May 1999.
- [31] D. Filipovic, S. S. Gearhart, G. Rebeiz, "Double-Slot Antennas on Extended Hemispherical and Elliptical Silicon Dielectric Lens", *IEEE-MTT*, Vol. 41 No. 10, pp. 1738-1749, October 1993.
- [32] S. Raman, G. Rebeiz, "Single- and Dual-Polarized Millimeter-Wave Slot Ring Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 44 No. 11, pp. 1438-1444, November 1996.
- [33] S. Raman, N.S. Barker, G. Rebeiz, "A W-Band Dielectric-Lens-Based Integrated Monopulse Receiver", *IEEE-MTT*, Vol. 46 No. 12, pp. 2308-2316, December 1998.
- [34] T. Uckan, "Design of a hyperbolic microwave metallic lens", *Rev. Sci. Instrum.*, 52 (1), pp. 21-23, January 1981.
- [35] V. Douvalis, Y. Hao, C. G. Parini, "A Monolithic Active Conical Horn Antenna Array for Millimeter and Submillimeter Wave Applications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 5, pp. 1393-1398, May 2006.
- [36] M. Ando, J. Hirokawa and T. Yamamoto, A. Akiyama, Y. Kimura and N. Goto, "Novel single-layer waveguides for high efficiency millimeter wave arrays", *IEEE-MTT*, vol 46, pp.792-798, June 1998.

- [37] R.S Chu, K. M. Lee, "Analytical Model of a Multilayered Meander-Line Polarizer Plate with Normal and Oblique Plane-Wave Incidence", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. ap-35, no. 6, pp. 652-661, June 1987
- [38] B. Fuchs, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi, "Design and Characterization of Half Maxwell Fish-Eye Lens Antennas in Millimeter Waves", *IEEE-MTT*, vol. 54, no. 6, pp. 2292-2300, June 2006.
- [39] O. Malyuskin, V. Fusco, A. G. Schuchinsky, "Phase Conjugating Wire FSS Lens", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 5, pp. 1399-1404, May 2006
- [40] B. Huder, W. Menzel, "Flat printed reflector antenna for mm-wave application", *Electronics Letters*, vol. 24, pp 318-319, March 1988.
- [41] Y.J. Guo, I. H. Sassi, S.K. Barton, "Multilayer Offset Fresnel Zone Plate Reflector", *IEEE Microw. And Guid. Lett.*, vol 4 no 6, pp. 196-198, June 1994.
- [42] Y.G. Guo and S.K. Barton, "Phase correcting zonal reflector incorporating rings", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol AP- 43, pp. 350-354, April 1995.
- [43] D. Pozar, S.D. Targonski, and H.D. Syrigos. : 'Design of millimeter wave microstrip reflectarrays', *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 45, pp. 287-295, Feb.1997.
- [44] R.D. Janor, X.D. Wu and K. Chang, "Design and performance of a microstrip reflectarray antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.43, pp.932-938, September 1995.
- [45] I. Rullhusen, F. Arndt, "Efficient Accurate Analysis of Reflectarrays using the adaptive integral method", *JINA, International Symposium on Antennas*, Nice 8-10 November 2004, pp.206-207.
- [46] J.O McSpadden, L. Fan and K. Chang, "Ka-band beam steering reflectarray study", *IEEE Intern. Symp. Antennas and Propagat.*, Orlando, USA, July 11-16, 1999.
- [47] J. P. Gianvittorio, Y. Rahmat-Samii, "Reconfigurable Patch Antennas for Steerable Reflectarray Applications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 5, pp. 1388-1392, May 2006.
- [48] D.C Chang and M.C. Huang, "Microstrip reflectarray antenna with offset feed", *Electron. Lett.*, vol.28, pp 1489-1491, July 1992.
- [49] D.C Chang and M.C. Huang, "Multiple polarisation microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarisation", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.43, pp.829-834, August 1995.
- [50] M.E. Bialkowski, A. W. Robinson, H. J. Song, "Design, Development, and Testing of X-band Amplifying Reflectarrays" *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 50, No 6, pp. 1065 – 1076, August 2002.
- [51] F. Venneri, L. Boccia, G. Angiulli, G. Amendola and G.D. Massa, "Experimental design of passive and active microstrip reflectarrays", *Journées Internationales de Nice sur les Antennes*, pp.359-362, *JINA 2002*, November 12-14, Nice, France.
- [52] W. Menzel, D. Pilz, M. Al-Tikriti, "Millimeter wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, pp.24-29, June 2002.
- [53] J. A. Zornoza, R. Leberer, J. A. Encinar, and W. Menzel, *Fellow, IEEE*, "Folded Multilayer Microstrip Reflectarray With Shaped Pattern", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 2, pp. 510-518, February 2006.
- [54] Ezio Perrone, "Investigation on Folded Lens Antenna", Diplomarbeit, Universität d'Ulm, 2003.
- [55] W. Kreitmair-Steck, A. Wolfram, A. Schuster, "Heliradar- the pilot's eye for flights at adverse weather conditions", *Proceedings of SPIE*, Vol.2736, pp.35-41, 1996.
- [56] G M Hogg, "CLARA – A Coherent CO₂ Multi-Mode Laser Radar," *Proceedings of IEE Radar 97*, no 449, pp.678-682, 1997.
- [57] L. Sadovonik, V. Manasson, et al., "Helicopter obstacle detection radar system," *Proceedings of SPIE*, Vol.4023, pp.2-12, 2000.
- [58] K. Sarabandi, M. Park, "Millimeter-Wave Radar Phenomenology of Power Lines and a Polarimetric Detection Algorithm", *IEEE Trans. on Antennas & Propag.* Vol. 47, No.12, 1999, pp.1807-1813.
- [59] K. Yamamoto, and K. Yamada, "Image processing and fusion to detect navigation obstacles", *Proceedings of SPIE* Vol. 3374, pp.337-346, 1998
- [60] K. Yamamoto and K. Yamada, "Obstacle detection for helicopters flights by infrared images", *Proceedings of SPIE*, Vol. 4363, 2001.
- [61] K. Sarabandi, M. Park, "Extraction of Power Line Maps for Millimeter-Wave Polarimetric SAR Images", *IEEE Trans. on Antennas & Propag.*, vol 48, NO 12, pp.1802-1809, December 2000.

- [62] K. Sarabandi, M. Park, "A Radar Cross-Section Model for Power Lines at Millimeter-Wave Frequencies", *IEEE Trans. on Antennas & Propag.*, vol 51, NO 9, pp.2353-2360, September 2003.
- [63] HFSS 3D EM simulation Software for RF, Wireless, Packaging and Optoelectronic Design (En ligne). Disponible sur le net : www.ansoft.com
- [64] D.M. Pozar, T.A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size", *Electron. Lett.* vol.29, pp 657-658, April 1993.
- [65] J. Huang and R.J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.46, pp.650-655, May 1998.
- [66] M.E Coley, JF Walker, D.G Gonzalez and G.F Pollon, "Novel reflectarray element with variable phase characteristics", *IEE Proc-Microwave Antenna Propagation*, vol 144 page 149-151 April 1997.
- [67] N. Misran, R. Cahill and V. F. Fusco, "Design optimisation of ring elements for broadband reflectarrays antenna", *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, Vol. 150No. 6, pp. 440-444, December 2003.
- [68] J. A. Encinar, "Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, no. 10, pp. 1403-1410, October 2001.
- [69] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, "Broadband Design of Three-Layer Printed Reflectarrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, no. 7, pp.1662-1994, July 2003.
- [70] D. Cadoret, A. Laisné, R. Gillard, H. Legay, "Analyse de cellules deréseaux réflecteurs environnés incluant les effets de couplage et d'incidence", *14ème Journées Nationales Microondes (JNM)*, 2005, Nantes, 11-13 mai 2005.
- [71] D. Pozar. : "Microstrip Reflectarrays: Myths and Realities", *JINA, International Symposium on Antennas*, Nice 8-10 November 2004, pp.175-179.
- [72] courbe fournie par l'Université d'Ulm, obtenue avec son propre logiciel.
- [73] K. Bois, G.Y. Delisle, "Mesure de la constante diélectrique complexe de matériaux aux fréquences radio", rapport annuel d'activités 1994-1995 du Laboratoire de Radiocommunications et Traitement du Signal (LRTS), Université Laval, Canada.
- [74] V. F. Fusco, "Rotary Spatial Phase Shifter for Reflect-array Beamsteering", disponible sur le site du laboratoire, <http://www.elec.unice.fr/>, rubrique: actualités du laboratoire, archives 2003.
- [75] K.F Lee "Principles of antenna theory", 1984, John Wiley & Sons, ISBN-0471901679.
- [76] C.A. Balanis: *Antenna Theory - Analysis and design, second edition* John Wiley & Sons, Inc., 1996, ISBN 0-471-59268-4.
- [77] T.R. Schimert, A. J. Brouns, C. H. Chan, R. Mittra, "Investigation of Millimeter-Wave scattering from Frequency Selective Surfaces", *IEEE-MTT*, Vol. 39 No. 2, pp. 315-322, February 1991.
- [78] R. Pous, D.M. Pozar, "A Frequency-Selective Surface Using Aperture-Coupled Microstrip Patches", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.39, No 12, pp. 1763-1769, December 1991.
- [79] Cahill, A. Rookes, D.V. Barlett, L. Porte and I.M. Sturland. : "Millimetric FSS waveguide beamsplitter", *Electron. Lett.*, vol. 31, No. 1, pp. 47-48, January 1995.
- [80] R. Dickie, R. Cahill, H. S. Gamble, V. F. Fusco, A. G. Schunchinsky and N. Grant. : "Spatial demultiplexing in the submillimeter wave band using multilayer free-standing frequency selective surface", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.53, No 6, pp. 1904-1911, June 2005.
- [81] P.J. Gibson, "The Vivaldi Aerial", *Digest of 9th European Microwave Conference*, pp.120-124, Brighton, UK, 1979.
- [82] KS. Yngvesson, D.H. Schaubert, T.L. Korzeniowski, E.L. Kollerg, T. Thungren and J. Jonhansson, "Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.33, pp.1392-1400, December 1985.
- [83] R. Janaswamy, D.H. Schaubert, "Analysis of the Tapered Slot Antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.35, pp.1058-1065, September 1987.
- [84] K.S. Yngvesson, T. L. Korzeniowsk, Y.S. Kim, E.L. Kollert and J. Jonhansson, "The Tapered Slot Antenna – A New Integrated Element for Millimeter Wave Applications", *IEEE-MTT*, vol. 37, pp.365-374, February 1989.
- [85] D.H. Schaubert, "Endfire Slotline Antenna", *Journées Internationales de Nice sur les Antennes*, JINA 1990, pp.253-265, 13-15 November, Nice, France.

- [86] J. Shin and D.H. Schaubert, "A Parameter study of stripline-Fed Vivaldi Notch-Antenna Arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-47, pp.879-886, May 1999.
- [87] N. Haese, "Modélisation des circuits en guide d'ondes rectangulaire pour la réalisation de fonctions électronique en gamme millimétrique. Approche quasi-optique d'une tête d'émission-réception pour la réalisation de radar à courte portée", Spécialité Electronique, 7 Juin 1989, Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres.
- [88] T.Q. Ho and Y. Shih, "Spectral-domain analysis of E-plan waveguide to microstrip transitions", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 37, pp. 388-392, February 1989.
- [89] L.J. Lavedan, "Design of waveguide- to-microstrip transitions specially suited to millimetre-wave applications", *Electronics Letters.*, vol.13, pp.604-605, September 1977.
- [90] J.H.C van Heuven, "A new integrated waveguide- Microstrip Transition", *IEEE Trans. Microw. Th. Tech., MTT-24*, pp.144-147, March 1976.
- [91] W. Grabherr, B. Huder, W. Menzel, "Microstrip to waveguide transition compatible with MM-wave integrated circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.42, pp.1842-1843, September 1994.
- [92] A. Berthon, R. Bills, "Integral Equation Analysis for Radiating Structures of Revolution", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 49, No 4, pp.159 – 170, February 1989.
- [93] http://www.quinstar.com/antenna_cassegrain.html
- [94] W. Menzel, D. Pilz, M. Al Tikriti, "A 60 GHz triple folded antenna", disponible sur le site du laboratoire, http://www.elec.unice.fr/pages/actualites04/Reflectarrays2/Dual_folded_antenna.pdf.
- [95] R. Leberer, W. Menzel, "A Dual Planar Reflectarray with Synthesized Phase and Amplitude Distribution" *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 53, No 11, pp.3534 – 3539, November 2005.
- [96] G. Beaudin, P. Landry, "Etat de l'art des récepteurs hétérodynes millimétriques et submillimétriques et Applications spatiales", disponible sur le net <http://gemo.obsppm.fr/>, rubrique Articles en ligne.
- [97] T. Saito, N. Okubo, Y. Kawasaki, O. Isaji, H. Suzuki,, "An FM-CW Radar module with front-end switching heterodyn reciever", 1992 IEEE-MTT-S Digest, pp. 713-716.
- [98] T. Saito, T. Ninomiya, O. Isaji, T. Watanabe, H. Suzuki, N. Okubo, "Automotive FM-CW Radar with Heterodyn Reciever", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-B, no. 12, pp. 1806-1812, December 1996.
- [99] K. Lin, R.H. Messerian, Y. Wang, "A Digital Leakage Cancellation Scheme for Monostatic FMCW Radar", 2004 IEEE-MTT-S Digest, pp. 747-750.

Table des matières

1. Introduction – Historique des travaux menés.....	65
2. Efficacité d'ouverture.....	67
3. Développement d'un programme d'aide à la conception par la théorie des rayons....	69
3.1. Théorie.....	70
3.2. Diagramme de rayonnement.....	71
3.2.1. Prise ne compte du masquage.....	72
3.2.2. Couplage entre source primaire et réflecteur.....	73
3.2.3. Programmation.....	74
3.2.4. Validation du programme.....	74
3.2.4.1. Réflecteurs de Fresnel.....	74
3.2.4.2. Réflecteur parabolique métallique.....	76
3.2.5. Théorème de Parseval.....	76
4. Influence de la taille des cellules des réseaux réflecteurs.....	77
4.1. Application à un réseau carré de 5λ	77
4.2. Réseau carré de 15λ de côté.....	79
4.3. Etude de petit réseaux -phase totale réfléchie.....	80
5. Influence de la source primaire – Utilisation de fonctions prolate sphéroïdal.....	84
5.1. Contexte.....	84
5.2. Validation théorique.....	85
5.3. Validation expérimentale.....	86
5.3.1. Réseaux réflecteurs.....	86
5.3.2. Lentilles diélectriques.....	88
6. Lentilles millimétriques large bande.....	90
6.1. Contexte – Etat de l'art.....	90
6.2. Lentille pour radar automobile et métrologie.....	90
6.3. Lentille ULB améliorée.....	92
6.4. Lentille de Fresnel hybride.....	96
6.4.1. Conception.....	97
6.4.2. Fabrication.....	98
6.4.3. Performances.....	99
7. Conclusion et perspectives	101
8. Références bibliographiques.....	101

Chapitre 2. Réseaux réflecteurs et lentilles diélectriques

Intervenants

Nous présentons ci-dessous la liste de l'ensemble des chercheurs ayant participé directement ou indirectement à la thématique décrite dans ce chapitre.

LEAT ⁽¹⁾: Jérôme Lanteri doctorant, Matthieu Multari, doctorant, Jean-Yves Dauvignac, Professeur UNSA, Christian Pichot, David Clément, stagiaire en Master II TRFM de Février à Juin 2004.

Stagiaire école de l'air: Aspirant Gégory Gimbert, promotion Général Cardot.

France Télécom R&D ⁽²⁾: Jean-Louis Desvilles, Ingénieur de Recherche.

⁽²⁾ **France Télécom R&D**, UMR-CNRS 6071, Fort de la Tête de Chien – 06 320 La Turbie, France.

Contrats:

- LASMEA-ONERA
- Contrat CNES-LEAT DCT094/4700011975

1. Introduction – Historique des travaux menés

Les travaux présentés dans ce chapitre contiennent deux volets. Le premier commence en Septembre 2004 avec la thèse de Jérôme Lanteri. Le projet initial visait à approfondir et faire évoluer le travail mené sur les réflecteurs de Fresnel selon trois axes:

- modélisation des réflecteurs imprimés,
- amélioration de l'efficacité d'ouverture et du diagramme de rayonnement (lobes secondaires),
- intégration de fonctions au sein du réseau, comme le balayage ou un rayonnement multi-lobes.

Depuis plus de dix ans, France Télécom R&D dispose d'un logiciel fondé sur une méthode d'éléments finis de surface [1], SR3D. Bien que très performant il n'est pas adapté à la simulation de réseaux réflecteurs imprimés de grandes dimensions car il utilise des fonctions de Green de l'espace libre ce qui nécessite le maillage de tous les diélectriques. Un module spécifique aux structures imprimées sur des diélectriques multi-couche infinis a fait l'objet de précédents développements [2]. Il insère des fonctions de Green des milieux stratifiés qui se prêtent bien à la simulation de grandes antennes imprimées car seules les

parties métalliques sont maillées. Nous souhaitons donc faire évoluer ce module afin d'y intégrer la simulation des réflecteurs.

La nécessité d'un outil de modélisation rigoureuse s'est accrue avec le développement accéléré des réseaux réflecteurs ces dix dernières années [3] ainsi que l'insertion de fonctions de plus en plus complexes [4] tels les circuits actifs ou encore la synthèse de diagramme [5]. L'ajout de fonctions actives est largement décrite par Bialkowski en réflexion [6-7] ou en transmission [8]. La complexité de la structure d'alimentation des cellules du réseau est pris en compte par une approche guide d'ondes qui repose sur la simulations d'une cellule unique [9-10]. Une approche alternative repose sur une formulation numérique rigoureuse [11] (*Full Wave Analysis*). Cependant, la taille des réseaux limite son implémentation sur les calculateurs actuels. L'approche que nous proposons devrait permettre de s'en affranchir.

Malheureusement, cette étude n'a pas commencé car des ajustements sont encore nécessaires sur le module de base. Nous sommes toutefois confiants dans l'avenir d'autant que des travaux récents ont montré que les réseaux réflecteurs et antennes à ouverture rayonnantes pouvaient être simulés de manière rigoureuse [12-13].

En l'absence de solutions alternatives viables, nous avons développé un programme de simulation de réflecteurs plans à l'aide de la théorie des rayons. Des études antérieures ont montré l'acuité d'une telle modélisation pour des ouvertures larges par rapport à la longueur d'ondes [14]. Des méthodes similaires combinées à une Méthode des Moments destinée à calculer les courants sur le circuit d'alimentation ont été développés pour des antennes diélectriques intégrées [15-16]. Le cas des réflecteurs imprimés est un peu différent de celui des ouvertures dans la mesure où de nombreux éléments cohabitent sur un même substrat. Leur proximité peut inclure du couplage qui n'est pas pris en compte par cette méthode. Nous verrons cependant qu'elle permet un gain de temps considérable car elle donne satisfaction en terme d'étude de l'influence des différents paramètres de l'antenne.

Nous montrerons ensuite que les diagrammes de rayonnement, en particulier le niveau des lobes secondaires peut -être considérablement amélioré en utilisant des sources primaires réalisant des fonctions *Prolate Spheroidale* [17-18]. Le concept est validé par des mesures sur des lentilles diélectriques. De premières études montrent les améliorations et les limites d'une telle source appliquées aux réseaux réflecteurs.

D'autre part, des études préliminaires conduites sur des réseaux réflecteurs de petite taille montrent que l'efficacité d'ouverture augmente lorsque la taille des cellules est réduite. Cette étude va de pair avec la recherche d'éléments de forme originale.

Le second volet de ce chapitre, est initié en Mars 2003 par une étude conduite pour le LASMEA et l'ONERA Salon dans le cadre d'un contrat pour l'élaboration d'une lentille à grand gain pour un radar automobile. Il concerne l'étude de lentilles diélectriques large bande et s'articule autour de deux axes:

- recherche de lentilles diélectriques compactes de forme simples,
- obtention de structures large bande.

La recherche de compacité s'inscrit dans le cadre des applications radar. Nous avons souhaité comparer le performances d'antennes à lentilles avec celles à réseaux réflecteurs. A ce titre, nous présenterons une lentille qui combine les concept de lentille de Fresnel et planaire [19-20]. Elle possède plus de gain qu'une lentille de Fresnel zonée. Deux matériaux sont nécessaires à sa fabrication que nous détaillerons.

De plus, comme nous le verrons plus en détail au chapitre suivant, le laboratoire désire enrichir son savoir-faire en matière de mesures. Ainsi, nous souhaitons disposer d'une panoplie étendue d'antennes qui servent à la fois d'antennes de référence mais aussi d'antennes test pour valider notamment, la base compacte en cours d'étude en bande W. Afin de ne pas

multiplier les antennes, nous avons choisi de développer des structures valables dans toute la bande. Cette étape, qui simplifie la mesure et qui évite le montage et le démontage d'antennes de référence, demande un effort de conception. Nous sommes aidés dans cette tâche par le logiciel de simulation SRSRD développé par FT R&D, La Turbie [21].

Ces études est conduites dans la bande W, plus spécifiquement autour des applications radar automobile à 77 GHz et de détection de câbles à 94 GHz. Cependant, nous avons élaboré un cornet spécifique pour valider le démonstrateur de caractérisation de canal en bande V de l'IEMN pour des applications indoor. Son étude, bien que concluante, n'est pas présentée dans le manuscrit.

2. Efficacité d'ouverture

Avant de détailler les études menées, nous rappelons quelques définitions importantes pour les systèmes focalisants.

La source primaire illumine le réflecteur (ou la lentille en transmission) selon un cône limité de demi-angle θ_0 comme indiqué en figure 2.1. Il est directement lié à la distance focale et au diamètre du réflecteur:

$$\tan \theta_0 = \frac{D}{2f} \quad (2.1)$$

De manière générale, les pertes globales du réflecteur sont caractérisées par la différence entre la puissance incidente P_0 , qui est celle dispensée dans tout l'espace par la source primaire, et celle rayonnée par le réflecteur, P_{ray} . Par définition, l'efficacité d'ouverture, η_a , est le rapport entre P_{ray} et P_0 :

$$\eta_a = \frac{P_{ray}}{P_0} \quad (2.2)$$

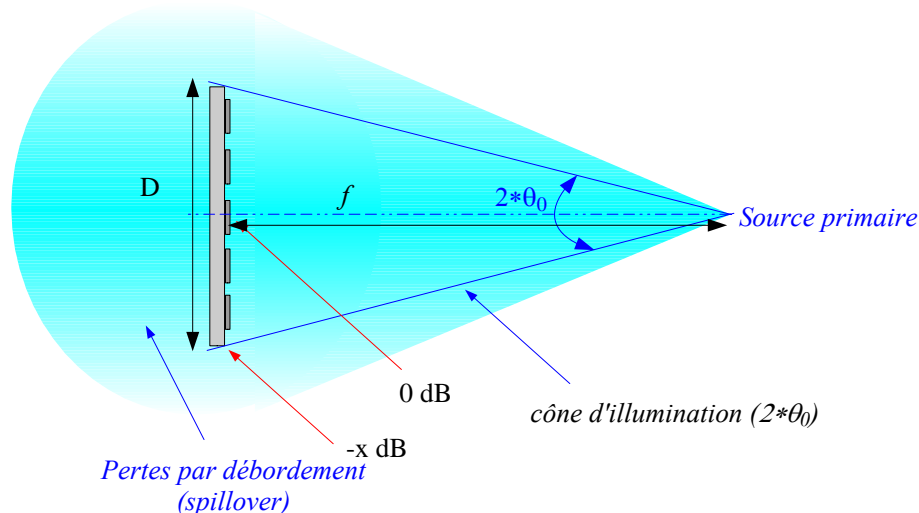


Fig. 2.1: pertes par débordement et efficacité de cône

Pour une antenne idéale, l'efficacité d'ouverture vaut 1. En pratique plusieurs facteurs viennent dégrader cette valeur [22]:

- le débordement du diagramme de rayonnement de la source primaire en dehors de la surface du réflecteur est responsable des pertes par débordement (*spillover*)

- caractérisées par l'efficacité de débordement (η_s),
- l'uniformité de l'amplitude de la loi d'illumination (*taper efficiency*) caractérisée par l'efficacité de cône (η_t),
- l'uniformité de la phase de la loi d'illumination (*phase efficiency*) caractérisée par l'efficacité de phase (η_p),
- l'uniformité de la polarisation de la loi d'illumination (*polarization efficiency*) caractérisée par l'efficacité de polarisation (η_x),
- le masquage de la source primaire (*aperture blockage*) caractérisé par l'efficacité de masquage (η_b),
- l'uniformité de la surface du réflecteur (*random error*) caractérisée par l'efficacité (η_r),
- les pertes des matériaux diélectriques et/ou métalliques caractérisés par l'efficacité (η_m).

nous en déduisons :

$$\eta_a = \eta_s \eta_t \eta_p \eta_x \eta_b \eta_r \eta_m \quad (2.3)$$

A ces pertes il faut ajouter celles de la source primaire ainsi qu'une éventuelle désadaptation de l'antenne (réflecteur ou lentille + source primaire).

En règle générale, les antennes sont conçues pour présenter une bonne adaptation, posséder des diagrammes symétriques, des centres de phase alignés, un masquage, une polarisation croisée et une d'erreur d'état de surface minimaux. Les pertes restantes, incompressibles sont liées à l'efficacité de débordement et de cône. Ces dernières peuvent être calculées pour un réflecteur plan de surface circulaire illuminée par une loi dont la densité de puissance est en $\cos^n \theta$, ce qui correspond assez bien au cas de guides ouverts [3]:

$$\eta_s = 1 - \cos^{n+1} \theta_0 \quad (2.4)$$

$$\eta_t = \frac{2n}{\tan^2 \theta_0} \frac{(1 - \cos^{n/2-1} \theta_0)^2}{\left(\frac{n}{2} - 1\right)^2 (1 - \cos^n \theta_0)} \quad \text{pour } n \neq 2 \quad (2.5)$$

l'efficacité globale (η_a) du réflecteur est donnée par:

$$\eta_a = \eta_t * \eta_s \quad (2.6)$$

La figure 2.2.a représente cette efficacité pour différents angles de demi-cône d'ouverture θ_0 et des ordres n variant de 1 à 10. La forme de cloche s'explique par la variation opposée de l'efficacité de cône à celle de débordement (figure 2.2.b). Cette dernière est très élevée lorsque θ_0 est grand, c'est à dire, pour un diamètre de réflecteur donné, lorsque la distance focale est importante, ce qui oblige à avoir une source primaire directive (n élevé). Cependant, pour θ_0 donné, l'efficacité de cône est d'autant plus faible que n augmente. De manière pratique, un compromis doit être trouvé en entre le rapport f/D et l'amplitude d'éclairement sur les bords du réflecteur.

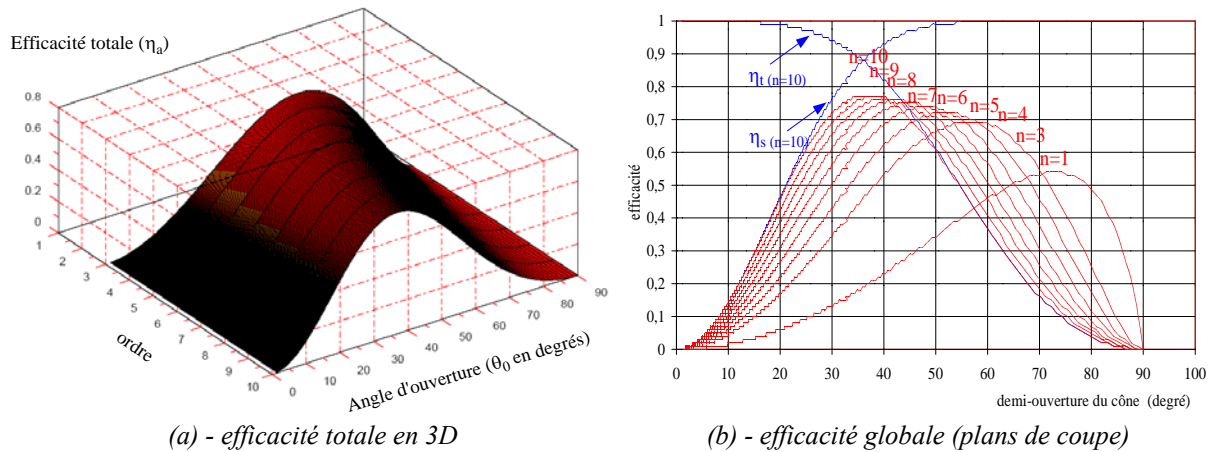


Fig. 2.2: efficacité d'ouverture

Lorsque la loi d'illumination ne varie pas en $\cos^n\theta$, les formules ci-dessus sont obsolètes et leur calcul plus complexe. Cependant, la recherche de lois différentes peut conduire à de meilleurs compromis.

3. Développement d'un programme d'aide à la conception par la théorie des rayons

L'objectif de ce travail est de posséder un outil facile à mettre en oeuvre, qui permette, en un temps de calcul réduit de concevoir des réseaux réflecteurs imprimés et d'en prévoir le comportement en fonction de différents facteurs.

Nous souhaitons, en particulier, prendre en compte:

- l'influence de la loi d'illumination incidente sur le réflecteur en amplitude et phase,
- un éventuel offset de la source primaire,
- la taille des cellules utilisées,
- le masquage,
- l'efficacité d'ouverture,
- le couplage entre la source primaire et le réflecteur.

Nous négligeons:

- l'éventuel couplage entre éléments du réseau,
- les pertes métalliques et celles du substrat,
- l'influence du diagramme de la source primaire en dehors de la zone d'illumination du réseau,
- la diffraction par les bords,
- l'amplitude réfléchi par une cellule,*
- les erreurs de phase dues aux tolérances de fabrication et à l'état de surface.

* les cellules sont soumises à des amplitudes incidentes différentes données par la loi d'illumination mais nous supposons qu'elles réfléchissent l'intégralité de cette amplitude.

Grâce à ce programme nous sommes en mesure de prévoir le comportement et de concevoir des réseaux réflecteurs portant dans une direction choisie en présence d'une source

primaire prédéfinie.

Le calcul du déphasage à appliquer sur chaque cellule s'effectue par le programme mais les paramètres géométriques de la cellule sont déterminés par l'utilisation d'un logiciel de simulation électromagnétique rigoureuse, HFSS comme décrit au chapitre I.

3.1. Théorie

Un réseau réflecteur, mieux connu sous son appellation anglaise *reflectarray*, est constitué d'un substrat comprenant une face métallisée et d'éléments réflecteurs, que nous appellerons patchs élémentaires, imprimés sur la seconde face du substrat comme représenté en figure 2.3.

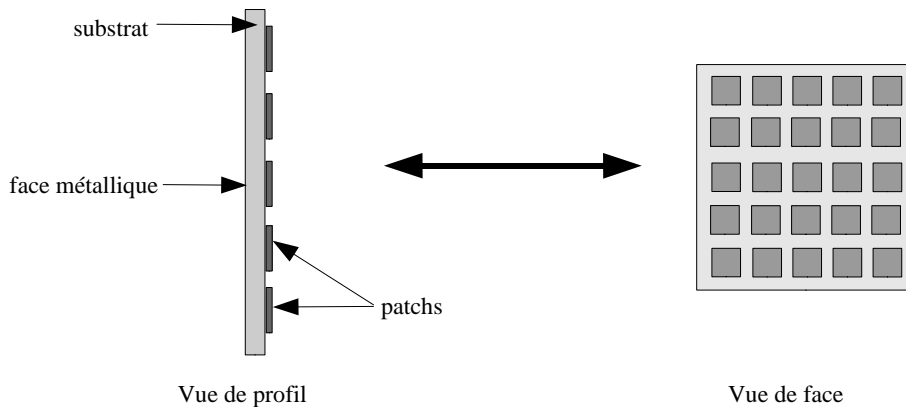


Figure 2.3: réseau réflecteur

L'intérêt principal des réseaux réflecteurs, qui est accentué dans la gamme millimétrique, réside dans leur alimentation quasi-optique. Ainsi, l'approche consistant à utiliser la théorie des rayons est celle la plus souvent utilisée pour leur conception [3]. Le principe est le suivant: les patchs élémentaires doivent être optimisés pour corriger d'une part, les retards de phase de l'onde sphérique incidente sur le réflecteur, d'autre part ceux de l'onde plane réfléchie dans la direction \vec{u}_0 (figure 2.4).

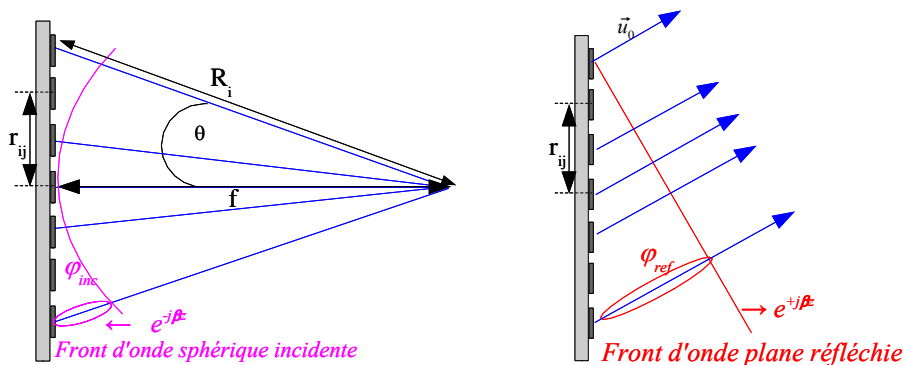


Fig. 2.4: onde sphérique incidente et onde plane réfléchie dans la direction \vec{u}_0

Conformément aux propriétés de l'onde incidente sphérique, tous les rayons issus du point focal situés sur la sphère de rayon f , sont en phase. Le réseau est décomposé en cellules élémentaires dont le centre correspond au centre des patch du réseau, notons r_{ij} la distance entre le centre du réflecteur et celui de la cellule élémentaire (i,j) . La surface du réflecteur étant plane, les centres des cellules sont déphasés les uns par rapport aux autres. Ce retard de phase se calcule simplement en évaluant la différence de trajet entre le rayon central issu du point focal ($\theta = 0^\circ$) et celui formant un angle θ non nul. Si nous choisissons comme phase de référence celle du rayon ($\theta = 0^\circ$) et si nous appelons φ_{inc} la phase correspondant au rayon R_i ,

nous avons par cellule:

$$kR_i = \varphi_{inc} \quad (2.7)$$

où k est le nombre d'onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Notons que l'onde incidente se propage selon $+Oz$, c'est à dire que sa phase varie en $e^{-j\beta z}$. De même, l'onde issue du réflecteur doit se propager en onde plane dans la direction \vec{u}_0 . Il faut alors compenser le retard de phase entre la surface du réflecteur et les points situés sur le plan d'onde qui correspondent aux équiphases (figure 2.2). Notons φ_{ref} la phase associée au trajet parcouru par l'onde entre la surface du réflecteur et le plan d'onde, nous avons par cellule:

$$k \vec{r}_{ij} \cdot \vec{u}_0 = \varphi_{ref} \quad (2.8)$$

Nous pouvons faire plusieurs remarques:

- le rayon le moins "retardé" est situé à l'extrémité du réflecteur et servira de référence pour l'onde réfléchié,
- si l'onde est réfléchié perpendiculairement au réflecteur (\vec{u}_0 perpendiculaire au plan du réseau), φ_{ref} est nul quel que soit le rayon ce qui simplifie la conception du réseau réflecteur mais pose d'autres problèmes, notamment celui du masquage par la source primaire.

Si nous ajoutons les deux retards précédents, en tenant compte des directions de propagation opposées, nous obtenons une phase totale ψ_{ij} telle que:

$$\psi_{ij} = \varphi_{inc} - \varphi_{ref} \quad (2.9)$$

En remplaçant par les expression de ψ_{ij} et en écrivant la condition de compensation du retard total de phase, nous obtenons:

$$k (R_i - \vec{r}_{ij} \cdot \vec{u}_0) - \psi_{ij} = 2N\pi$$

Ainsi, nous déterminons la phase à appliquer sur chaque patch:

$$\psi_{ij} = \frac{2\pi}{\lambda} (R_i - \vec{r}_{ij} \cdot \vec{u}_0) \quad (2.10)$$

Notons que la compensation de phase s'effectue uniquement dans la direction \vec{u}_0 , qui est la direction privilégiée de rayonnement définie par l'utilisateur. Nous avons illustré le principe de compensation de phase avec une source primaire centrée, il est également applicable si la source est en offset. Dans ce cas, les valeurs seules les valeurs de φ_{inc} changent.

3.2. Diagramme de rayonnement

La modélisation du réseau consiste à calculer le champ rayonné par la surface du réseau dans une direction quelconque repérée par les angles (θ, φ) du système de coordonnées sphériques. La figure 2.5 résume ce principe.

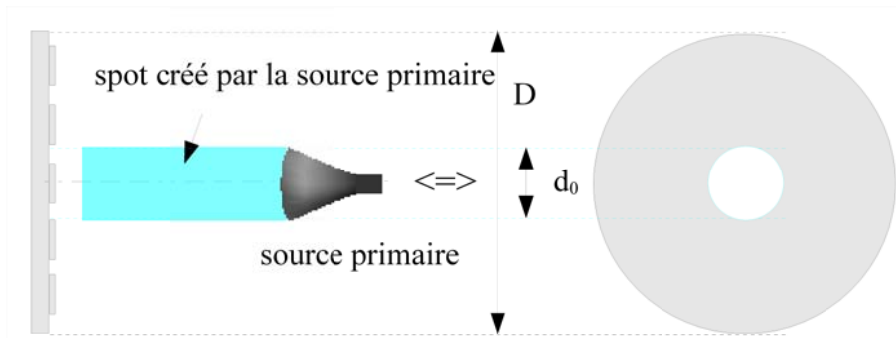


Fig. 2.6: masquage de la source primaire, ouverture équivalente

Du point de vue de la modélisation, les champs des deux ouvertures équivalentes D et d_0 se soustraient. Notons que cette soustraction n'a pas seulement un effet d'abaissement des niveaux de directivité mais aussi d'élargissement du diagramme car une ouverture de faible dimension possède un lobe plus large qu'une grande ouverture comme illustré en figure 2.7.

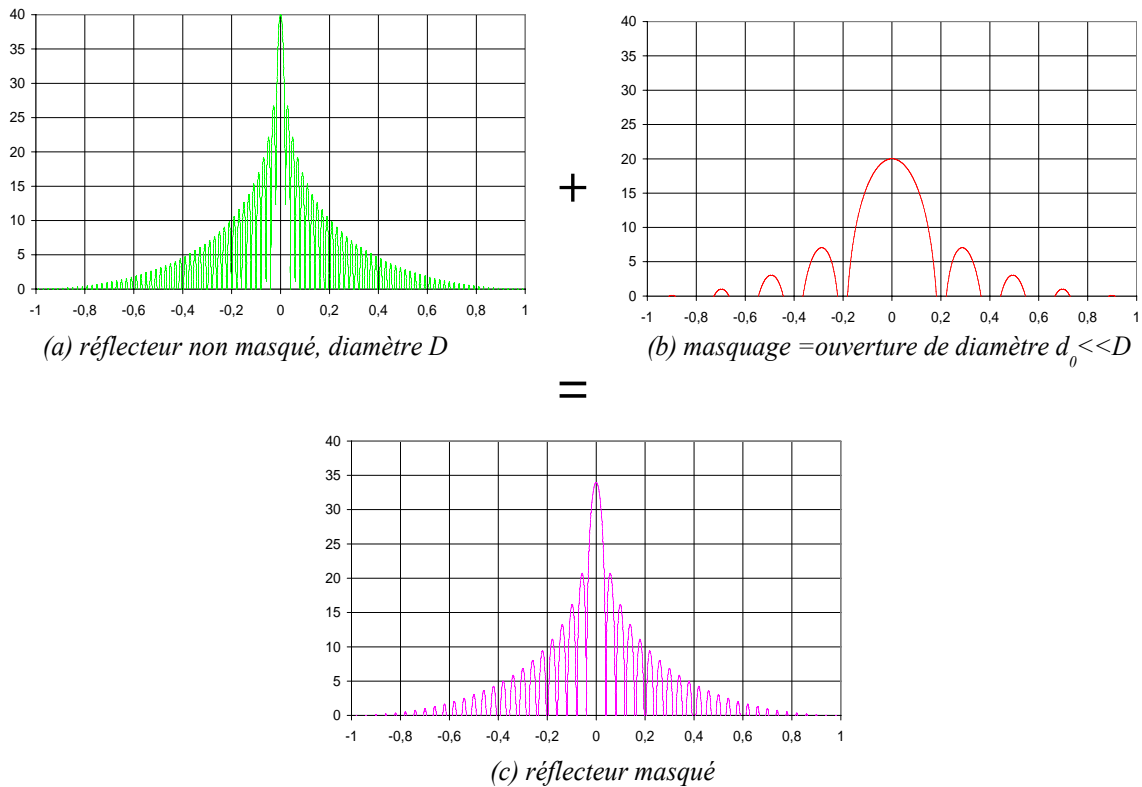


Fig. 2.7: influence du masquage sur le diagramme de rayonnement

Du point de vue de l'insertion au programme de calcul cela revient à découper la surface de masquage (disque d_0) en cellules de taille identiques à celles du réflecteur principal, à en calculer le champ rayonné, noté \vec{E}_m , de la même manière que celle exposée en annexe 2 et à le soustraire au champ total rayonné.

3.2.2. Couplage entre source primaire et réflecteur

Bien que nous ayons modélisé le masquage comme une ouverture équivalente, celui-ci possède un autre effet non souhaité. En pratique le champ incident sur le réflecteur est, en partie rayonné en espace libre et en partie réfléchi sur la source primaire dans le spot correspondant à la zone de masquage. Si cette dernière est mal adaptée, elle renvoie ce champ

avec un coefficient κ sur le réflecteur et ainsi de suite. Le champ rayonné par l'ouverture équivalente au masquage à l'ordre n compte tenu de ces aller-retours, est donné par:

$$\vec{E}_m(ray) = (1 + \kappa + \kappa^2 + \kappa^3 + \dots) \vec{E}_m$$

soit

$$\vec{E}_m(ray) = \frac{(1 - \kappa^{n+1})}{(1 - \kappa)} \vec{E}_m \quad (2.12)$$

3.2.3. Programmation

La structure 2D du réflecteur et son découpage en cellules élémentaires, se prête bien à une formulation matricielle lors de la programmation. Des logiciels comme Matlab, parfaitement adaptés au calcul matriciel, ont déjà fait leur preuve dans la synthèse de réseaux phasés [24-25]. C'est pourquoi nous avons choisi de développer le programme à l'aide du logiciel gratuit Scilab [26], développé par l'INRIA dont le principe est proche de Matlab. Ainsi, nous définissons l'ensemble des grandeurs importantes sous forme de matrices 2D que nous pouvons manipuler soit en tant que matrices, soit définir des opérations termes à termes. Cela simplifie grandement le calcul puisque, par exemple l'expression du champ rayonné par le réseau dans une direction \vec{u} se programme en une seule ligne en utilisant la commande « sum » qui permet de calculer en une seule fois la somme des coefficients d'une matrice complexe. Cela allège considérablement le temps de calcul au détriment de l'espace mémoire. A titre d'exemple, nous sommes en mesure de simuler le diagramme de rayonnement de réseaux de 250*250 soit 62500 cellules 7 minutes sur un PC portable standard.

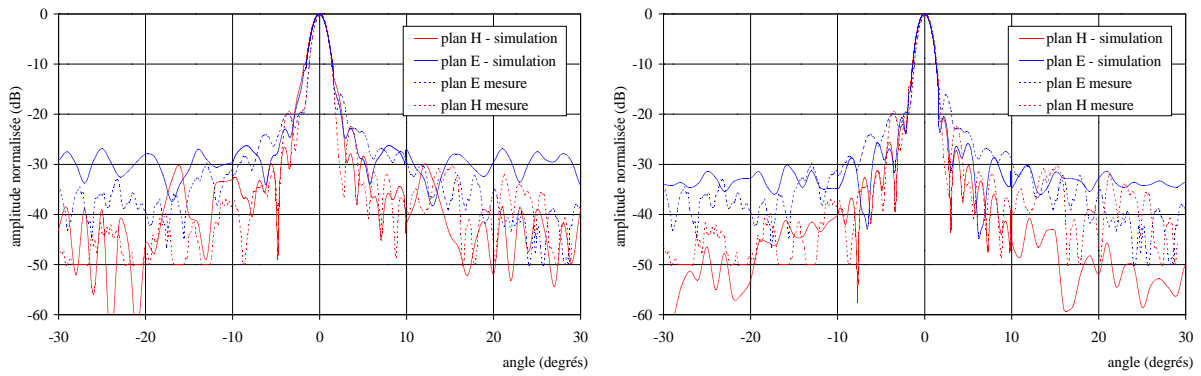
3.2.4. Validation du programme

Compte tenue de la simplicité de la modélisation, et des phénomènes électromagnétiques négligés, la validation du programme consiste essentiellement à vérifier que le comportement du réflecteur est celui attendu. En effet, l'objectif essentiel de cette modélisation est d'être en mesure de prévoir grossièrement l'influence d'un certain nombre de paramètres, comme la loi d'illumination de la source primaire ou un offset de celle-ci.

3.2.4.1. Réflecteurs de Fresnel

Le programme est légèrement remanié afin de l'adapter à la simulation de réflecteurs de Fresnel. Pour cela, nous modifions la loi de phase par cellule en affectant une valeur à la phase compensée dans la direction \vec{u}_0 identique sur chaque zone de Fresnel. Les figures 2.8.a et b et 2.9 représentent la comparaison des simulations avec les mesures de réflecteurs de Fresnel réalisés au laboratoire décrits au chapitre 1.

Deux simulations ont été conduites avec des tailles de cellules différentes pour le réflecteur de Fresnel hybride car ce dernier utilise des cellules proches de $\lambda/4$ de $\lambda/2$ en dehors. La loi d'illumination de la source primaire est déterminée à partir du fichier de mesure du plan E de cette source.



(a) - cellules en $\lambda/2$, $D_{max}=37,5$ dBi

(b) - cellules en $\lambda/4$, $D_{max}=39,2$ dBi

Fig. 2.8: réflecteur de Fresnel hybride à 94 GHz

Nous constatons une assez bonne concordance entre simulation et mesure sur le lobe principal ($\pm 10^\circ$) avec les cellules en $\lambda/4$ alors la simulation en $\lambda/2$ reflète mieux le comportement du réflecteur en dehors pour le plan H. La directivité simulée varie selon la taille des cellules car des cellules en $\lambda/2$ ne permettent d'avoir huit zones de correction que jusqu'au septième rayon alors que celles en $\lambda/4$ étendent cette correction jusqu'au rayon 28. L'efficacité s'en trouve augmentée. Notons que la valeur du gain de 39,2 dBi correspond assez bien à celle calculée à partir des mesures par intégration de la densité de puissance dans les plans principaux de 39,9 dBi. Le gain mesuré pour cette antenne était de 37,8 dBi. Nous avons également simulé le réflecteur de Fresnel replié en entrant une distance focale égale au double de la dimension la latérale de l'antenne (distance entre la source primaire et la grille polarisante). Les résultats sont reportés en figure 2. 9.

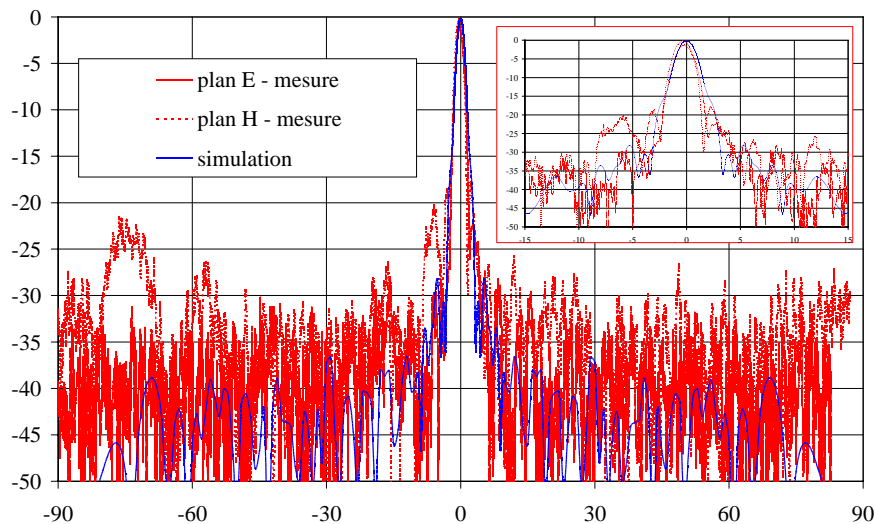


Fig. 2.9: réflecteur de Fresnel replié à 94 GHz

cellules en $\lambda/2$, $D_{max}=37,5$ dBi

Nous constatons également une assez bonne concordance entre simulations et mesures. Notons que cette antenne tourne la polarisation, donc la meilleure concordance est obtenue cette fois-ci dans le plan E. Une seule taille de cellules est utilisée, $\lambda/2$, comme en pratique. La directivité maximale est de 37,5 dBi alors que celle issue de l'intégration de la mesure est de 38 dBi.

3.2.4.2. Réflecteur parabolique métallique

Bien que le programme se limite au cas des réflecteurs plans, nous l'avons appliqué à un réflecteur de 200mm (courbe rouge) de diamètre pour des rapports f/D de 0,5 et 1. Nous avons comparé avec la simulation rigoureuse de SRSRD pour un réflecteur parabolique de même diamètre (courbe bleue).

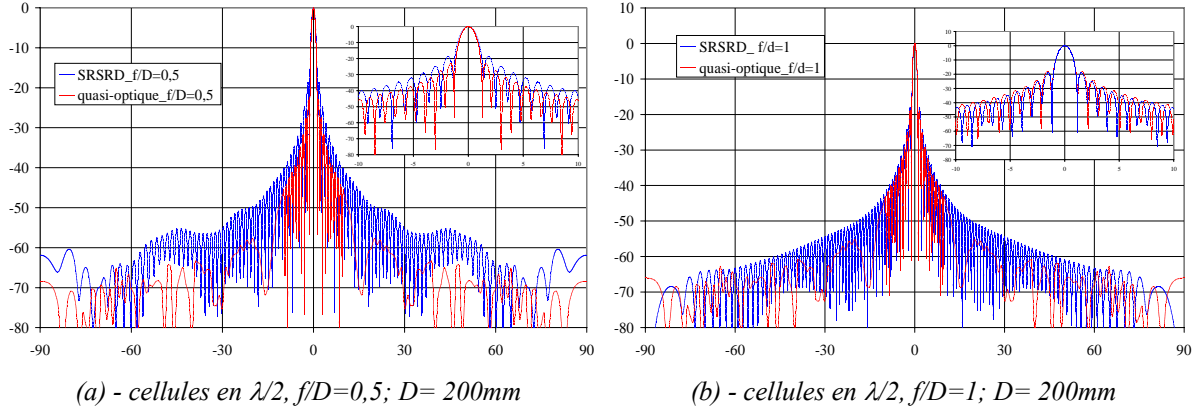


Fig. 2.10: réflecteur parabolique à 94 GHz

Comme prévu la concordance est meilleure pour des focales longues car le profil du réflecteur se rapproche davantage d'un plan. Ce résultat nous permet d'étendre le domaine d'application du programme au cas des réflecteurs conformés, pourvu que le rapport f/D ne soit pas trop faible.

3.2.5. Théorème de Parseval

La vérification du théorème de Parseval constitue une étape supplémentaire dans la validation du programme:

$$P_{ray} = \frac{1}{2\eta} \iint \vec{E}_t \cdot \vec{E}_t^{conj} dx dy \quad (2.13)$$

où

- P_{ray} désigne la puissance rayonnée par l'ouverture,
- \vec{E}_t désigne la champ tangentiel à l'ouverture dans le domaine spatial,
- $dx dy$ désigne les éléments d'intégration en coordonnées cartésiennes sur l'ouverture en supposant que celle-ci est parallèle à xOy .

Toutefois, il convient de rappeler que ce dernier est valable si l'ouverture rayonne majoritairement au voisinage de Oz , c'est à dire:

- si la vérification est faite dans la direction perpendiculaire au plan du réflecteur,
- si l'antenne est directive.

Cela implique que ce théorème n'est pas vérifié lorsque l'antenne dépointe mais aussi que sa précision est d'autant meilleure que le réflecteur est grand.

En pratique, nous calculons ce que nous appelons « Puissance Parseval » en sommant les coefficients d'amplitude de la source primaire sur le réflecteur. La puissance rayonnée est obtenue par intégration du diagramme rayonné. Ces valeurs ne sont pas dimensionnées, c'est pourquoi le tableau 2.1 ne comporte pas d'unités.

Afin de comparer la vérification du théorème de Parseval pour les différents réflecteurs, nous les avons simulés avec la même loi d'illumination. Nous choisissons une densité de puissance en $\cos^5\theta$, car elle est proche de celle des guides ouverts.

Type de réflecteur	Puissance Parseval	Puissance rayonnée	erreur
Fresnel hybride (cellule en $\lambda/4$)	6225	5685	9,50%
Fresnel hybride (cellule en $\lambda/2$)	6694	5694	17,50%
Réflecteur métallique parabolique (D=200 mm, $f/D=1$)	23853	24248	1,60%
Réflecteur métallique parabolique (D=200 mm, $f/D=0,5$)	13546	13745	1,50%
Réseau réflecteur (D=130 mm, $f/D=0,5$)	6694	6782	1,30%

Tableau 2.1: Vérification du théorème de Parseval

La concordance est excellente en dehors des réflecteurs de Fresnel. La compensation de phase en zones, diminue la valeur de la densité de puissance dans l'axe car la phase n'est pas parfaitement compensée pour toutes les cellules. Cet effet augmente lorsque la compensation de phase est détériorée, par exemple par passage d'une zone en $\lambda/8$ à une zone en $\lambda/4$, ce qui est le cas pour des cellules plus grandes. La diminution de la densité de puissance dans l'axe entraîne celle de la puissance totale rayonnée, d'où l'erreur entre la puissance calculée par intégration du diagramme et celle issue du théorème de Parseval.

Le programme ainsi validé, nous l'appliquons à l'étude de différents paramètres des réseaux imprimés.

4. Influence de la taille des cellules des réseaux réflecteurs

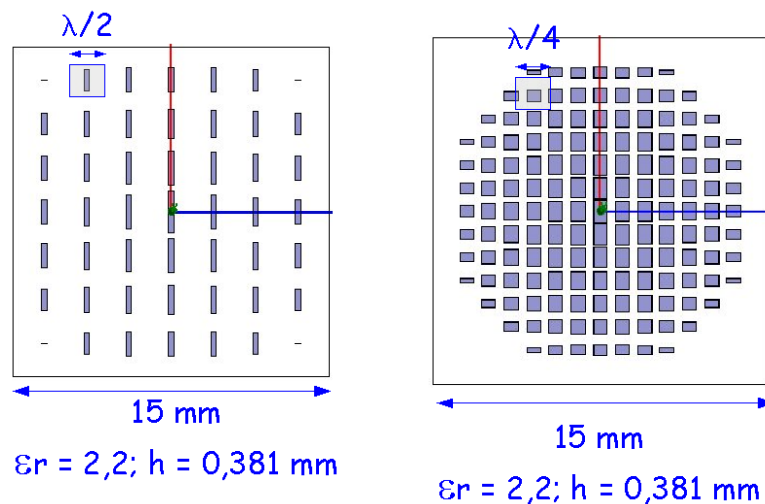
La taille des cellules conditionne, entre autres, la précision de la correction de phase. Plus le réseau comporte de cellules, plus son profil est susceptible de se rapprocher de celui des réflecteurs parfaitement corrigés, comme le réflecteur parabolique. D'autre part, l'espacement entre cellule doit obéir aux lois qui régissent la conception des réseaux.

Habituellement, il est en $\lambda/2$, ce qui correspond à des patches en $\lambda/2$. En effet, cette valeur couramment utilisée dans la synthèse de les réseaux phasés, réalise le meilleur compromis entre l'absence de lobes de réseaux et la minimisation du couplage inter-élément. Dans le cas des réseaux réflecteurs, les patches ne fonctionnent pas nécessairement sur leur mode résonant [3], ce qui les différencie des réseaux précédents. Dans ce contexte, le couplage occasionné par deux éléments proches peut avoir une moindre influence. Nous avons mis à profit cette avantage pour comparer deux réseaux réflecteurs de même taille, l'un possédant des cellules en $\lambda/2$ et l'autre en $\lambda/4$. Nous espérons ainsi améliorer la compensation de phase, donc les performances du réseau. En particulier, nous attendons une amélioration du gain, comparable à celle obtenue lorsque nous augmentons la correction en zones de Fresnel.

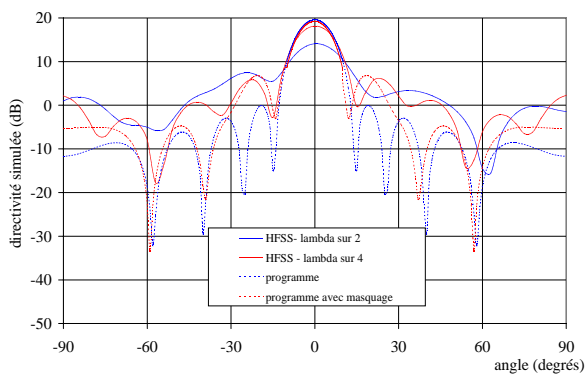
4.1. Application à un réseau carré de 5λ

Afin de pouvoir simuler de manière rigoureuse (par HFSS), les réseaux conçus, nous

nous sommes limités , dans un premier temps, à une taille 5λ de à 94 GHz, soit un réseau carré de côté 15mm. La figure 2.11 résume l'ensemble des mesures et simulations dans l'axe.

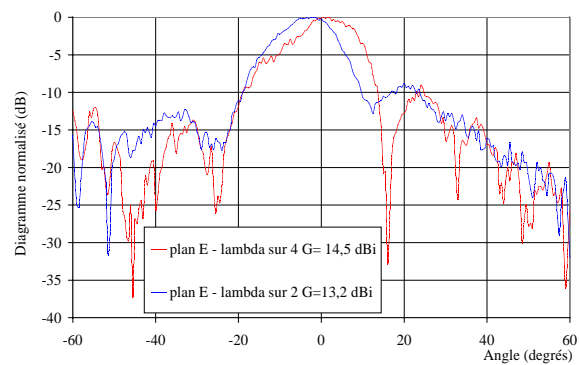


(a) - masques des réseaux



(b) - simulations à 94 GHz

programme : simulation avec des cellules en $\lambda/4$

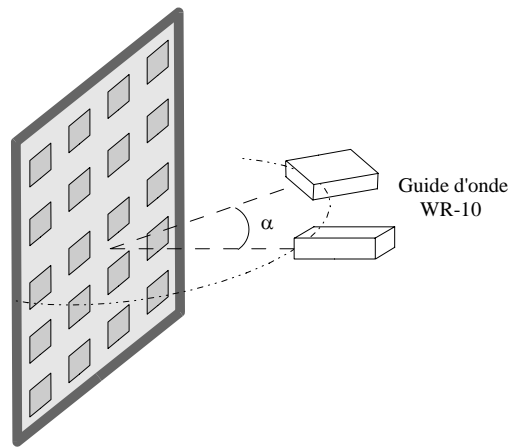


(c) - mesures à 94 GHz

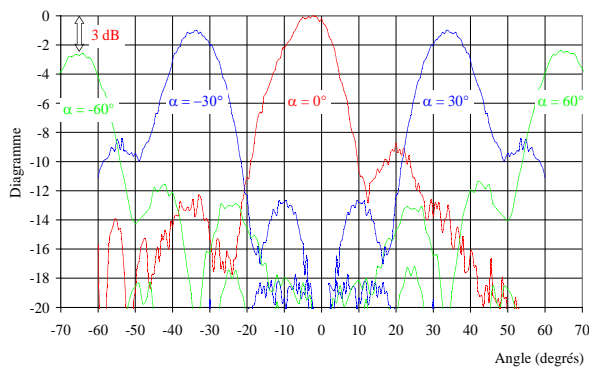
Fig. 2.11: réseaux de 15 mm de côté dans l'axe

L'augmentation du gain par passage à l'utilisation de cellules en $\lambda/4$ est effective en simulation (+3 dB) ainsi qu'en mesure (+1,5 dB). La présence de lobes secondaires élevés s'explique en partie par l'effet du masquage, qui, compte tenue des faibles dimensions du réseau représente environ 30% de sa surface totale. Son effet est directement visible sur les résultats de simulation obtenus avec le programme développé au laboratoire.

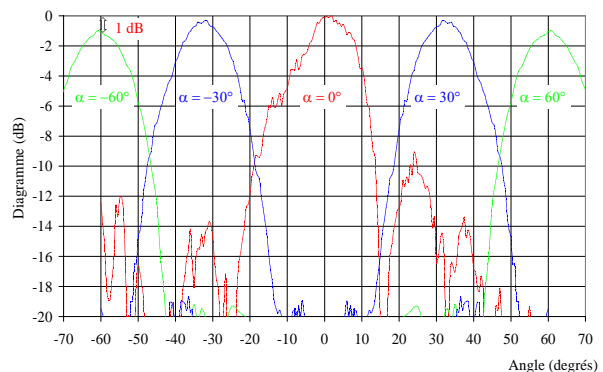
L'amélioration est aussi visible sur le dépointage comme indiqué en figure 2.12, puisque la chute du gain est de 1 dB en $\lambda/4$ au lieu de 3 dB en $\lambda/2$. Les lobes secondaires sont également améliorés.



(a) - méthode de mesure



(b) - cellules en $\lambda/2$ à 94 GHz



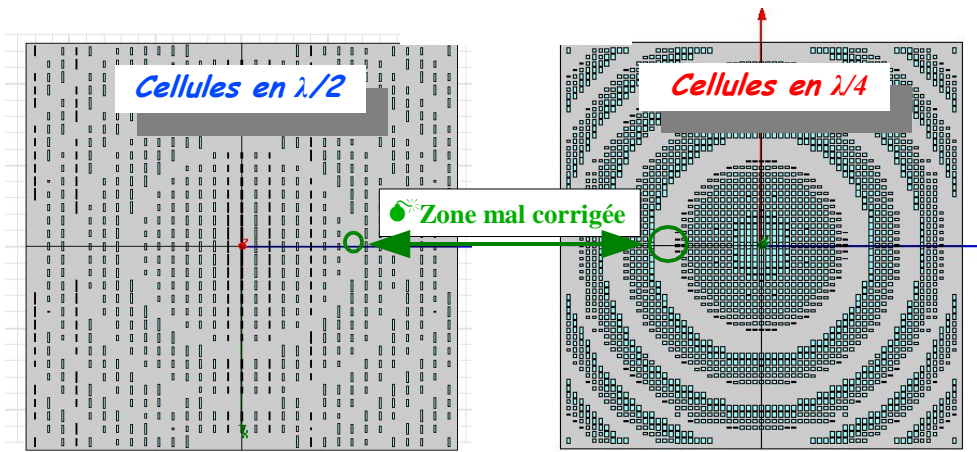
(c) - cellules en $\lambda/4$ à 94 GHz

Fig. 2.12: réseaux de 15 mm de côté - dépointage

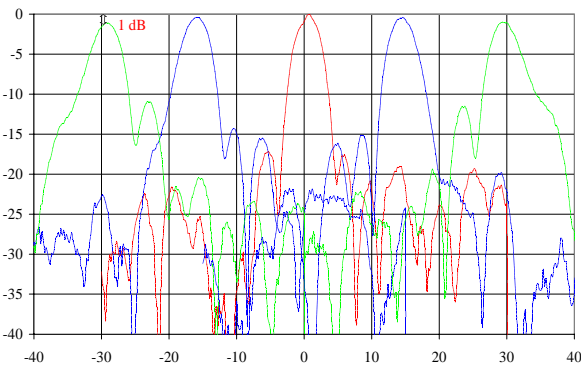
L'amélioration sur les lobes secondaires demeure, cependant, le gain et l'atténuation lors du dépointage varient inversement à nos attentes. Nous avons tout d'abord attribué ce changement à la présence de zones non corrigées au sein des différents réseaux. En effet, la fréquence élevée de fonctionnement limite la taille minimale des éléments à des dimensions nominales de $120\ \mu\text{m}$, ce qui correspond à une correction maximale de 320° en $\lambda/2$ et 240° en $\lambda/4$. Cet aspect est visible sur les masques des réflecteurs (figure 2.13.a) où la zone mal corrigée est plus large en $\lambda/4$. Nous avons alors effectué des simulations avec notre programme afin de quantifier cet effet, en l'absence d'autres variations au sein du réseau. Le gain obtenu en simulation pour un réflecteur possédant des cellules en $(\lambda/2)$ avec une correction de phase de 320° est de 31,2 dB contre 30,2 dB pour des cellules $(\lambda/4)$ en et une correction limitée à 240° . Nous retrouvons qualitativement la tendance de mesure. Il est possible qu'à cette mauvaise correction vienne se greffer l'influence de l'angle d'incidence [27-28]. En effet, des simulations en incidence oblique ont montré que la valeur de la phase corrigée par une couronne non remplie est différente de celle calculée en incidence normale. La quantification de ce phénomène reste toutefois délicat. Selon les auteurs, [27], il semblerait que la prise en compte de l'influence de l'angle d'incidence soit particulièrement importante pour des angles d'incidence supérieurs à 40° .

4.2. Réseau carré de 15λ de côté

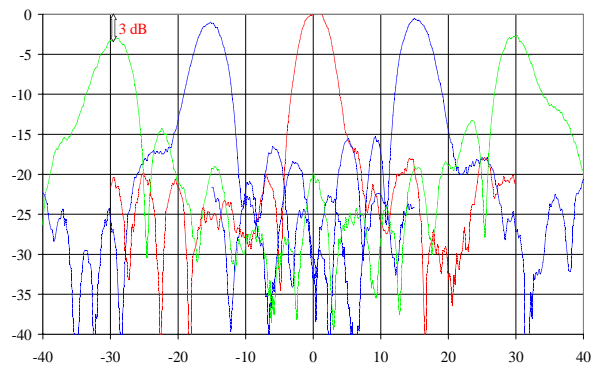
Ce principe est appliqué à un réseau de 50 mm de côté implantés sur le même substrat que précédemment. La figure 2.13 résume l'ensemble des mesures.



(a) - masques des réseaux



(b) - cellules en $\lambda/2$ à 94 GHz
 $G_{max}=29,1$ dB



(c) - cellules en $\lambda/4$ à 94 GHz
 $G_{max}=27,3$ dB

Fig. 2.13: réseaux de 50 mm de côté

4.3. Étude de petit réseaux -phase totale réfléchie

Nous avons également regardé la présence d'un éventuel couplage entre patchs. Etant donnée la disposition de patch au sein du réseau, nous étudions deux cas extrêmes: dans un premier temps, nous travaillons sur une réseau de petite taille constitué d'éléments identiques puis nous étendons l'étude à des patch de taille très différentes placés au sein d'un carré de substrat de côté A identique pour les deux structures. En simulation, les réseaux sont éclairés par une onde plane en incidence normale donc tous les éléments sont soumis aux mêmes amplitudes et phases que leurs voisins.

Nous visualisons l'amplitude du champ électrique réfléchi en figure 2.14, pour deux réseaux constitués d'éléments identiques soit en $(\lambda/2)$, soit en $(\lambda/4)$. Chaque patch semble fonctionner de manière indépendante, nous observons bien le comportement classique des patch qui rayonnent comme deux fentes équivalentes situées perpendiculairement à la direction de l'excitation.

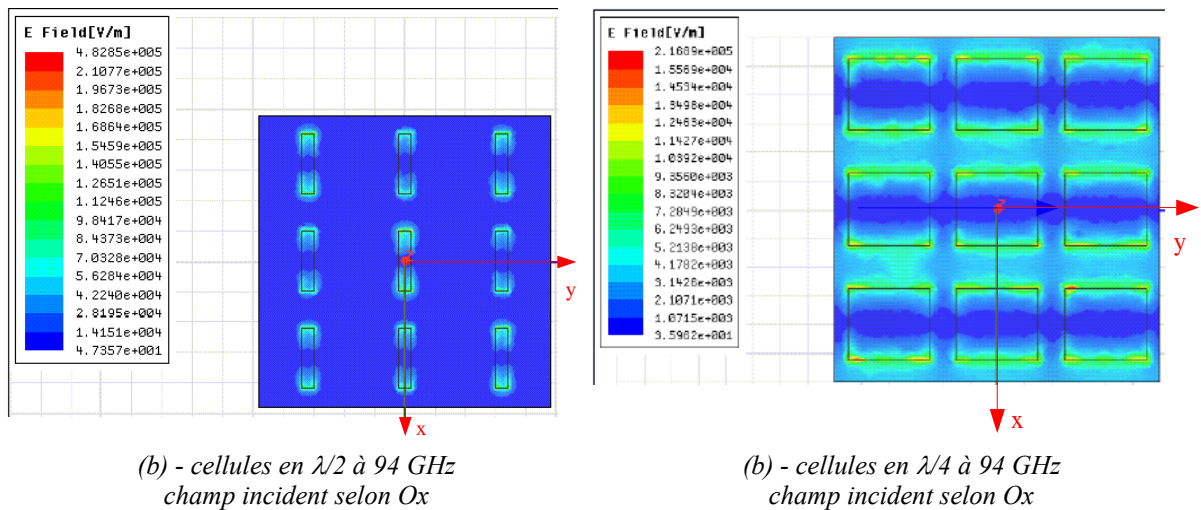


Fig. 2.14: influence du couplage (cellules identiques)

De plus, nous comparons, pour chaque taille de cellule, la phase réfléchiée par l'élément isolé et par le réseau formé de 9 de ces éléments. Si le couplage est fort, la phase globale réfléchiée sera différente de celle d'un seul élément. Les résultats, reportés dans le tableau 2.2 montrent que la mise en réseau n'affecte pas la valeur de la phase réfléchiée par une seule cellule. L'ensemble de ces résultats plaide pour l'absence de couplage au sein de ce réseau.

Taille de cellule	Phase réfléchiée - Cellule isolée	Phase réfléchiée - Réseau de 9 éléments
$\lambda/2$	130°	130°
$\lambda/4$	140°	140°

Tableau 2.2: Comparaison de la phase réfléchiée par une cellule et un réseau d'éléments identiques

Nous effectuons ensuite la même comparaison pour des réseaux de 4 cellules, l'un en $\lambda/2$, l'autre en $\lambda/4$, mais dont les patches réfléchissent des phases de valeurs différentes.

Le tableau 2.3 résume l'ensemble des résultats. Nous définissons les phases suivantes:

- $\varphi_{\text{tot sim}}$: phase totale réfléchiée par le réseau obtenue par simulation, lecture directe du résultat.
- $\varphi_{\text{tot calc}}$: phase totale réfléchiée par le réseau calculée par l'addition de la contribution de chaque cellule isolée et en supposant qu'elles réfléchissent une même amplitude, ce qui revient à sommer les $e^{\varphi_{\text{simu}}}$, où φ_{simu} est la phase simulée pour une seule cellule,
- $\varphi_{\text{tot corr}}$: phase totale réfléchiée par le réseau calculée par l'addition de la contribution de chaque cellule à partir des amplitudes (A_{simu}) et phases obtenues en simulations, ce qui revient à sommer $A_{\text{simu}} e^{\varphi_{\text{tot sim}}}$.

Phase réfléchiée par la cellule	$\varphi_{\text{tot sim}}$	$\varphi_{\text{tot corr}}$	$\varphi_{\text{tot calc}}$
Réseau 1- cellules en $\lambda/2$			
0°	119°	111°	66°
42°			
90°			
130°			

Phase réfléchi par la cellule	φ_{totsim}	φ_{totcorr}	φ_{totalc}
Réseau 2- cellules en $\lambda/2$			
130°	172°	176°	205°
180°			
234°			
271°			
Réseau 3- cellules en $\lambda/4$			
0°	79°	77°	64°
42°			
85°			
133°			

Tableau 2.3: Comparaison de la phase réfléchi par une cellule et un réseau d'éléments différents

Ces simulations mettent en évidence deux phénomènes importants:

- la phase réfléchi obtenue en simulation (φ_{totsim}) est très différente de celle calculée en pour des patch qui réfléchiraient une amplitude identique,
- l'erreur est plus grande pour des patch en $(\lambda/2)$.

Cette constatation est contraire à ce que nous avons supposé dans notre programmation. En revanche, la bonne concordance entre φ_{totsim} et φ_{totcorr} montre que le champ total réfléchi est bien la superposition du champ de réfléchi par chaque cellule à condition de tenir compte des amplitudes relatives de celles-ci.

La phase totale réfléchi par les réseaux est plus proche d'une loi équi-amplitude avec des cellules en $(\lambda/4)$ qu'en $(\lambda/2)$ puisque nous avons une erreur absolue de $79 - 64 = 15^\circ$ en $(\lambda/4)$ au lieu de $119 - 66 = 53^\circ$ en $(\lambda/2)$.

Cette erreur, peut expliquer les meilleurs résultats obtenus sur le réseau de 15mm avec des cellules en $(\lambda/4)$ au lieu de $(\lambda/2)$. De plus, le programme développé ne prend pas en compte cet effet ce qui explique l'absence de différence en simulations entre de réseaux réflecteurs de même taille utilisant des cellules différentes.

De la même manière, une zone insuffisamment corrigée peut produire une erreur de phase plus importante que celle calculée en théorie. Ainsi, le réflecteur de 50 mm de côté en cellules en $(\lambda/4)$ possède à répétition des zones de 60° de large non corrigées, qui sont matérialisées par des anneaux sans patch. Nous avons alors simulé des petites zones des réflecteurs représentés en figure 2.13 correspondant aux endroits mal corrigés. Une alternance de quatre rangées de cellules en $(\lambda/4)$, est simulée. La première possède des patches avec un correction de phase de 220° par rapport à la référence choisie, la seconde et la troisième sont sans patch (240°) et la dernière possède des patch à 0° (référence choisie). La même opération est répétée avec des patch en $(\lambda/2)$. Les trois rangées correspondent à 0° , 260° et 320° (absence de patch). Notons que le patch choisi comme référence en $(\lambda/2)$ est différente de celui en $(\lambda/4)$, ce qui explique que dans un cas l'absence de patch corresponde à 240° alors que dans l'autre ce soit 320° . Les résultats sont présentés en figure 2.15 et dans le tableau 2.4.

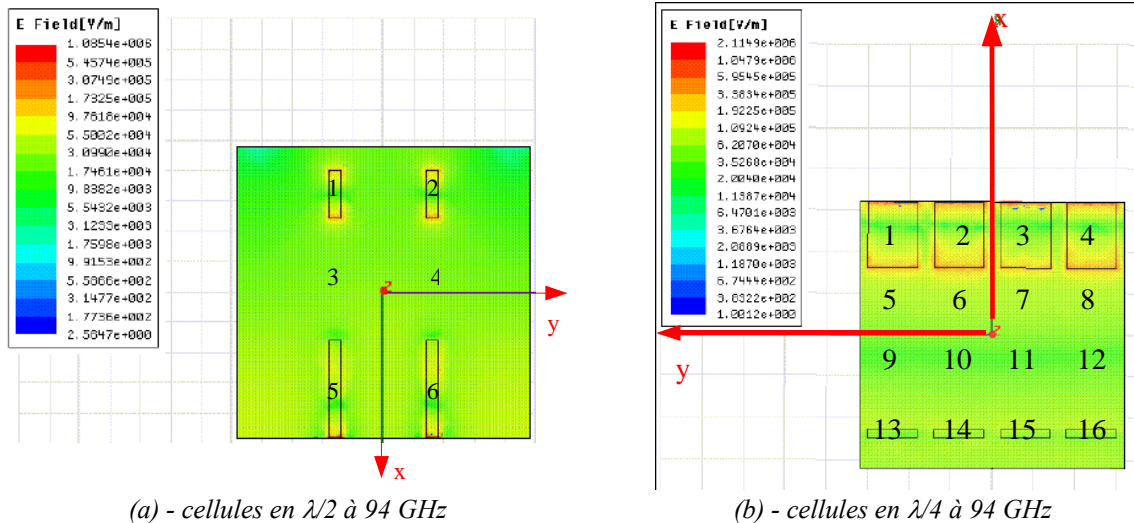


Fig. 2.15: influence du couplage (cellules différentes)
champ incident selon Ox

Cellule	Phase réfléchie par la cellule	φ totsim	φ totcorr	φ totalc
Cellule en ($\lambda/2$) - Zone sans patch calculée à 320°				
Cellules 1 à 2	0°	322°	332°	315°
Cellules 3 à 4	320°			
Cellules 5 à 6	260°			
Cellule en ($\lambda/4$) - Zone sans patch calculée à 240°				
Cellules 1 à 4	0°	352°	350°	253°
Cellules 5 à 8	240°			
Cellules 9 à 12	240°			
Cellules 13 à 16	220°			

Tableau 2.4: Influence du défaut de compensation de phase

Nous voyons clairement que les zones mal corrigées amplifient l'erreur de phase en partie à cause des amplitudes très différentes réfléchies par les cellules. Cet effet permet de mettre en évidence les limites de notre programmation. En revanche, la phase totale réfléchie peut-être calculée par la superposition des champs réfléchis par chaque cellule à condition d'avoir accès aux amplitudes et phases de celles-ci, comme en atteste la concordance entre φ_{totsim} et φ_{totcorr} . Ce résultat permet peut-être de recourir à une modélisation améliorée qui associerait la théorie des rayons (superposition des champ réfléchis) à une détermination rigoureuse des amplitudes et phases réfléchies par une cellule en présence de ses voisines proches dans un périmètre à déterminer. Cette modélisation, moins coûteuse en temps de calcul qu'une simulation rigoureuse globale, pourrait constituer une alternative intéressante à la modélisation de grands réflecteurs imprimés.

D'autre part, l'ensemble de ces résultats met en évidence les améliorations apportées par des cellules de taille inférieures à ($\lambda/2$) à condition que sa couverture de phase soit complète. Dans le cas contraire, la présence de zones non corrigées étendues amplifie l'erreur de correction et dégrade grandement les performances du réflecteur, ce qui s'est produit avec le réflecteur de 50 mm de côté, où les limites de réalisation ne nous permettent pas de fabriquer des cellules corrigeant les phases comprises entre 240° et 360° en ($\lambda/4$). Une transposition en

fréquences basses devrait permettre de lever cet obstacle.

5. Influence de la source primaire – Utilisation de fonctions *prolate sphéroïdal*

5.1. Contexte

Comme nous l'avons rappelé en début de chapitre ainsi qu'au chapitre 1, la source primaire détermine la loi d'illumination des réflecteurs ou plus généralement des antennes focalisantes. Cette dernière, dont les effets sont étudiées depuis de nombreuses années sur les ouvertures rayonnantes [29], doit réaliser le meilleur compromis entre angle d'éclairage, l'uniformité de l'amplitude et de la phase, afin d'avoir une efficacité d'ouverture maximale. Dans le cas des réflecteurs la contrainte de masquage vient se greffer à ces exigences. C'est pourquoi les guides ouverts sont les sources les plus souvent utilisées. Leur angle d'ouverture assez large permet de plus, d'envisager des distances focales relativement courtes satisfaisant à un rapport $f/D=0,5$. D'autre part, la fonction $\cos^5 \theta$ constitue une assez bonne approximation de la densité de puissance rayonnée par une guide ouvert de section rectangulaire. Cependant, le niveau des lobes secondaires issus de l'utilisation de cette source reste élevé.

En effet, pour comprendre l'influence de la source primaire sur le lobes secondaires de l'antenne focalisante, considérons celle-ci, en première approximation, comme son ouverture équivalente: le champ rayonné s'exprime par:

$$\vec{E}_{ray} = j\lambda \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{u} \wedge (\vec{E}_{ot}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z) \quad \text{et} \quad \vec{E}_{ot}(\alpha, \beta) = \frac{1}{\lambda^2} \iint_{\text{ouverture}} (\vec{E}_t(x, y) e^{jk(\alpha x + \beta y)} dx dy)$$

- où $\vec{E}_{ot}(\alpha, \beta)$ est la transformée de Fourier en deux dimensions du champ tangentiel initial à l'ouverture, noté $\vec{E}_t(x, y)$.

- (x, y) sont les variables spatiales et (α, β) les variables spectrales associées. Ces dernières s'expriment dans le repère des coordonnées sphériques tel qu'il est décrit en figure 2.5.b:

$$\begin{aligned} \alpha &= \sin \theta \cos \varphi \\ \beta &= \sin \theta \sin \varphi \end{aligned}$$

Dans notre cas, $\vec{E}_t(x, y)$ représente le champ incident de la source primaire sur le réflecteur. L'effet de sa transformée de Fourier $\vec{E}_{ot}(\alpha, \beta)$ peut être assimilée à celle d'un fenêtrage spatial.

A ce titre, le domaine d'intégration, la forme de l'ouverture, mais aussi la fonction d'éclairage, $\vec{E}_t(x, y)$, ont une influence sur les diagrammes.

Le premier effet est bien connu, il intervient, par exemple, lorsque nous comparons le niveau des premiers lobes secondaires d'une ouverture rectangulaire et circulaire dont la loi d'éclairage est constante (fonction porte). Ces derniers sont à -13,2 dB si l'ouverture rectangulaire et à -17,6 dB si elle est circulaire [22].

Le second facteur est l'objet de notre étude. Il est comparable au fenêtrage temporel utilisé par exemple pour calculer le spectre des signaux par FFT. Nous cherchons alors la fonction optimale pour effectuer ce fenêtrage. Appliqué aux antennes à grand gain, le terme optimal décrit un diagramme à faisceau principal très étroit sans lobes secondaires, ce qui s'apparenterait à une fonction Dirac. Bien sûr, ce critère doit être tempéré par l'action bien connue du fenêtrage. Classiquement, lorsqu'une fenêtre restitue un lobe principal fin, ce qui est le cas, par exemple, d'une fenêtre rectangulaire, les lobes secondaires sont élevés. A l'inverse, l'abaissement de ceux-ci se traduit par un élargissement du lobe principal. Bien souvent, les antennes à grand gain sont destinées à effectuer du balayage. Dans ce cas, il est

important de minimiser les premiers lobes secondaires, voire le bruit total. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés aux fonctions *prolate sphéroïdal*. Ces dernières, décrites en 1961 par Slepian et Pollack [17], constituent les fonctions propres de la transformée de Fourier rapide. Elles représentent le fenêtrage idéal qui permet de restituer 99% du signal dans la fenêtre d'observation. Elles sont utilisées, entre autres, en astronomie pour la coronographie appliquée à la détection d'exo-planètes [30-31]. Elles avaient déjà fait l'objet d'études pour les antennes [14] où elles sont utilisées comme base de fonctions pour le calcul des diagrammes de rayonnement d'ouvertures. Cette étude a montré que leur utilisation était précieuse lorsque les ouvertures sont de taille limitée (quelques λ) ou lorsqu'une grande précision est requise. Dans les autres cas, des méthodes quasi-optiques sont suffisantes. Cette constatation conforte d'ailleurs les résultats obtenus avec notre programme quasi-optique. Très récemment, ces mêmes fonctions ont trouvé un regain d'intérêt pour les applications liées aux antennes ULB [32] dont la caractérisation temporelle est indispensable.

Notons enfin que l'objet de notre étude est de démontrer les bénéfices d'une source primaire que nous appellerons par abus de langage, source « prolate ». A ce titre, des fonctions *prolate sphéroïdal* discrètes, telles que celles disponibles dans des logiciels comme Matlab ou Scilab, sont suffisantes. Nous ne chercherons pas, comme c'est le cas dans [31] à développer des formulations rigoureuses.

5.2. Validation théorique

Application d'une source prolate aux réseaux réflecteurs

Nous avons implémenté les fonctions prolate discrètes dans notre programme. Elles traduisent l'amplitude incidente sur chaque cellule du réseau. La figure 2.16 compare les performances entre un loi constante, celle d'un guide standard ouvert ($\cos^5 \theta$) et une source *prolate* pour une ouverture rectangulaire et une ouverture circulaire.

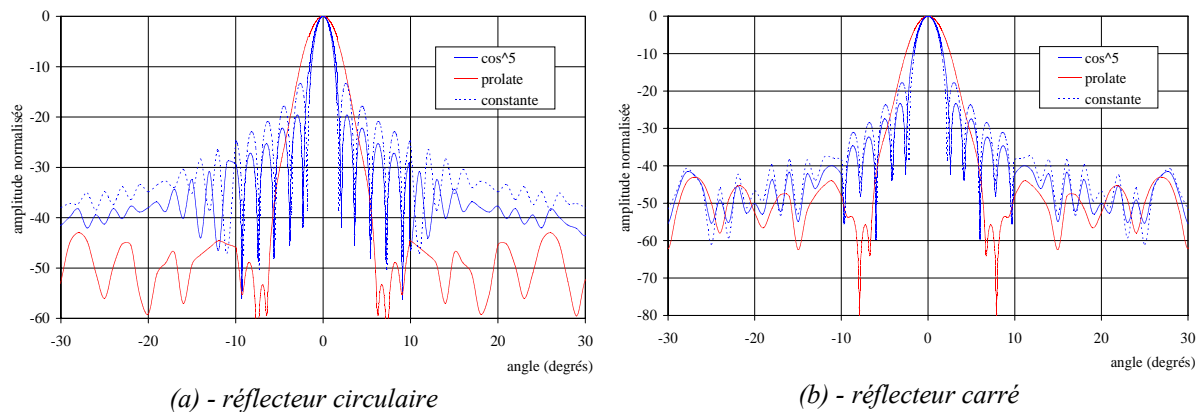


Fig. 2.16: influence de la loi d'éclairement, $D=100\text{mm}$, $f/D=0,5$

Conformément à la théorie, la fonction *prolate* élargit le lobe principal. Ce dernier englobe alors les premiers lobes secondaires issus des lois constante ou en cosinus. Les premiers lobes sont repoussés autour de 8° et leur niveau est fortement abaissé. Dans l'ensemble, le bruit en dehors du lobe principal est fortement réduit, en particulier pour une ouverture rectangulaire. Cet effet s'accompagne d'une perte de directivité d'environ 4,5 dB en simulations.

Le calcul de l'efficacité globale d'ouverture (η_a) définie plus haut, permet de quantifier ce phénomène. Comme la loi d'éclairement a changé, l'efficacité globale doit être recalculée par intégration de la loi d'amplitude selon la définition donnée dans [22]. Cependant, une loi d'amplitude en $\cos^5 \theta$, bien qu'éloignée de la loi d'amplitude *prolate* (figure 2.16.a), constitue une bonne approximation de l'efficacité globale de la fonction *prolate*, comme en atteste la figure 2.17.b. Notons que les lois de la figure 2.17.b représentent des densités de puissance ce

qui explique le facteur 2 dans les puissances des légendes par rapport à la figure 2.17.a.

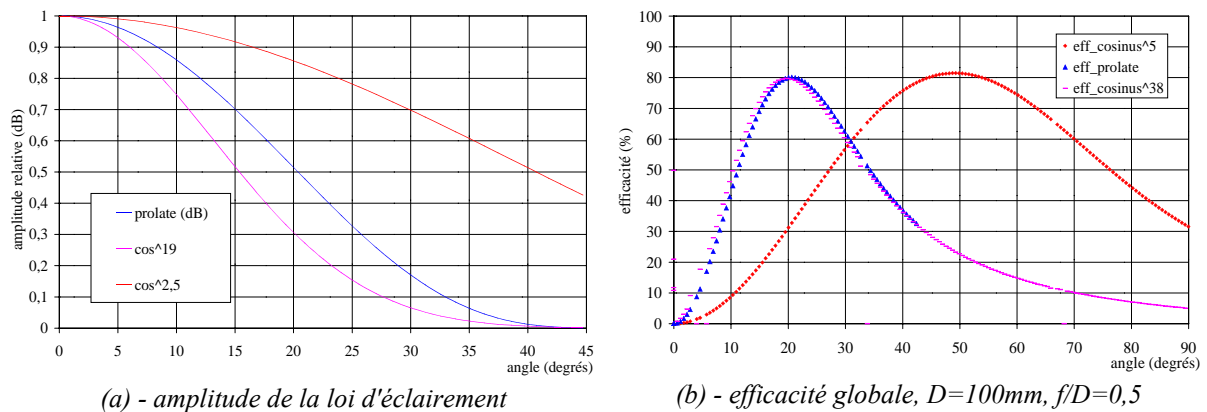


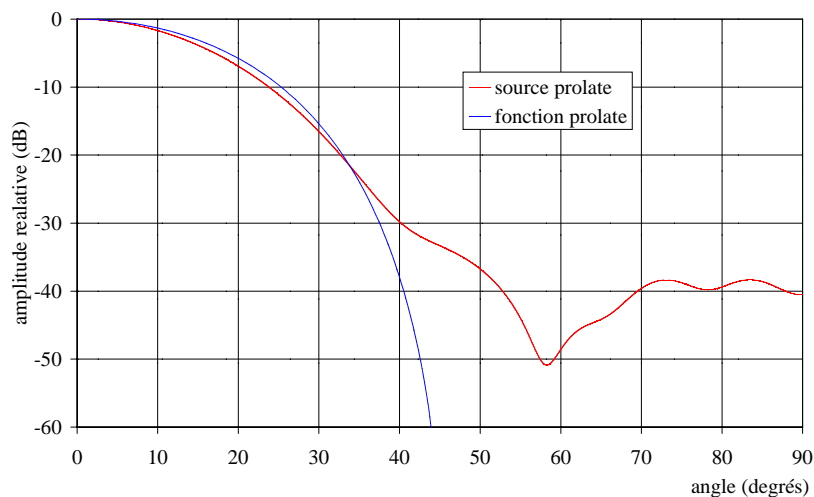
Fig. 2.17: influence de la loi d'éclairément

Pour un angle d'éclairément de 45° , $f/D=0,5$, l'efficacité globale correspondant à un guide ouvert est de 77%, soit une perte d'environ 1 dB par rapport à la directivité maximale de l'ouverture alors qu'elle est de 32% avec la fonction *prolate*, soit une perte de 5 dB. Nous retrouvons les ordres de grandeur de la simulation.

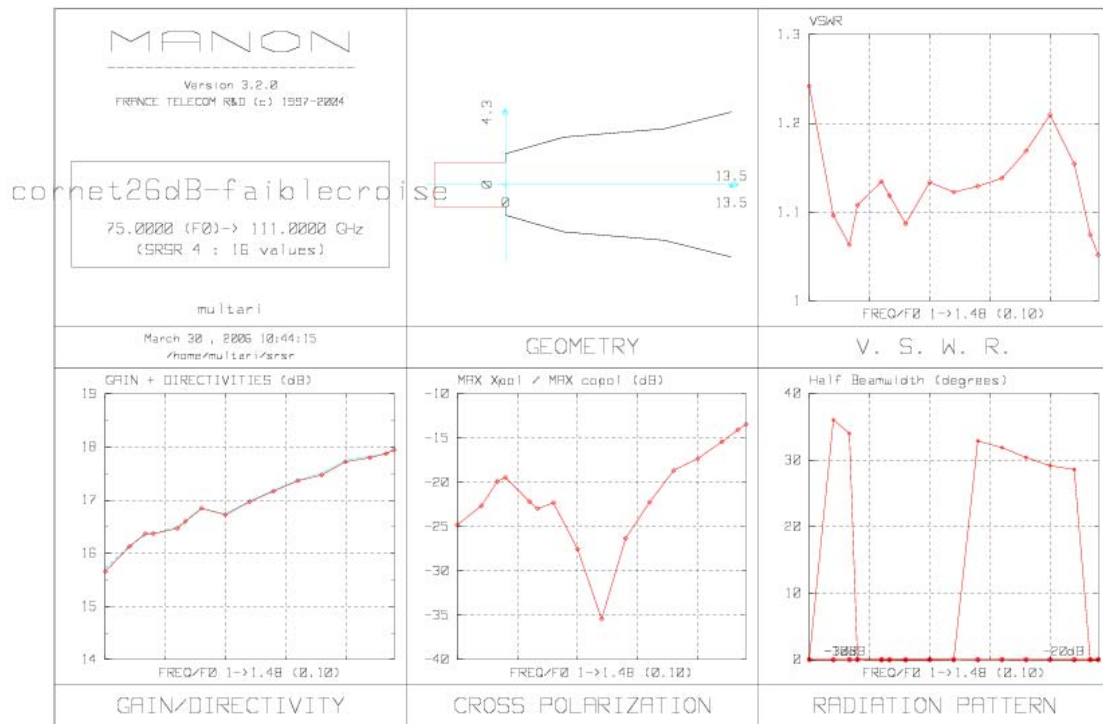
5.3. Validation expérimentale

5.3.1. Réseaux réflecteurs

Dans un premier temps, nous avons cherché à valider ce concept sur les réflecteurs de Fresnel décrit au chapitre 1 afin d'améliorer le niveau des lobes secondaires dans la perspective de réaliser, à terme, des antenne à balayage. Pour cela nous avons tout d'abord conçu et réalisé un cornet circulaire dont le diagramme se superpose à la fonction *prolate* dans le lobe principal comme indiqué en figure 2.18.a. La figure 2.18.b représente la géométrie et les performances de la source dans toute la bande W. L'avantage du *cornet prolate* est sa simplicité puisqu'il ne possède que trois corrugations pour une bonne stabilité en réflexion, ainsi que sa petite ouverture (9mm). Cependant, la variation de l'ouverture à -3 dB est assez importante, en partie à cause de la dépendance fréquentielle des corrugations. Ces dernières servent à corriger le mode dominant TE_{11} du guide en ajoutant le mode d'ordre supérieur TM_{11} afin de créer un champ électrique à polarisation bien linéaire semblable à celui des guides rectangulaires [33-34]. Le cornet est optimisé autour de la fréquence de 94 GHz.



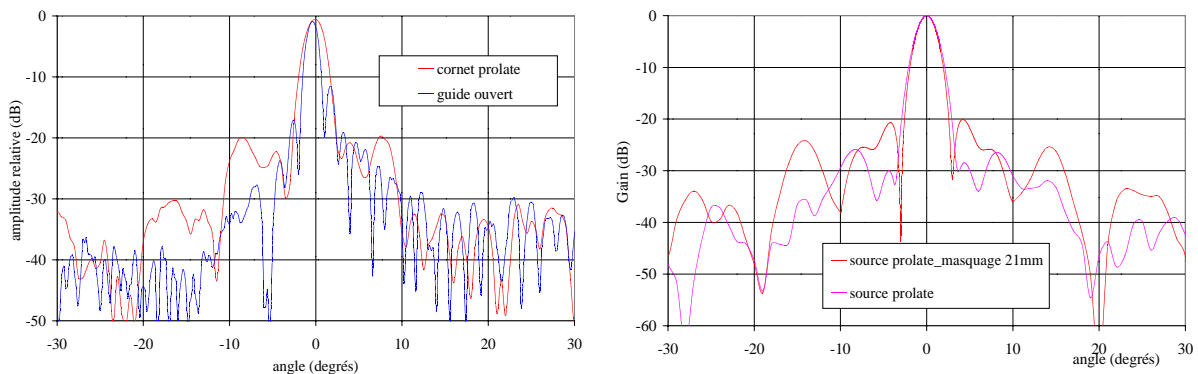
(a) -diagrammes dans le plan E à 94 GHz -Comparaison avec la fonction prolate



(b) - caractéristiques de la source prolate -simulations entre 75GHz et 111GHz

Figure 2.18: source prolate, $f/D=0,5$

La figure 2.19.a représente la comparaison des mesures avec le réflecteur de Fresnel hybride illuminé successivement par le cornet *prolate* et le guide standard ouvert. Conformément aux simulations, les lobes secondaires sont abaissés et le lobe principal élargi. Le cornet *prolate* possède une bride de 21 mm de diamètre, nécessaire à sa connexion, située « derrière » son ouverture. Cette dernière augmente le masquage. Notre technologie de fabrication ne nous permet pas de couder le guide circulaire de sortie du cornet pour décaler la bride afin de réduire le masquage qu'elle occasionne. C'est pourquoi nous choisissons un guide ouvert WR-10 standard non coudé dont la bride est aussi derrière l'ouverture du guide. La mesure du plan E avec le guide ouvert est différente de celle obtenue au chapitre 1 en raison du masquage de la bride. Ce dernier dégrade d'ailleurs les performances du réflecteur avec la source *prolate*, comme le confirment les simulations de la figure 2.19.b. La loi d'illumination utilisée en simulations est le fichier de points correspondant au diagramme de rayonnement mesuré du cornet *prolate*.



(a) plan E – mesure à 94 GHz

(b) influence du masquage (simulation)

Fig. 2.19: réflecteur de Fresnel hybride alimenté par une source prolate

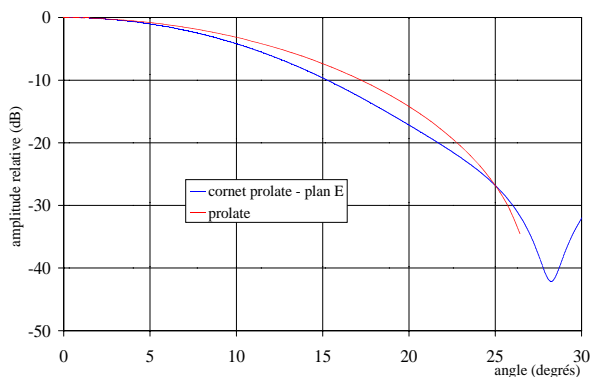
Afin de pallier au masquage et de mettre en évidence l'amélioration apportée par des sources primaires dont le diagramme correspond à une fonction *prolate spheroidal*, nous étudions une antenne à lentille.

5.3.2. Lentilles diélectriques

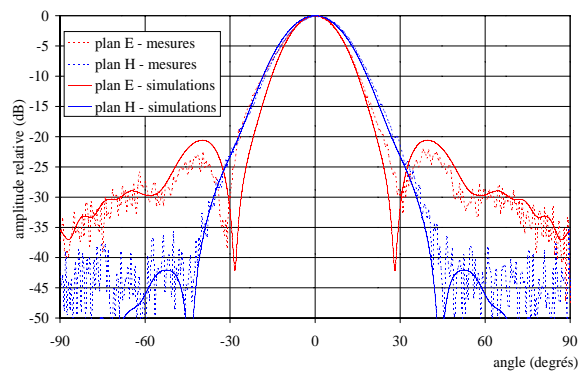
La lentille, à profil hyperbolique, est conçue au laboratoire et réalisée en PVC à l'Université d'Ulm. Son diamètre est de 200 mm. Nous avons choisi de travailler à focale relativement longue, $f/D=1$, car cela limite la quantité de matériau utilisé, donc les pertes mais aussi la courbure de la lentille. Cet aspect est important car il assure un meilleur état de surface.

Les simulations de ces structures posent moins de problèmes que celles des réseaux réflecteurs et peuvent être conduites à l'aide de plusieurs approches dont celles qui reposent sur l'optique physique [35-36] ou sur l'optique physique rapide [37], sur les logiciels de simulation électromagnétique rigoureuse comme HFSS ou encore SRSRD [21] que nous choisissons pour effectuer ces simulations. Ce dernier est fondé sur la formulation des équations intégrales des courants à une dimension, résolue numériquement par la Méthode des Moments utilisant des fonctions de base sinusoïdales. Il est conçu pour les dispositifs à symétrie de révolution ce qui le rend très performant aussi bien en temps de simulation qu'en termes de résultats.

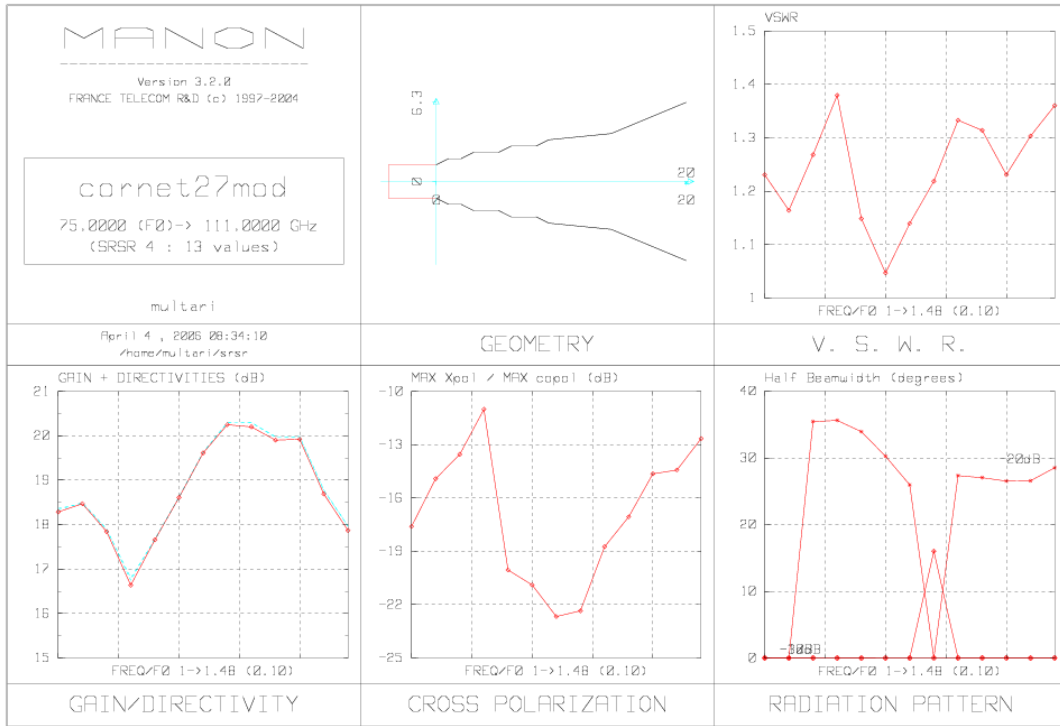
Le changement du rapport f/D , nécessite l'optimisation d'un second cornet dont les performances sont données en figure 2.20. Le rapport $f/D=1$ correspond à un demi-angle d'ouverture de 27° , ce qui explique l'arrêt de la fonction *prolate* pour cette valeur.



(a) - cornet équivalent à la fonction *prolate*



(b) -mesures à 94 GHz



Caractéristiques de la source prolate -simulations entre 75 GHz et 111 GHz
Fig. 2.20: source prolate, $f/D=1$

Les résultats de mesure, reportés en figure 2.21.a, concordent avec les simulations, figure 2.21.b, qui indiquent une amélioration de 16 dB des lobes secondaires. D'autre part, le bruit «hors lobe principal» est réduit d'environ 10 dB. Le gain en simulation est supérieur de 3,5 dB avec un guide ouvert. Cet écart n'est pas aussi important en mesure, probablement à cause des pertes dans le diélectrique. Le gain mesuré avec la source *prolate* est de 39,4 dBi alors que la directivité calculée par l'intégration du diagramme est de 42,7 dBi. Les pertes sont ainsi estimées à 3 dB.

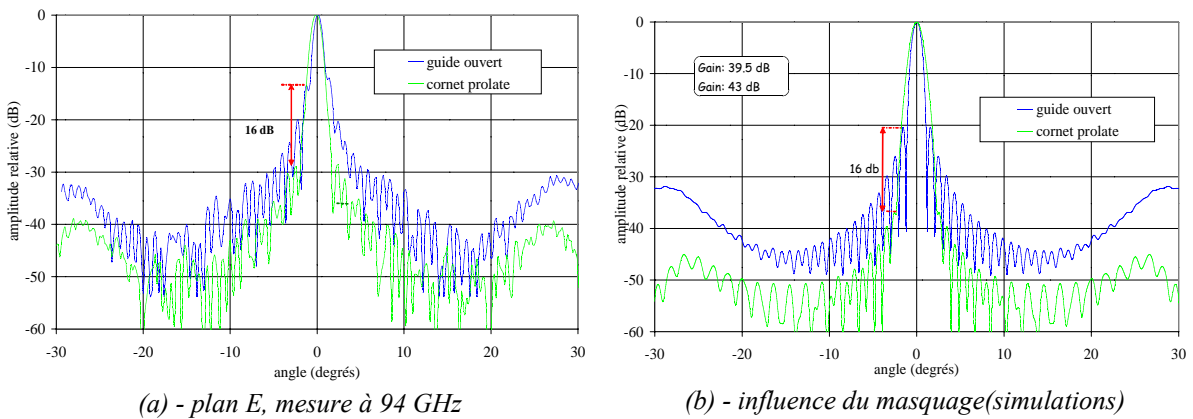


Fig. 2.21: lentille à profil hyperbolique associé à une source prolate

L'ensemble de cette étude a mis en évidence les bénéfices d'une *source prolate*. Plusieurs sources ont été réalisés en tenant compte des critères de compacité et de simplicité de fabrication.

6. Lentilles millimétriques large bande

6.1. Contexte – Etat de l'art

La nécessité de posséder des antennes de référence couvrant l'ensemble de la bande W pour la caractérisation de notre chambre anéchoïde, nous conduit à développer des antennes large bande. En effet, le laboratoire souhaite enrichir son savoir-faire en matière de mesures. Ainsi, nous désirons développer une base d'antennes qui servent à la fois d'antennes de référence mais aussi d'antennes test pour valider notamment, la base compacte que nous souhaitons développer en bande W. Cette étape, qui simplifie la mesure et qui évite le montage et le démontage d'antennes de références, demande cependant un effort de conception.

D'autre part, bien que les normes ULB ne soient pas encore établies en bande millimétrique [38], à fortiori en bande W, nous pensons que l'étude de lentilles dans ce cadre peut conduire à des solutions intéressantes qui sont exclues d'office en bandes inférieures en raison de leurs dimensions trop importantes.

Des études récentes, motivées par le développement des communications sans fil en bande V, montrent un regain d'intérêt pour des antennes qui ne sont pas nécessairement imprimées, en particulier les cornets et les lentilles. En effet, l'utilisation des ondes millimétriques procure les avantages déjà cités : compacité des systèmes, large spectre disponible, haut débit. La bande située autour de 60 GHz, envisagée pour les applications indoor à courte distance, possède l'avantage supplémentaire de présenter un pic d'absorption de l'oxygène important qui permet la réutilisation de fréquence. Les solutions dégagées reposent soit sur des cornets améliorés, comme le cornet GBAs [39], éventuellement chargés par des lentilles [40], ou de lentilles dites intégrées [15-16, 36, 41-42], dont la source primaire, plus ou moins complexe, est imprimée sur la face plane de la lentille. Plus récemment des travaux ont montré qu'une optimisation de la forme des lentilles [35-43] donnent de très bons résultats en rayonnement mais semblent limités en bande passante.

C'est pourquoi nous avons choisi des profils classiques, car ils sont, comme ceux des réflecteurs conformés, sont naturellement indépendants de la fréquence. L'avantage des lentilles réside dans leur absence de masquage. Le caractère large bande de l'antenne est donné par la source primaire. Nous disposons déjà des sources prolate détaillées plus haut. Nous sommes attachés à développer des sources qui puissent être fabriquées à l'atelier de mécanique du laboratoire.

Nous présenterons enfin une lentille plane originale, qui n'est pas à proprement parler large bande mais dont l'efficacité théorique est proche d'une lentille à profil hyperbolique. C'est une hybridation d'une lentille de Fresnel à zones [44-45] et d'une lentille plane [20].

6.2. Lentille pour radar automobile et métrologie

En 2003, le LASMEA a, en collaboration avec l'ONERA Salon, mis au point un radar d'aide à la conduite automobile fonctionnant à 77 GHz. La portée de celui-ci s'avère insuffisante car l'antenne initiale, un réseau alimenté par lignes acheté sur catalogue, possède un gain trop faible. Le LASMEA fait appel au LEAT pour développer une antenne satisfaisant au cahier des charges suivant:

- gain nominal de 34 dBi à 77 GHz,
- ouverture à -3 dB maximale de $2,7^\circ$ dans les deux plans,
- longueur maximale de 130 mm afin de faciliter l'insertion de l'antenne dans le pare-choc.

La contrainte la plus forte n'étant pas le prix mais la validation du démonstrateur, notre choix d'antenne s'est porté sur un système à lentille. Le matériau utilisé est l'ECCOSTOCK 0005, un

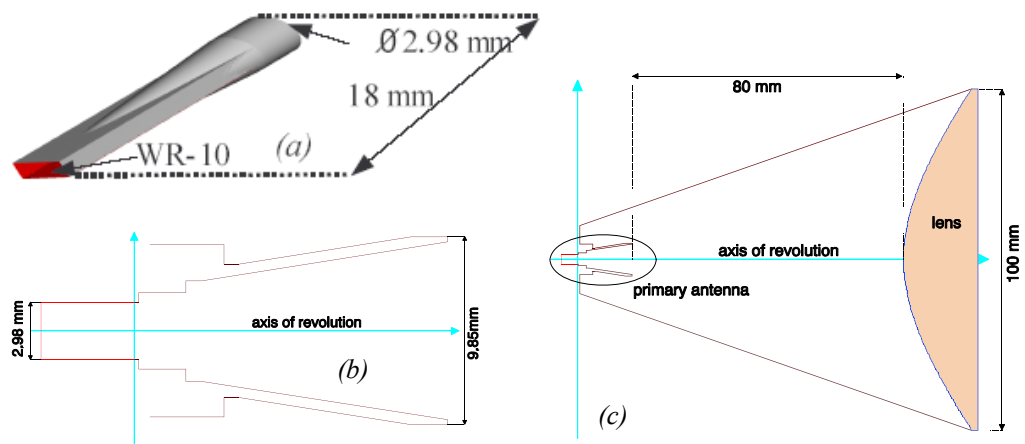
équivalent à la rexolite connue pour ses faibles pertes dans le domaine millimétrique. L'antenne est décomposée en trois parties:

- (a) une transition guide rectangulaire - guide circulaire,
- (b) une source primaire de type cornet circulaire,
- (c) une lentille à profil hyperbolique.

Le diamètre de la lentille est choisi avec une marge de sécurité de 3dB par rapport à l'efficacité d'ouverture de 80% de ce type de lentille. Nous espérons ainsi nous prémunir des pertes diélectriques et de celles dues aux tolérances de fabrication.

Le cornet circulaire est préféré au cornet rectangulaire car il est, d'une part, plus facile à usiner et d'autre part, il conserve la symétrie de révolution de la lentille. Enfin, la transition, dont les performances sont comparables à celles trouvées dans la littérature [46-47] permet une meilleure connexion au guide standard WR-10 utilisé pour le radar.

La longueur de l'antenne finale est de 130 mm.



(a) - détails de la lentille



(b) - photos de la lentille

2.22 Lentille pour radar automobile

La figure 2.22 montre les performances en rayonnement de la lentille. Les mesures à 77 GHz correspondent au cahier des charges avec un gain de 34,5 dBi. L'antenne est réalisée par la Société Audoise de Précision en Juillet 2003. Elle est tout d'abord mesurée lors de mon déplacement à l'IETR, en septembre 2003, puis au LEAT dès que la chambre anéchoïde est installée en 2004. Seule la mesure en amplitude est actuellement automatisée au laboratoire.

Compte tenu du caractère large bande du cornet, nous avons mesuré l'antenne sur toute la bande W. Le variation maximale de 4 dB de son gain est satisfaisante pour être utilisée en métrologie. Cependant, la stabilité de son diagramme de rayonnement pourrait être améliorée. De plus, cette antenne développé dans un cadre contractuel, n'est pas la propriété

du laboratoire.

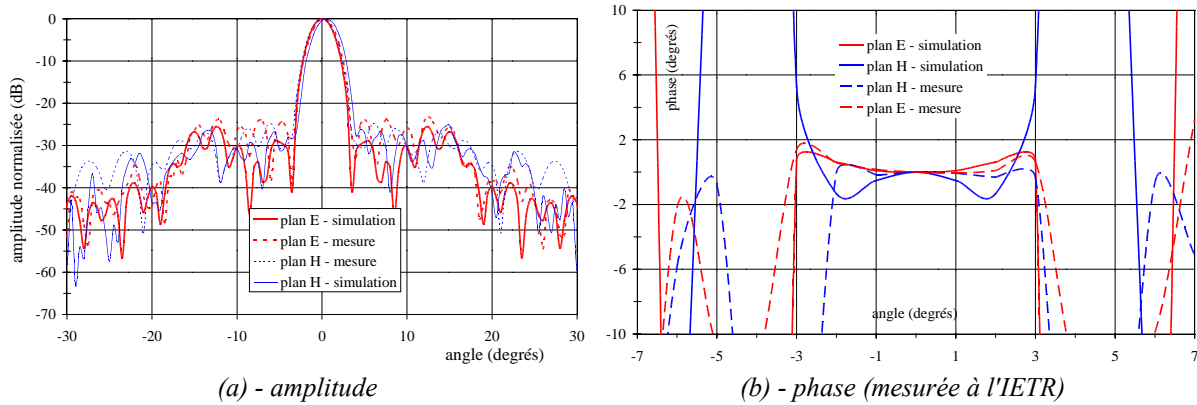
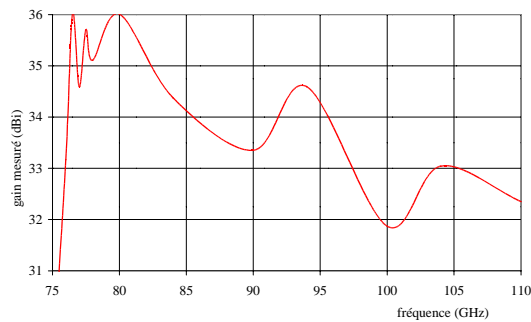


Diagramme de rayonnement à 77 GHz



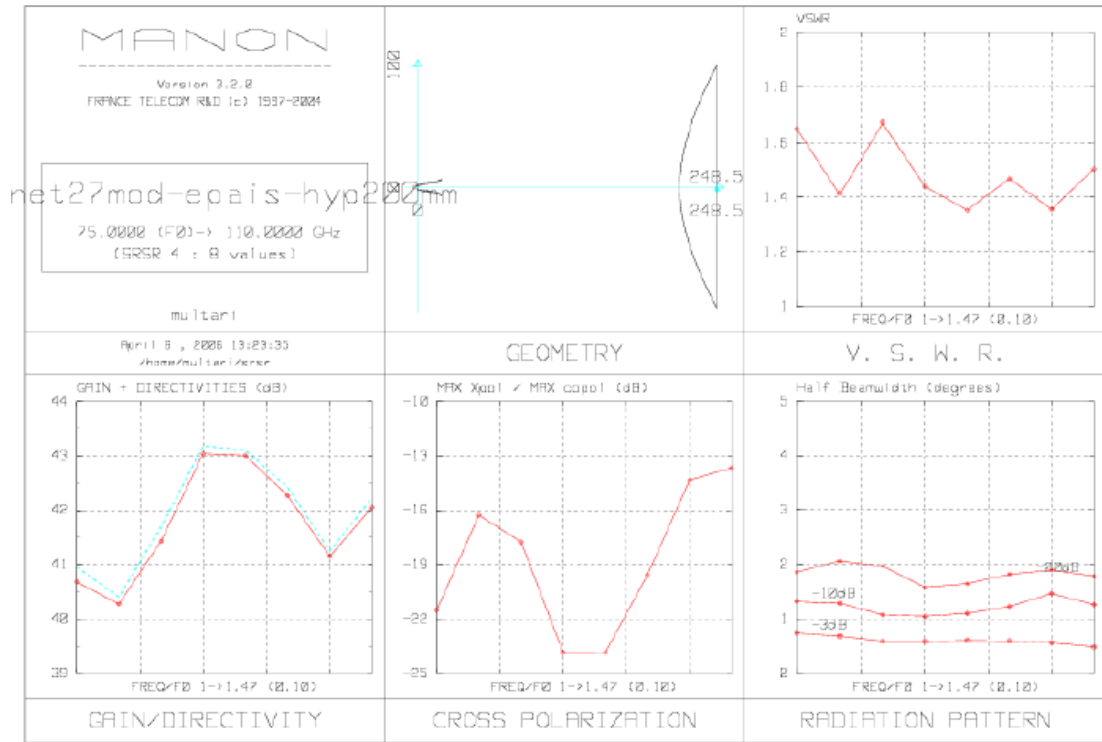
2.23 Caractéristiques en bande W

6.3. Lentille ULB améliorée

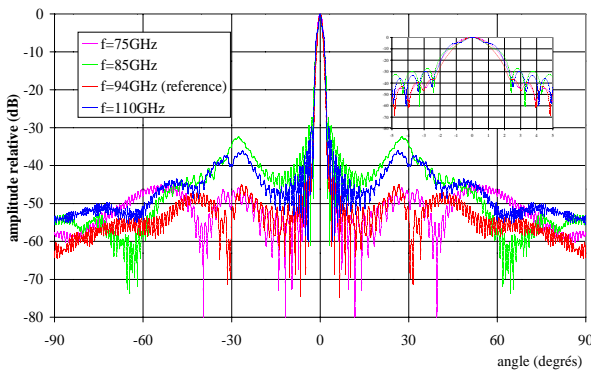
Nous avons alors cherché à fabriquer une seconde antenne large bande que nous pourrions conserver. Afin d'améliorer l'antenne précédente, nous avons appliqué une source primaire de type *prolate* à la lentille. L'antenne globale est celle présentée en figure 2.21. La figure 2.24 résume ses performances en bande W.

La lentille possède une oscillation maximale en gain de 2,5 dB en simulations et un diagramme relativement stable sur toute la bande. Son ROS varie entre 1,65 et 1,4. Une étude détaillée du diagramme dans le plan E de la source primaire montre que celle-ci est moins stable que la lentille qui «absorbe» notamment les oscillations de l'ouverture à -3 dB.

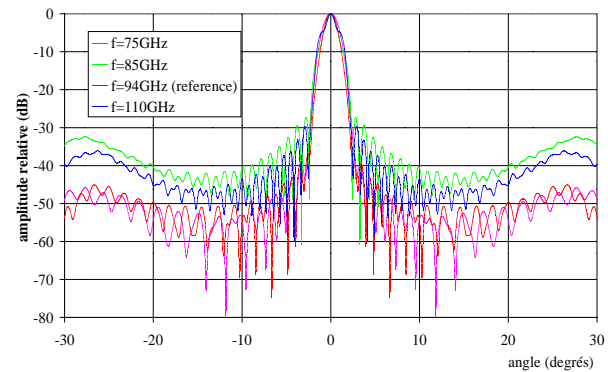
Cet effet s'explique par le caractère «faible bande des corrugations» (voir photo 2.25.a). Celles-ci sont calculées pour l'apparition du mode TM_{11} autour de la fréquence d'optimisation. Lorsque la fréquence de fonctionnement s'éloigne trop de cette fréquence centrale, le diagramme du plan E est fortement modifié car les corrugations qui excitent d'autres modes supérieurs que celui souhaité. En revanche, le diagramme dans le plan H est stable comme pour les cornets classiques. La figure 2.25.b représente la comparaison des diagrammes de la source prolate dans le plan E aux fréquences pour lesquelles le diagramme s'éloigne le plus de la référence.



(a) - performances globales

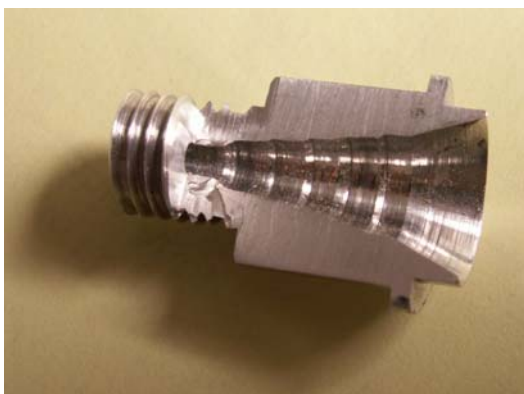


(b) simulations (SRSRD), $f/D=1$

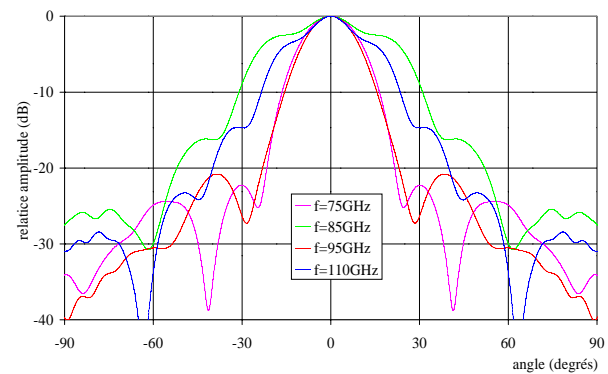


(b) zoom du plan E, $f/D=1$

Figure 2.24: performances de la lentille sur toute la bande W



(a) - source primaire vue en coupe



(b) - Source prolate-simulations

Figure 2.25: variation du diagramme de source primaire sur toute la bande W

Les mesures, présentées en figure 2.26.a et b confirment ces tendances. Nous remarquons

l'amélioration en termes de bruit par rapport à la lentille précédente.

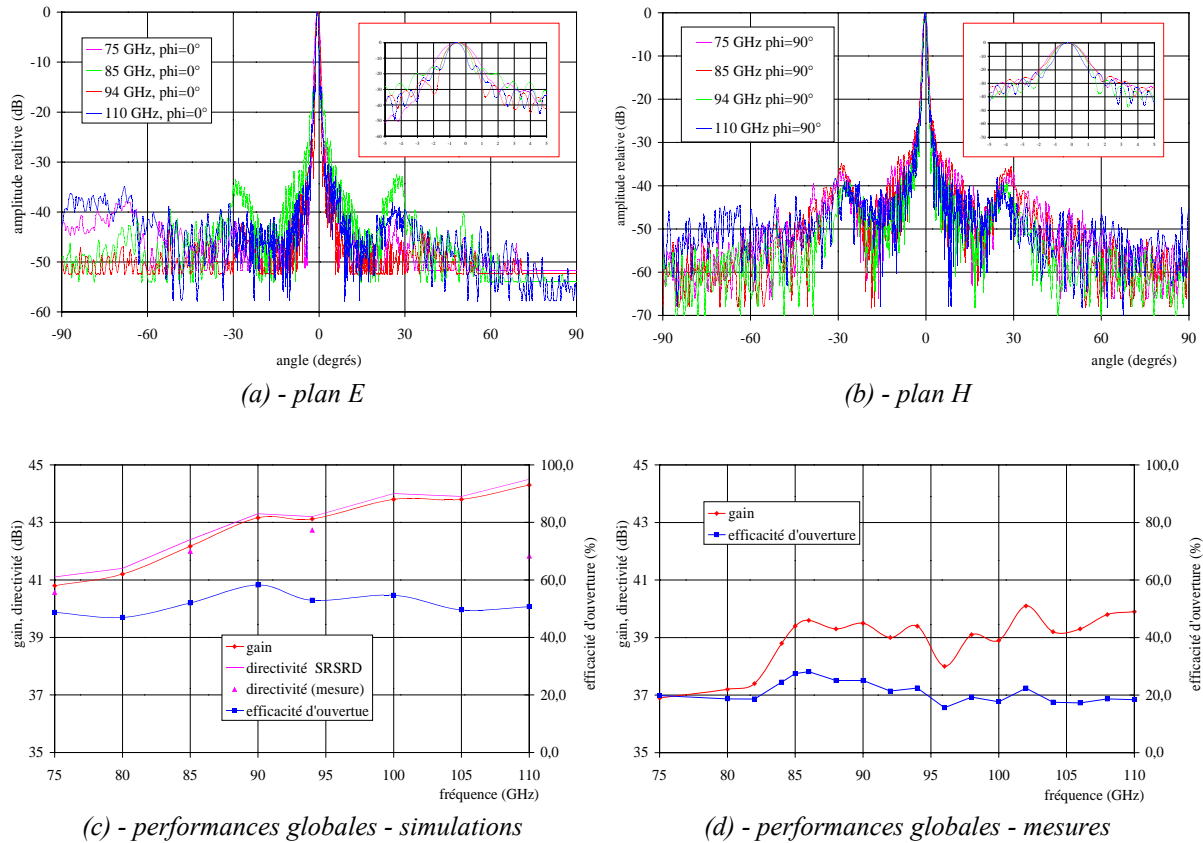
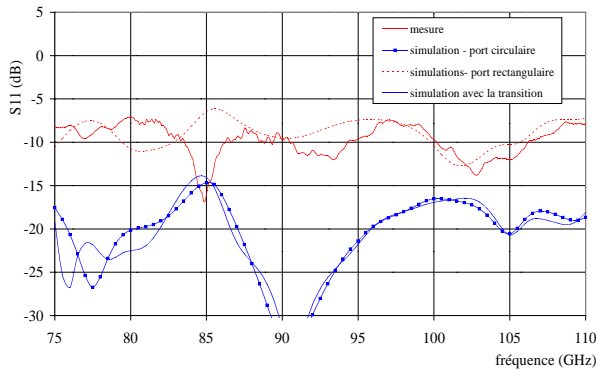


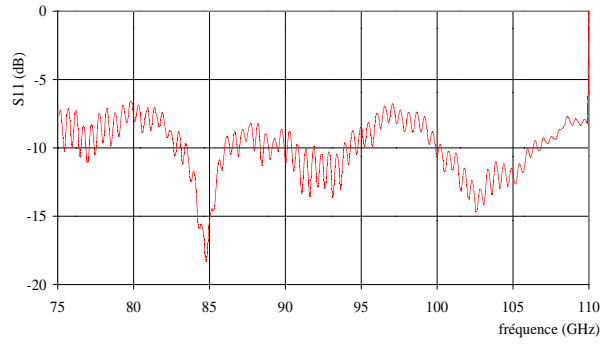
Figure 2.26: Mesures

Grâce au bruit hors lobe faible, nous mettons clairement en évidence, le débordement de la source primaire qui éclaire la lentille à $\pm 27^\circ$. Il se traduit par les remontées de lobes secondaires pour ces angles. Cet effet disparaît pour des réflecteurs.

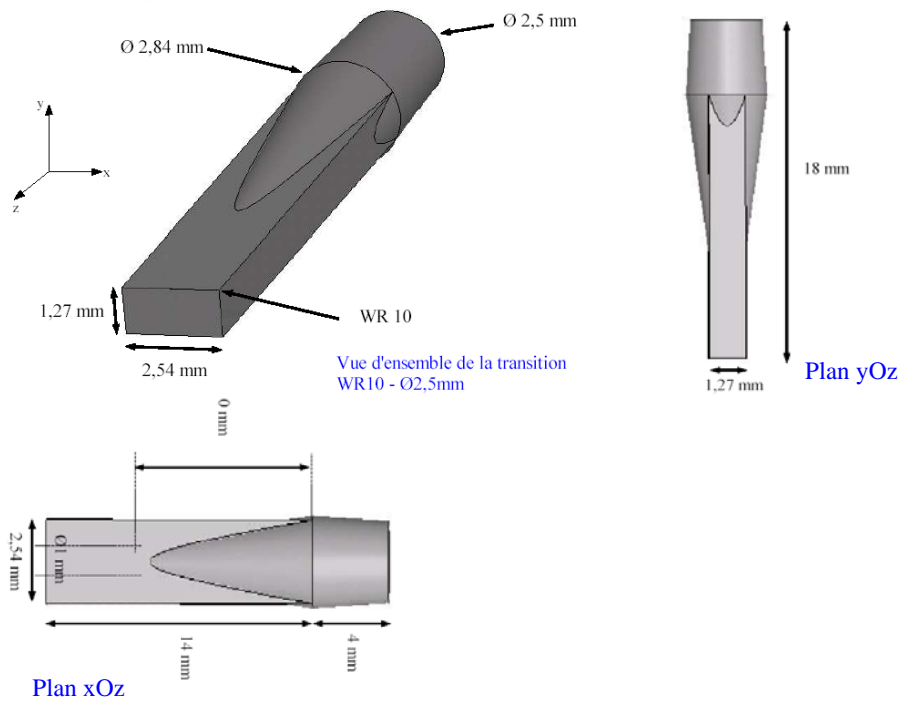
Les performances globales de la lentille (gain et efficacité d'ouverture) sont 50% plus faibles qu'en simulation ce qui correspond en grande partie d'une part aux pertes dans la lentille mais aussi à une adaptation médiocre de celle-ci. En effet, contrairement à la lentille présentée en 2.5.2, nous n'avons pas ajouté de transitions guide circulaire - guide rectangulaire par souci d'économie (les pièces doivent être fabriquées en dehors du laboratoire). Les mesures du coefficient de réflexion de la source prolate (figure 2.27.a) et de la lentille (figure 2.27.a) montrent que l'adaptation varie entre -8 et -12 dB et présente des oscillations répétées dues aux aller-retour entre la lentille et la source primaire. Nous avons évalué, en simulations, l'impact du manque de transition. Cette dernière, dont les paramètres géométrique sont reportés en figure 2.27.b est très performante sur l'ensemble de la bande W (figure 2.27.d). La figure 2.27.a compare les résultats entre la mesure, la simulation de la source directement au contact d'un port en guide rectangulaire, qui reflète la mesure, et par comparaison cette même source connectée à la transition ou à un port circulaire. La similitude des deux dernières courbes montre que la transition n'affecte pas la valeur intrinsèque de S_{11} .



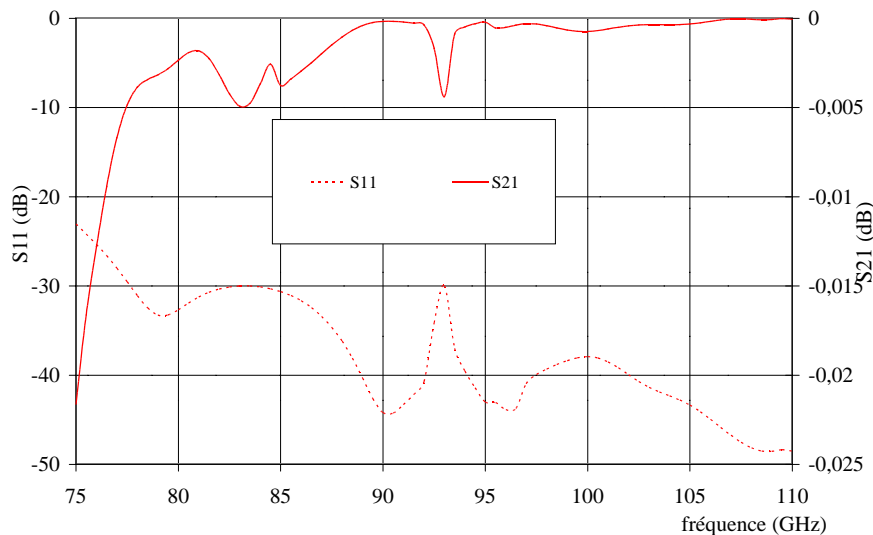
(a) - source – mesure du coefficient de réflexion



(b) - lentille prolate – mesure de S_{11}



(c) - paramètres géométriques de la transition



(d) performances de la transition (simulations)

Figure 2.27: Mesures du coefficient de réflexion – transition guide circulaire-guide rectangulaire

Dorénavant, des transitions seront fabriquées et systématiquement utilisées.

6.4. Lentille de Fresnel hybride

La lentille de Fresnel est introduite en 1822 par Augustin Fresnel afin de démontrer la diffraction de la lumière. Contrairement aux lentilles à profils classiques, la compensation de phase est effectuée de manière discrète au moyens de zones constituées de sillons creusés dans une tranche de matériau diélectrique. Elle est implémentée pour la première fois en 1823 dans le phare de Cordouan (33) [48]. De nos jours, elle est utilisée en optique intégrée [49-50], en acoustique [51], en tomographie [52] ou encore en imagerie médicale [53].

Depuis plus de 40 ans, elle fait l'objet de nombreuses études dans les domaines des fréquences microondes, millimétriques ou sub-millimétriques [44-45, 54-57, 19-20]. Son champ d'application, très étendu, recouvre aussi bien les antennes pour les télécommunications [58,59], les radars automobiles [60], les réseaux locaux ou encore les communications indoor [61].

Sa simplicité de fabrication, sa compacité, son poids allégé et ses pertes réduites qui découlent de la diminution de la quantité de matériau nécessaire à sa fabrication, sont autant d'avantages par rapport aux lentilles à profil classique.

Bien que ces dernières soient toujours compétitives en ondes millimétriques, de nombreuses améliorations sur les lentilles zonées comme l'introduction de profils à haute efficacité d'ouverture [56], l'utilisation de diélectriques perforés [62], l'optimisation de l'épaisseur du diélectrique [63] ou de matériaux appropriés [57], l'étude du profil en vue d'une source offset [64], ou encore la réduction du rapport f/D [55], ont permis de valider leur utilisation jusqu'au THz [54].

Parallèlement à ces développements, de nouvelles lentilles de Fresnel, dites planaires, sont proposées [18-19]. Contrairement aux lentilles à sillons, les zones sont réalisées au moyen de diélectriques dont la constante est calculée pour compenser les retards de phase de la zone. Malgré l'amélioration théorique des performances, ces lentilles restent difficiles à fabriquer par manque de matériaux adaptés. Cette contrainte est accrue en ondes millimétriques où peu de matériaux sont faiblement dispersifs.

Nous présentons une lentille de Fresnel hybride dont la structure associe le zonage en sillons à celui des lentilles planaires. Son rendement d'ouverture théorique, obtenu en simulations, est supérieur à celui des lentilles de Fresnel à sillons et proche de celui des lentilles à profils

classiques.

6.4.1. Conception

Un dessin de principe d'une lentille de Fresnel à sillons, de correction quart d'ondes, soit un indice de correction $P=4$, est représentée en figure 2.28.a. Comme dans le cas des réflecteurs de Fresnel imprimés, λ/P représente la correction de phase ainsi que sa précision. La lentille est caractérisée par l'indice P , les rayons des sillons, notés r_n et leur profondeur, notée t .

Ces derniers sont calculés par la théorie des rayons comme indiqué en figure 2.28.b. Le rayon bleu décrit le trajet réel de l'onde (aux réflexions internes dans le diélectrique près), et le trajet rouge son approximation qui sert au calcul. Selon les lois de Snell-Descartes, plus la valeur de la constante diélectrique est élevée, plus le rayon se « rapproche » de l'axe et meilleure est l'approximation. En contrepartie, les réflexions augmentent. La différence entre les rayons, grossie sur la figure, est en réalité plus faible, notamment en raison de la faible valeur de t par rapport à f . Le rayon r_n est déterminé en appliquant le théorème de Pythagore. La profondeur t découle de l'égalité des phases entre le rayon rouge qui passe par la $n^{\text{ième}}$ zone (phase φ_θ , angle θ) et le rayon rouge qui effectue le trajet direct (phase φ_0 , angle $\theta=0$).

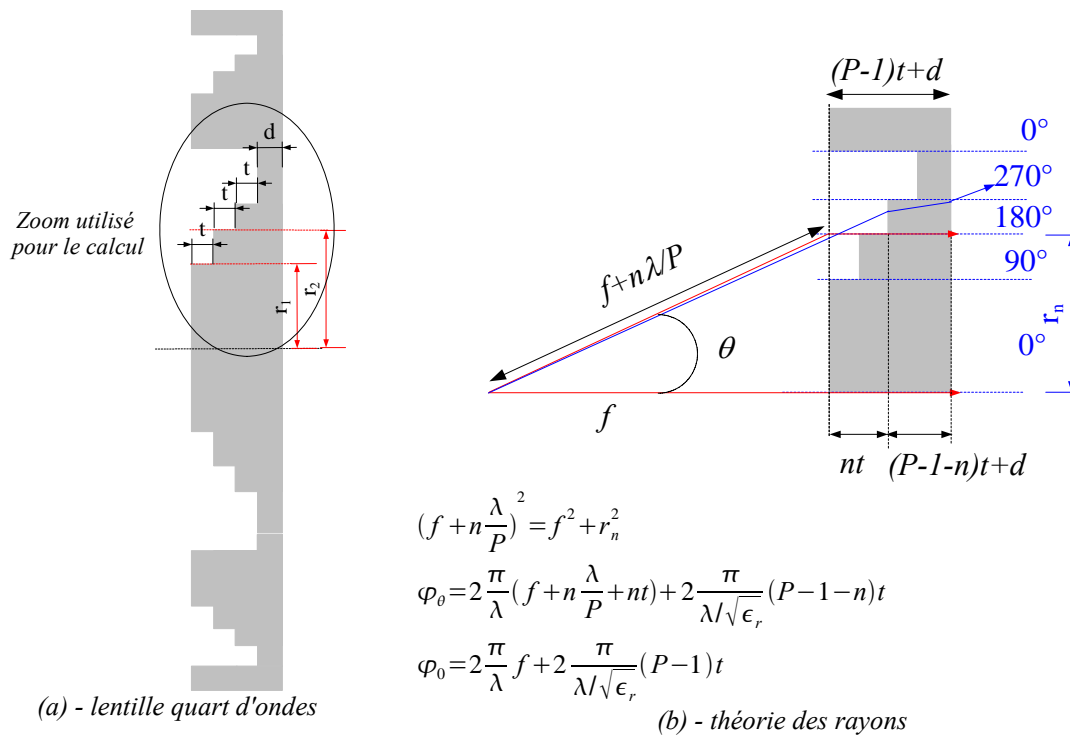


Figure 2.28: conception de la lentille de Fresnel hybride

Les expressions ci-dessus conduisent aux relations classiques décrites dans la littérature [20]:

$$r_n = \sqrt{2nf \frac{\lambda}{P} + (n \frac{\lambda}{P})^2} \quad (2.14)$$

$$\varphi_\theta = \varphi_0 \quad \text{d'où} \quad t = \frac{\lambda}{P(\sqrt{\epsilon_r} - 1)} \quad (2.15)$$

Bien que le rendement théorique des lentilles de Fresnel à sillons soit proche de celui des lentilles hyperboliques lorsque de l'indice de correction est élevé, en pratique, ce dernier est toujours bien inférieur en raison de l'approximation mentionnée plus haut. L'ajout d'un

diélectrique de constante ϵ_{r2} supérieur à ϵ_{r1} permet d'incliner davantage le rayon vers l'axe, ce qui renforce l'acuité de la correction de phase. Ce principe est détaillé en figure 2.29. L'utilisation de deux diélectriques au lieu d'un seul de constante plus élevée, réduit les réflexions internes de la lentille.

En effet, en considérant les trajets parcourus par les différents rayons comme indiqués en figure 2.29, nous en déduisons:

$$\left(f + n \frac{\lambda}{P}\right)^2 = f^2 + r_n^2$$

$$\varphi_\theta = 2 \frac{\pi}{\lambda} \left(f + n \frac{\lambda}{P}\right) + \frac{2\pi}{\lambda \sqrt{\epsilon_{r1}}} (h_{01} + nt) + \frac{2\pi}{\lambda \sqrt{\epsilon_{r2}}} ((P-1-n)t + h_{02})$$

$$\varphi_0 = 2 \frac{\pi}{\lambda} f + 2 \frac{\pi}{\lambda \sqrt{\epsilon_{r1}}} h_{01} + 2 \frac{\pi}{\lambda \sqrt{\epsilon_{r2}}} ((P-1)t + h_{02})$$

$$r_n = \sqrt{2nf \frac{\lambda}{P} + \left(n \frac{\lambda}{P}\right)^2} \quad (2.16)$$

$$\varphi_\theta = \varphi_0 \quad \text{d'où} \quad t = \frac{\lambda}{P(\sqrt{\epsilon_{r2}} - \sqrt{\epsilon_{r1}})} \quad \text{avec} \quad \epsilon_{r2} > \epsilon_{r1} \quad (2.17)$$

Nous retrouvons bien les rayons correspondant aux lentilles de Fresnel à sillons. Notons que lorsque le premier diélectrique est de l'air, l'épaisseur t correspond également à celle de l'équation 2.15.

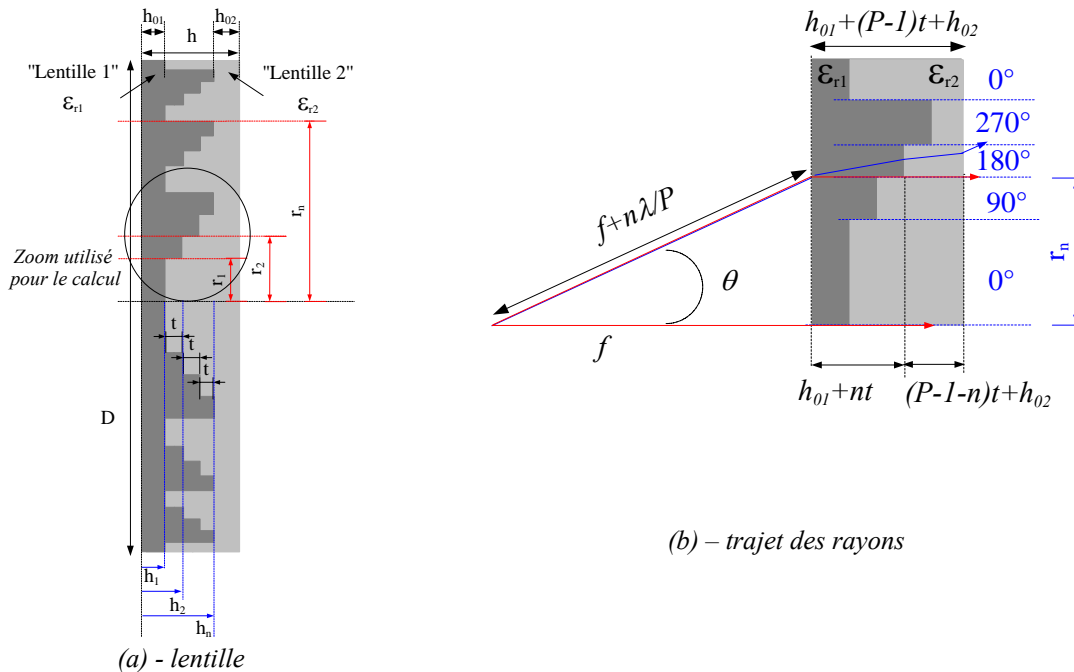


Figure 2.29: conception de la lentille de Fresnel hybride

Plus les constantes diélectriques ont des valeurs proches, plus l'épaisseur t est élevée ce qui augmente la quantité de matériau nécessaire, donc les pertes diélectriques et dégrade les performances de la lentille.

6.4.2. Fabrication

La principale difficulté de fabrication réside dans l'obtention d'une bonne étanchéité entre les deux matériaux diélectriques. Ainsi, des solutions qui consisteraient à fabriquer séparément les deux lentilles puis à les assembler, par exemple via des vis en diélectrique sont

exclues. En effet, les arrêtes des sillons de chaque lentilles ne sont pas parfaitement anguleux mais arrondis en raison du passage de la fraise qui les réalise. L'assemblage de deux lentilles faites par cet outil conduirait à des zones remplies d'air. C'est pourquoi la solution retenue consiste à fabriquer une lentille à la fraiseuse dans un matériau dur, puis à couler un autre matériau dans cette première lentille. Nous avons choisi le PVC ($\epsilon_r=2,84$) pour effectuer le premier zonage en raison du bon compromis prix/perles diélectriques en ondes millimétriques. Le second matériau est de la résine à inclusion achetée dans le commerce de constante diélectrique proche de celle du duroid ($\epsilon_r=2,2$). La hauteur t des marches correspondante est de 4 mm. Ce matériau, idéal pour réaliser un prototype en raison de son prix et de sa simplicité d'utilisation, n'a jamais été caractérisé en ondes millimétriques. Il est certain qu'une étude plus approfondie des matériaux conduirait à des améliorations. Notons cependant qu'après avoir contacté des fabricants, aucun produit ne correspondait à nos attentes. La lentille que nous appelons lentille inférieure, faite en PVC est constituée d'anneaux concentriques assemblés entre eux, tel que représenté en figure 2.30.a.

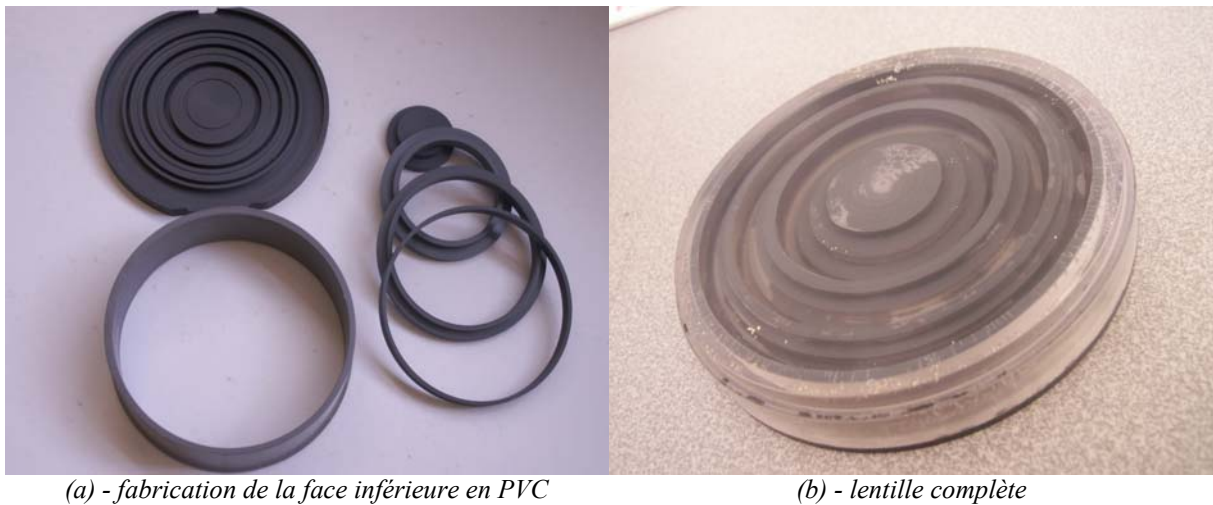
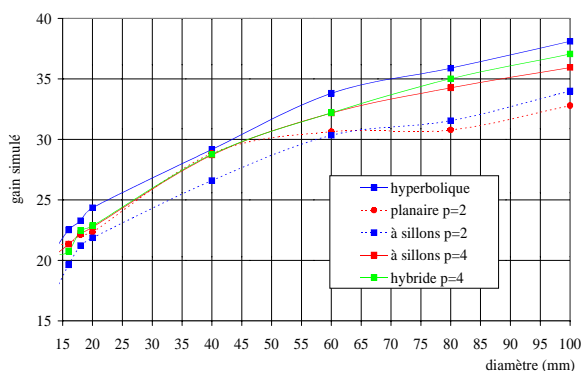


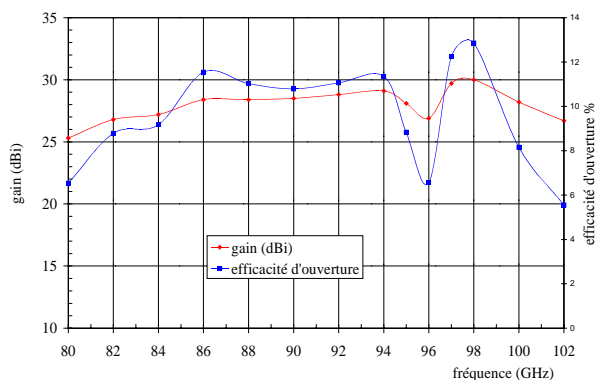
Figure 2.30: fabrication de l'antenne, diamètre 86 mm, $f/D = 1$

6.4.3. Performances

La lentille de Fresnel hybride a été simulée par comparaison à une lentille hyperbolique, une lentille planaire $P=2$, et des lentilles de Fresnel classiques $P=2$ et $P=4$. La figure 2.31 représente la comparaison des gains obtenus en simulation à 94 GHz lorsque le diamètre D de la lentille varie. L'amélioration apparaît pour des diamètres supérieurs à 80mm, en deçà, la courbe se confond avec celle d'une Fresnel quart d'ondes ou d'une lentille planaire demi-onde.



(a) - variation en fonction du diamètre, simulations



(b) - mesures en bande W

Figure 2.31: gain et efficacité d'ouverture

La figure 2.31.b représente le gain mesuré entre 80 et 102 GHz. Les valeurs, nettement inférieures à celles obtenues en simulations sont liées aux pertes diélectriques de la résine et à l'incertitude concernant la valeur de sa constante diélectrique.

La figure 2.32 représente la mesure des diagrammes en fonction de la fréquence. Le léger décalage dans le plan H vient d'un défaut d'alignement dans la chambre.

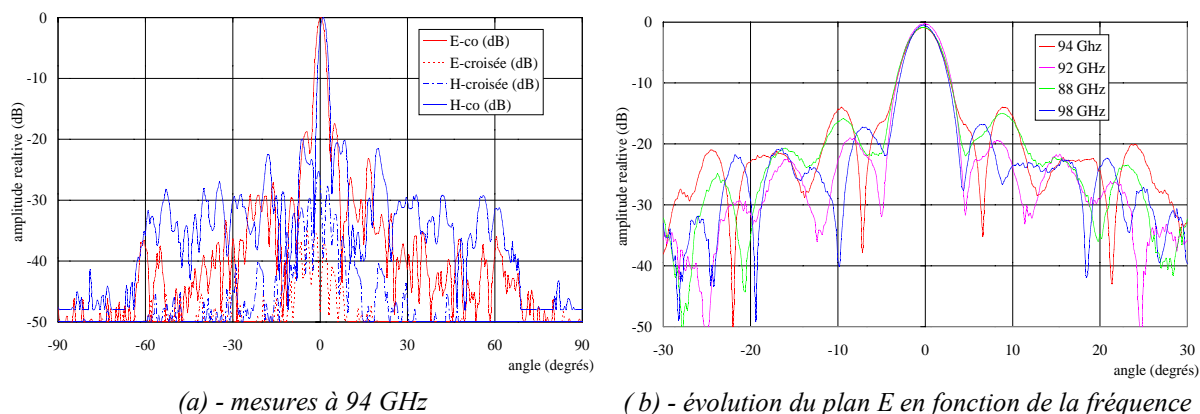


Figure 2.32: mesures des diagrammes de rayonnement

Cette lentille, séduisante en théorie, souffre du même handicap que les lentilles planaires, le manque de matériau approprié à sa construction. Cet effet est accentué par le fait que ceux dont nous avons disposé, de constantes diélectrique très proches imposent une forte valeur de l'épaisseur totale de la lentille. Nous avons comparé ses performances avec une lentille Fresnel quart d'ondes faite en PVC, comme indiqué en figure 2.33. Le plan E est un peu meilleur dans le cas de la lentille de Fresnel hybride car il présente une polarisation croisée plus faible et moins de lobes secondaires dans la région située entre 10 et 30°. Le gain est cependant inférieur pour les raisons citées plus haut, comme indiqué en figure 2.33.b.

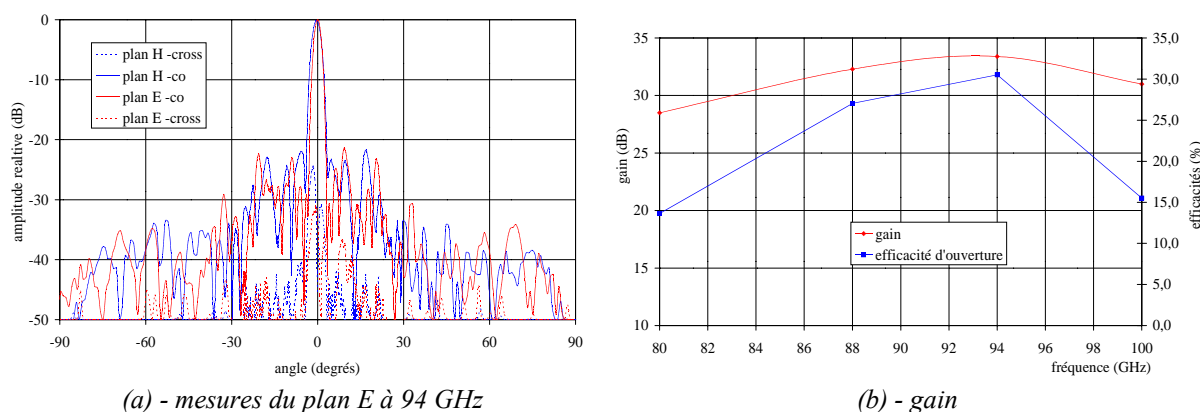


Figure 2.33: lentille de Fresnel quart d'ondes

Ce concept ne doit pas être abandonné car les simulations indiquent une nette amélioration lorsque la différence entre les constantes diélectriques des matériaux augmente. Les avancées à venir dans le domaine des matériaux pour ondes millimétriques permettront sans doute de remédier au problème actuel.

7. Conclusion et perspectives

Les études entreprises depuis 2004 doivent être poursuivies, en particulier pour déterminer l'influence de la taille des cellules des réseaux réflecteurs sur des structures de grandes dimensions. Une transposition en fréquences devrait permettre de s'affranchir du défaut de correction en $(\lambda/4)$.

D'autre part, des formes originales d'antennes dont le diagramme satisfait aux fonctions prolata, autres que les cornets, devront être développés pour les insérer au sein de structures à réflecteurs afin d'en tirer le meilleur parti.

Enfin, l'élaboration de matériaux dont la constante diélectrique varie avec une tension de polarisation, tels que ceux récemment décrits dans [65], constituent une avancée certaine pour insérer de nouvelles fonctions au sein des réseaux réflecteurs ou effectuer du balayage. Toutefois, leur pilotage individuel des cellules ainsi que les valeurs importantes des tensions nécessaires restent à optimiser ou à développer.

Enfin, les mesures des lentilles ULB doivent être poursuivies. De plus, l'évolution des normes ULB, en particulier dans le domaine millimétrique devra être suivie avec attention. Par exemple, l'utilisation de *lentilles prolata* pourrait être intéressante dans le cadre d'un système d'imagerie multi-capteur à gain modéré, en raison des lobes secondaires très bas et de la petite taille des lentilles associées.

8. Références bibliographiques

- [1] P. Ratajczak, P. Brachat, and J.L. Guiraud, "Rigorous Analysis of Three-Dimensional Structures Incorporating Dielectrics", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol.42 No 8, pp.1077-1088, August 1994.
- [2] C. Luquet, "Modélisation par éléments finis de surface du rayonnement d'antennes imprimées multi-couches, - multi-éléments", thèse de l'Université de Nice – Sophia Antipolis, 16 Janvier 1998.
- [3] D. Pozar, S.D. Targonski, and H.D. Syrigos. : "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 45, pp. 287-295, Feb.1997.
- [4] H.J. Song, M. E. Bialkowski, "Transmit Array of Transistor Amplifier Illuminated by a Patch Array in the Reactive Near-Filed Region", *IEEE MTT.*, vol.49 No 3, pp.470-475, March 2001.
- [5] R. Leberer, W. Menzel, "A Dual Planar Reflectarray with Synthesized Phase and Amplitude Distribution" *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 53, No 11, pp.3534 – 3539, November 2005.
- [6] M.E. Bialkowski, H. J. Song, "Investigation Into a Power-Combining Structure Using a Reflect Array of Dual-Feed Aperture-Coupled Microstrip Patch Antennas" *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 50, No 6, pp. 841 – 849, June 2002.
- [7] M.E. Bialkowski, A. W. Robinson, H. J. Song, "Design, Development, and Testing of X-band Amplifying Reflectarrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 50, No 6, pp. 1065 – 1076, August 2002.
- [8] M.E. Bialkowski, H. J. Song, "A Ku-Band Active Transmitt-Array Module with a Horn or Patch as a Signal Launching/Receiving Device", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 49, No 4, pp.535 – 541, April 2001.
- [9] Feng-Chi E. Tsai, M.E. Bialkowski, "Designing a 161-Element Ku-Band Microstrip Reflectarray of Variable Size Patches Using an Equivalent Unit Cell Waveguide Approach", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 51, No. 10, pp. 2953 – 2962, October 2003.
- [10] M.S. Gashinova, O.G. Vendik, "Modeling of Low Profile Reflect Array Antenna", *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, 2006, Cambridge-USA, 26-29 March. 2006., pp.133-136
- [11] D. Pilz and W. Menzel, "Full Wave Analysis of Planar Reflector Antenna", in *proc. Asia-Pacific Microwave Conference, Hong-Kong, P.R.C.*, December 2-5, 1997, pp.225-227.
- [12] F. Arndt, J. Brandt, V. Catina, J. Ritter, I. Rullhusen, J. Dauelsberg, U. Hilgefert, W. Wessel, "Fast CAD and Optimization of Waveguide Components and Aperture Antennas by Hybrid MM/FE/MoM/FD Methods – State-of-the-Art and Recent Advances", *IEEE MTT.*, vol.52 No 1, pp.292-305, January 2004.
- [13] I. Rullhusen, F. Arndt, "Efficient Accurate Analysis of Reflectarrays using the adaptative integral methode",

JINA, International Symposium on Antennas, Nice 8-10 November 2004, pp.206-207.

[14] D.R. Rhodes, "The Optimum Line Source for the Best Mean-Square Approximation to a Given Radiation Pattern", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol.11 issue 4, pp. 440-446, July 1963.

[15] Andrew P. Pavacic, Daniel Llorens del Rio, Jaun R. Mosig and George V. Eleftheriades, "Three Dimensional Ray-Tracing Theory to Model Internal Reflections in Off-Axis Lens Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 54, No. 2, pp. 604-612, February 2006.

[16] X. Wu, G.V. Eleftheriades, T. E. van Deventer-Perkins, "Design and Characterisation of single and Multiple Beam MM-Wave Circularly Polarized Substrate Lens Antennas for Wireless Communications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 49, No. 3, pp. 431 – 441, March 2001.

[17] D.Slepian and H.O Pollak, "Prolate Spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty I", *Bell System Technical Journal*, vol. 40, pp. 43-64, January 1961.

[18] H.S Landau and H.O Pollak, "Prolate Spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty II", *Bell System Technical Journal*, vol. 40, pp. 65-84, January 1961.

[19] H.D. Hristov, M.H.AJ. Herben, "Quarter-Wave Fresnel Zone Planar Lens and Antenna," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 25, pp. 249-251, August 1995.

[20] H.D. Hristov, M.H.AJ. Herben, "Millimeter-Wave Fresnel Zone Plate Lens and Antenna," *IEEE-MTT.*, vol. 43, pp. 2779-2785, Dec. 1995.

[21] André Berthon and Raymond Bills, "Integral Equation Analysis for Radiating Structures of Revolution", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 49, No 4, pp.159 – 170, February 1989.

[22] C.A. Balanis: *Antenna Theory - Analysis and design, second edition* John Wiley & Sons, Inc., 1996, ISBN 0-471-59268-4.

[23] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. Griffiths, J. Encinas, *Modern Antennas*, First Edition, Chapman & Hall, London, Wien, New-York, 1998, ISBN 0412579103.

[24] W.P. Keizer, "PHASIM, a sophisticated phased array antenna software simulator implemented in MATLAB 5.2", *IEEE Antenna and Propagation Society Symposium 1999*, Orlando, Florida, USA, Vol. 4, pp. 2508-2511.

[25] W.P. Keizer, "PHASIM, an advanced phased array antenna software simulator", *IEEE Conference on Phased array Systems and Technology 2000*, DanaPoint, CA, USA, pp. 477-480.

[26] www.scilab.org, scilab home page

[27] D. Pozar. : "Microstrip Reflectarrays: Myths and Realities", *JINA, International Symposium on Antennas, Nice 8-10 November 2004, pp.175-179.*

[28] D. Cadoret, A. Laisné, R. Gillard, H. Legay, "Analyse de cellules deréseaux réflecteurs environnés incluant les effets de couplage et d'incidence", *14ème Journées Nationales Microondes (JNM)*, 2005, Nantes, 11-13 mai 2005.

[29] R.C. Hansen: "A One-Parameter circular aperture distribution with narrow beamwidth and low sidelobes", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, pp. 477-480, July 1976.

[30] C. Aime, R. Soummer, "Introduction to Stellar Coronography with entrance pupil apodization", *Astronomy with High Contrast Imaging, C. Aime and R. Soummer (eds)*, EAS Publications Series (8) (2003), , pp. 79-92.

[31] R. Soummer, C. Aime, P.E. Falloon, "Prolate apodized coronagraphy: numerical simulations for circular apertures", *Astronomy with High Contrast Imaging, C. Aime and R. Soummer (eds)*, EAS Publications Series (8) (2003), , pp. 93-105.

[32] D.V. Giri, "Paraboloidal and Prolate-Spheroidal Impulse Radiating Antenna with Illustrative Examples", *1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006)*, (6-10 November 2006, Nice, France).

[33] E. Roubine, "Circuits pour ondes ultracourtes", cours de l'Ecole Supérieure d'Electricité.

[34] P.F. Combes, R. Crampagne, " Guides d'Ondes Métalliques", *Techniques de L'Ingénieur, traité d'Electronique*, E 1 104.

[35] Barbara Chantaine-Barès, Ronan Sauleau, Laurent Le Coq, and Kouroch Mahdjoubi, "A New Accurate Design Method for Millimeter-Wave Homogeneous Dielectric Substrate Lens Antennas of Arbitrary Shape", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 53, No. 3, pp. 1069-1082, March 2005.

[36] Davide Pasqualini and Stefano Maci, "High-Frequency Analysis of Integrated Dielectric Lens Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 52, No. 4, pp. 840 – 847, March 2004.

[37] Amir Boag, and Christine Letrou, "Fast Radiation Pattern Evaluation for Lens and Reflector Antennas",

IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. 51, No. 5, pp. 1063 – 1068, May 2003.

[38] Federal Communication Commission, FCC 02-48, “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband transmission Systems”, April 2002.

[39] R. Sauleau, P. Coquet, D. Thouroude, J.P. Daniel, T. Matsui, “Radiation Characteristics and Performances of Millimeter-Wave Horn-Fed Gaussian Beam Antennas” *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 51, No. 3, pp. 378 – 387, March 2003.

[40] Eric L. Holzman, “A Highly Compact 60-GHz Lens Corrected Conical Horn Antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, Vol. 3, 2004, pp.280-282.

[41] Gaël Godi, Ronan Sauleau, and Daniel Thouroude, “Performance of Reduced Size Substrate Lens Antennas for Millimeter-Wave Communications”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 53, No. 4, pp. 1278-1286, April 2005.

[42] D. F. Filipovic, S. Gearhart, G. M. Rebeiz, “Double-slot antennas on extended hemispherical and elliptical silicon dielectric lenses”, *IEEE-MTT.*, vol. 41, pp. 1783—1790, Oct.1993.

[43] Ronan Sauleau, Barbara Chantraine-Barès, “A Complete Procedure for the Design and Optimization of Arbitrary Shaped Integrated Lens Antennas”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 54 No. 4, pp. 1122-1133, April 2006.

[44] F. Sobel, F.L. Wentworth, J. C. Wiltse, “Quasi-Optical Surface Waveguide and Other Components for the 100- to 300 Gc Region,” *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol MTT- 9, pp. 512–518, Nov. 1961.

[45] D. N. Black, J. C. Wiltse, “Millimeter-Wave Characteristic of Phase-Correcting Fresnel Zone Plates” , *IEEE-MTT.*, vol MTT- 35, pp. 1122–1129, Dec. 1987.

[46] M. A. Stuckly, S. Stuckly, , G. Kantor, “Diathermy Applications with Circular Aperture and Corrugated Flange”, *IEEE MTT.*, vol.28 No 3, pp.267-271, March 1980.

[47] Eric L. Holzman, “A Simple Circular-to-Rectangular Waveguide Transition”, *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, Vol. 15 No.1, January 2005, pp.25-26.

[48] Office du tourisme du Verdon sur Mer, “Evolution de la lanterne,” Available: <http://perso.wanadoo.fr/cordouan/lanterne.htm>

[49] J. Canning, E. Buckley, K. Lyytikainen, S. Huntington, “Optical fiber Fresnel lenses and zone plates,” in *Proc. Of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International.*, vol. 2, 2003, pp.633-636.

[50] V.D. Rumyanstev, V.M. Andreev, A.W. Bett, F. Dimroth, M. Hein, G. Lange, M.Z. Shvarts, O.V. Sulima, “Progress in development of all-glass terrestrial concentrator modules based on composite Fresnel lenses and III-V solar cells,” *Photovoltaic Specialists, 2000. Conference on*, 15-22 September 2000, pp.1169-1172, Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE .

[51] B. Hadimioglu, E.G. Rawson, R. Lujan, M. Lim, J.C. Zesch, B.T. Khuri-Yakub, C.F. Quate, “High-efficiency Fresnel acoustic lenses,” in *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.*, vol. 1, 1993, pp.579-582.

[52] H. Zhong, J. Xi, S. Wang, X.-C. Zhang, “T-ray Tomography with a Fresnel lens” *Laser and Optics, 2003. CLEO'03. Conference on*, 1-6 June 2003, pp.2.

[53] M.Z. Sleva, W.D. Hunt, “Design and construction of a PVDF Fresnel lens,” in *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.*, vol. 2, 1990, pp.821-826.

[54] J. C. Wiltse, “Phase-correcting zone plate antenna at terahertz frequencies,” *Proc SPIE Terahertz for Security and Military applications*, Vol. 5070, pp. 98-107, July 2003.

[55] J. C. Wiltse, “Large-angle zone plate antennas,” *Proc SPIE Enabling Photonic Technologies for Aerospace applications*, Vol. 5104, pp. 45-46, July 2003.

[56] J. C. Wiltse, “Stepped conical zone plate antenna,” *Proc SPIE Photonic and Quantum Technologies for Aerospace applications III*, Vol. 4386, pp. 85-92, July 2001.

[57] J. C. Wiltse, “Second generationl zone plate antenna design,” *Proc SPIE Terahertz and Gigahertz Photonics*, Vol. 3795, pp. 287-294, Nov. 1999.

[58] W.L. H. Shuter, C.P. Chan, E.W. P. Li, A.K.C. Yeung, “A Metal Plate Fresnel Lens for 4 GHz Satellite TV Reception,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol AP- 32, pp. 306–307, March 1984.

[59] I. Kadri, M. Britton, L. Roy, “A Multi Frequency Fresnel Lens Using a Perforated Dielectric,” *Electrical and Computer Engineering, 2004. Canadian Conference on*, Volume 2, 2-5 May 2004 pp. 913 – 916.

[60] P. Deloof, P.A. Rolland, N. Haese, “La prévention des collisions routières par radar anticollision micro-

onde, “ research report , Synthèse des études effectuées au G.R.R.T. De 1989 jusqu'à 1993, Synthèse INRETS No. 25, July 1995.

[61] H.D. Hristov, R. Feick, W. Grote, P. Fernandez, “Indoor Signal Focusing by Means of Fresnel Zone Plate Lens Attached to Building Wall,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol AP- 32, pp. 933–940, April 2004.

[62] A. Petrosa, A. Ittipiboon, “Design and performance of a perforated dielectric Fresnel lens,” *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, No 5, pp. 309-314, October 2003.

[63] Aldo Petosa, Nicolas Gagnon, Apisak Ittipiboon, “Effects of Fresnel lens thickness on aperture efficiency“, *Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, ANTEM'2004, Ottawa, Ontario, Canada, July 2004.

[64] Y.J. Guo, I.H. Sassi, S.K. Barton, “Offset Fresnel lens antenna,” *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 141, No 6, pp. 517-522, Dec. 1994.

[65] R. Marin, A. Mössinger, J. Freese, S. Müller, R. Jackoby, “Basic Investigation of 35 GHz Reflectarrays and Tunable Unit-Cells for Beamsteering Applications”, *2nd European Radar Conference*, Paris, pp.291-294, September 2005.

Table des matières

1. Introduction - Historique des travaux menés.....	105
2. Mise en place du système de mesure – Validation.....	106
2.1. Description succincte.....	106
2.2. Dynamique et seuil de sensibilité de la chambre.....	108
2.3. Directivité.....	110
2.4. Validation.....	111
2.4.1. 1.4.1 Validation expérimentale	111
2.4.1.1. Comparaison avec l'IETR.....	111
2.4.1.2. Comparaison avec le MWT, Université d'Ulm.....	112
2.4.2. Validation par des simulations	113
2.5. Validation du calcul de la directivité.....	114
2.5.1. Réflecteur de Fresnel hybride.....	114
2.5.2. Lentille diélectrique prolata.....	115
2.5.3. Antenne cornet.....	116
2.6. Mise en défaut de la chambre pour la mesure de grandes antennes.....	116
3. Etude et implantation d'une base - compacte à lentille diélectrique	118
3.1. Cahier des charges.....	118
3.2. Premières mesures.....	119
3.2.1. Lentille en téflon.....	119
3.2.2. Lentille en PVC.....	121
3.3. Changement de la loi d'éclairement.....	123
3.3.1. Modélisation.....	123
3.3.2. Mesures.....	125
3.4. Simulations de la base compacte.....	126
3.4.1. Impact du filtrage des modes.....	126
3.4.2. Simulations.....	128
3.4.3. Loi d'amplitude fortement atténuée.....	130
3.4.4. Loi d'éclairement prolata.....	131
3.4.4.1. Application à la lentille en PVC de 500 mm de diamètre.....	131
3.4.4.2. Application à la lentille en PVC de 200 mm de diamètre.....	132
3.4.5. Insertion de serrations.....	133
4. Conclusions et perspectives.....	135
5. Références bibliographiques.....	135

Chapitre 3. Métrologie des antennes

Mise en place de la mesure du diagramme de rayonnement

Etude d'une base compacte à faible coût

Intervenants

Nous présentons ci-dessous la liste de l'ensemble des chercheurs ayant participé directement ou indirectement à la thématique décrite dans ce chapitre.

LEAT⁽¹⁾: Matthieu Multari, Jean-Yves Dauvignac, Christian Pichot.

France Télécom R&D: Jean-Louis Desvilles.

Université d'Ulm: Pr. Dr.Ing. Wolfgang Menzel.

D'autre part, certaines mesures présentées ont été effectuées à l'IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, Université de Rennes I) par Laurent Le Coq, ingénieur d'Etude.

Ce chapitre, résume le travail concernant la mesure d'antennes en bande millimétrique. Les travaux menés, parfois un peu en marge de la recherche, sont toutefois indispensables au développement d'antennes an bande W. C'est pourquoi j'ai décidé de m'y impliquer fortement.

1. Introduction - Historique des travaux menés

Le travail comprend deux volets:

- la mise ne place du système de mesure – validation par comparaison avec des résultats d'autres organismes ou universités,
- l'étude d'une base compacte à faible coût.

L'activité relative à la mesure en bande millimétrique est initiée en 2002 lors de mon séjour invité à l'ENRI. En effet, L'ENRI vient d'acquérir son système de mesure d'antennes jusqu'à 110 GHz. Les chercheurs de l'ENRI n'étant pas spécialistes des antennes, une de mes missions consiste à tester le système nouvellement mis en place. Forte de cette expérience et soutenue par le Directeur du laboratoire, nous élaborons alors en collaboration avec le technicien responsable des mesures, Laurent Brochier et Jean-Louis Le Sonn, Ingénieur d'études, la configuration de la future chambre anéchoïde.

Cette dernière est toutefois installée en 2004 en raison du temps nécessaire à l'obtention des subventions pour l'achat et la livraison du matériel (environ 150 000 Euros). En particulier, nous avons monté des dossiers auprès de nos différentes administrations territoriales et avons obtenu une aide conséquente dans le cadre du contrat plan état-région en CPER 2000-2006.

Très vite cependant nous sommes confrontés à un nouveau problème: les antennes que nous mesurons sont essentiellement dédiées à des applications radar. A ce titre, elles requièrent un gain important qui va de pair avec une taille d'antenne considérable par rapport à la longueur d'ondes. L'implication sur la mesure est simple: la chambre anéchoïde est trop courte pour effectuer une mesure en champ lointain des antennes. Lors du séjour invité du Professeur Menzel, en mai 2004, nous constatons que nos deux Instituts sont confrontés au même problème et décidons de travailler en commun à l'élaboration d'une base compacte dans nos chambres anéchoïdes respectives. Ce projet est favorisé par l'obtention du PAI Procope en Décembre 2004.

2. Mise en place du système de mesure – Validation

2.1. Description succincte

Il existe actuellement plusieurs techniques pour mesurer le diagramme de rayonnement d'une antenne en champ lointain. La plus récente, notamment commercialisée par Agilent [1], consiste à effectuer une acquisition en champ proche et à déterminer le diagramme en champ lointain par FFT. L'implantation de ce système, bien adapté aux antennes travaillant à une fréquence élevée, n'était toutefois pas envisageable car le laboratoire possède une seule chambre anéchoïde qui doit fonctionner dans des configurations très proches de 1 à 110 GHz. Ainsi, nous nous sommes tournés vers le système développé par Agilent utilisant un récepteur et des mélangeurs déportés insérés au plus près de l'antenne sous test. Le signal est alors immédiatement converti à 10 MHz. Ce système, bien connu et utilisé dans plusieurs laboratoires français publics, comme l'IETR, ou privés, FT R&D La Turbie ou encore étrangers, l'ENRI, est largement décrit dans [2]. Il est bien adapté aux mesures en bande millimétrique en raison des mélangeurs déportés qui minimisent les pertes.

La configuration générale est donnée en figure 3.1 [2], celle représentée est l'ultime version dispensée par Agilent. Nous possédons la configuration antérieure pour laquelle il faut remplacer les nouvelles dénominations PNA et PGS par récepteur HP 8530 et synthétiseur HP 8360 respectivement.

En janvier 2004, lorsque nous avons installé ce système, nous l'avons étendu à l'ensemble de la bande 1-110 GHz en remplacement du système précédent à mélangeurs incorporés au récepteur fonctionnant de 1 à 26 GHz.

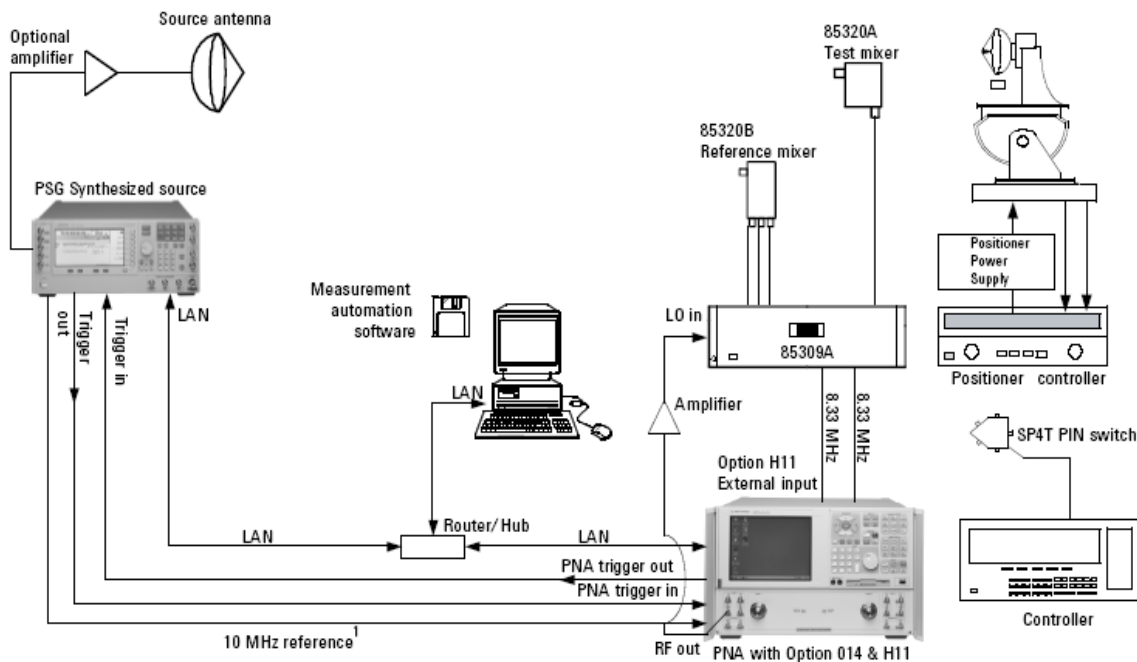


Figure 3.1 : Configuration de la mesure en champ lointain

La figure 3.2 indique les dispositifs spécifiques aux bandes millimétriques [3].

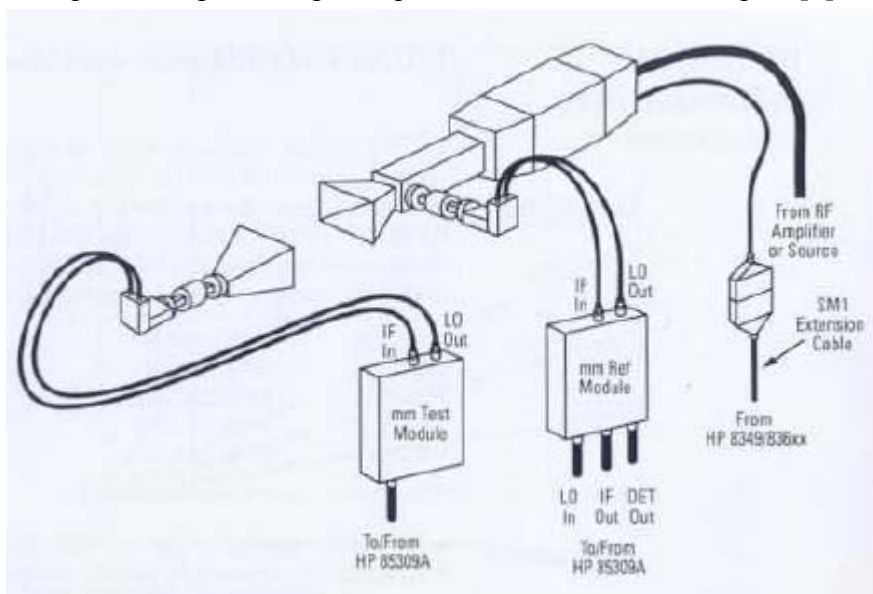


Figure 3.2 : Modules millimétriques

En bande W, le signal est généré par un mélangeur harmonique. La puissance maximale délivrée à l'émission est de -3 dBm et ne peut être changée. Ce facteur limite la précision de nos mesures. En effet, toutes les antennes sont caractérisées à une distance fixe de 4,6 m entre l'émetteur et le récepteur. En bande W, si les antennes ne sont pas très directives, cette distance associée à la puissance d'émission de -3 dBm nous place rapidement dans le bruit de mesure. Une plate-forme de mesure à 1m est actuellement à l'étude pour résoudre ce problème.

D'autre part, cette nouvelle installation s'est accompagnée d'une réflexion sur le système d'alignement des antennes dans la chambre. A cette occasion, un dispositif de rattrapage d'angle en élévation est instauré afin de mesurer au mieux le lobe principal, notamment des antennes directives. L'alignement s'effectue au moyen d'un laser à niveau.

Pour vérifier le bon alignement des positionneurs, l'antenne en réception est retirée et remplacée par le laser, un miroir est placé sur l'antenne en émission. Par une rotation en φ , nous vérifions ainsi que le signal réfléchi par le miroir est un spot situé au centre du positionneur en réception. Enfin, nous avons porté une attention particulière à ce que le centre de rotation du positionneur soit sur l'axe des antennes lorsque cela est possible grâce à une excursion d'environ 10 cm selon l'axe \vec{u}_z afin de garantir une rotation autour du centre de phase. La figure 3.3 résume les différents réglages.

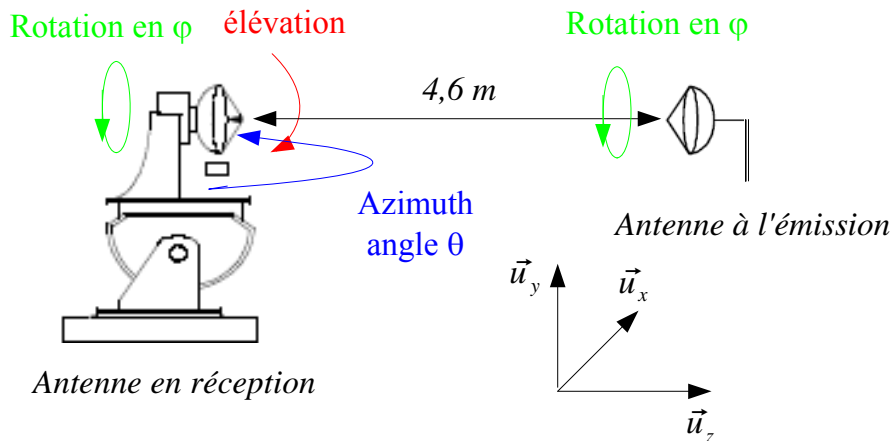


Figure 3.3 : Réglages introduits pour l'alignement

Bien que le système permette d'effectuer une mesure du diagramme en amplitude et en phase, seule la mesure des diagrammes en amplitude est actuellement automatisée. La polarisation croisée est mesurée selon la définition 1 de Ludwig [4].

2.2. Dynamique et seuil de sensibilité de la chambre

La dynamique actuelle de la chambre est d'environ 60 dB et la sensibilité est de 70 dBm dans son fonctionnement normal. En effet, la sensibilité des modules millimétriques peut être augmentée pour atteindre 90 dBm en augmentant le moyennage. En revanche, nous ne connaissons pas exactement les performances des absorbants en bande millimétrique, contrairement aux fréquences plus basses où l'influence des absorbants a été étudiée de manière très complète [5]. Il est très possible que des valeurs mesurées autour de -70 dBm ressortent autant de la qualité des absorbants que de la sensibilité de la chambre.

La puissance maximale délivrée par notre source en bande W est théoriquement de -3 dBm, mais d'après nos estimations, elle serait inférieure, notamment en raison de légères désadaptations successives. D'autre part, nous rappelons la formule de l'atténuation en espace libre exprimée en dB:

$$A_{es} = 20 * \log\left(\frac{\lambda^2}{4\pi r}\right) \quad (3.1)$$

Compte tenu de la distance de mesure $r = 4,6\text{m}$, cette dernière varie de -83 à -86 dB en bande W. En général, l'antenne référence est un cornet standard de gain nominal égal à 20 dB.

En appliquant la formule de Friis exprimée en dB:

$$P_r(dB_m) = P_e(dB_m) + G_{cornet}(dB) + G_{AUT}(dB) + A_{es} \quad (3.2)$$

où P_r est la puissance reçue,

P_e est la puissance d'émission,

G_{AUT} est le gain de l'antenne sous test. Nous en rappelons la définition dans la direction $\vec{u}(\theta_0, \varphi_0)$ [6] pour une antenne adaptée:

$$G(\theta_0, \varphi_0) = \frac{dP/dS_{\theta_0, \varphi_0}}{P_e/(4 \pi r^2)} \quad (3.3)$$

nous obtenons un niveau de puissance reçue de:

- $P_r(\text{dB}_m) = -63 + G_{AUT}(\text{dB})$ à 75 GHz, (3.4.a),
- $P_r(\text{dB}_m) = -66 + G_{AUT}(\text{dB})$ à 110 GHz. (3.4.b).

Ces valeurs sont particulièrement importantes pour la mesure de la polarisation croisée. En effet, selon le gain maximal de l'antenne, les niveaux de cette dernière peuvent être noyés dans le bruit. Afin de dresser une estimation, nous étudions le cas où la polarisation croisée est 20 dB inférieure à la polarisation principale maximale et celui où elle est 30 dB plus faible. Nous nous plaçons à la fréquence la plus défavorable, c'est à dire, 110 GHz. La figure 3.4.a présente les courbes de niveaux de réception de la polarisation croisée en fonction du gain de l'antenne.

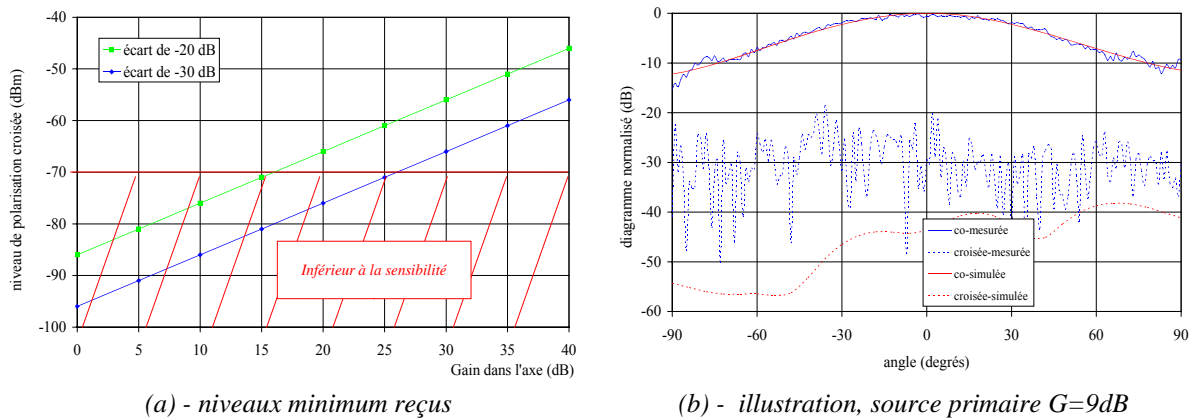


Figure 3.4: sensibilité

Les mesures de la source primaire développée au chapitre 1 (figures 1.26) sont la parfaite illustration de ce phénomène. Le niveau de la polarisation croisée de cette antenne de gain inférieur à 10 dB, est toujours inférieur au bruit, c'est pourquoi sa mesure est éloignée de la simulation, contrairement à la polarisation principale.

D'autre part, le seuil de réception, s'il est essentiellement fixé par les appareils de mesures ne garantit pas la validité de la mesure. En effet, nous avons évoqué le rôle des absorbants dont la réflectivité n'est pas parfaite et contribue au bruit ambiant de la chambre. Leur influence est d'autant plus forte que l'AUT et le cornet d'émission ne sont pas face à face. Si nous nous référons au cas de la figure 3.4.b, le bruit ramené par la chambre sera plus élevé pour des angles éloignés de 0° (figure 3.5), c'est à dire lorsque l'AUT pointe directement sur les absorbants. La sensibilité de celle-ci varie donc en fonction de l'angle de mesure. Les courbes de la figure 3.4.a doivent être pondérées par ce facteur.

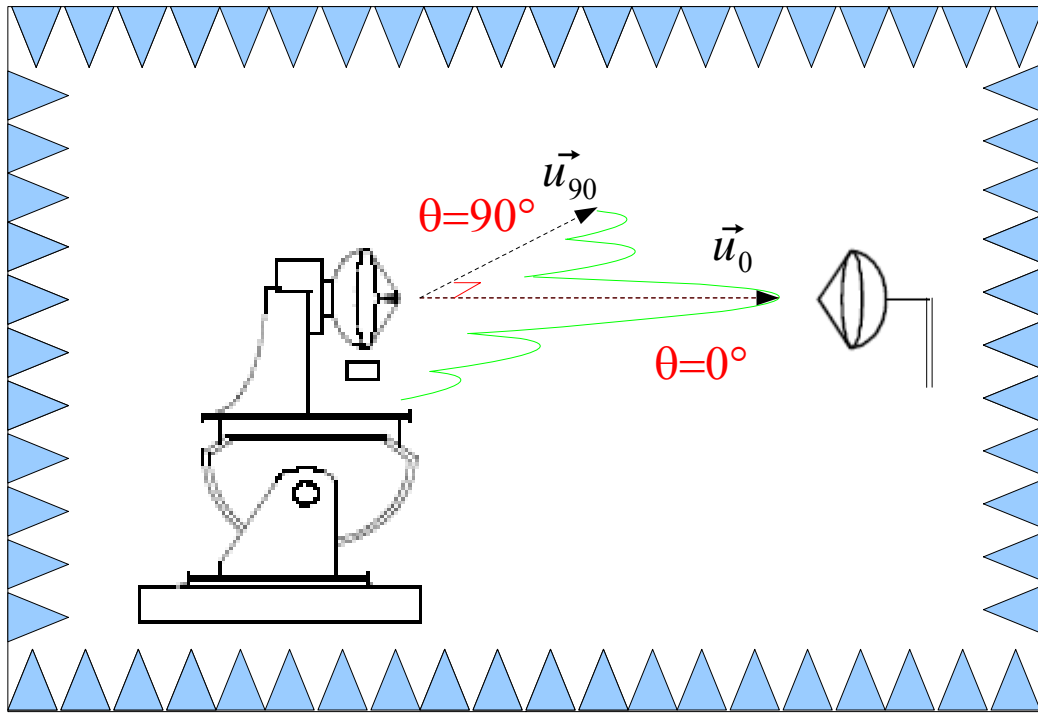


Figure 3.5: influence de l'angle

2.3. Directivité

J'ai développé un programme de calcul de directivité maximale à partir de l'intégration des mesures des diagrammes de rayonnement.

Nous rappelons la définition de la directivité, notée $D(\theta_0, \varphi_0)$ dans la direction $\vec{u}(\theta_0, \varphi_0)$:

$$D(\theta_0, \varphi_0) = \frac{dP/dS_{\theta_0, \varphi_0}}{P_{ray}/(4\pi r^2)} \quad (3.5)$$

où

- $dP/dS_{\theta_0, \varphi_0}$ est la densité de puissance rayonnée dans la direction $\vec{u}(\theta_0, \varphi_0)$,
- P_{ray} est la puissance isotrope rayonnée, par c'est l'intégration de la densité de puissance sur la sphère de rayon r :

$$P_{ray} = \iint dP/dS(\theta_0, \varphi_0) r^2 \sin\theta d\theta d\varphi \quad (3.6)$$

$P_{ray}/(4\pi r^2)$ représente la densité de puissance isotrope rayonnée.

La valeur de la directivité maximale est:

$$D_{max} = \frac{dP/dS_{max}}{P_{ray}/(4\pi r^2)} \quad (3.7)$$

Les valeurs mesurées dans la chambre anéchoïde dans la direction $\vec{u}(\theta_0, \varphi_0)$ représentent le diagramme de rayonnement, noté $G_{mes}(\theta_0, \varphi_0)$ de l'antenne qui est le gain normalisé par rapport à sa valeur maximale, que nous notons G_{mesmax} , sous réserve que l'antenne soit bien adaptée. Nous en déduisons la valeur de la densité de puissance mesurée:

$$dP/dS(\theta_0, \varphi_0) = G_{mes}(\theta_0, \varphi_0) * dP/dS_{max} \quad (3.8)$$

remarquons que $G_{mes}(\theta_0, \varphi_0)$ contient également la polarisation croisée. Nous en déduisons la densité de puissance isotrope rayonnée:

$$P_{ray}/(4 \pi r^2) = \iint G_{mes}(\theta_0, \varphi_0) * dP/dS_{max} \sin \theta d\theta d\varphi$$

et finalement celle de la directivité maximale:

$$D_{max} = \frac{G_{mesmax}}{\iint G_{mes}(\theta_0, \varphi_0) \sin \theta d\theta d\varphi} \quad (3.9)$$

Le calcul de la directivité se résume donc à l'intégration des diagrammes mesurés dans la chambre anéchoïde. En théorie il faudrait être en mesure d'acquérir les valeurs dans toutes les directions $\vec{u}(\theta_0, \varphi_0)$ de l'espace. Malheureusement, notre système de mesure permet l'acquisition des seuls plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$ dans de bonnes conditions. Cette contrainte fixe les limites du calcul de la puissance rayonnée à l'intégration des diagrammes mesurés dans ces deux plans, ce qui impose que le diagramme de rayonnement soit à symétrie de révolution.

D'autre part, comme nous l'avons évoqué plus haut, la chambre possède un bruit ambiant qui perturbe la mesure, en particulier pour des angles éloignés de $\theta=0^\circ$. Ainsi, le programme sera d'autant plus précis que la contribution de ces directions au rayonnement de l'antenne est faible, c'est à dire lorsque les antennes sont assez directives.

Enfin, la nature même des fichiers de mesure impose que l'intégration soit effectuée de manière discrète. Pour des antennes directives, le pas de mesure du lobe principal doit être suffisamment fin afin que ce dernier soit bien décrit. Actuellement, il est limité à $0,2^\circ$ voire $0,05^\circ$ pour des mesures dites «en vol».

2.4. Validation

La validation de l'installation du nouveau système de mesure sert à s'assurer de l'acuité des résultats obtenus mais aussi à en déterminer les limites. La méthode repose d'une part sur une démarche expérimentale, d'autre part, sur la simulation. La première consiste à comparer les résultats de mesure d'une même antenne effectuée dans des laboratoires différents. La seconde repose sur la simulation d'antennes classiques, de type cornet ou lentilles, et la comparaison des résultats avec les mesures. Nous avons choisi d'utiliser une fois de plus le logiciel SRSRD en raison de sa fiabilité.

2.4.1. 1.4.1 Validation expérimentale

Deux antennes différentes sont mesurées:

- la lentille décrite au chapitre 2 paragraphe 6 (6.2.2) mesurée en Septembre 2003 à l'IETR,
- le réflecteur de Fresnel replié décrit au chapitre 1 paragraphe 6 (6.2) mesurée en juin 2005 au MWT.

2.4.1.1. Comparaison avec l'IETR

L'intérêt de la comparaison des mesures avec l'IETR [7] est la similitude des systèmes utilisés, aussi bien en ce qui concerne les appareils de mesure que les positionneurs (micro-

contrôle).

La concordance est très bonne dans la polarisation principale, comme en attestent les résultats présentés en figure 3.5. Elle l'est également par rapport aux simulations effectuées avec SRSRD. La polarisation croisée, en revanche est assez éloignée. De plus, le programme d'acquisition du LEAT tronque automatiquement les valeurs à -50 dB du maximum, et ce pour des raisons historiques. Lorsque ce dernier a été développé, la dynamique de la chambre ne permettait pas d'acquérir des valeurs significatives en deçà de ce seuil. Cela ne posait pas vraiment de problèmes car la majorité des antennes mesurées étaient alors peu directives. Il est possible de contourner cette difficulté en traçant d'abord la polarisation croisée comme nous le verrons sur d'autres diagrammes. De plus, la comparaison de la polarisation croisée est toujours délicate en raison des faibles valeurs mises en jeu.

Notons cependant qu'une des caractéristiques des antennes à symétrie, est le creux de la polarisation croisée dans l'axe qu'il est possible de retrouver en mesure. L'absence de cette particularité tend à prouver que l'alignement de l'AUT sur l'antenne en émission n'est pas optimal. La qualité de la fabrication, qui pourrait être mise en cause, doit être écartée comme le montre la concordance avec les simulations. Cet écueil est corrigé par la suite.

Enfin, le gain mesuré varie de 0,5 dB entre la mesure effectuée à l'IETR et au LEAT. Cet écart entre dans les tolérances de mesure de du gain 0,5 dB à 1 dB du LEAT.

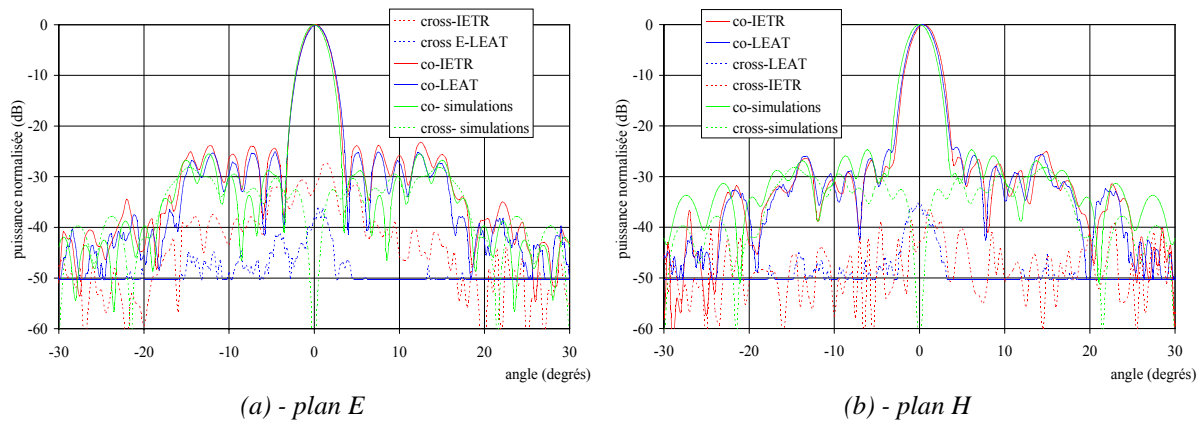


Figure 3.6 : Comparaison avec l'IETR, lentille hyperbolique, $f=77$ GHz

2.4.1.2. Comparaison avec le MWT, Université d'Ulm

La superposition des mesures effectuées à l'Université d'Ulm, Allemagne, (MWT) et au LEAT est satisfaisante pour le lobe principal. Les divergences pour des angles plus élevés peuvent s'expliquer par deux facteurs:

- la différence des systèmes d'alignement entre les deux chambres,
- le MWT ne possède pas tout à fait la même configuration de mesure que le LEAT, en particulier, le mélangeur utilisé pour descendre en fréquences a été optimisé pour la bande autour de 77 GHz et n'est pas dans ses conditions optimales de fonctionnement à 94 GHz.

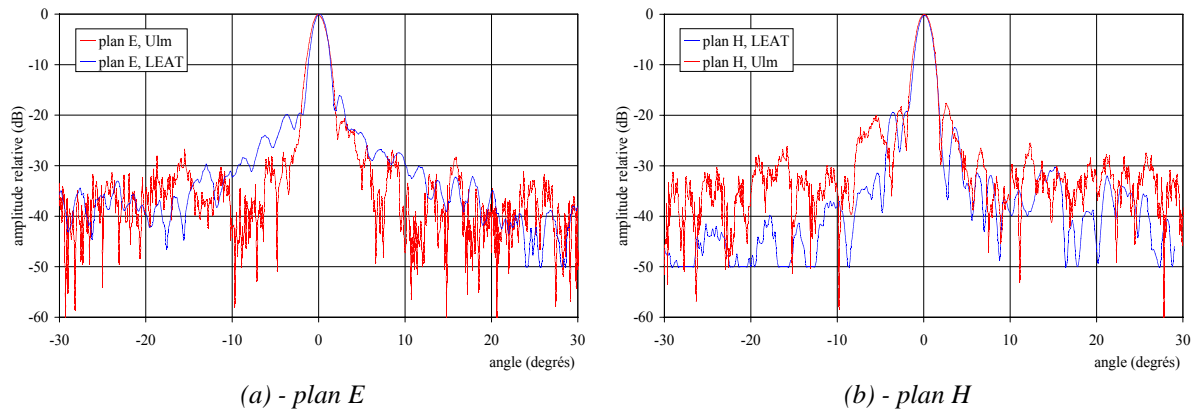


Figure 3.7 : Comparaison avec le MWT, réflecteur replié, $f=94$ GHz

2.4.2. Validation par des simulations

Nous avons conçu et réalisé des antennes particulières afin de valider notre système de mesure par comparaison à des simulations:

- le cornet *prolate* décrit au chapitre 2, figure 2.20, qui constitue une antenne standard,
- la lentille *prolate* décrite au chapitre 2, figure 2.24, en raison de la dynamique importante de son diagramme.

Le figure 3. 7 montre la comparaison entre la mesure et la simulation pour la fréquence de 110GHz. Cette fréquence est choisie en raison de la forme un peu complexe du diagramme dans le plan E. Nous remarquons que le lobe principal est très bien restitué jusqu'à -30 dB du niveau maximal. En deçà de cette valeur, la puissance mesurée est de l'ordre -75 dBm (figure 3.4.a pour un gain d'antenne de 20 dB environ) ce qui correspond à la sensibilité de la chambre. Ainsi, les niveaux constants relevés aussi bien dans les plans E et H que pour la polarisation croisée, stagnent à -30 dB du maximum. Cet effet explique également l'absence de creux marqué dans l'axe en ce qui concerne la polarisation croisée. Cette tendance est cependant amorcée dans les deux plans.

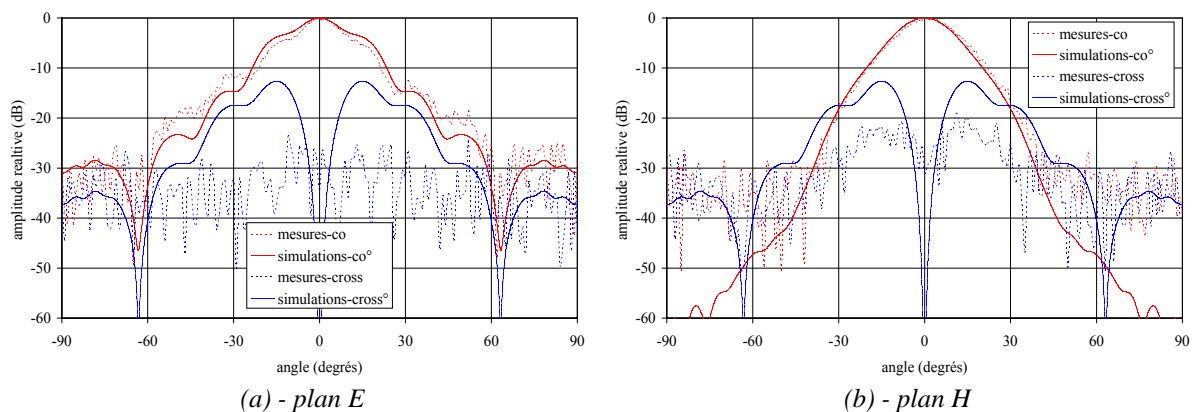
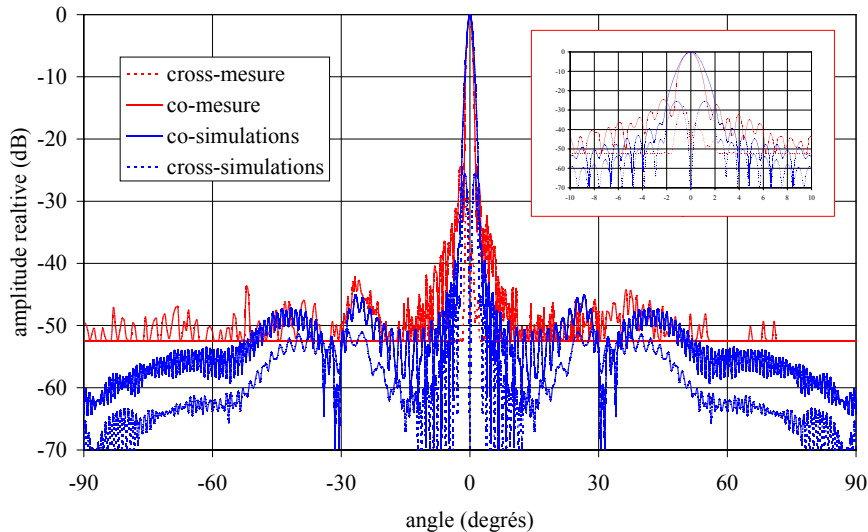


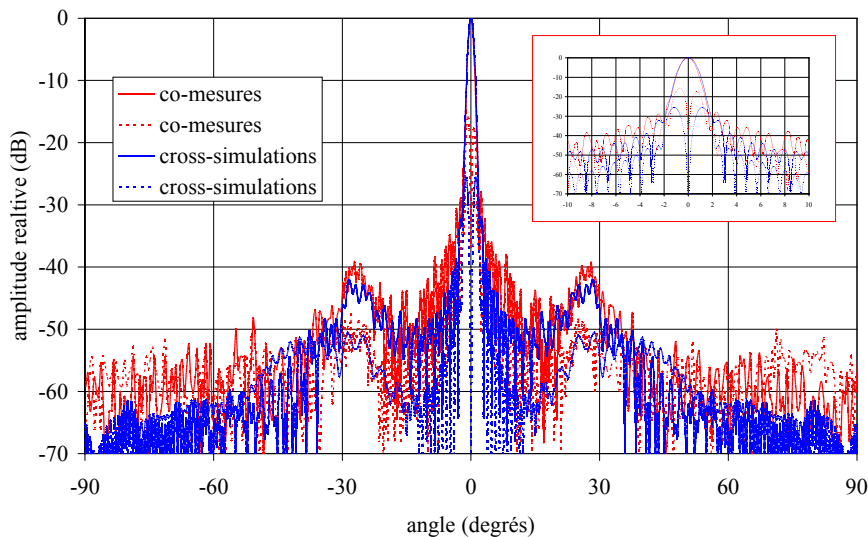
Figure 3.7: Cornet prolate à 110 GHz

Le figure 3.8 présente la mesure de la lentille *prolate*. Compte tenue du gain mesuré de l'antenne proche de 40 dB sur toute la bande, le niveau reçu dans l'axe est de l'ordre de -25 dBm ce qui permet, théoriquement, de restituer des diagrammes avec 50 à 60 dB de dynamique, comme indiqué sur la figure. D'autre part, la forme de la polarisation croisée

indique que l'alignement des antennes est bon.



(a) - plan E



(b) - plan H

Figure 3.8 : Lentille prolata à 94 GHz

L'ensemble de ces résultats montre que les mesures en bande W dans la chambre anéchoïde du LEAT sont fiables essentiellement dans les limites des spécifications des appareils de mesures et dans une faible mesure, des absorbants.

2.5. Validation du calcul de la directivité

L'ensemble des antennes présentées dans ce chapitre ainsi que dans les chapitres précédents, a servi à élaborer les critères de validité du calcul de la directivité par intégration des plans principaux de l'antenne.

2.5.1. Réflecteur de Fresnel hybride

L'étude détaillée d'une antenne très directive est donnée dans le tableau 3.1. Conformément à la théorie des intégrales, nous constatons qu'une mauvaise discrétisation ou un domaine d'intégration tronqué engendrent des erreurs de 1 à 1,5 dB .

Balayage en θ et pas correspondant	Directivité
+/-90° pas 1° et +/-30° pas 0.2° et +/-3.5° pas 0.02° (cas référence)	39.9 dBi
+/-90° pas 1°	38.5 dBi
+/-30° pas 0.2°	40.6 dBi
+/-15° pas 0.1°	41.4 dBi
+/-3.5° pas 0.02°	41.7 dBi
+/-90° pas 1° et +/-30° pas 0.2°	39.6 dBi
+/-90° pas 1° et +/-15° pas 0.1°	39.9 dBi
+/-90° pas 1° et +/-3.5° pas 0.02°	39.9 dBi

Tableau 3.1 : Directivité calculée à partir de la mesure du réflecteur de Fresnel hybride

Cette antenne est choisie en raison de son très faible coefficient de réflexion à 94 GHz qui ne vient pas perturber le calcul de la directivité. Nous ne sommes pas en mesure de calculer sa directivité théorique mais nous comparons les valeurs calculées à partir de l'intégration du diagramme à la formule donnée dans [7] pour des antennes directives à symétrie de révolution:

$$D_{max} = \frac{32400}{\Theta_{planE} * \Theta_{planH}} \quad (3.10)$$

où les angles représentent les largeurs des plans E et H à mi-puissance et sont donnés en degrés

Pour cette antenne:

$$\Theta_{planE} = 1,6^\circ \quad \text{soit,} \quad D_{max} = 40,5 \text{ dBi} \quad \text{les valeurs sont concordantes.}$$

$$\Theta_{planH} = 1,8^\circ$$

2.5.2. Lentille diélectrique *prolate*

Une fois la discrétisation nécessaire connue, nous avons appliqué le calcul à la lentille diélectrique en PVC de 200 mm de diamètre décrite au chapitre 2. Cette antenne a un double avantage: son diagramme possède une assez bonne symétrie de révolution et nous pouvons la simuler de manière rigoureuse sous SRSRD. Les détails de la comparaison sont donnés dans le tableau 2.2. Les diagrammes sont mesurés avec un pas de 0,2° sur +/-30° et avec un pas de 1° dans les bandes angulaires complémentaires à +/-90°.

D'autre part, l'adaptation de cette antenne étant relativement médiocre, si nous voulons pouvoir comparer la simulation à la mesure, nous devons corriger celle-ci en lui retranchant l'effet de la désadaptation. Si nous appelons P_i la puissance incidente de mesure, la directivité mesurée est:

$$D_{mes} = \frac{dP/dS_{max}}{P_i / (4\pi r^2)}$$

$$\text{or} \quad \frac{P_{ray}}{P_i} = (1 - S_{11})^2$$

$$\text{si l'antenne est sans pertes nous écrivons:} \quad D_{mes} = \frac{dP/dS_{max}}{P_{ray} / (4\pi r^2)} * \left(\frac{P_{ray}}{P_i} \right)$$

$$\text{soit} \quad D_{mes} = D_{max} * (1 - S_{11}^2)$$

d'où la directivité maximale correspondant à la simulation :

$$D_{max}(dB) = D_{mes}(dB) - (1 - S_{11}^2)_{dB} \quad (3.11)$$

Dans le tableau cette valeur est appelée D_{mes} -corrigée.

Fréquence	DSRSRD	D_{mes}	$(1-S_{11})^2$	$D_{mes_corrigée}$
75	41,1	40,5	0,89	41,0
85	42,4	41,4	0,97	41,5
94	43,2	42,3	0,92	42,7
110	44,5	41,8	0,85	42,5

Tableau 3.2 : Directivité calculée à partir de la mesure de la lentille prolate

Les valeurs sont concordantes une fois la correction de coefficient de réflexion appliquée en dehors de 110 GHz où les diagrammes varient entre les pans E et H. L'erreur maximale est de 2 dB.

2.5.3. Antenne cornet

Nous avons également appliqué ce calcul au cas des *cornets prolates* (chapitre 2) car leur gain moins élevé peut conduire à des erreurs liées au bruit ramené par la chambre.

Le tableau 3.2 résume l'ensemble des résultats. Pour les mêmes raisons que dans le cas de la lentille *prolate*, la correction en S_{11} est appliquée.

Fréquence	DSRSRD	D_{mes}	$(1-S_{11})^2$	$D_{mes_corrigée}$
75	18,5	18,4	0,848	19,1
85	15,4	16,34	0,97	16,4
94	20	19,55	0,915	19,9
110	17,8	17,92	0,595	20,2

Tableau 3.3 : Directivité calculée à partir de la mesure du cornet prolate 27°

Les résultats sont concordants en dehors de fréquences de 85 et 110 GHz car les diagrammes dans les plans E et H sont très différents, ce qui met en défaut l'hypothèse selon laquelle le diagramme de rayonnement est à symétrie de révolution. Pour obtenir un résultat correct, une acquisition en 3D du diagramme serait nécessaire.

Des études sur des sources moins directives (source primaire du chapitre 1 à base de FSS) montrent que le programme reste valable pour des valeurs de gain de l'ordre de 10 dB.

2.6. Mise en défaut de la chambre pour la mesure de grandes antennes

Pour la plupart des antennes que nous avons conçues et réalisées en bande W, la condition de champ lointain, que nous rappelons ci-dessous, n'est pas respectée:

$$r_{lointain} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3.12)$$

La distance de mesure étant fixée à 4,6m, nous en déduisons la courbe de diamètre maximal des antennes que nous pouvons mesurer en champ lointain, en fonction de la fréquence, comme indiqué en figure 3.9.a.

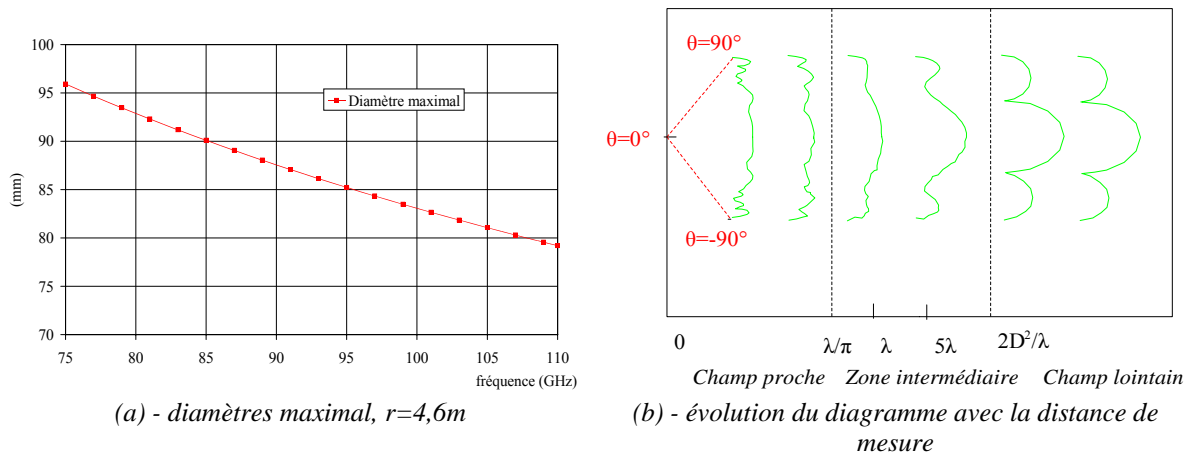
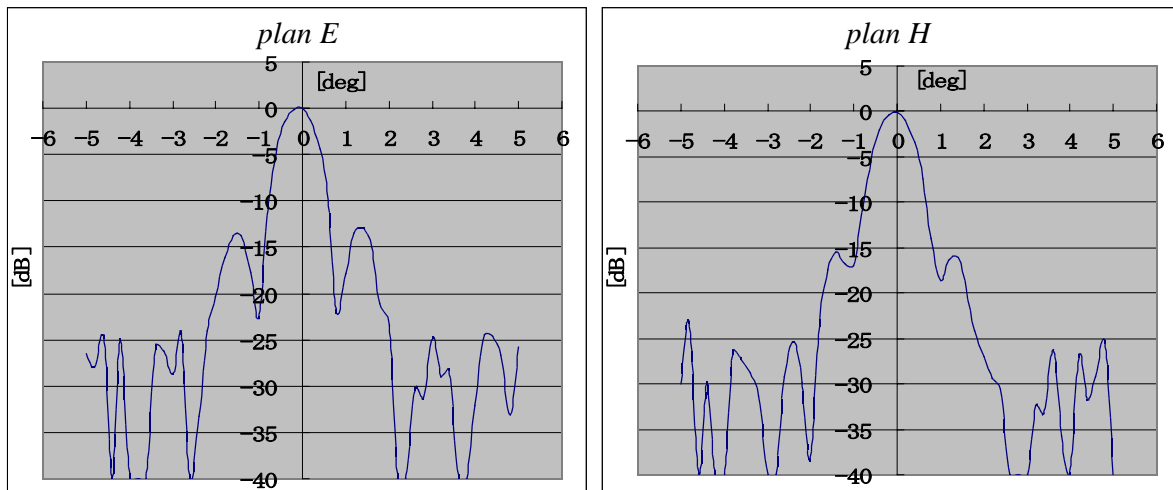


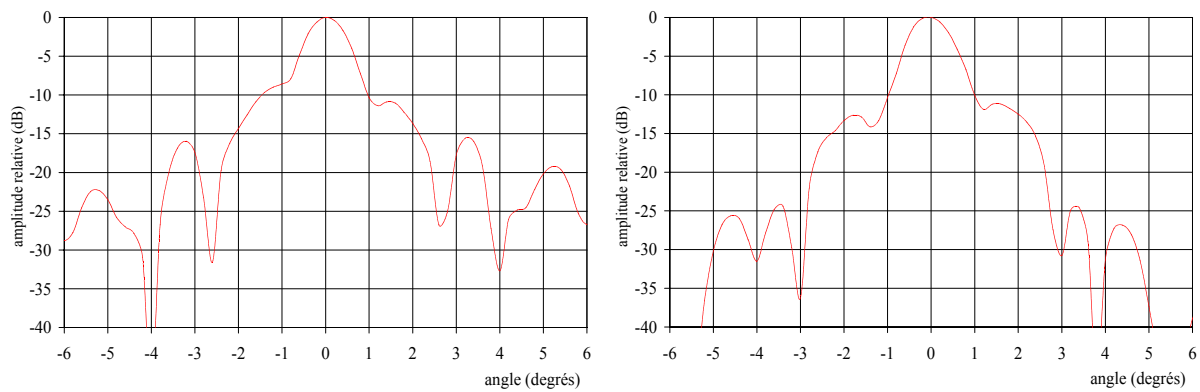
Figure 3.9 : Conditions de champ lointain

Ces valeurs de diamètre correspondent au cas limite, il est préférable de travailler en deçà. D'autre part, la déformation du diagramme de rayonnement en fonction de la distance de mesure est rappelée en figure 3.9.b. Les effets d'une distance de mesure trop courte sont connus:

- remontée significative des premiers lobes secondaires,
- diminution du gain.

Grâce à l'antenne Cassegrain, de 240mm de diamètre, développée pour la radar de détection d'obstacles décrit au chapitre 1, prêtée par l'ENRI, nous avons mis en évidence ces deux phénomènes. La zone de champ lointain théorique de cette antenne se situe à 35m à 94 GHz. La figure 3.10 représente la comparaison des mesures effectuées à l'ENRI en champ lointain (chambre anéchoïde de plus de 30m de long) et au LEAT.





plan E
plan H
 (b) - mesures au LEAT: zone de champ lointain non respectée

Figure 3.10: Mise en défaut de la chambre, $f=94$ GHz

$$G_{\text{mes_ENRI}} = 42 \text{ dBi}, G_{\text{mes_LEAT}} = 38,7 \text{ dBi}$$

Le lobe principal est élargi et englobe les premiers lobes secondaires, ce qui provoque une diminution du gain maximal de 3 dB à 94 GHz. Le calcul de la directivité d'après l'intégration du diagramme mesuré au LEAT conforte cette tendance avec une valeur de 39 dB.

Dans le cadre des applications développées en bande W au LEAT, essentiellement dédiées aux radars, donc à des antennes à fort gain, il est nécessaire de remédier à ce problème par l'implantation d'une base compacte.

3. Etude et implantation d'une base - compacte à lentille diélectrique

Les premières bases compactes sont décrites dans les années 70 [9]. L'idée motrice est de remédier au problème de la mesure de grandes antennes ou de la section radar de grands objets [10] pour des secteurs industriels particulièrement concernés, comme l'avionique.

Les solutions les plus souvent inventoriées reposent sur l'utilisation de réflecteurs métalliques qui génèrent l'onde plane destinée à éclairer le dispositif sous test [9-11]. Le plus fréquemment, une structure à deux miroirs est utilisée pour s'affranchir du masquage de la source, parfois même le sous-réflecteur est placé dans une chambre anéchoïde annexe afin d'optimiser l'éclairage du réflecteur principal [12]. Ces solutions, qui augmentent la complexité de l'alignement requiert également une erreur sur l'état de surface des miroirs très faible au regard de la longueur d'onde. Bien qu'elle ait fait ses preuves en ondes millimétriques et sub-millimétriques [13-14], il va de soi que son coût augmente lorsque la longueur d'ondes diminue.

Une alternative, particulièrement bien adaptée aux hautes fréquences, est l'utilisation d'hologrammes [15-16]. Cette technique, validée jusqu'à 650 GHz [17], est également très coûteuse.

C'est pourquoi nous avons choisi une configuration qui utilise une seule lentille diélectrique en transmission [18]. Le MWT, confronté au même problème, souhaite également s'équiper de cette base. De plus, cette solution s'insère et se démonte sans modification majeure dans les chambres anéchoïdes des deux laboratoires. Cet aspect est important car nos instituts respectifs travaillent sur la mesure d'antennes destinées à des applications variées dans des bandes de fréquences très étalées.

3.1. Cahier des charges

Le principe de la base compacte est l'insertion d'une antenne focalisante au foyer de laquelle est placée la source standard de la chambre destinée à l'émission, entre cette source et l'AUT. L'antenne focalisante génère alors une onde plane dans un zone proche de sa sortie, appelée

zone calme comme indiqué en figure 3.11.a et 3.11.b. La lentille retenue pour assurer cette fonction, est à profil hyperbolique.

Le cahier des charges consiste, pour nous, à fixer les diamètres de cette zone calme pour les rotations en θ (D_θ) et φ (D_φ), définis en figure 3.11.

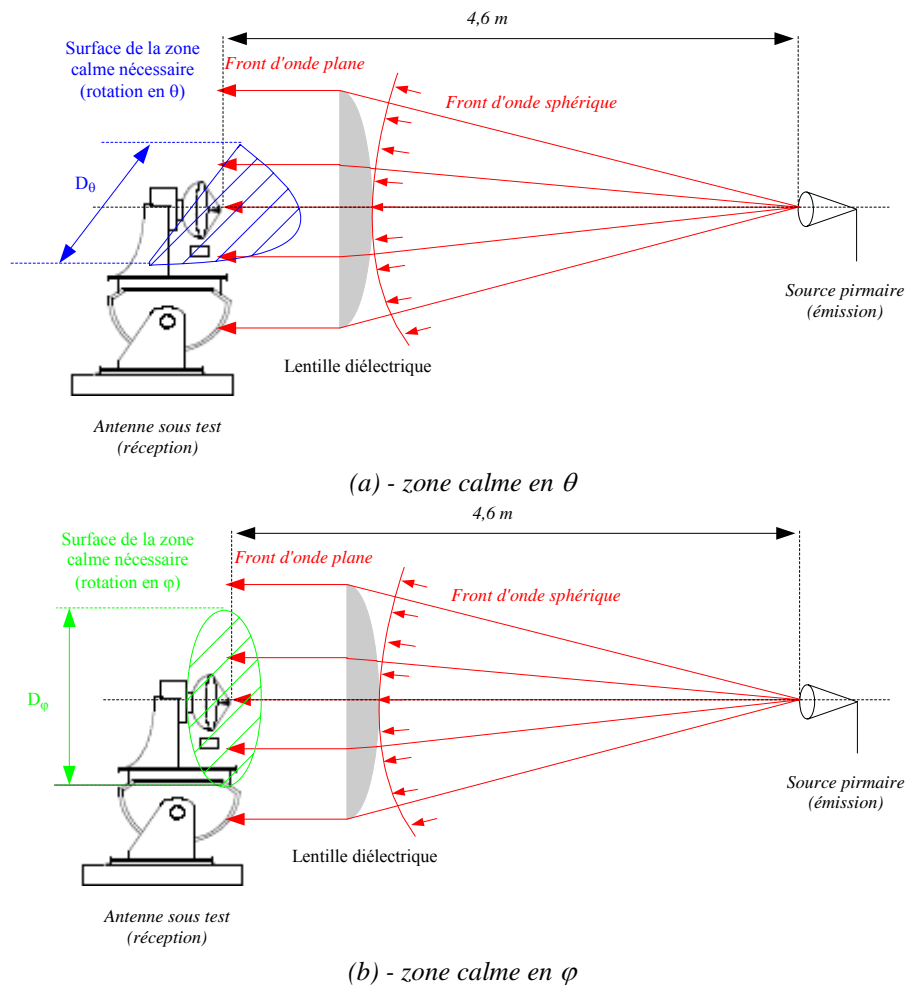


Figure 3.11 : Zones calmes en θ en φ

Ces diamètres, que nous souhaitons les plus grands possibles, dépendent essentiellement de celui de la lentille. Cette dernière sera fabriquée à l'Université d'Ulm où la limite actuelle de fabrication est d'environ 800 mm. Cependant, la distance focale de la lentille, doit être élevée pour éviter que celle-ci ne soit trop épaisse. Compte tenue des dimensions de notre chambre, la focale maximale acceptable est de 3,5m. Cette valeur est retenue pour la suite. Si nous choisissons une lentille de 800 mm de diamètre et de focale $f=3,5m$, celle-ci sera épaisse, lourde, chère et à pertes. C'est pourquoi nous nous limitons dans un premier temps à un diamètre de 500mm.

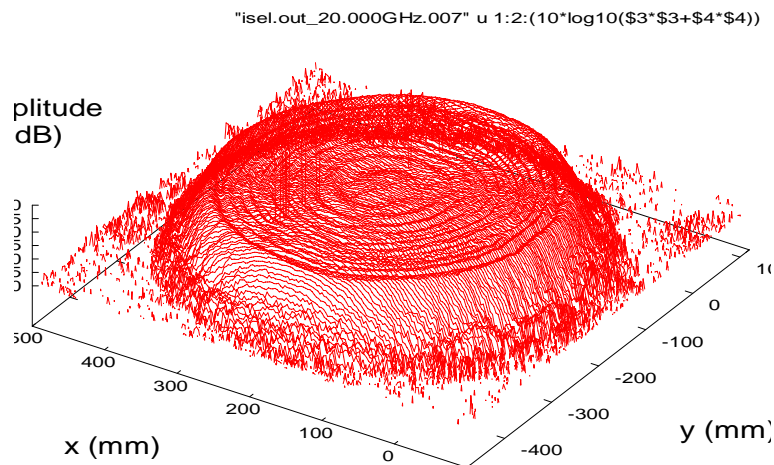
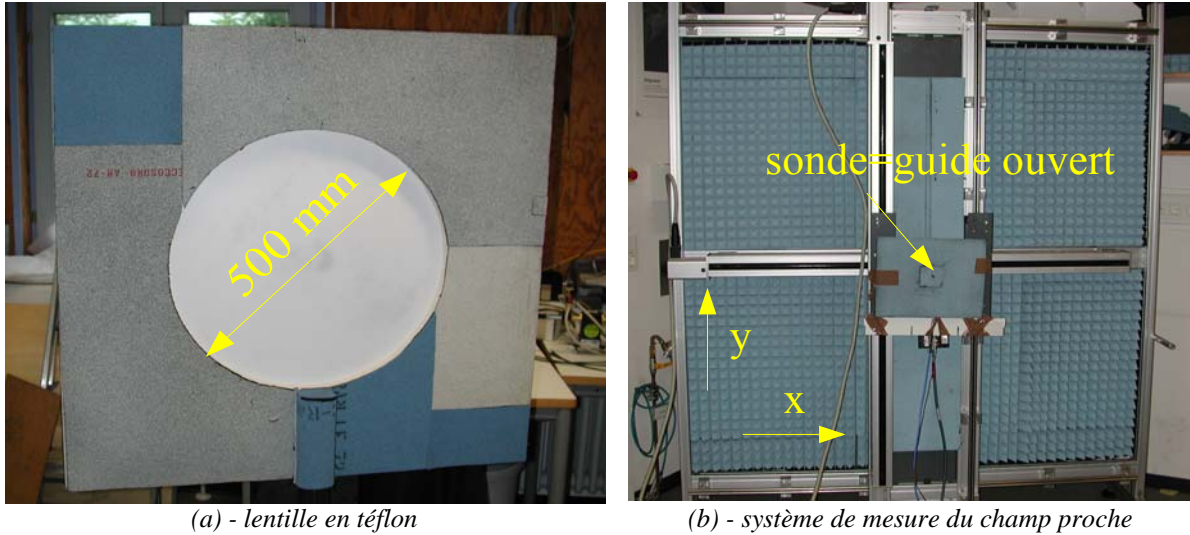
Nous espérons alors obtenir une zone calme pour des antennes de diamètre de $D_\theta=D_\varphi=250$ mm, soit environ la moitié de la lentille qui forme la base compacte. Cette valeur couvre assez largement la taille des antennes réalisées en bande W au laboratoire.

3.2. Premières mesures

3.2.1. Lentille en téflon

Des premières mesures en champ proche sur une lentille en téflon de 500 mm de diamètre (figure 3.12.a) sont effectuées en Juin 2005 lors du déplacement au MWT de

Christian Pichot et Jean-Yves Dauvignac. Il s'agissait de vérifier la structure d'onde plane issue de la lentille. Les résultats de mesure à 77 GHz sont donnés en figure 3.12. Le système de mesure est constitué d'une sonde, d'un guide standard ouvert, qui se déplace selon les axes x et y avec une excursion de 500 mm (figure 3.12.b). La figure 3.12.c représente la distribution d'amplitude sur la lentille alimentée par un cornet standard. La différence d'éclairement entre le centre et les bords de la lentille est de 1 dB. Par cette mesure, nous cherchons à vérifier la structure d'onde plane issue de la lentille.



(c) - mesure en champ proche à 77 GHz - amplitude

Figure 3.12: lentille en téflon et dispositif de mesure

L'amplitude est assez stable sur la lentille. Les coupes en x et y représentées sur la figure 3.13.a montrent une oscillation maximale de 2 dB à 77 GHz et à 93 GHz. La mesure à 93 GHz est un peu moins précise en raison du mélangeur utilisé pour la mesure. Ce dernier est conçu pour fonctionner de manière optimale autour de 77 GHz, ses caractéristiques sont en revanche assez moyennes autour de 93 GHz. Nous le voyons clairement sur la dynamique de mesure car le champ proche en juste dehors de la lentille est à peine 10dB en dessous du niveau maximal alors qu'il est logiquement plus de 30 dB inférieur à 77 GHz. La mesure de la phase est plus stable à 77 GHz qu'à 93 GHz. Nous avons choisi 93 GHz car c'est la fréquence

la plus proche de 94 GHz pour laquelle le niveau de sortie du mélangeur est proche de celui à 77 GHz.

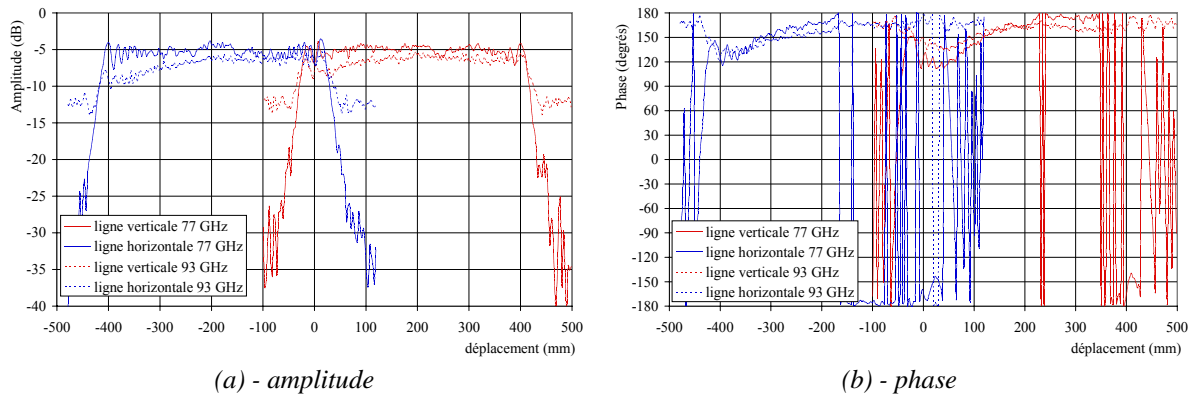


Figure 3.13: coupes en x et y – amplitude et phase

La structure d'onde plane étant vérifiée, une première base compacte est montée au MWT. La mesure du réflecteur de Fresnel hybride de 130 mm de diamètre dans cette base, présenté au chapitre 1, est représentée en figure 3.14.

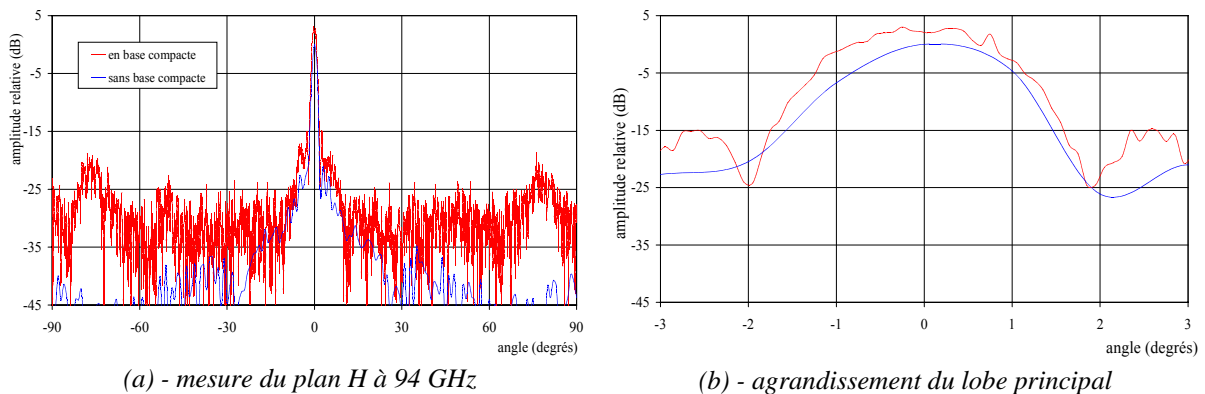


Figure 3.14: base compacte avec la lentille en téflon

L'agrandissement du lobe principal fait clairement ressortir une augmentation relative de niveau ainsi qu'une meilleure description des premiers lobes de l'AUT conformément à la création de la zone calme. Le gain mesuré est 2 dB supérieur à celui mesuré sans la base compacte. Cependant, nous constatons deux effets indésirables:

- une remontée du bruit en dehors du lobe principal,
- l'apparition d'oscillations sur le lobe principal.

Le premier peut être causé par un moyennage différent lors des deux mesures ou par le bruit ramené par la lentille. Ces premiers résultats encourageants nous ont conduit à élaborer une seconde lentille en PVC afin de constituer la base compacte du LEAT.

3.2.2. Lentille en PVC

Nous souhaitons conserver les mêmes caractéristiques D_θ et D_ϕ que précédemment. D'autre part, l'augmentation de la permittivité relative du matériau ($\epsilon_r=2,83$ au lieu de 2,2) diminue l'épaisseur de la lentille, à diamètre et distance focale égaux. Cette dernière est conservée à 3,5m afin de laisser un espace suffisant à la rotation des positionneurs.

La lentille, fabriquée à l'Université d'Ulm est mesurée en champ proche en bande W comme indiqué en figure 3.15, lors de mon séjour en Juillet 2005.

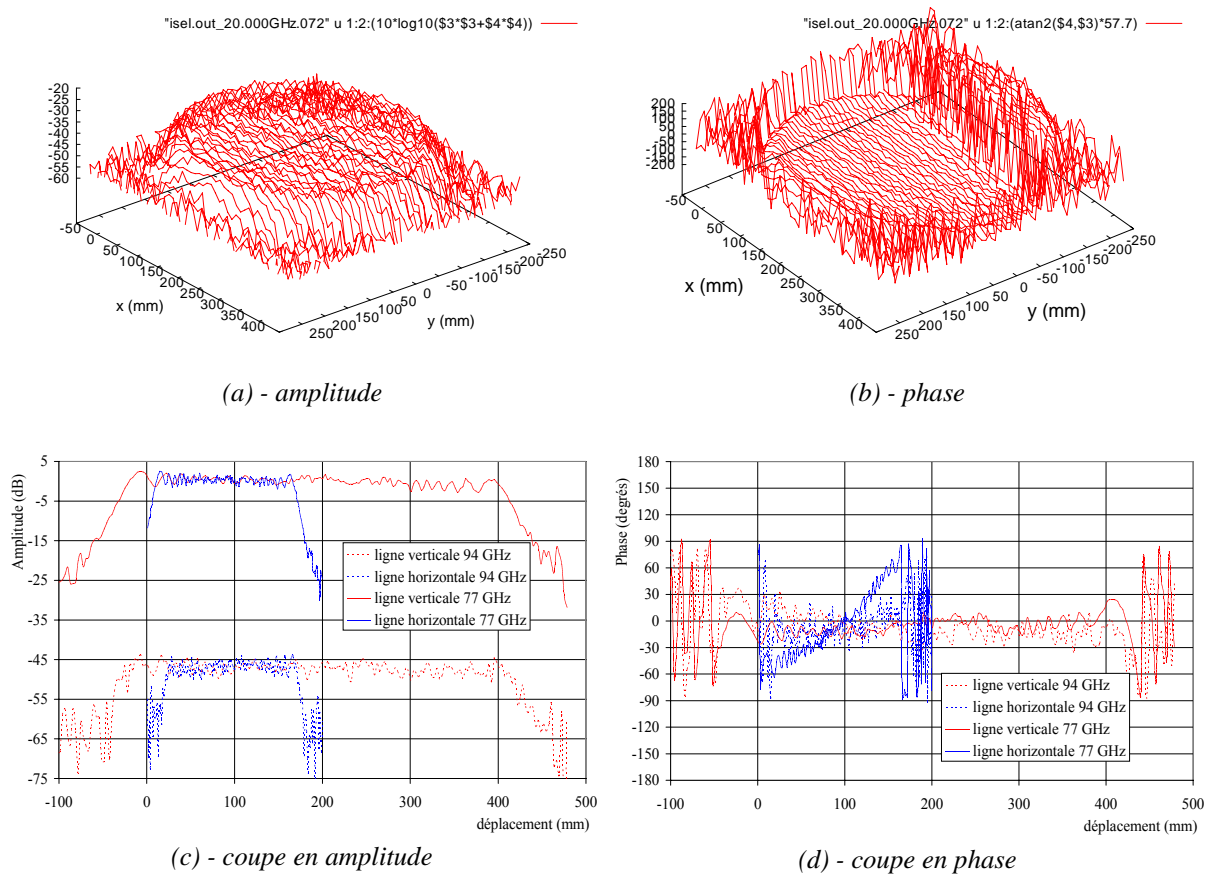


Figure 3.15: champ proche de la lentille en PVC

Pour cette mesure, nous avons préféré la fréquence de 95 GHz au lieu de 93GHz car la dynamique est meilleure, en dépit d'un niveau reçu beaucoup plus faible. La lentille en PVC possède des oscillations 1 à 2 dB plus importantes que celle en téflon en raison de sa constante diélectrique plus élevée qui augmente les réflexions internes dans la lentille. Nous avons installé une nouvelle base compacte au LEAT au moyen de cette lentille. Dans cette configuration, l'AUT est située à environ 40 cm de la surface plane de la lentille. Une première mesure étalon est effectuée en choisissant un cornet standard comme AUT. Les résultats sont donnés en figure 3.16.

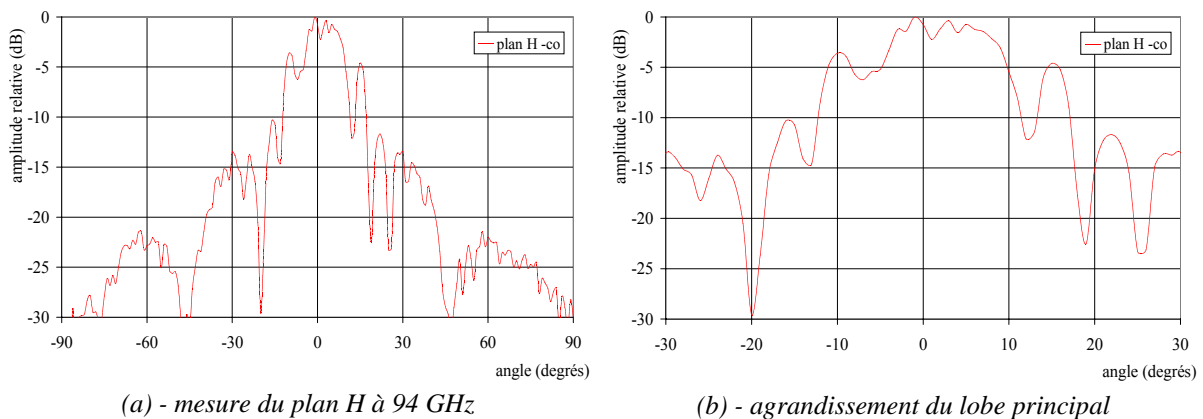


Figure 3.16: base compacte avec la lentille en PVC

Les oscillations observées sont plus nombreuses et larges que prévues. Elles sont très

probablement liées à un effet négligé jusqu'ici: la diffraction de la lentille par ses bords. Ce phénomène, bien connu dans les ouvertures circulaires [19], provoque des fluctuations qui sont maximales sur l'axe de la lentille. Cet effet, également présent sur les réflecteurs peut être atténué par des serrations ou l'utilisation de réflecteurs à bords courbés [20].

Afin de mieux prévoir et quantifier ces oscillations indésirables selon les axes x et z, nous avons tout d'abord cherché à réduire la diffraction par les bords, sur la base des travaux décrits dans [17], qui s'appuient sur la décomposition en spectre d'ondes planes (PWS). Dans cette méthode, qui permet d'analyser le champ proche des ouvertures, la lentille est modélisée par l'ouverture circulaire de même diamètre.

3.3. Changement de la loi d'éclairement

3.3.1. Modélisation

La solution la plus naturelle consiste à appliquer une loi constante, sur une dimension presque équivalente au diamètre de la lentille, et qui chute rapidement sur les bords. Cette dernière a le double avantage de maintenir une illumination constante à la surface de la lentille, donc une zone calme maximale, en même temps qu'elle s'annule en dehors, donc annihile l'effet des bords. L'ensemble des calculs présentés est effectué à l'Université d'Ulm. Dans un premier temps, nous appliquons cette modélisation à une loi d'amplitude constante qui correspond au *taper* de 1 dB utilisé en mesures.

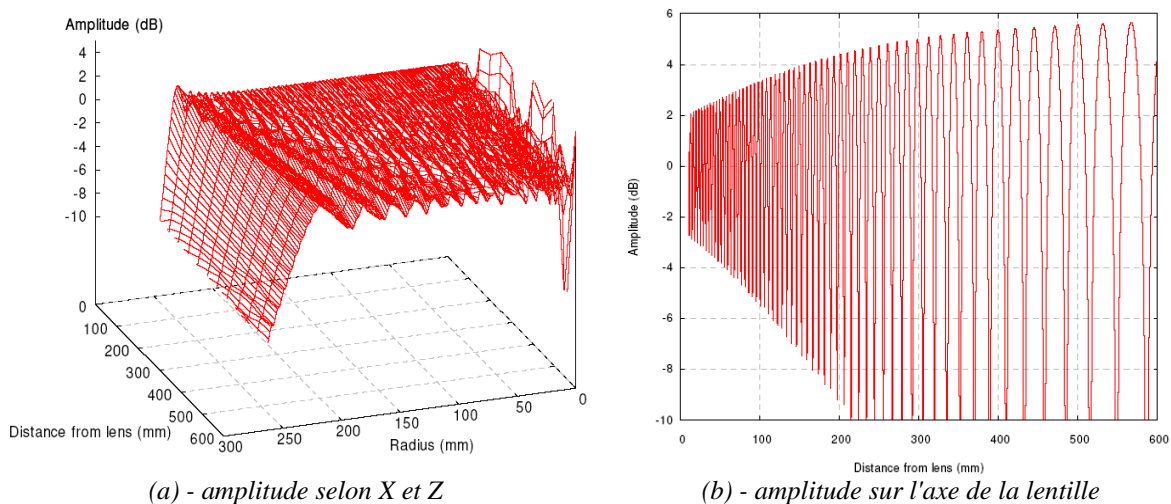
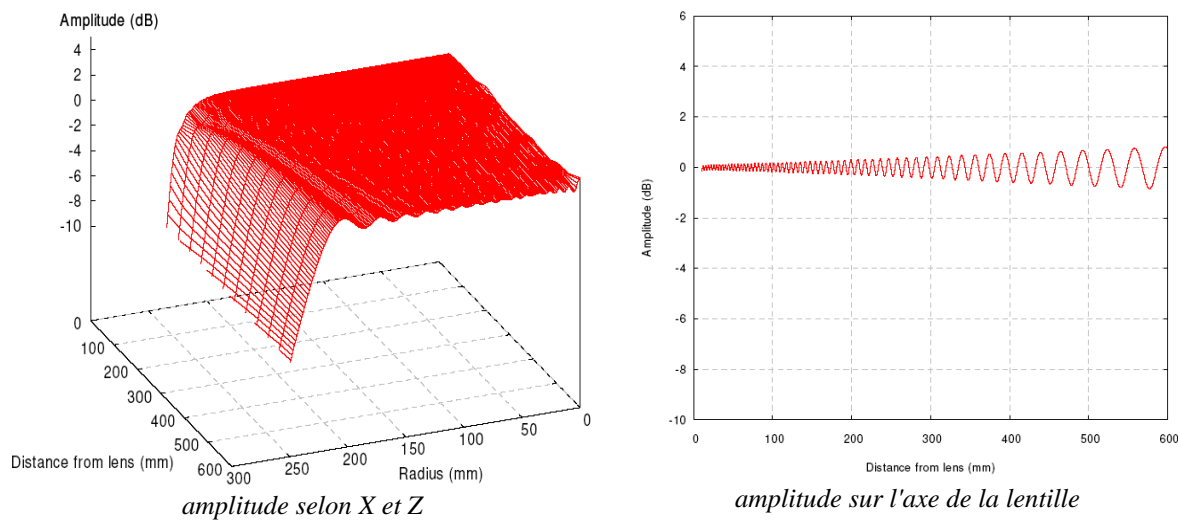
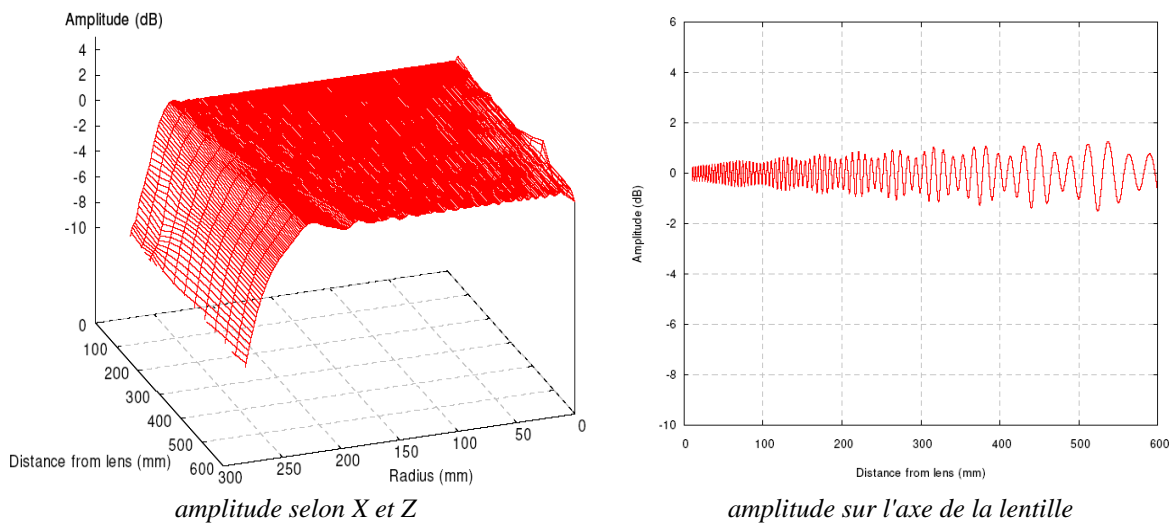


Figure 3.17: champ proche de la lentille, amplitude constante

Les oscillations sur l'axe sont effectivement très importantes car elles atteignent au maximum 16 dB. Les résultats obtenus avec la loi fortement atténuée sont reportés en figure 3.18. pour ce faire une loi en puissance et une loi exponentielle ont été utilisées.



(a) loi en $1 - \left(\frac{r}{R_{\text{lentille}}}\right)^{20}$



(b) loi en $\begin{cases} \text{const. pour } r < R_{\text{lentille}} \\ e^{-\frac{r-R_{\text{lentille}}}{50}} \text{ pour } r > R_{\text{lentille}} \end{cases}$

Figure 3.18: champ proche de la lentille, amplitude rapidement atténuée

Les deux lois permettent une réduction significative de l'amplitude des oscillations. Afin de vérifier cet effet, une seconde lentille en PVC, plus compacte, $D = 200$ mm et $f/D = 5$, est réalisée à Ulm selon le dessin de la figure 3.19. La loi recherchée, très difficile à réaliser au moyen d'un dispositif simple, tel un cornet, est obtenue d'une part, par l'ajout de métal, destiné à réfléchir l'onde incidente sur les bords, donc à la canaliser en réflexion ce qui supprime sa contribution à l'onde rayonnée en transmission. D'autre part, le matériau absorbant a pour rôle l'atténuation rapide de l'onde rayonnée sur les bords de la lentille.

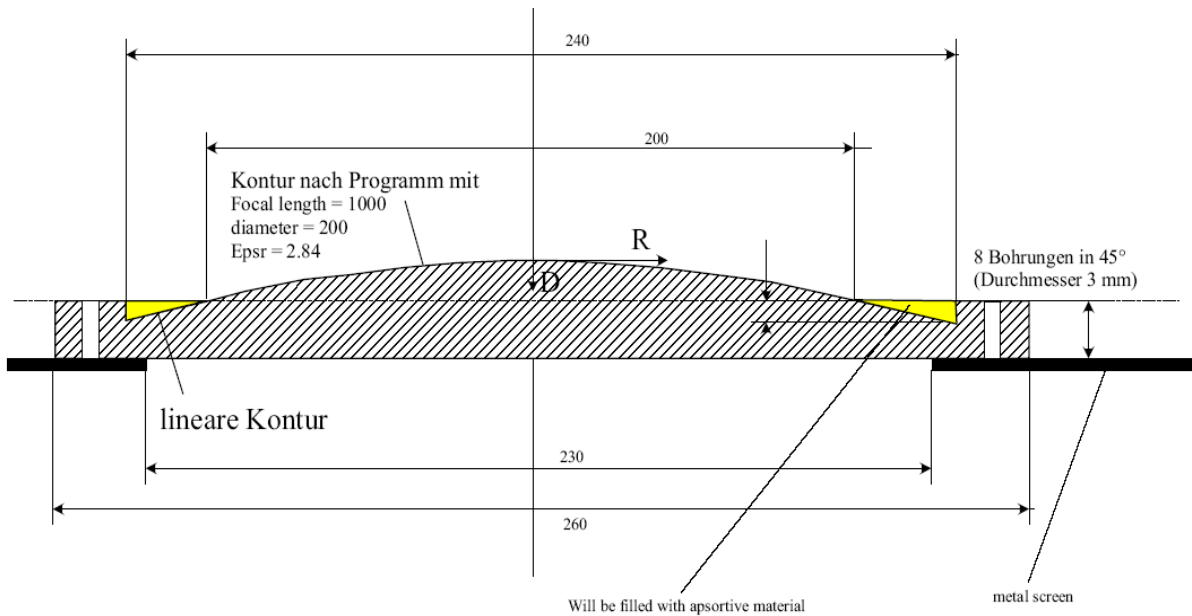


Figure 3.19: lentille à loi d'amplitude atténuée

3.3.2. Mesures

Le champ proche de la lentille est mesuré au MWT en fonction de la distance à l'axe de la lentille lors du séjour de Matthieu Multari en Mai 2006. Les résultats sont présentés en figure 3.20 pour la zone au centre de la lentille.

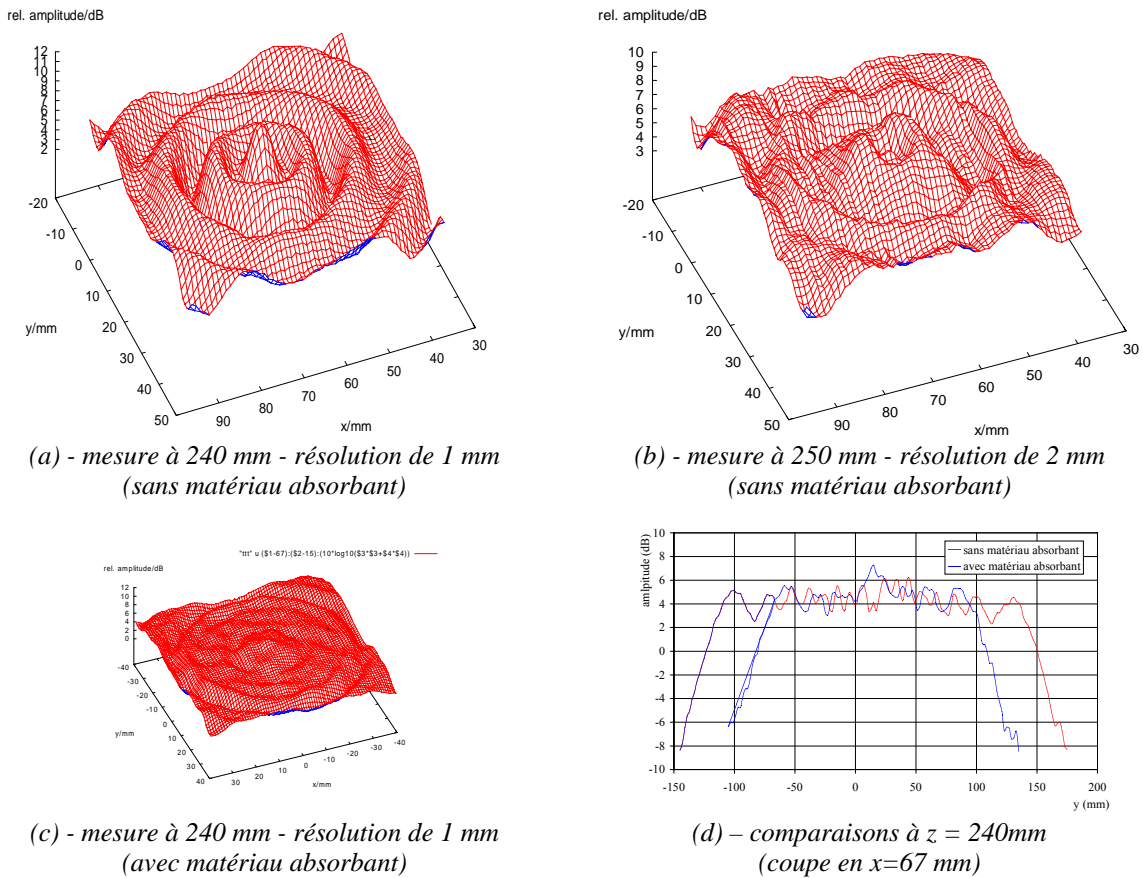


Figure 3.20: amplitude du champ proche à la fréquence de 76,5 GHz

Les oscillations n'ont pas réellement été atténuées. De plus, à la fréquence de 76,5 GHz, un

déplacement de 10 mm équivaut à $2,55\lambda$ ce qui explique que le centre de la lentille passe d'un maxima à 240 mm à un minima à 250 sur les figures 3.2à.a et 3. 20.b.

L'approche présentée, avantageuse par sa simplicité, omet cependant la prise en compte des réflexions internes à la lentille. Les résultats de mesure tendent à confirmer que ces dernières contribuent fortement aux perturbations du champ proche. Afin de mieux quantifier les phénomènes précédemment décrits, nous avons mené une campagne de simulations rigoureuses à l'aide du logiciel SRSRD.

3.4. Simulations de la base compacte

Comme nous l'avons rappelé au chapitre précédent, le logiciel SRSRD, qui utilise la décomposition en modes sphériques, permet de simuler des structures à symétrie de révolution. Il permet entre autres, de tracer les cartes de champ en fonction de la distance d'observation. Son application à une structure de l'ordre de 1000λ en encombrement latéral et de 150λ de diamètre a nécessité des études préliminaires détaillées en [21], en particulier pour évaluer l'impact du filtrage des modes sur l'acuité des résultats.

3.4.1. Impact du filtrage des modes

Nous résumons rapidement les principales conclusions de cette étude conduite à la fréquence de 77 GHz. La figure 3.21 résume le problème lié à l'impact du filtrage des modes sphériques.

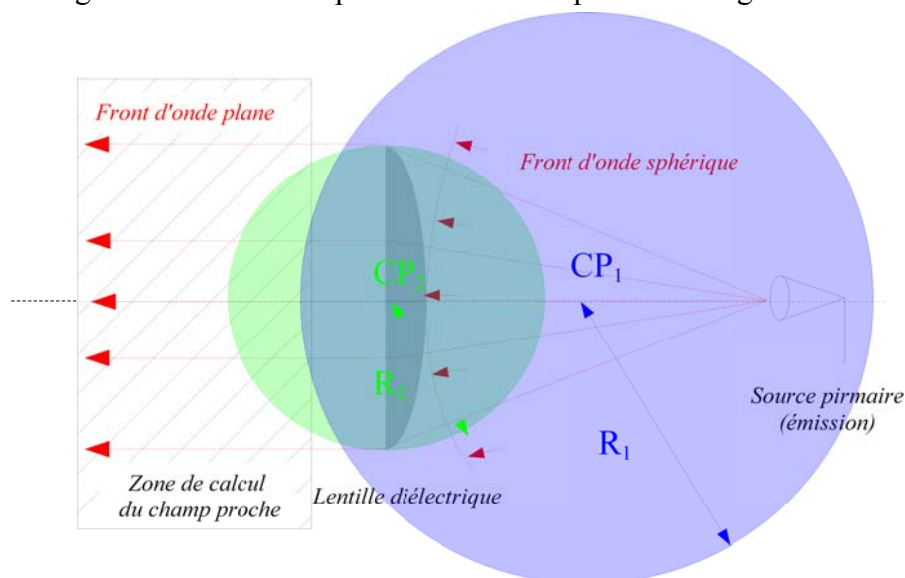


Figure 3.21: filtrage des modes lié à la taille de la structure à simuler

Le calcul du champ proche (zone hachurée), pour être rigoureux, se doit de prendre en compte l'ensemble de la structure, c'est à dire la lentille diélectrique et sa source primaire. Pour ce faire, la sphère d'encombrement nécessaire au calcul des modes sphériques, doit englober ces deux dispositifs. Ce cas est représenté sur la figure 3.21 par la sphère de rayon R_1 . Malheureusement, elle conduit à un nombre de modes N incompatible avec les outils de calcul de champ proche développés. Ainsi, la sphère d'encombrement est réduite à celle de rayon R_2 qui englobe la seule lentille, le nombre de modes ainsi tronqué permet de calculer le champ proche. N est évalué grâce à la formule suivante:

$$N = kR + 10$$

avec

$$k = 2 \frac{\pi}{\lambda} \quad (3.13)$$

La figure 3.19 [21] représente l'influence de la troncature (filtrage) sur le diagramme en champ lointain ainsi que sur l'amplitude et la phase du champ proche dans le plan E pour trois distances différentes. La structure simulée est une lentille hyperbolique alimentée par un cornet conçu pour $f = 860$ mm et $D = 500$ mm (fig.3.22.a). La figure 2.22.c représente l'amplitude du champ proche. Compte tenu des propriétés des ondes planes, 5 dB ont été ajoutés et retranchés artificiellement, respectivement aux courbes verte et rouge afin de pouvoir les distinguer. Pour chaque diagramme, la partie gauche (valeurs de X négatives) représente le calcul des modes non tronqués alors que les résultats de la partie droite sont issus des modes filtrés. La coordonnée X désigne la variation selon le rayon de la lentille, ici $X_{\max} = 250$ mm.

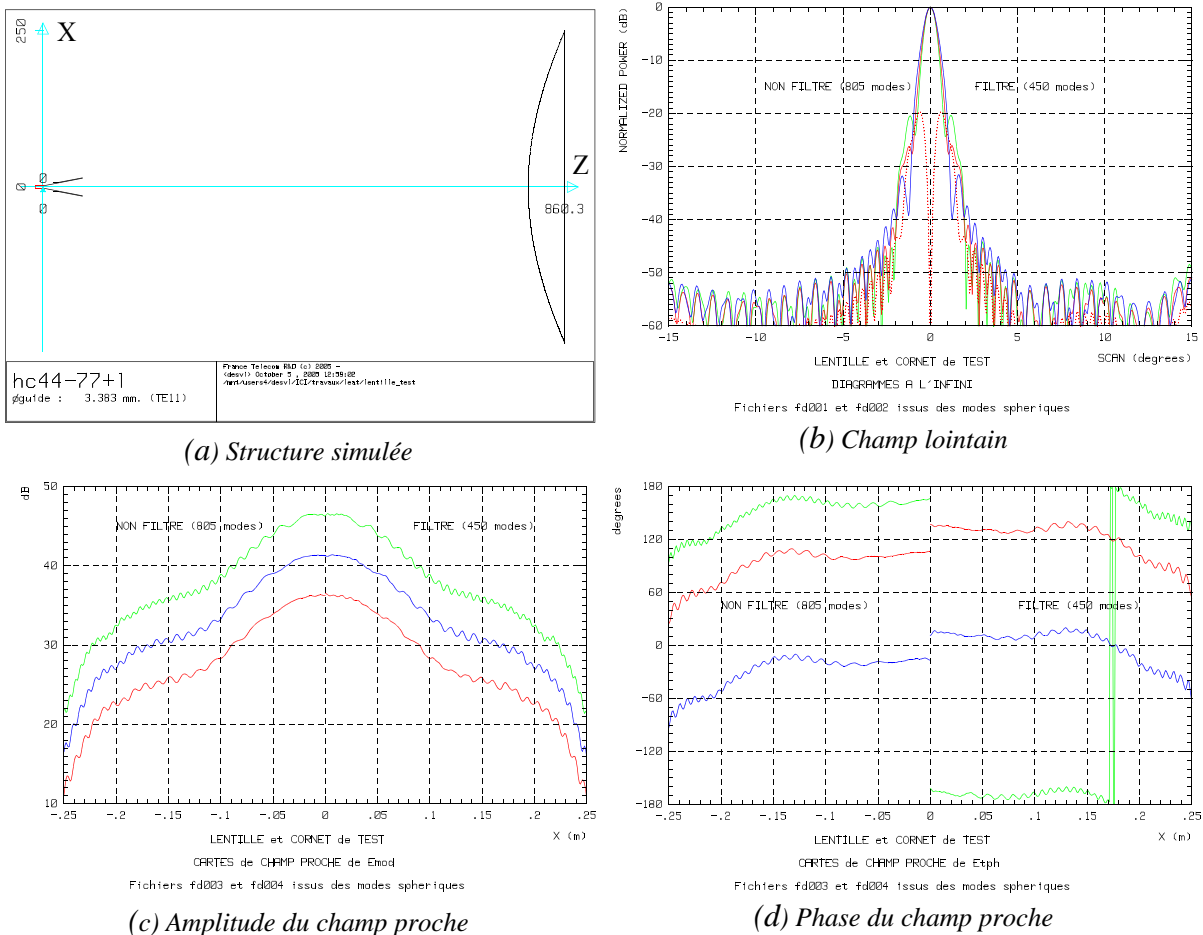


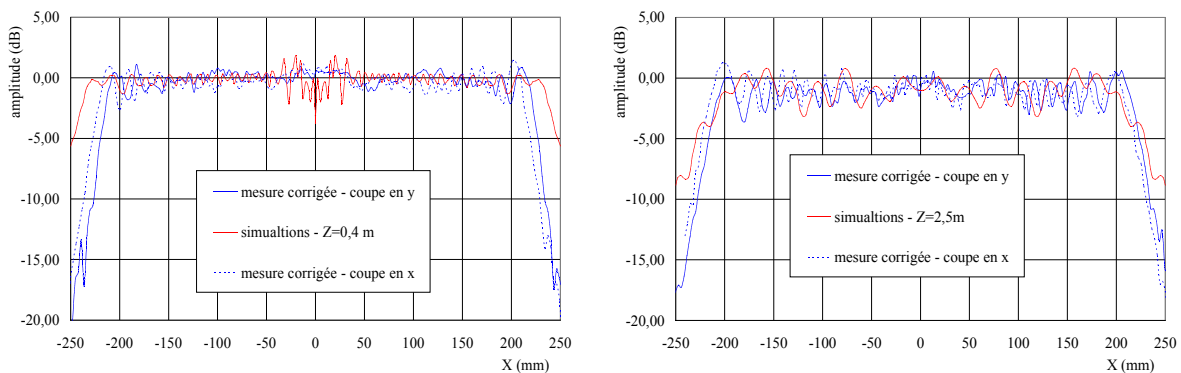
Figure 3.22: impact du filtrage sur les diagrammes en champs proche et lointains

L'ensemble de ces résultats montre que l'impact du filtrage est relativement faible. Elle est cependant visible sur le diagramme en champ lointain pour des niveaux de lobes secondaires inférieurs à -40 dB. D'autre part, l'amplitude du diagramme filtré en champ proche est bruité pour des valeurs de X proches de 0. Une conclusion identique s'impose à la lecture des diagrammes en phase. Notons que le décalage de 30° correspond exactement à la différence de phase produite par le décalage de 425 mm des centres de phases CP1 et CP2, centres des

sphères utilisées pour le calcul des modes.

3.4.2. Simulations

Nous simulons, dans le cas de la lentille en téflon et de celle en PVC la structure de la base compacte formée du cornet illuminateur à -1 dB et de la lentille. La figure 3.23 représente l'amplitude du champ électrique total selon l'axe X comparée aux mesures. Notons que ces dernières sont normalisées afin d'être à un niveau de 0 dB. De plus, une droite de correction, correspondant à un défaut d'alignement de la lentille, a été appliqué lorsque c'était nécessaire afin de redresser les courbes. Enfin, les mesures sont effectuées à une distance de 20 cm de la lentille. Malheureusement, nous ne sommes pas en mesure d'avoir les résultats de simulation pour une distance aussi proche de la surface plane de la lentille. C'est pourquoi les distances de simulation ne correspondent pas à celles de mesure. Comme nous l'avons vu [19], cela peut provoquer de grandes fluctuations dans l'axe ($x=0$) mais influe peu en dehors (voir figures suivantes). C'est pourquoi l'accord dans l'axe varie de plusieurs dB. Enfin, cette limitation nous prive de la comparaison des phases.



(a) Lentille en téflon à 77 GHz

(b) Lentille en PVC à 77 GHz, $z=2,5m$.

Figure 3.23: champ proche selon X

Les simulations reflètent bien la mesure en dehors de la dynamique plus faible. Cet effet est dû à l'insertion de la lentille dans une plaque de bois recouverte d'absorbants qui filtre le couplage direct de la source primaire contrairement aux simulations. L'augmentation de l'amplitude des oscillations lorsque la constante diélectrique croît est également vérifiée.

Les figures 3.24 a et b représentent les cartes du champ électrique total selon l'axe Z. La zone courbe fuchsia, située approximativement entre $z=0,15m$ et $z=0,25m$, ne représente pas la surface de la lentille, pas plus que celle en bleu marine située entre $z=0$ et $z=0,15m$. Elle sont liées à la visualisation et ne doivent pas être prises en compte.

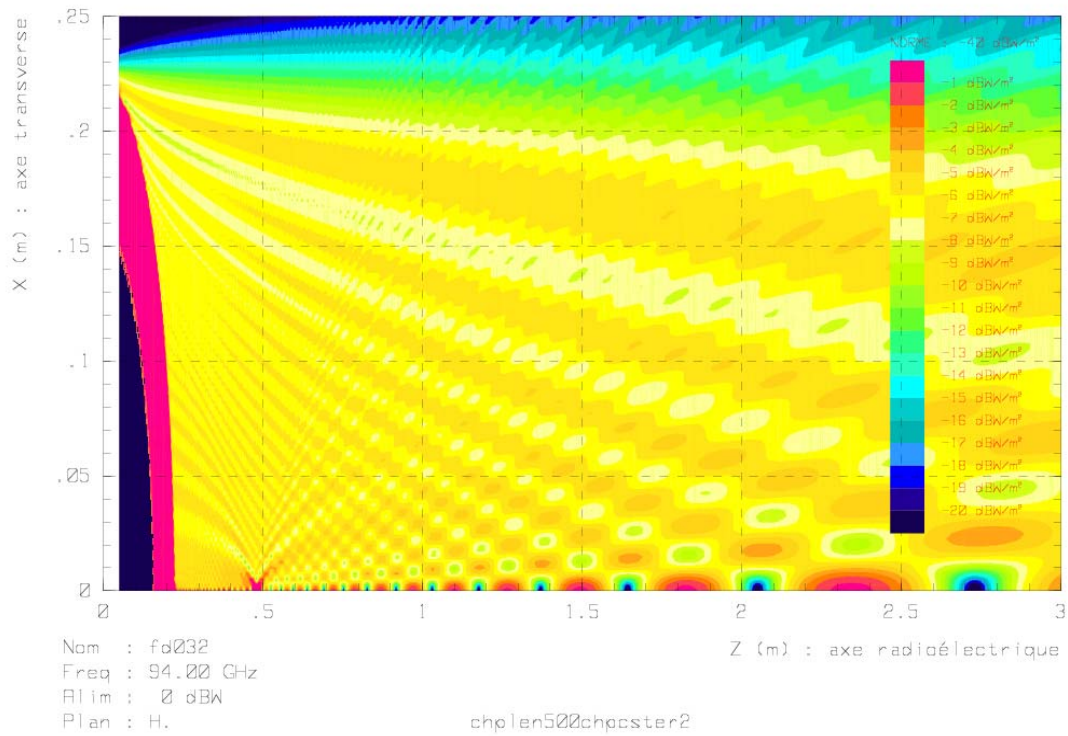


Figure 3.24.a: champ proche à 94 GHz, lentille en téflon

L'amplitude maximale (rose fuchsia) correspond à 0 dBW/m², un changement de couleur représente à 1 dB de moins. Le minimum (bleu marine) est de -20 dBW/m².

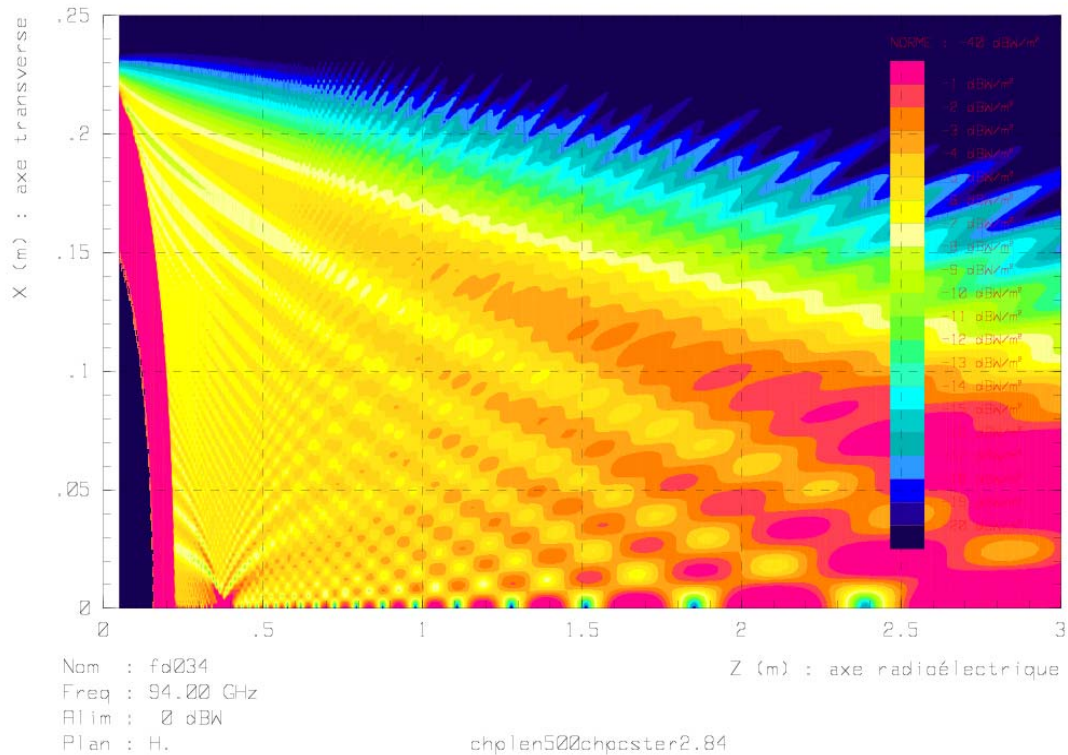


Figure 3.24.b: champ proche à 94 GHz, lentille en PVC

L'amplitude maximale (rose fuchsia) correspond à 0 dBW/m², un changement de couleur représente à 1 dB de moins. Le minimum (bleu marine) est de -20 dBW/m².

Notons tout d'abord que la structure d'onde plane n'est pas respectée. De plus, la base

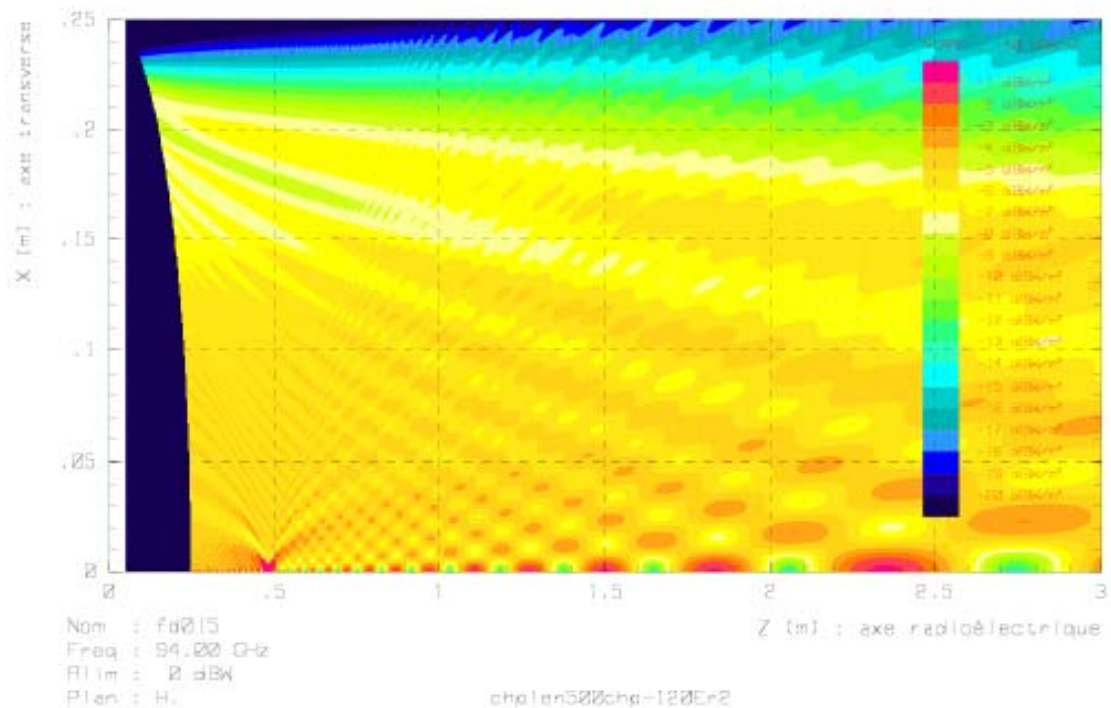
compacte formée au LEAT, avec une distance de mesure à 40 cm de la lentille en PVC, est située dans la pire zone de mesure puisqu'elle correspond à la perturbation maximale comme indiqué en figure 3.24.b. Enfin, nous retrouvons les ordres de grandeur des oscillations sur l'axe simulées avec [19] et l'amplification de celles-ci avec l'augmentation de ϵ_r .

Si nous acceptons de négliger un éventuel couplage entre la source primaire et la lentille, ce qui paraît raisonnable compte tenu du rapport $f/D = 7$, nous pouvons remplacer la source primaire physique par un fichier de points représentant ses diagrammes de rayonnement dans les plans E et H en amplitude et en phase. Cette option permet d'une part, un gain de temps de calcul, d'autre part, de simuler des lois d'éclairage parfois à réaliser en pratique. C'est le cas des lois décrites aux figures 3.18.a et b.

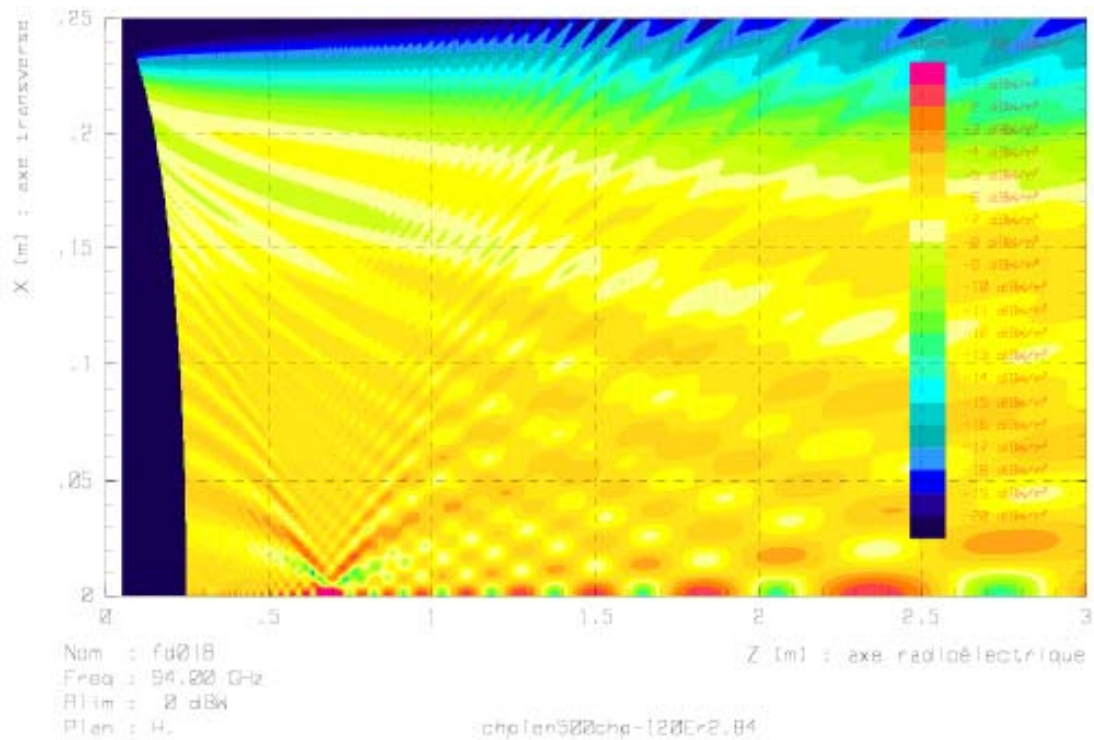
3.4.3. Loi d'amplitude fortement atténuée

La figure 2.25 représente la simulation SRSRD de la base compacte avec la loi en $1 - \left(\frac{r}{R_{\text{lentille}}}\right)^{20}$ précédemment utilisée.

Contrairement à la modélisation par l'approche PWS appliquée aux ouvertures, les oscillations ne sont pas réduites à 2 dB mais atteignent 5 dB (jaune pâle à orange clair) comme en mesure. Il est donc probable que ces dernières soient liées aux réflexions internes dans la lentille. Cette hypothèse est corroborée par le déplacement de la perturbation de 40 cm à 70 cm sur la lentille en PVC.



(a) - Lentille en teflon



(b) – Lentille en PVC

Figure 3.25 : champ proche à 94 GHz, lentille en PVC, loi d'amplitude atténuée
 L'amplitude maximale (rose fuchsia) correspond à 0 dBW/m², un changement de couleur représente à 1 dB de moins. Le minimum (bleu marine) est de -20 dBW/m².

3.4.4. Loi d'éclairement *prolate*

3.4.4.1. Application à la lentille en PVC de 500 mm de diamètre

La solution préconisée en simulation consiste à réduire l'éclairement sur les bords de la lentille selon une loi correspondant à une fonction *prolate spheroidal* [22].

Afin de pouvoir effectuer rapidement la vérification expérimentale, nous choisissons une fonction *prolate* dont nous possédons la source primaire correspondante. La lentille décrite au chapitre 2, paragraphe 6 (6.3) convient parfaitement, elle génère un éclairement de -40 dB sur les bords de la lentille qui sert à former la base compacte. La figure 3.26 illustre cette amélioration. Le spot de la zone calme résultant est de 13 cm.

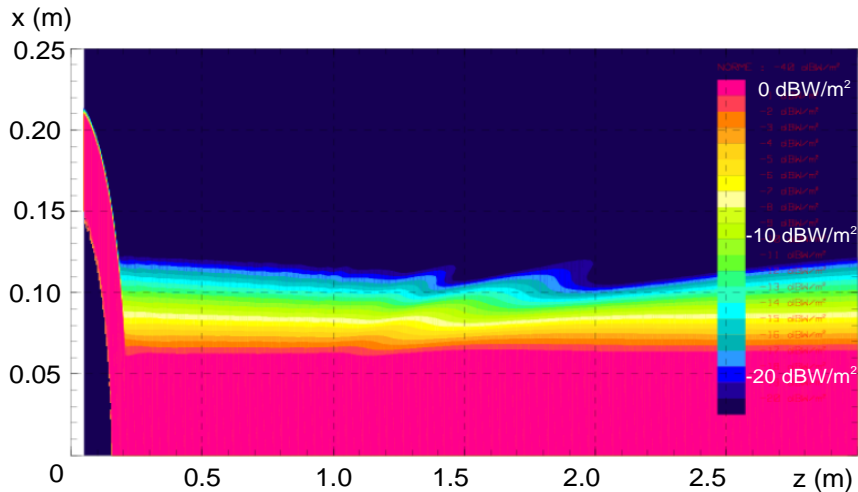


Figure 3.25 : champ proche à 94 GHz, lentille en PVC, loi d'amplitude atténuée
 L'amplitude maximale (rose fuchsia) correspond à 0 dBW/m², un changement de couleur représente à 1 dB de moins. Le minimum (bleu marine) est de -20 dBW/m².

Nous avons alors cherché à vérifier l'amélioration par la mesure d'un cornet standard. Les résultats sont présentés en figure 3.27. Les mesures sont effectuées lors des deux séjours du Professeur Menzel en Septembre 2005 et Mars 2006 au LEAT.

Les oscillations du diagramme ont disparues contrairement aux mesures initiales (courbe bleue), cependant, la zone calme est réduite ce qui provoque une atténuation notable du niveau reçu par l'antenne sous test et déforme son diagramme. De plus, une erreur d'alignement dépointe le spot de la zone et engendre la dissymétrie visible sur la mesure. Cette solution doit faire l'objet d'améliorations afin de s'affranchir de cette double contrainte.

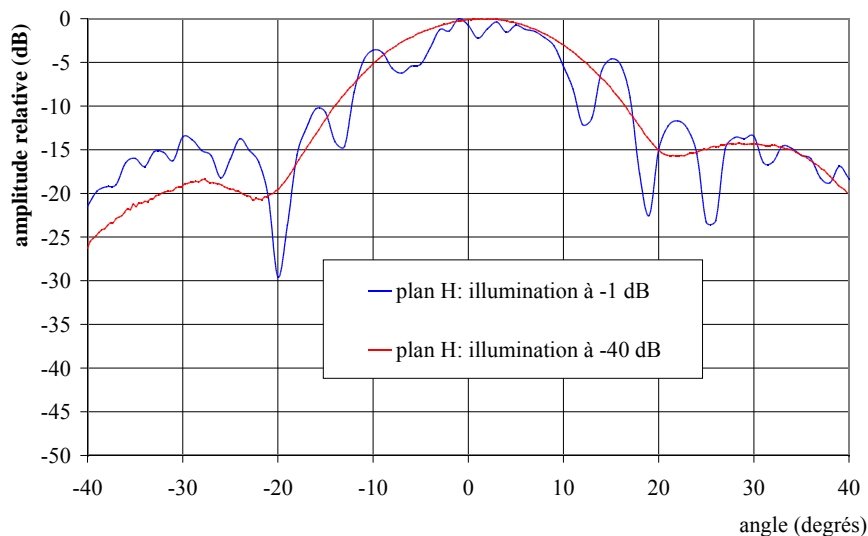


Figure 3.27: mesure d'un cornet de référence à 94 GHz en base compacte, lentille en PVC

Dans un premier temps, nous cherchons à optimiser la fonction *prolate* qui concilie au mieux l'obtention d'une zone calme et son diamètre. Pour cela, nous menons une étude sur la lentille plus petite de 200mm de diamètre présentée en figure 3.19.

3.4.4.2. Application à la lentille en PVC de 200 mm de diamètre

La fonction *prolate* initialement choisie, présente une atténuation d'amplitude de -40 dB. Seule un système focalisant, une lentille ou un réflecteur, permet d'atteindre cette valeur très élevée. Nous ajoutons, de facto, une contrainte mécanique forte puisque l'insertion de la base compacte requiert alors un double alignement. Nous perdons l'avantage de la simplicité en

nous rapprochant des bases compactes traditionnelles à deux miroirs. En revanche, la diminution du *taper* d'amplitude permet de s'en affranchir. La figure 3.28 présente l'évolution de la zone calme pour les différentes lois d'illuminations.

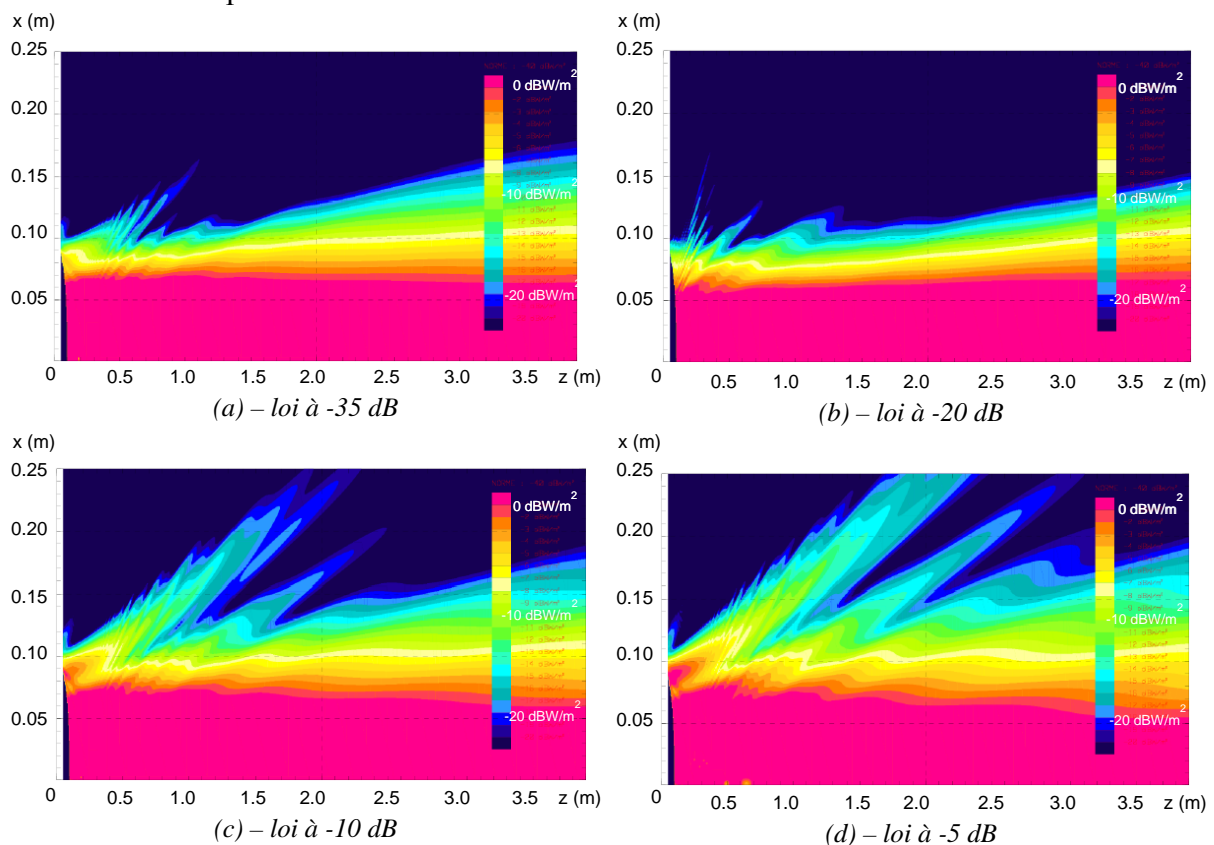
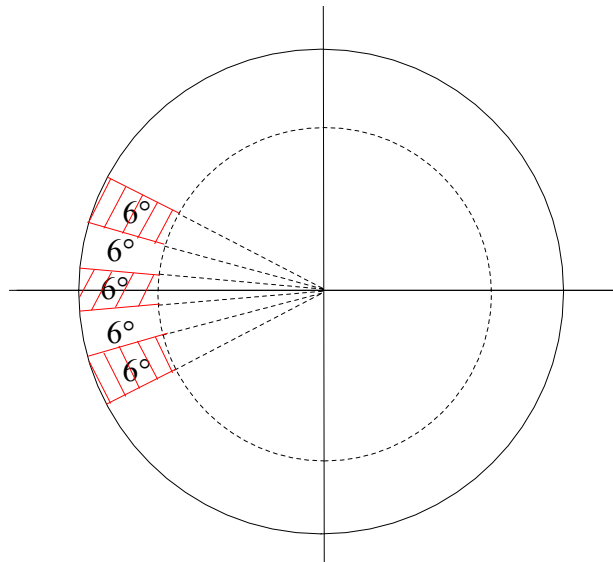



Figure 3.28: évolution de la zone calme à 94 GHz en fonction de la loi prolate
 Le terme loi à $-x$ dB désigne l'amplitude relative de x de la loi d'éclairément sur les bords de la lentille.

Les lois à plus forts *taper* génèrent des zones bien tubulaires dont l'amplitude décroît avec celle de la loi d'éclairément. La diffraction par les bords de la lentille est faible. En revanche, cette dernière augmente lorsque le *taper* diminue. La valeur de 10 dB est la valeur minimale acceptable. La zone calme correspondantes est de 13 cm soit 65% de la surface de la lentille. Ces résultats très prometteurs doivent faire l'objet d'études approfondies sur des lentilles de plus grands diamètres.

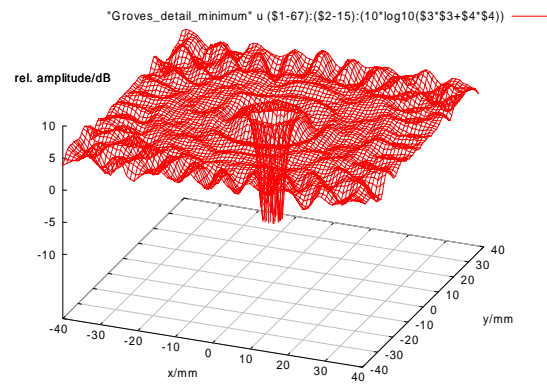
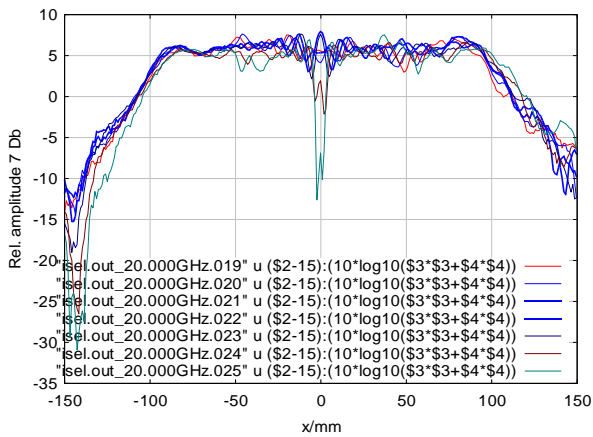
3.4.5. Insertion de serrations

Les bases compactes traditionnelles [13-14, 20] exploitent le principe de la suppression de la diffraction par les bords des réflecteurs par l'optimisation de leur profil. Cette dernière peut présenter un profil recourbé ou des serrations. Nous avons également cherché à appliquer ce principe sur la lentille de la figure 3.19. La figure 3.29 présente les premiers résultats de mesure.



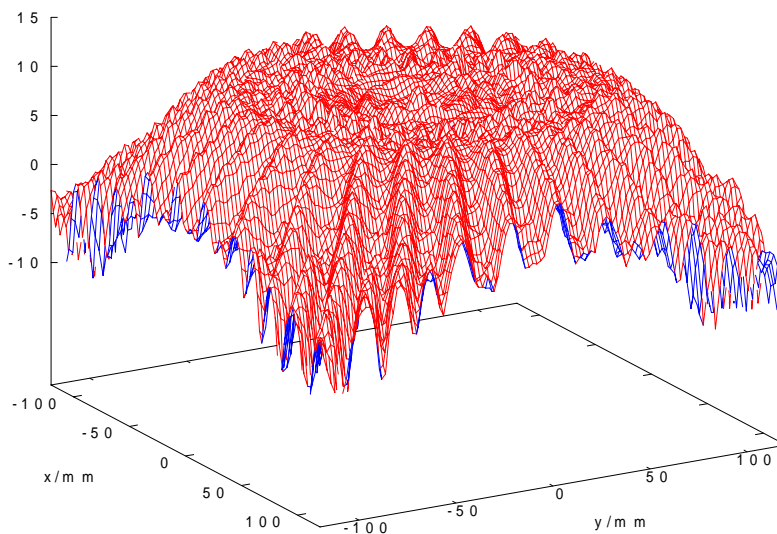
 Diélectrique à usiner

(a) - paramètres des serrations



(b) – coupes en y pour différentes distances de la sonde au centre de la lentille

(c) – détail des oscillations au centre



(d) – champ proche sur la surface de la lentille

Figure 3.29: mesure du champ proche sur une lentille à serrations (Université d'Ulm)

Une étude approfondie du profil doit être menée afin d'améliorer les résultats actuels.

4. Conclusions et perspectives

Le système de mesure en bande millimétrique est à présent opérationnel et performant grâce aux différents aménagements opérés lors de son installation. Cependant, pour être complet ce dernier doit:

- inclure la mesure des diagrammes en phase,
- inclure la base compacte pour la mesure de grandes antennes millimétriques.

Des premières mesures de phase ont été effectuées par lecture directe sur le récepteur qui démontrent la validité du système. Cependant, nous devons choisir entre une simple acquisition obtenue par programmation de la phase à partir de la partie réelle et imaginaires du coefficient de transmission mesuré par le récepteur, et la possibilité d'effectuer une correction « à posteriori » pour calculer le centre de phase. Cette dernière, plus intéressante nécessite l'achat d'un logiciel spécifique, comme SAMS, développé et commercialisé par le CNES. D'autre part, des aspects plus fins de la connectique en guide d'ondes, comme les problèmes liés à l'alignement des brides [23] pourront être introduits dans le cadre de l'acquisition prévue par le laboratoire du PNA5250A.

Enfin, les récentes études sur les absorbants [24] en bandes millimétriques et sub-millimétriques, devront être prises en compte pour améliorer les caractéristiques de la chambre anéchoïde.

L'implantation de la base compacte, séduisante sur le papier, s'avère délicate. Les études doivent se poursuivre, sans doute dans un premier temps sur des lentilles de plus petite taille afin de trouver une solution efficace à la réduction de la diffraction par les bords, soit par l'utilisation d'une lentille à profil modifié (insertion de serrations sur les bords, trous). L'année de prolongation demandée dans le cadre du PAI Procope, permettra sans doute de répondre à ces attentes.

5. Références bibliographiques

- [1] *NSI-near-far.pdf*, notes on near and far field measurement, NSI-near-far.pdf, téléchargé à partir du site www.agilent.com
- [2] *5968-6759E.pdf*, Agilent Antenna Test, selection guide, téléchargé à partir de www.agilent.com
- [3] *HP antenna test solution 1999/2000 Catalog*, ancienne brochure (discontinued).
- [4] A.C. Ludwig, "The Definition of Cross Polarizations", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, January 1973, pp. 116-119.
- [5] B.T. DeWitt, "Electromagnetic Scattering by Pyramidal and Wedge Absorber", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, No 7, July 1988, pp. 971-984.
- [6] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. Griffiths, J. Encinas, *Modern Antennas*, First Edition, Chapman & Hall, London, Wien, New-York, 1998, ISBN 0412579103.
- [7] L. Le Coq, "Far-Field millimetric band antenna test facility: positioning procedure using phase measurements", *1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006)* (6-10 November 2006, Nice, France).
- [8] C.A. Balanis: *Antenna Theory - Analysis and design, second edition* John Wiley & Sons, Inc., 1996, ISBN 0-471-59268-4.
- [9] R. C. Johnson, H. A. Ecker, R.A. Moore, "Compact range Techniques and Measurements", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-17, No. 5, September 1969, pp. 568-576.
- [10] R. C. Johnson: *Antenna Engineering Handbook, third edition* McGraw-Hill, 1993, ISBN 007032381X.
- [11] Eric K. Walton and Jonathan D. Young, "The Ohio State University Compact Range Cross-section measurement Range", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, No 11, November 1984, pp. 1218-1233.

- [12] C. W. I. Pistorius, G. C. Clerici, W. D. Burnside "A Dual Chamber Gregorian Subreflector System for Compact Range Applications", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, No 3, March 1989, pp. 305-313.
- [13] G. Beddeleem, C. Nardini, G. Forma, C. Bouvin, H. Garcia, B. Buralli, "Quiet Zone Characterisation for a Compensated Compact Range: Measurement and Prediction up to the Millimeter Band", *JINA*, Nice 8-10 Nov. 2004, pp. 312-313.
- [14] G. Forma, C. Nardini, H. Garcia, C. Bouvin, D. Allenic, D. Laibe, S. Navasackd, D. Dubruel, J. Marti Canales, G. Crone, J. Tauber, "30-70-100-320 GHz radiation measurements for the radio frequency qualification model of the planck satellite", *1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006)* (6-10 November 2006, Nice, France).
- [15] Johanna Meltaus *et al.*, "Millimeter-Wave Beam Shaping Using Holograms", *IEEE -MTT*, vol.51 No. 4, pp.1274-1279, April 2003.
- [16] Jane Häiki, Tomi Koskinen, Juha Ala-Laurinaho and Antti V. Räisänen, "Dual Reflector Feed System for Hologram-Based Compact antenna Test", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, No 12, December 2005, pp. 3940-3948.
- [17] Tomi Koskinen *et al.*, "Experimental Study on a Hologram-Based Compact Antenna Test Range at 650 Ghz", *IEEE-MTT.*, vol.53 No. 9, pp.2999-3006, September 2005.
- [18] W. Menzel, B. Huder. : "Compact range for millimeter-Wave frequencies using a dielectric lens", *Electron. Lett.*, vol.20, pp. 768-769, Sept. 1984.
- [19] R.C. Rudduck, Chin Long J. Chen, "New Plane Spectrum Formulations For The Near-Fields Of Circular And Strip Apertures", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP -24, No 4, July 1976, pp. 438-449.
- [20] W. D. Burnside, M. C. Gilreath, B. M. Kent, G. C. Clerici, "Curved Edge Modification of Compact Range Reflector", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, No 2, March 1987, pp. 176-182.
- [21] J/L. Desvilles, "Systèmes à lentille et champ proche – Impact du flitrage", rapport interne, Octobre 2005.
- [22] R.C. Hansen: "A One-Parameter circular aperture distribution with narrow beamwidth and low sidelobes", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, July 1976.
- [23] C. Oleson and Anthony Denning, "Millimeter-Wave Vector Analysis Xcalibration and Measurement Problems caused by Common Waveguides Irregularities", *disponible sur le net en entrant le titre Google*.
- [24] A. Lonqvist, A. Tamminen, J. Mallat, A.V. Raisanen, "Monostatic Reflectivity Measurement of Radar Absorbing Material at 310 GHz", *IEEE MTT.*, vol. 54, No 9, September 2006, pp. 1218-1233.

Table des matières

1. Introduction – Historique des travaux menés.....	137
2. Antennes alimentées par des guides d’ondes coplanaires.....	138
2.1. Antenne planaire à polarisation circulaire.....	138
2.2. Antennes uniplanaires.....	139
2.2.1. Alimentation en parallèle.....	139
2.2.2. Alimentation série / parallèle.....	143
2.2.2.1. Alimentation série – mode pair.....	144
2.2.2.2. Alimentation parallèle – mode impair.....	145
2.2.2.3. Antenne monopulse.....	147
3. Insertion de fonctions actives.....	150
3.1. Dépointage discret de faisceau par commutation d’amplificateur sur un réseau série.....	150
3.2. Répéteur à diversité de polarisation	150
3.3. Doubleur de fréquences	152
4. Conclusion et perspectives.....	154
5. Références bibliographiques.....	154

Chapitre 4. Antennes planaires -intégration de fonctions actives

Intervenants

Nous présentons ci-dessous la liste de l'ensemble des chercheurs ayant participé directement ou indirectement à la thématique décrite dans ce chapitre.

LEAT: Albert Papiernik, Jean-Marc Laheurte, Eirini Linardou, Yassine Turki, Mamadou Barry.

IEMN: Nathalie Rolland.

Ce chapitre, résume le travail effectuée à mon arrivée au laboratoire. Les travaux menés, essentiellement entre 1996 et 2000, sont conduits dans le cadre de la thématique « antennes actives » alors dirigée par Jean-Marc Laheurte. Ils rassemblent essentiellement les résultats des travaux de thèse et de DEA d'Eirini Linardou, et de stages de DEA de Yassine Turki et Mamadou Barry. Ce chapitre est volontairement plus court que les précédents, car les progrès accomplis depuis lors dans ce domaine, notamment avec l'apparition des MEMs (Micro-Electro-Mechanical Systems) [1] a bouleversé la donne et rend ces études en grande partie caduques. Petit à petit, j'ai souhaité faire évoluer mon activité de recherche vers les antennes millimétriques, ce qui explique l'absence de continuité de ces travaux. En outre, les structures développés, de type planaires l'ont été dans le but de pouvoir monter en fréquences.

1. Introduction – Historique des travaux menés

Lorsque je suis recrutée au laboratoire, les télécommunications sont en plein essor et en pleine mutation. Citons parmi les applications alors en développement: l'imagerie micro-ondes [2-4], les communications par satellites [5], les communications sans fils à très haut débit [6] ou l'aide à la conduite avec le développement des radars automobiles évoqués plus en détail au chapitre 1.

Toutes sont soumises à des contraintes de coût, d'encombrement et de poids, particulièrement importantes dans le cadre des charges utiles de satellites, qui rendent les antennes imprimées très compétitives pour ces applications. D'autre part, le développement de l'intégration monolithique et la miniaturisation des dispositifs ont permis d'envisager le concept d'antenne active. Ce concept, alors novateur, associe l'élément rayonnant aux fonctions actives des modules d'émission-réception (amplification, oscillation, filtrage, transposition en fréquences par mélange ou multiplication ...). Il permet une reconfiguration des systèmes et a pris corps grâce aux travaux effectués sur les antennes imprimées [7].

Le travail présenté s'articule en deux volets. Le premier présente les structures d'antennes planaires alimentées par guide d'ondes coplanaires. Le second traite de l'insertion de fonctions actives, essentiellement l'amplification et la multiplication de fréquences.

2. Antennes alimentées par des guides d'ondes coplanaires

Les structures présentées ci-dessous, sont proposées en vue de leur insertion à un radiomètre passif. Le choix de l'alimentation coplanaire est fondé sur la possibilité d'ajout de fonctions actives. En dehors de l'antenne à polarisation circulaire, qui repose sur l'utilisation d'un patch, nous avons choisi une antenne à rayonnement longitudinal, à progression exponentielle, l'antenne Vivaldi [8]. L'avantage de cette antenne est sa large bande passante qui facilite la conception de circuits d'alimentation faible bande, bien qu'il soit délicat d'arriver à l'adapter sur toute sa bande « naturelle ».

Ainsi, nous avons développé plusieurs structures qui peuvent s'appliquer aux télécommunications optiques, ou aux radars avec la création d'une antenne *monopulse*. Il s'agit d'associer deux antennes Vivaldi en réseau et de faire varier leurs circuits d'alimentation pour créer les conditions d'excitation des modes pair et impair. Les paramètres sont ajustés grâce à un circuit équivalent que nous avons développé sous HP-MDS. Les antennes sont simulées grâce aux logiciels SR3D et HFSS (à l'époque il s'agit encore d'HP-HFSS). Une campagne de mesure a permis d'évaluer l'efficacité de rayonnement de l'antenne grâce à un réseau de quatre éléments.

Afin de faciliter la lecture du document, nous effectuons une distinction sémantique entre le terme planaire qui désigne les antennes dont l'alimentation peut se situer sur les deux faces d'un même substrat, et le néologisme *uniplanaire* qui désigne des antennes dont une seule face de substrat est insolée comme indiqué en figure 4.1.

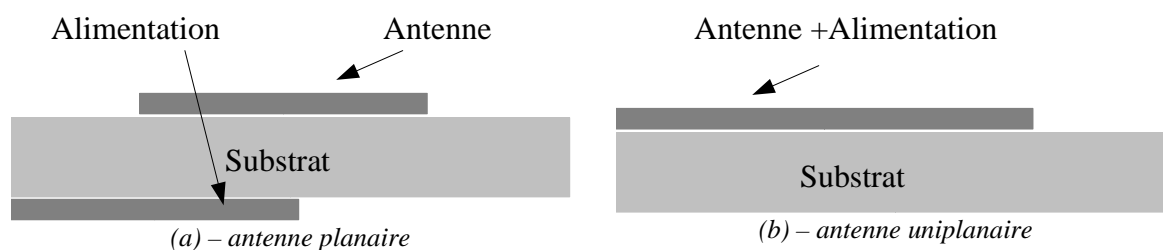
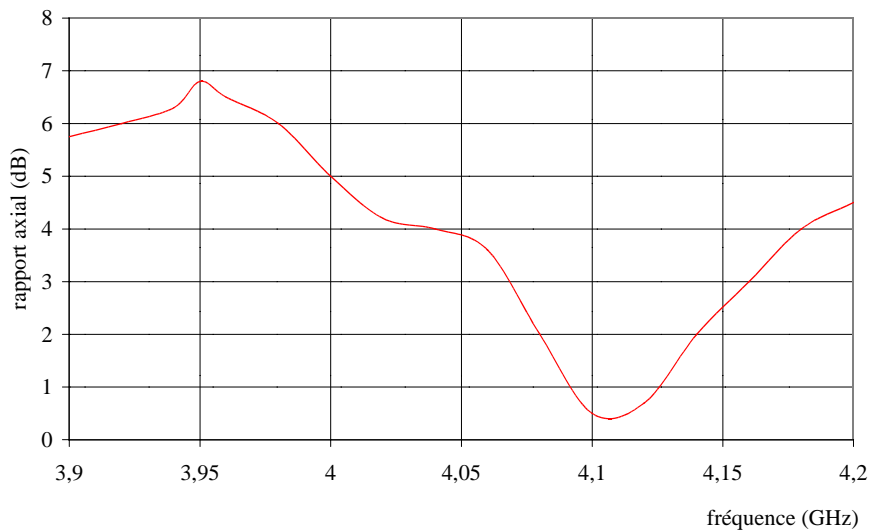
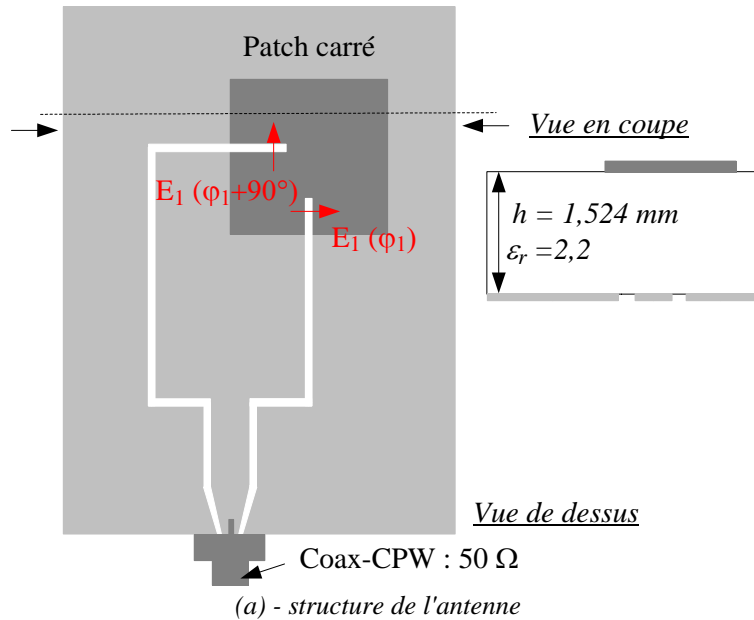


Figure 4.1: Définitions - antennes vues en coupe

2.1. Antenne planaire à polarisation circulaire

La première antenne est réalisée en 1996 dans le cadre d'un stage de DEA effectué par Mr. Yassine Turki. Elle a été conçue pour fonctionner en polarisation circulaire afin d'intégrer un module d'émission-réception. La polarisation circulaire est particulièrement utile dans les transmissions à travers l'ionosphère afin de pallier à l'influence de celle-ci sur la polarisation de l'onde. Dans les systèmes de communication, elle est également utile dans la réjection des multi-trajets créés par le sol ou les bâtiments [9].

La méthode choisie pour obtenir une polarisation circulaire avec un pavé carré ou un disque consiste à exciter deux modes orthogonaux avec la même amplitude et en quadrature de phase. L'élément rayonnant est constitué d'un pavé métallique [10]. Chacun des modes orthogonaux est excité par la composante longitudinale du champ magnétique des deux lignes à fente situées sur la face inférieure du pavé. Les lignes sont optimisées pour obtenir l'adaptation d'impédance. Elles sont recourbées de façon à réaliser un guide d'onde coplanaire. L'antenne fonctionne à 4,1 GHz avec un rapport axial de 0,3. La bande passante de l'antenne est 2,5% ce qui est typique des pavés alimentés par sonde coaxiale en deux points.



(b) - performances

Figure 4.2: Antenne planaire à polarisation circulaire

2.2. Antennes uniplanaires

Les antennes uniplanaires présentent tous les avantages des antennes précédentes et sont insolées en une seule fois ce qui facilite leur réalisation. Cet aspect est crucial dans le domaine des ondes millimétriques car le moindre défaut d'ajustage des différents niveaux de masques peut fortement altérer les performances du circuit.

Ce projet est développé dans le cadre du DEA puis de la thèse de M^{elle} Eirini Linadou. Le projet a été initié par une collaboration avec l'ex- Thomson Microsonics basée à Sophia-Antipolis [11-12].

2.2.1. Alimentation en parallèle

L'entreprise Thomson Microsonics avait besoin d'antennes uniplanaires large bande alimentées par un CPW afin de les coupler à un modulateur électro-optique sur Niobate de Lithium. Notre choix se porte sur un élément rayonnant Vivaldi, nommé ainsi à cause de sa forme de trompette.

Les antennes Vivaldi appartiennent à la famille des antennes à fente à ondes progressives

[8,13-15]. Elles s'adaptent bien à des substrats diélectriques de permittivité élevée comme le Niobate de Lithium. Les antennes de type Vivaldi sont retenues car elles ont de meilleures performances que les autres antennes de leur famille. La difficulté de ce travail réside dans la conception de la structure d'alimentation. Différentes approches originales sont développées. La première est large bande (une décade et demie) et consiste à alimenter directement les antennes en parallèle par un CPW.

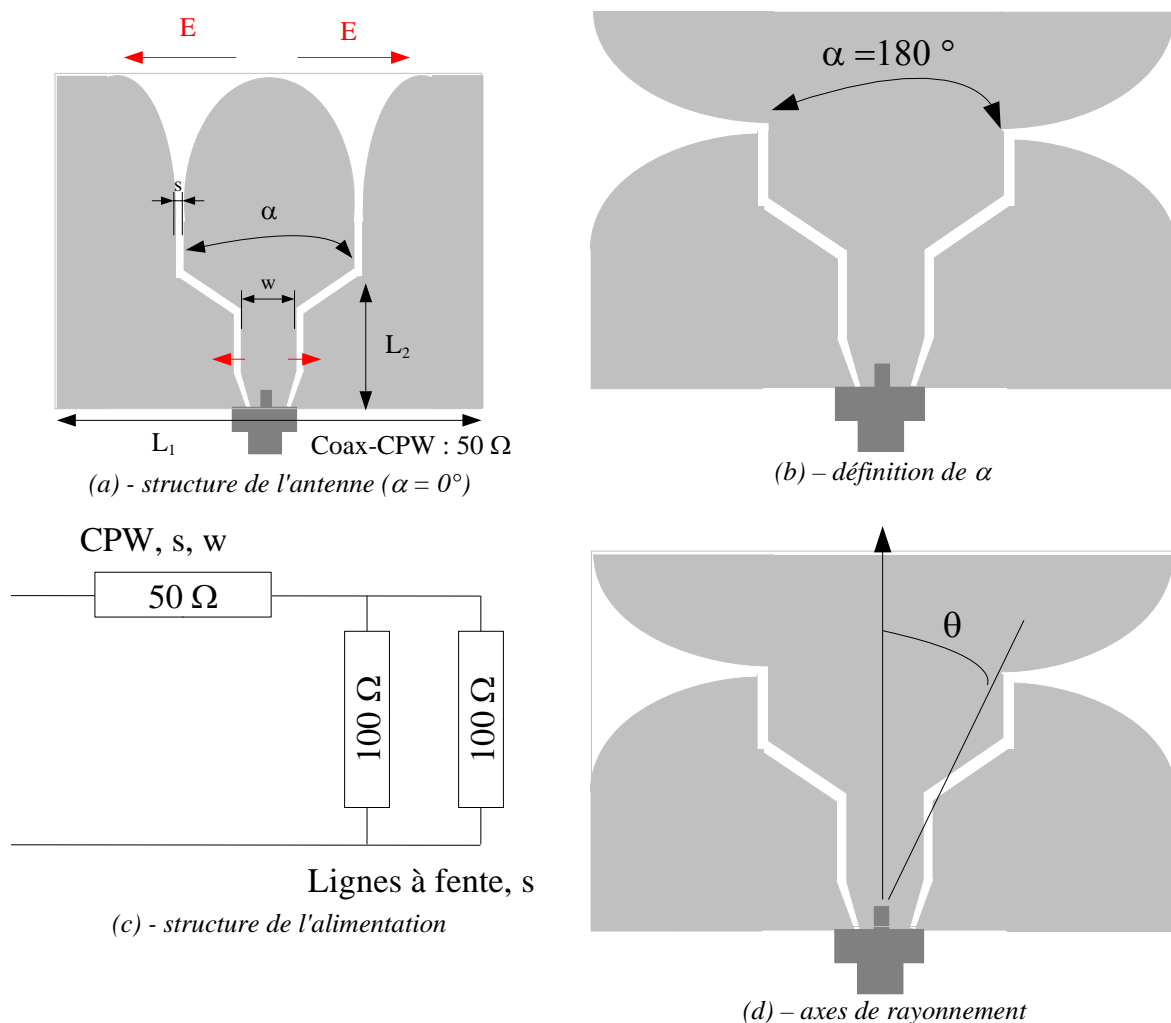


Figure 4.3: Antenne Vivaldi ULB alimentée par CPW

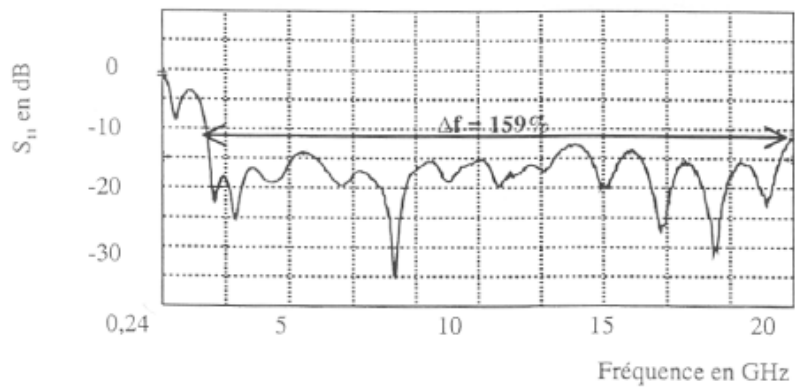
L'antenne est composée d'un guide d'ondes coplanaire qui alimente en parallèle deux lignes à fentes reliées aux antennes Vivaldi. L'adaptation est réalisée en ajustant la largeur des lignes à fente s et la largeur du CPW, w . Notons que s est également la largeur des lignes à fentes qui constituent le CPW. Lorsque le CPW est connecté à une guide coaxial, comme indiqué en figure 4.3, la répartition des plans de masse impose une distribution de champ électrique comme indiqué en figure 4.3.a, le mode propagé dans le CPW est de type impair: le diagramme de rayonnement présente un minimum de rayonnement dans l'axe de l'antenne ($\theta = 0$) et est scindé en deux lobes. La position de ces derniers est conditionnée par la valeur de α , défini en figure 4.3.b.

En revanche, si l'antenne n'est pas reliée à un connecteur coaxial, comme c'est le cas dans les modulateurs électrooptiques mais alimentée par couplage, le champ d'excitation est donné par le modulateur.

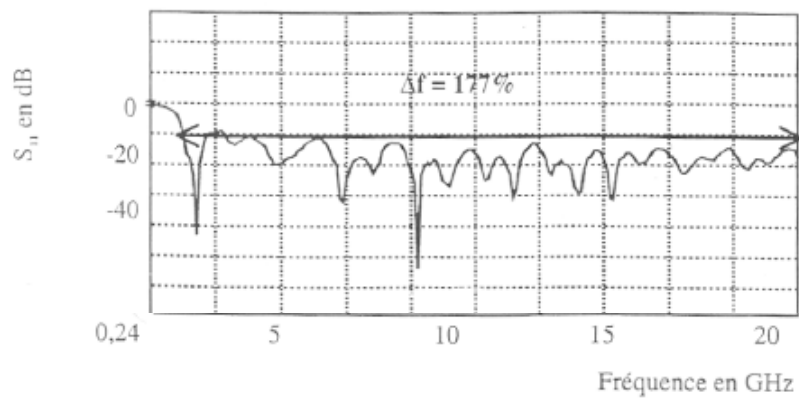
Les paramètres de l'antenne, réalisée sur substrat Duroid, $\epsilon_r = 2,2$ sont résumés dans le tableau ci-dessous. L'invariance des dimensions de l'élément rayonnant Vivaldi impose que L_1 et L_2 changent en fonction de α .

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>
CPW (50 Ω)	w = 5 mm, s = 0,22 mm
Lignes à fentes (100 Ω)	s = 0,22 mm
$\alpha = 0^\circ$	L ₁ = 100 mm L ₂ = 115 mm
$\alpha = 90^\circ$	L ₁ = 155 mm L ₂ = 100 mm
$\alpha = 180^\circ$	L ₁ = 120 mm L ₂ = 55 mm
Equation exponentielle	$y = 0,11 e^{0,109x}$

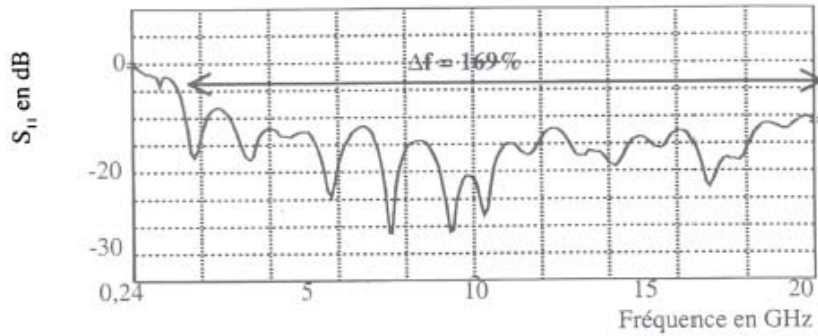
Les mesures du coefficient de réflexion sont résumées en figure 4.4.



(a) – $\alpha = 0^\circ$



(b) – $\alpha = 90^\circ$



(c) – $\alpha = 180^\circ$

Figure 4.4: coefficient de réflexion

Les mesures confirment le caractère large bande de l'antenne avec une bande passante minimale de 159% pour $\alpha = 0^\circ$. L'influence de l'angle α est plus significative sur les diagrammes de rayonnement reportés sur la figure 4.5.

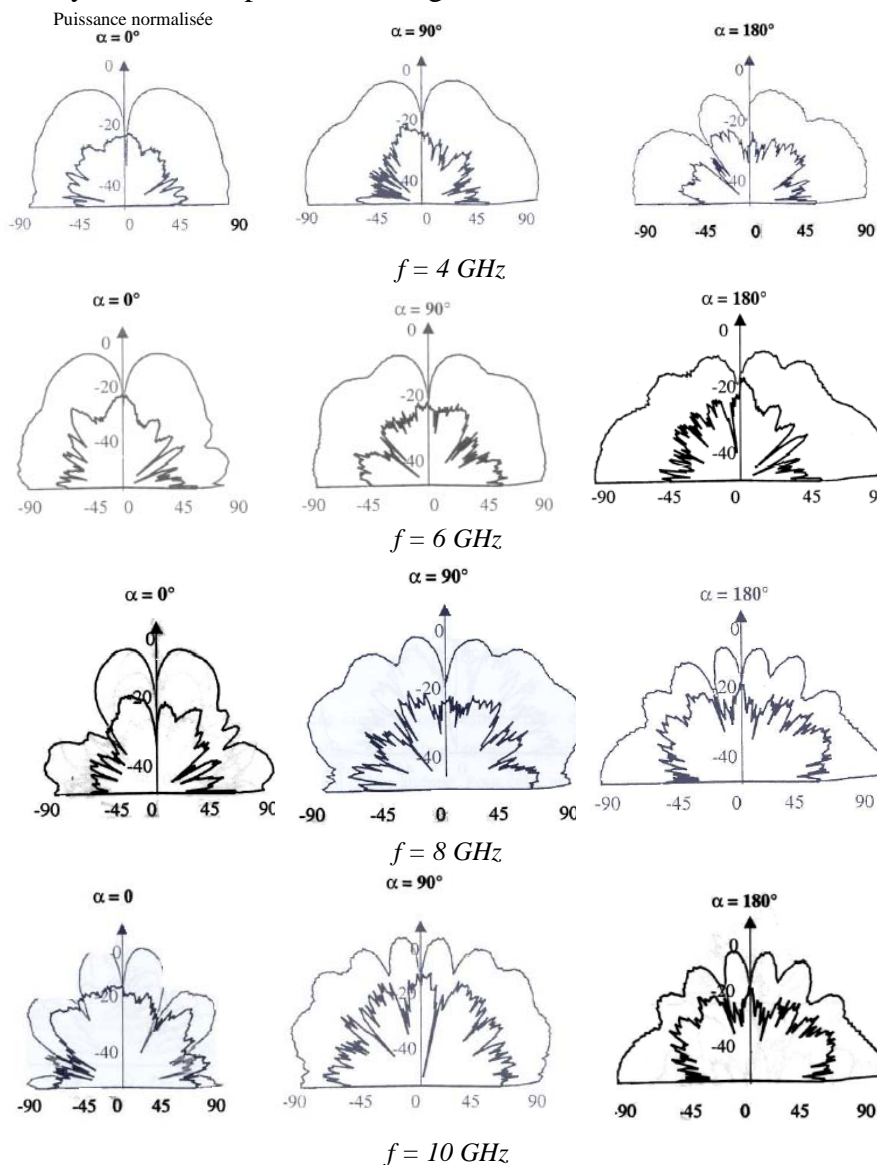


Figure 4.5: diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence

Conformément au comportement de nombre d'antennes large bande, des lobes supplémentaires apparaissent au fur et à mesure que la fréquence augmente. L'antenne la plus stable est obtenue pour $\alpha = 90^\circ$.

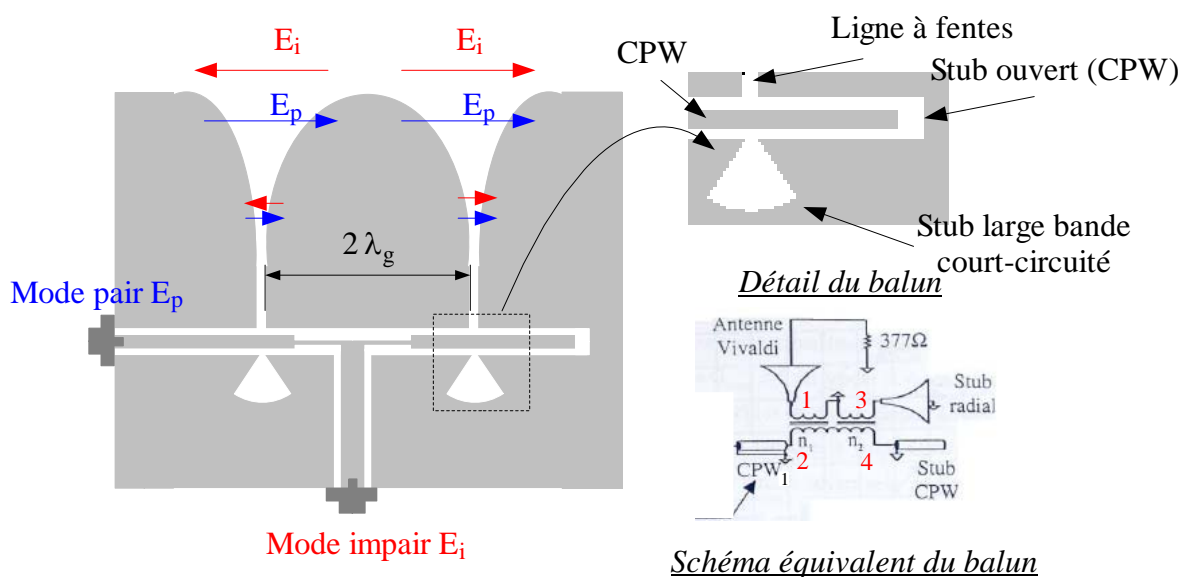
La simplicité de cette structure est séduisante mais elle ne permet pas d'envisager facilement l'insertion de composants actifs.

Deux autres types d'alimentation sont développés, l'un en série par CPW, l'autre en parallèle en passant par une jonction en T-coplanaire proche de celle adoptée dans [16]. Des modèles basés sur les circuits équivalents sont développés. L'inconvénient de ces dernières approches est leur relative faible bande passante (<30%). En revanche, elles permettent d'ajuster la direction du rayonnement maximal et de réaliser de la diversité de polarisation (modes pair et impair).

2.2.2. Alimentation série / parallèle

Cette possibilité ouvre le champ pour les applications dans le domaine de l'automobile pour les radars anti-collisions [17]. En effet, l'orthogonalité des modes générés permet de connaître la position d'un objet. Un système de contrôle corrige ensuite la position de la voiture pour éviter la collision. Un avantage supplémentaire de l'antenne dans ce cadre, est liée à son mode de rayonnement qui la rend compatible avec l'insertion sur l'avant d'une voiture.

L'antenne, représentée en figure 4.6, possède deux accès, un pour le mode pair, l'autre pour le mode impair. Le mode impair est le plus simple à exciter car il correspond au champ qui se propage naturellement dans le CPW alimenté par un câble coaxial. Le mode pair est obtenu en espaçant les deux antennes Vivaldi d'un nombre entier de longueurs d'ondes guidées. L'élément rayonnant Vivaldi est alimenté par deux *balun*. Les circuits sont réalisés sur substrat Duroid $\epsilon_r = 9,8$ pour une fréquence centrale de 4,4 GHz. D'autre part, afin de supprimer le mode de propagation pair dans les lignes CPW, qui constitue un mode parasite, il convient d'égaliser les masses du CPW par l'ajout de *bounding* régulièrement espacés. Afin de ne pas surcharger les figures, ces derniers ne sont pas représentés.



(a) - structure de l'antenne

Figure 4.6: Antenne Vivaldi monopulse alimentée par CPW

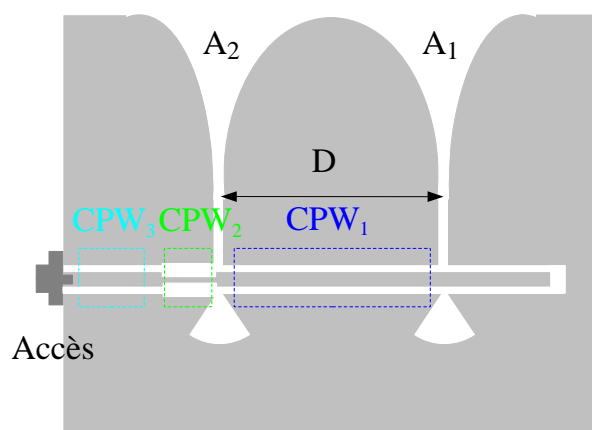
Le *balun* est modélisé à l'aide d'un transformateur trois ports [16]. Ce dernier traduit le couplage entre le CPW et la ligne à fente. Il est constitué de quatre éléments: un *stub* ouvert en CPW, un guide CPW₁ dans la continuité, un *stub* à fente de forme sectorielle et l'antenne Vivaldi. Avec le modèle de transformateur choisi, l'impédance en 1 se met en parallèle avec celle en 3 alors que 2 et 4 sont en série. Le fonctionnement du *balun* est alors le suivant: le circuit ramené par le stub ouvert CPW se met en série avec CPW₁ alors que l'antenne Vivaldi se met en parallèle avec le stub à fente. Etant donné que les *stub* ont des longueurs de $\lambda_{g(\text{slot/CPW})}/4$, un *stub* ouvert CPW, ramène un court circuit qui est transparent vis à vis de la mise en série. De même, le *stub* court-circuité à fente, ramène un circuit ouvert, qui ne modifie pas l'impédance de la ligne à fente qui prolonge l'antenne Vivaldi. Pour qu'il y ait

adaptation, il faut donc que $Z_{c(CWP1)}=Z_{c(slot)}$. Le *stub* radial et l'antenne Vivaldi sont modélisés par une ligne à profil exponentiel *tapered line* caractérisée par ses impédances d'entrée et de sortie. Dans le cas du *stub* à fente, cette dernière est fermée sur une masse alors qu'elle l'est sur l'impédance de l'air $\eta_0=120\pi(\eta_0\simeq 377\Omega)$ pour l'antenne Vivaldi. Les rapports de transformation n_1 et n_2 sont ajustés expérimentalement pour une antenne puis conservés pour la modélisation des autres. n_1 est très supérieur à n_2 car davantage d'énergie est couplée de CPW₁ à l'antenne Vivaldi plutôt qu'au *stub*.

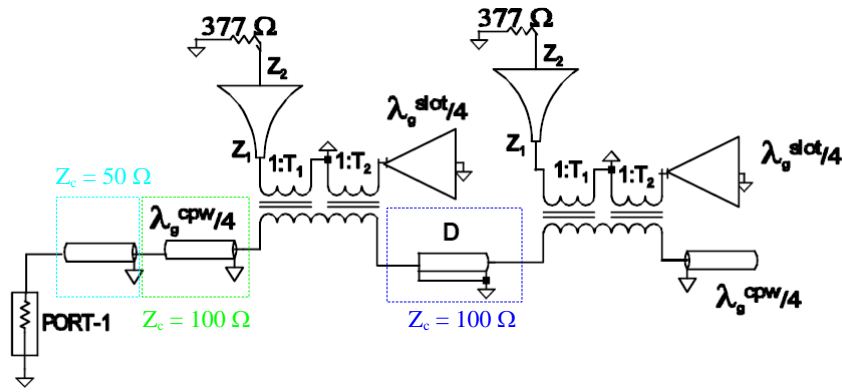
Le circuit équivalent de l'antenne complète est représentée en figure 4.9. Afin de comprendre le fonctionnement d'une telle antenne ainsi que les valeurs d'ajustement, notamment celles des impédances caractéristiques des CPW (1 à 5), nous commençons par une étude séparée des deux accès.

2.2.2.1. Alimentation série – mode pair

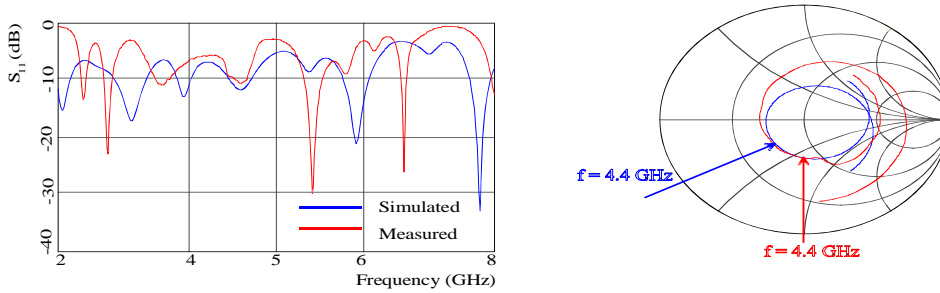
La figure 4.7.a présente le mode d'alimentation série des deux éléments rayonnants Vivaldi. L'alimentation série présente l'avantage de pouvoir contrôler le mode de rayonnement de l'antenne en faisant varier la longueur D . Lorsque cette dernière est un multiple de la longueur d'ondes guidée, les signaux arrivent en phase sur les deux éléments rayonnants et créent un mode pair. Au contraire, si c'est un multiple impair de la demi-longueur d'onde, les signaux sont en opposition de phase. Pour en comprendre le circuit équivalent, nous commençons par examiner l'adaptation d'impédance au niveau du *balun* relié à A_1 . L'impédance de la ligne à fente est de 100Ω . Cette valeur conditionne celle de CPW₁ à 100Ω . L'impédance ramenée à l'entrée de CPW₂ est la mise en série des 100Ω de CPW₁ et de ceux ramenés par la seconde antenne Vivaldi (A_2), soit 200Ω . L'adaptation à la sonde coaxiale 50Ω connectée via un CPW₃, d'impédance caractéristique 50Ω , est effectuée par un transformateur quart d'ondes (CPW₂) d'impédance caractéristique 100Ω . Le circuit équivalent complet est donné en figure 4.7.b et la comparaison entre simulations et mesures du coefficient de réflexion en figure 4.7.c. Pour la comparaison sur l'abaque de Smith, nous avons effectué une dénormalisation en retranchant la longueur de la ligne d'accès CPW₃. Malgré des écarts entre simulations et mesures, les tendances de variation sont bien respectées. La figure 4.7.d représente le diagramme de rayonnement caractéristique du mode pair. Le gain mesuré, $8,5\text{ dB}$ autour de la fréquence centrale, est bien 3 dB supérieur à celui d'un seul élément rayonnant.



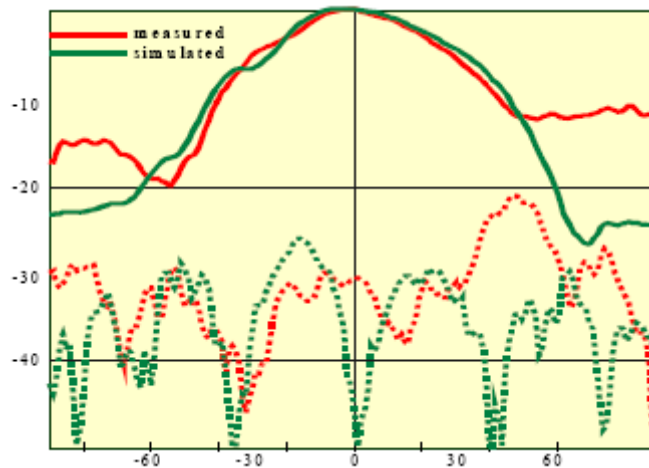
(a) antenne



(b) circuit équivalent



(c) S_{11}



(d) diagramme de rayonnement, $f=4,4$ GHz

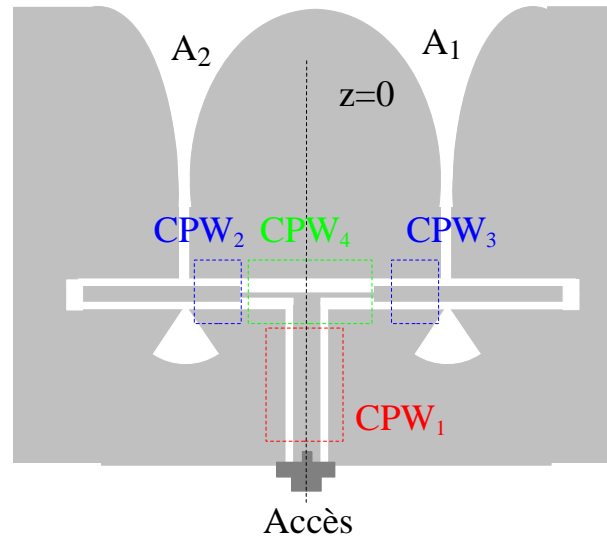
Figure 4.7: Alimentation série

L'alimentation série présente une certaine souplesse d'utilisation liée à la possibilité de faire varier D . Cependant, pour exciter un mode impair, une structure symétrique qui exploite au mieux le mode de propagation du champ électrique dans le CPW, est préférée.

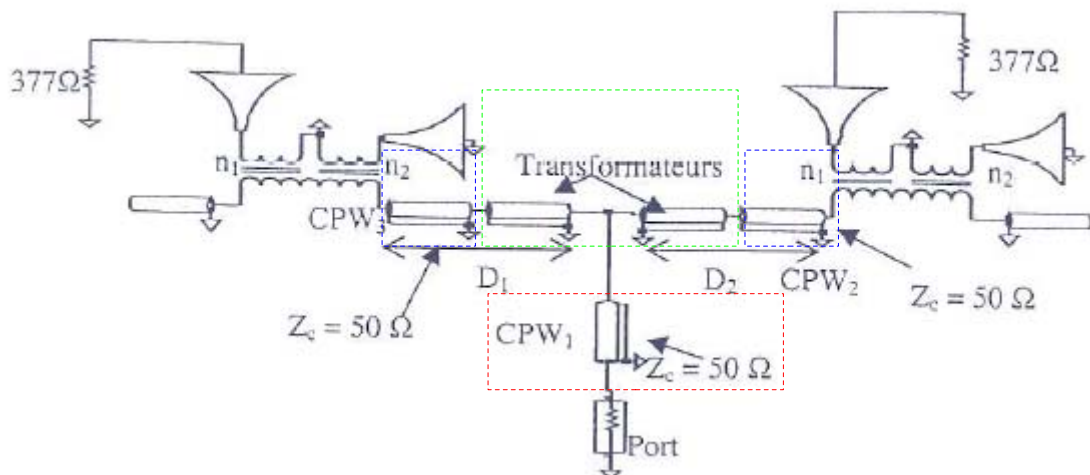
2.2.2.2. Alimentation parallèle – mode impair

L'antenne est représentée en figure 4.8.a. Les deux éléments rayonnants sont alimentés par un Té coplanaire qui peut être modélisé comme la mise en parallèle des impédances ramenées en $z=0$ par CPW₂ et CPW₃ et qui viennent « charger » CPW₁. Si la structure est parfaitement symétrique, c'est à dire si les longueurs de CPW₂ et CPW₃ sont identiques, les antennes A₁ et A₂ sont alimentées en opposition de phase, le mode impair est généré. Contrairement à l'antenne précédente, l'impédance des lignes à fentes prolongées par l'antenne Vivaldi, est de 70Ω . Afin de simplifier un peu la structure, nous avons choisi de ne pas complètement

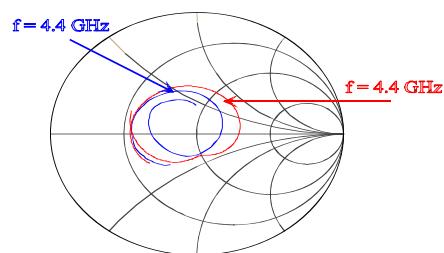
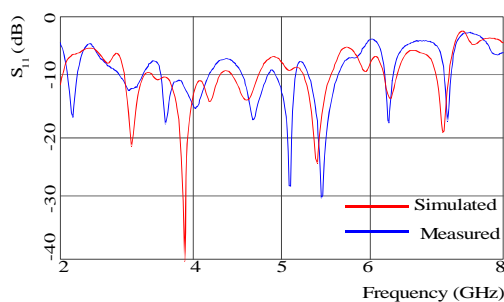
adapter le *babun* en choisissant des impédances caractéristiques de CPW₂ et CPW₃ de 50Ω. Un transformateur quart d'ondes CPW₄, d'impédance caractéristique 70Ω, est utilisé pour ramener 100Ω en $z=0$ afin d'adapter CPW₁. Le schéma équivalent est donné en figure 4.8.b, la comparaison avec les mesures, en figures 4.8.c et 4.8.d. Comme précédemment, nous avons dénormalisé l'accès. Le diagramme de rayonnement est celui du mode impair, le gain associé est de 5,5dB obtenu pour un angle θ d'environ 30°, soit 3 dB de moins que le mode pair conformément à la théorie des réseaux.



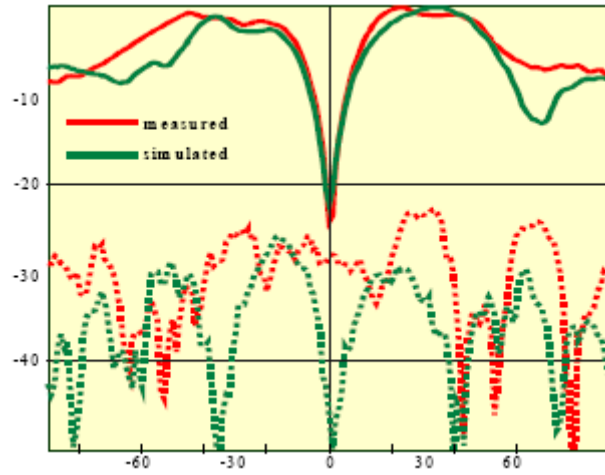
(a) antenne



(b) circuit équivalent



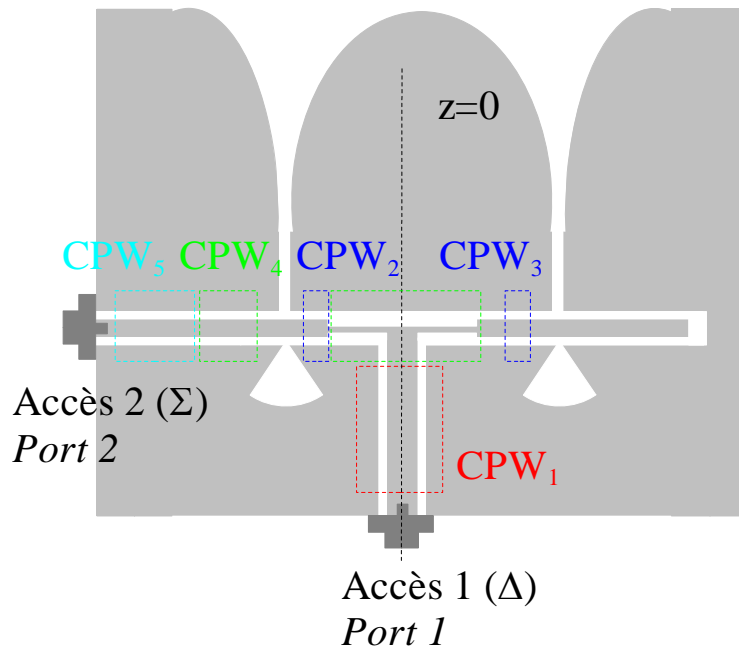
(c) S_{11}



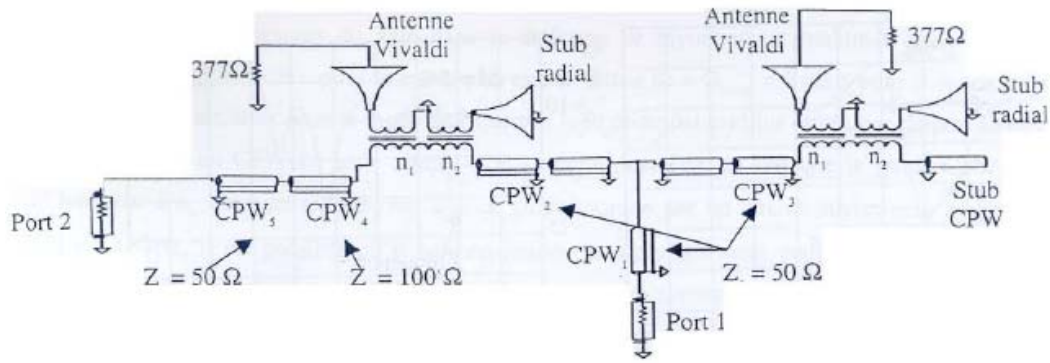
(d) diagramme de rayonnement, $f=4,4$ GHz
Figure 4.8: Alimentation parallèle

2.2.2.3. Antenne monopulse

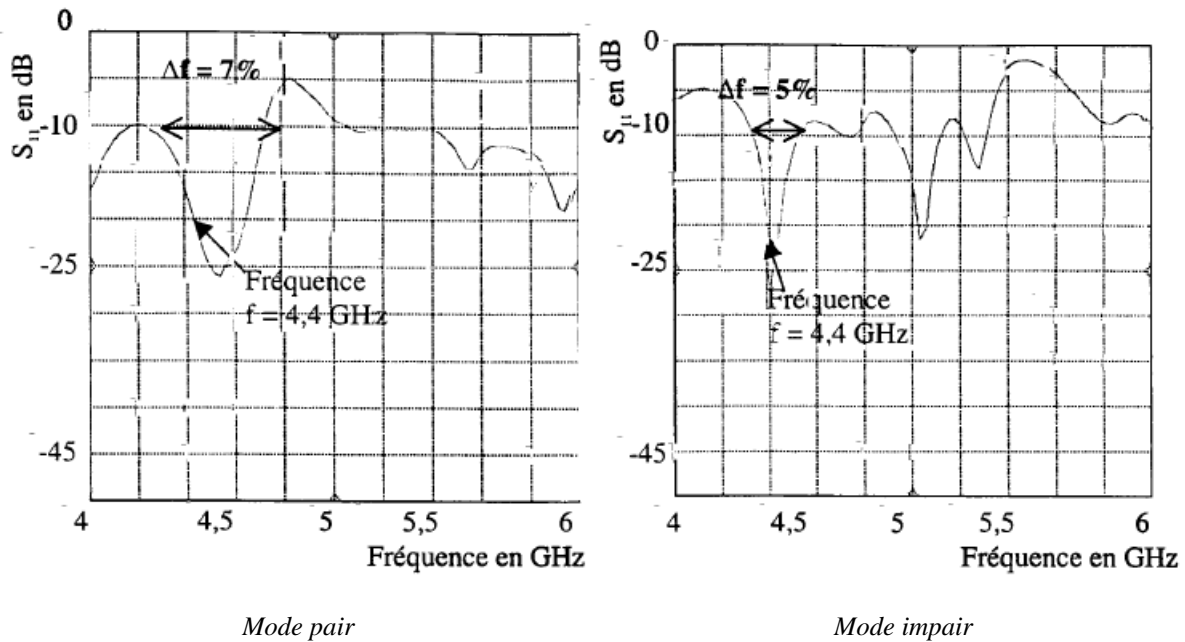
Les deux antennes précédentes sont fusionnées pour créer l'antenne *monopulse*, qui reçoit le mode Σ (pair) à l'accès 2 et le mode Δ (impair) à l'accès 1. Notons que la réception d'un mode s'effectue lorsque l'autre accès est en circuit ouvert afin de réaliser l'adaptation. Cet aspect devra être intégré dans la conception des circuits de commande de l'antenne. Le schéma équivalent est représenté sur la figure 4.9.b. Les diagrammes de rayonnement, semblables à ceux des figure 4.7.d et 4.8.d ne sont pas représentés. Le coefficient de réflexion de chaque mode est représenté en figure 4.9.c. La diminution de la bande passante à 5% est liée à la multiplicité des circuits à bande étroite utilisés (*stub* et transformateurs quart d'ondes).



(a) différents CPW nécessaires à la réalisation de l'antenne



(b) circuit équivalent

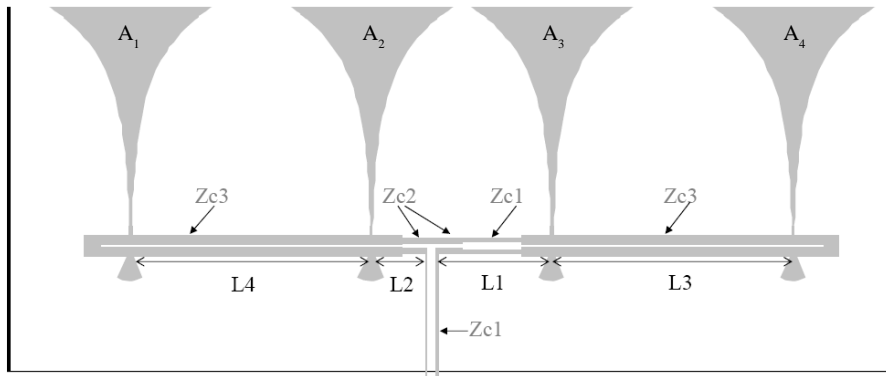


(c) S_{11}

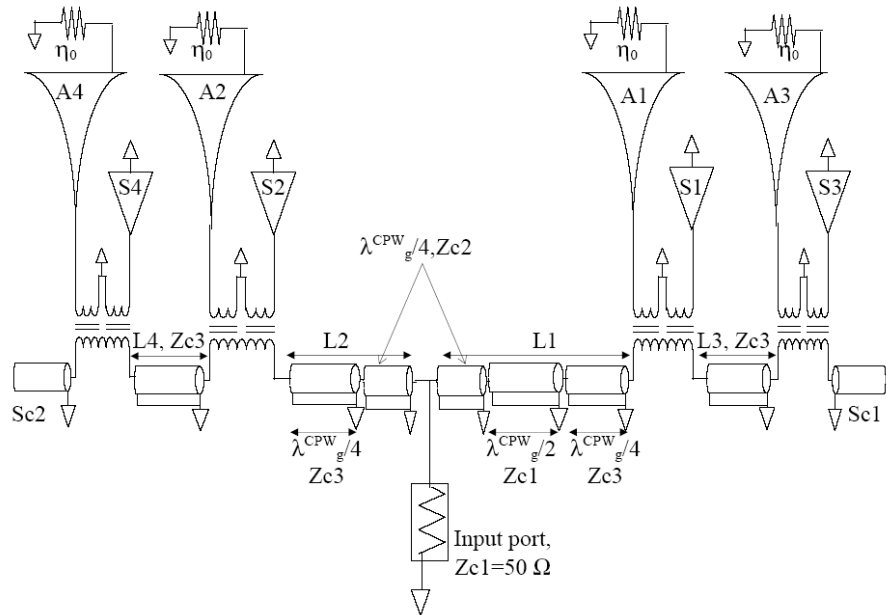
Figure 4.9: Circuit équivalent

Enfin, ce même principe est appliqué à l'élaboration d'un réseau de quatre antennes Vivaldi représenté en figure 4.10.a. Son mode d'alimentation est mixte: série et parallèle. Le but de cette étude est de déterminer l'efficacité de rayonnement de la structure. En effet, comme nous l'avons vu au chapitre 3, le calcul de la directivité par intégration des valeurs du diagramme de rayonnement mesuré n'est valable que pour des antennes assez directives, d'où la nécessité de faire un réseau. Le gain minimal que doit présenter l'antenne est de 12 dB conformément aux données fournies par France Télécom R&D, La Turbie, où sont effectuées les mesures. Nous avons fait appel à leur équipe car le diagramme de rayonnement de l'antenne ne présente pas de symétrie de révolution, ce qui rend la mesure en 3D nécessaire. Le gain mesuré est de 11 dB et celui calculé par intégration du diagramme de 12 dB. L'efficacité de rayonnement est de 80%.

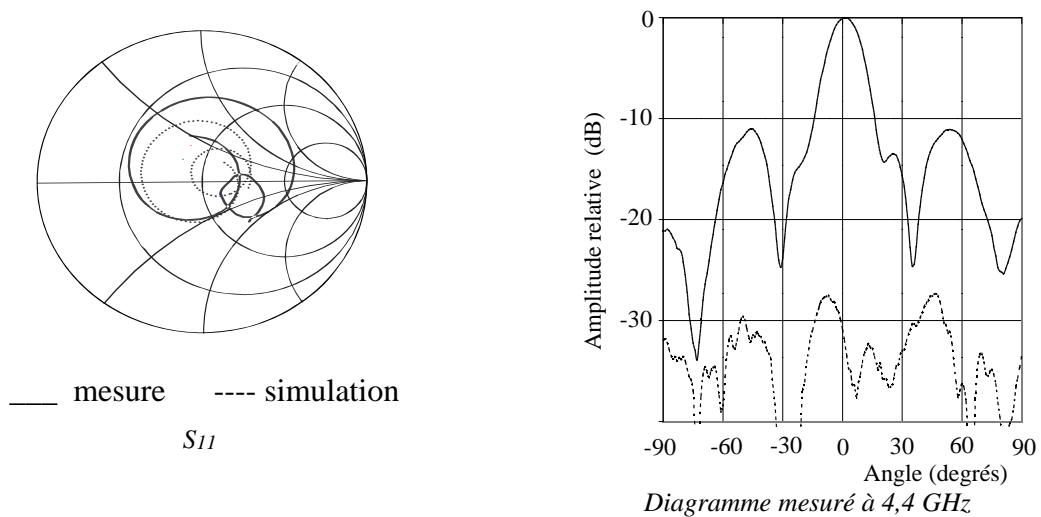
Les différentes impédances des CPW sont ajustées à l'aide du circuit équivalent de la figure 4.10.b. Son coefficient de réflexion ainsi que son diagramme sont donnés en figure 4.10.c. Notons, que la distance entre deux antennes consécutives du réseau dépasse la demi-longueur d'onde afin d'assurer une alimentation en phase est antennes A_1 et A_2 d'une part, et A_3 et A_4 d'autre part, d'où l'apparition des lobes autour de $\pm 50^\circ$ qui sont très probablement des lobes de réseaux.



(a) - conception du réseau



(b) - réseau et schéma équivalent



(c) - performances

Figure 4.10: Réseau d'antennes Vivaldi alimenté par CPW

Ces antennes passives ont démontré leur bonne efficacité de rayonnement, ainsi que leur potentiel d'utilisation pour des radar *monopulse*. Par la suite, nous avons exploité la structure planaire de ces antennes, parfois en en modifiant un peu la géométrie afin d'y insérer des fonctions actives.

3. Insertion de fonctions actives

Durant la seconde moitié des années 90, les antennes actives ont constitué un thème de recherche important [7, 18]. Il s'agit d'une part d'insérer des fonctions actives au plus près de l'antenne, mais aussi de faire participer celles-ci à leur fonctionnement. Des transpondeurs intégrés actifs [19-20] ou des antennes [21] ou réseau d'antennes [22] à oscillateurs intégrés sont développés.

3.1. Dépointage discret de faisceau par commutation d'amplificateur sur un réseau série

La première application concerne la conception et la modélisation de réseaux série en vue de dépointer le faisceau. Il est effectué au LEAT par un stagiaire de DEA, Mr. M.D. Barry. Les antennes retenues pour cette application sont celles uniplanaires mentionnées plus haut alimentées en série. La perte d'amplitude liée à la mise en réseau série est compensée par l'insertion d'un transistor monté en amplificateur placé entre deux des trois antennes du réseau. La commutation de l'amplificateur permet de changer le mode de rayonnement et donc de dépointer le faisceau. Ces expériences ont donné lieu à l'élaboration d'un modèle basé sur le calcul du facteur de réseau dont l'acuité prouve que les antennes sont faiblement couplées. Les résultats concernant le dépointage sont approximatifs et la structure d'alimentation série n'a pas été retenue pour les autres applications.

L'ensemble des circuits présentés par la suite est réalisé pour la fréquence centrale de 4,4 GHz.

3.2. Répéteur à diversité de polarisation

Dans les systèmes de transmission, l'atténuation des signaux due à leur propagation, est compensée par des répéteurs judicieusement positionnés sur le territoire qui ré-amplifient le signal initial [23]. L'antenne présentée assure cette fonction et ré-émet le signal dans une polarisation orthogonale. Cette modification est un avantage lorsque le signal dans sa polarisation initiale risque d'être brouillé dans la zone à couvrir. Pour cette application, l'antenne est constituée de deux antennes Vivaldi alimentées suivant deux modes orthogonaux par couplage avec des lignes microruban comme indiqué sur la figure 4.11.

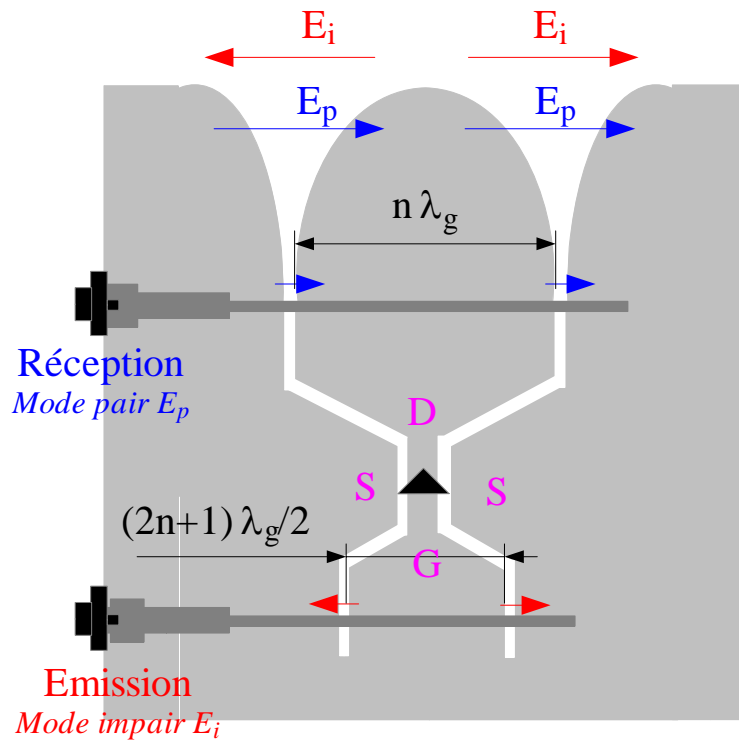


Figure 4.11: Répéteur à diversité de polarisation

Pour des raisons liées au test de la structure, les accès d'émission-réception sont adaptés à 50Ω , mais dans un mode de fonctionnement autonome, ces valeurs peuvent être fixées par l'utilisateur en fonction de la connectique.

Mode de réception:

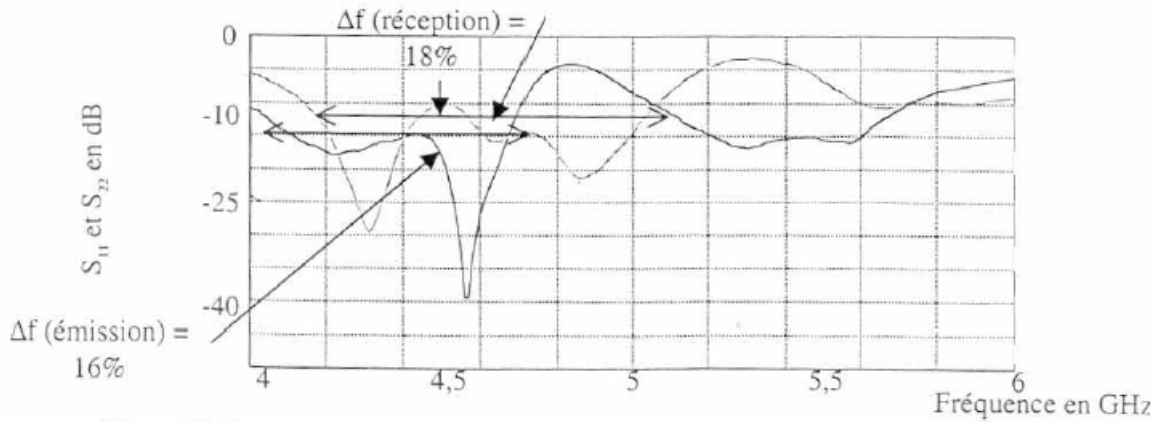
La ligne microruban d'accès de 50Ω doit être amenée à 100Ω par un transformateur quart d'ondes afin d'assurer une bonne adaptation ligne-microruban -ligne à fentes dont l'impédance caractéristique est de 100Ω . L'espacement entre les lignes à fente, multiple de la longueur d'onde guidée, garantit la réception d'un mode pair.

Mode d'émission:

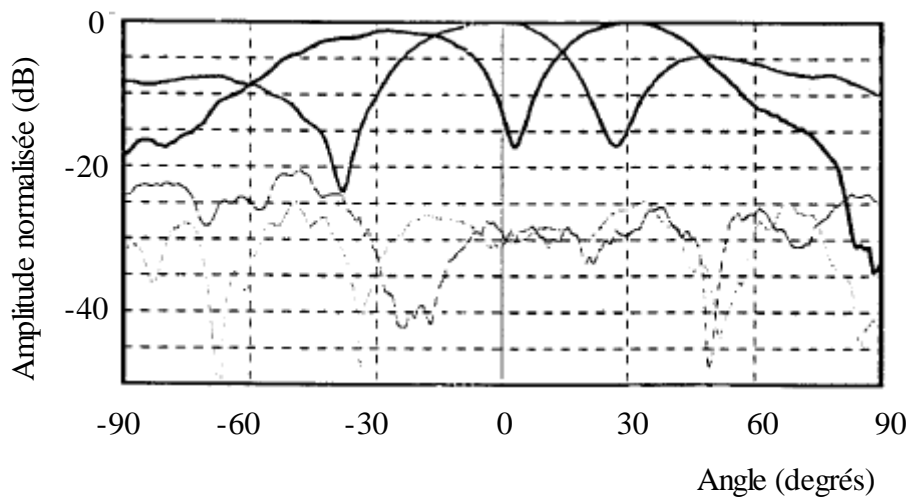
Lorsque le répéteur est testé à l'émission il doit de même présenter une impédance de 100Ω pour un couplage optimal avec les lignes à fente. Celles-ci, espacées d'un nombre entier de demi-longueurs d'ondes guidées, génèrent des champs en opposition de phase dans les lignes à fentes. Elles sont alors ramenées par une transition adiabatique vers un guide d'ondes coplanaires d'impédance 50Ω , égale à l'impédance d'entrée de l'amplificateur MGA-64135. Ce MMIC AsGa présente un gain supérieur à 13 dB entre 2 et 6 GHz. L'intérêt de cette structure est sa facilité de polarisation puisque l'amplificateur ne requiert qu'une seule tension de polarisation V_{DS} , qui peut être appliquée directement en D, D et S étant naturellement isolées par la structure.

Performances

Le répéteur est testé successivement en mode de réception et d'émission. Les coefficients de réflexion de chaque mode sont reportés en figure 4.12.a.



(a) – coefficient de réflexion



(b) – Diagrammes de rayonnement normalisés en émission et réception

Figure 4.12: Répéteur à diversité de polarisation

La bande passante est de 16%. Cette valeur est plus élevée que pour la structure du paragraphe précédent car elle nécessite moins d'étages d'adaptation. Les diagrammes de rayonnement en réception et en émission sont représentés en figures 4.12 b et c. Le gain du répéteur est de 17 dB.

Notons enfin que cette antenne peut également servir d'antenne *monopulse* car les diagrammes des modes Σ et Δ sont bien décrits.

3.3. Doubleur de fréquences

Les doubleurs de fréquences peuvent être utilisés en tant qu'oscillateurs locaux qui constituent les sources dans les modules d'émission-réception en bande millimétrique. Les configurations équilibrées ont l'avantage d'améliorer considérablement les caractéristiques du doubleur [24]. Leur inconvénient réside dans la difficulté de concevoir des circuits passifs associés simples. L'antenne uniplanaire à alimentation en T-coplanaire possède de manière intrinsèque la configuration équilibrée. Le doubleur présenté ici, basé sur l'effet *push-push* consiste simplement à insérer deux transistors FET (T1 et T2) au sein de l'antenne. Ses performances sont comparables à celles des doubleurs publiées dans la littérature.

L'effet *push-push* consiste à alimenter en opposition de phase deux composants actifs identiques T1 et T2. Lorsque ceux-ci génèrent leurs harmoniques en sortie, les harmoniques impairs issus de T1 sont en opposition de phase avec ceux issus de T2 alors que les harmoniques paires sont en phase. L'addition des signaux de sortie de T1 et T2 ne conserve que les harmoniques paires. Ce principe est particulièrement avantageux pour la conception

d'un doubleur de fréquences puisqu'il améliore intrinsèquement le gain de conversion du doubleur ainsi que la suppression du mode fondamental.

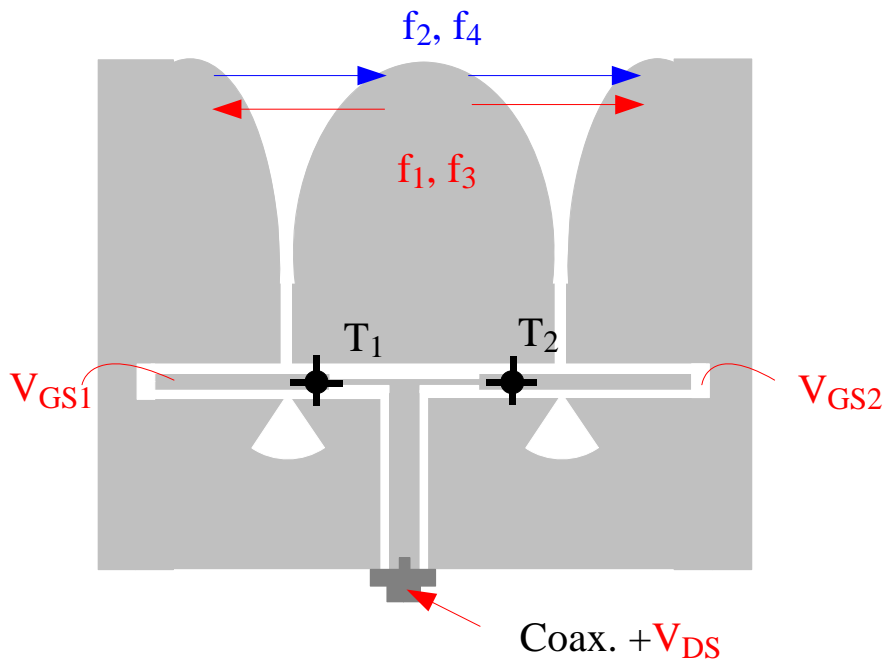
Le circuit est conçu sur substrat RT/Duroid 6010 ($\epsilon_r = 9,8$, hauteur 1,27 mm). Il reçoit un signal à 4,4 GHz et double sa fréquence à 8,8 GHz. Le point de polarisation des transistors est trouvé expérimentalement à $V_{GS1} = V_{GS2} = -2$ V et $V_{DS} = 1,95$ V, afin d'obtenir le maximum de niveau de second harmonique soit -2 dBm à 8,8 GHz pour une puissance injectée de 0dBm. Le dispositif expérimental servant à tester le doubleur est composé d'un synthétiseur de fréquences relié à un cornet en émission de gain 19 dB. Le doubleur fonctionne en réception, il est connecté à un analyseur de spectre qui sert à mesurer les niveaux des différentes harmoniques. La fonction active ne peut être séparée de l'antenne, c'est pourquoi nous caractérisons l'antenne doubleuse par son gain isotrope (G_{ci}):

$$G_{ci} = \frac{P_{r(8,8\text{ GHz})}}{P_{riso(4,4\text{ GHz})}}$$

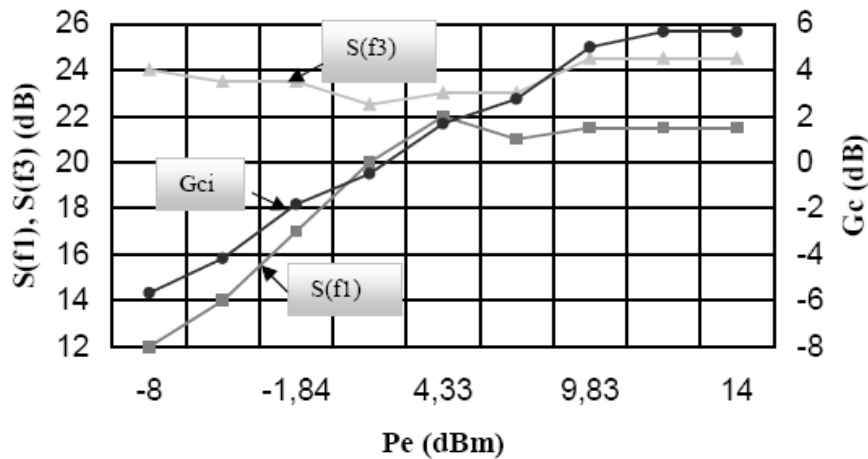
où $P_{riso(4,4\text{ GHz})}$ est la puissance isotrope

avec $P_{riso(4,4\text{ GHz})} = P_e G_e \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$

où P_e et G_e représentent la puissance émise et la gain du cornet en émission.



(a) - structure de l'antenne



(b) - performances

G_{ci} : gain de conversion

$S(f_1)$: suppression du premier harmonique

$S(f_3)$: suppression du troisième harmonique

Figure 4.13: Doubleur de fréquences

La figure 4.13 représente l'évolution G_c en fonction de la puissance injectée. Cette courbe présente une allure croissante jusqu'à la saturation qui donne le gain maximal, soit 5,67 dB. Ce niveau est à comparer aux -2 dB de "gain" de conversion du transistor seul. D'autre part, le doubleur présente une bonne suppression du fondamental et du troisième harmonique de 22 et 24 dB respectivement dans la zone de saturation. La bande passante du doubleur est de 7% (4,2-4,5GHz). L'effet push-push est créé par l'opposition de phase des Vivaldi dans l'axe, la bande passante angulaire du système est donc très faible (10°).

4. Conclusion et perspectives

A l'issue de ces travaux, j'ai souhaité diversifier les activités du laboratoire en les étendant à la conception d'antennes dans le domaine millimétrique. C'est l'objet de notre collaboration avec l'équipe Circuits-Systèmes de l'IEMN. De premières antennes fonctionnant à 38 GHz ont été réalisées. Les choix de la fréquence est initialement guidé par la possibilité d'effectuer les mesures des paramètres S au LEAT. Ces antennes ont donné des résultats comparables à ceux des antennes réalisées au LEAT à 4,4 GHz. Cette étude s'est poursuivie par le développement des antennes millimétriques exposées en début de document.

D'autre part, durant cette période, j'ai été responsable d'un contrat passé entre le LEAT et l'IMRA-Europe basé à Sophia Antipolis portant sur les liaisons véhicule-véhicule à 5,8 GHz de Mars 1998 à Octobre 1998. Je ne détaillerai pas cette partie car elle a essentiellement fait l'objet d'une étude bibliographique sur la norme associée aux liaisons véhicule-véhicule à 5,8 GHz.

5. Références bibliographiques

[1] G. M. Rebeiz, "RF MEMS : Theory, Design and Technology", John Wiley & Sons, 1st Ed., ISBN: 0471201693, June 2002.

[2] J. Ch. Bolomey, "Microwave tomography for IMS applications. A review", Proc. Of Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, April 2000.

[3] R. FERRAYE, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, "An inverse scattering method on contour deformations by means of a level set method using frequency hopping technique". *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.51, no.5, p.1100-1113, May,

2003.

- [4] R. FERRAYE, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, "Reconstruction of complex and multiple shape object contours using a level set method". Université de Nice-Sophia Antipolis. *J. Electromagn. Waves Appl.*. Special issue on "Microwave Imaging and Inverse Scattering Techniques". vol.17, no.2, p.153-181, 2003. *Papier invité*.
- [5] S. Bertrand, "Les antennes actives spatiales, perspectives et problèmes spécifiques", JNM 91, 20-22 Mars 1991, Grenoble, pp. 237-238.
- [6] R.P. Braun et al., "Optical microwave generation and transmission experiments in the 12-60 GHz region for wireless communications", *IEEE MTT.*, Vol. 46 No. 4, pp. 320-329, April 1998.
- [7] P.S. Hall, "Printed antennas: responding to new applications", 26th European Microwave Conference, Prague, Czech Republic, September 1996, pp. 464-470.
- [8] P. J. Gibson, « The Vivaldi areal », Proc. 9th European Microwave Conference, Brighton, UK, September 1979, pp. 101-105.
- [9] J.R. James, P. S. Hall, « Handbook of microstrip antennas », Peter Peregrinus, 1989, Chap. 4&13.
- [10] S. Matzusawa, K. Ito, « Circularly polarised printed antenna fed by coplanar waveguide », *Electron. Lett.*, 1996, vol. 32 (22), pp. 2035-2036.
- [11] J. L. Cruz, B. Ortega, *et al.*, « Chirped fibre Bragg gratings for phased-arrays antennas », *Electron. Lett.*, 1997, vol. 33 (7), pp. 545-546.
- [12] L. Armengaud, V. Bertrand, M. Lalande, B. Jecko, « Millimetric and sub-millimetric metrology devices: modeling and optimization. », IEEE AP-S International Symposium and URSI Radio Science meeting, Baltimore, USA, July 1996, p.76.
- [13] D. H. Schaubert, « Endfire Slot antennas », *JINA, International Symposium on Antennas*, Nice November 1990, pp.253-265.
- [14] J. Shin and D. H. Schaubert, "A parametric study of stripline-fed Vivaldi notch-antenna arrays", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. 47, No 5, pp. 879 – 886, May 1999.
- [15] J. D. S. Langley, P. S. Hall, P. Newham, "Novel Ultrawide-bandwidth Vivaldi antenna with low cross-polarisation", *Electron. Lett.*, 1993, vol. 29 (23), pp. 2004-2005.
- [16] T. Le Gougec, "Contribution à la modélisation de la technologie uniplanaire: Application à l'excitation d'un réseau de bidimensionnel d'antennes de type Vivaldi", Thèse de doctorat, 1994, Université de Bretagne Occidentale.
- [17] Curtis C. Ling, Gabriel M. Rebeiz, "A 94 GHz Planar Monopulse Tracking Receiver", *IEEE MTT*, Vol. 42 No. 10, pp. 1863-1871, October 1994.
- [18] J. Lin and T. Itoh, "Active Integrated Antennas", *IEEE MTT*, Vol. 42 No. 12, pp. 2186-2194, December 1994.
- [19] A.K. Zarroug, P. S. Hall and M. J. Cryan, "Active antenna phase control using subharmonic locking", *Electron. Lett.*, 1996, vol. 32 (4), pp. 286-287.
- [20] J. Birkeland and T. Itoh, "FET-based planar circuits for quasi-optical sources and transceivers", *IEEE MTT*, Vol. 37 No. 9, pp. 1452-1459, September 1989.
- [21] G. Forma, J.M. Laheurte, "CPW-fed oscillating microstrip antenna", *Electron. Lett.*, 1996, vol. 32 (2), pp. 85-86.
- [22] R.A. York and A.C. Compton, "Quasi-Optical Power Combining Using Mutually Synchronized Oscillator Arrays", *IEEE MTT*, Vol. 39 No. 6, pp. 1000-1008, June 1991.
- [23] V.F. Fusco, "Polarisation-diversity phase-encoded patch-antenna transponder", *Proc. Elect. Eng.* 34 (1997), 201-205.
- [24] D. Singh, P. Gardner, and P. S. Hall, "Integrated push-push frequency doubling active microstrip transponder", *Electron. Lett.*, 1997, vol. 33, pp. 505-506.

Conclusion et perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire s'articulent principalement autour de la thématique des antennes millimétriques, que j'ai développée au laboratoire depuis 2001. La mise en place de ces activités a nécessité d'importants investissements financiers, contrat plan-état région de financement de la chambre anéchoïde, et humains, trois doctorants en 5 ans mais aussi une réflexion approfondie sur les antennes. En effet, le terme millimétrique recouvre en réalité un domaine de fréquence très vaste de 30 GHz à 300 GHz. Pour les applications en bas de bande, la technique de conception d'antennes est à la limite de deux technologies: celle alimentée par lignes et celle quasi-optique alors qu'en haut de bande les antennes quasi-optiques ont clairement démontré leur supériorité. Il convient alors de s'affranchir des méthodes de conception appliquées en basses fréquences traditionnellement utilisées au laboratoire. Les principales problématiques liées aux structures quasi-optiques sont:

- leur encombrement
- leur complexité mécanique, en particulier les problèmes d'alignement,
- le maintien de structures légères et faible coût.

D'autre part, la faible valeur des longueurs d'ondes millimétriques (λ) qui favorise l'obtention d'antennes compactes à fort gain, est un avantage largement utilisé. Il est à l'origine du développement de radar millimétriques. La taille des antennes atteint plusieurs dizaines de λ , ce qui grève deux nouvelles problématiques à celles déjà citées:

- la modélisation électromagnétique,
- la mesure.

Sous mon impulsion, le laboratoire a dû, opérer des changements structurels concernant:

- les systèmes de mesure,
- le savoir faire-mécanique.

Le premier point a conduit à la refonte complète de notre chambre anéchoïde pour l'adapter à la mesure d'antennes entre 1 et 110 GHz.

D'autre part, grâce à la présence au laboratoire d'un Ingénieur d'études mécanicien de formation, Jean-Louis Le Sonn, le laboratoire a rapidement acquis un savoir faire en mécanique de précision pour la réalisation de structures millimétriques. A la faveur des réalisations, nous avons également délimité le périmètre des pièces mécaniques qui peuvent être fabriquées en interne.

Trois axes de recherche qui interagissent fortement ont émergé dans le domaine millimétrique.

(i) La détection.

Les développements concernent plus particulièrement les radars embarqués sur hélicoptères.

Les principaux résultats obtenus portent sur l'élaboration de réflecteurs imprimés originaux qui allient performances, simplicité de réalisation et faible coût. Le concept est validé par une campagne de mesure en vol en Février 2006.

(ii) La mesure.

La nouvelle chambre anéchoïde est validée par des simulations et la comparaison avec des mesures effectuées à l'IETR et à l'Université d'Ulm. Une base compacte originale est étudiée.

(iii) Les antennes quasi-optiques.

Plus large que celle des réflecteurs imprimés, l'étude des antennes quasi-optiques couvre également celle de tous les systèmes focalisant. A ce titre, nous avons mis en évidence les améliorations apportées par la source primaire, mais aussi l'utilisation de lentilles multicouches (lentille de Fresnel hybride) et avons posé les bases de la conception de lentilles ULB.

Les axes sus-cités s'inscrivent pour la plupart dans une activité contractuelle, présentée au fil du document, avec des partenaires universitaires, industriels, des organismes de recherche nationaux ou internationaux dont répertoriés ci-dessous par ordre alphabétique:

- CNES (Toulouse, France),
- ENRI (Tokyo, Japon),
- IEMN (Université de Lille1, Villeneuve d'Ascq, France),
- LASMEA (Université de Baise Pascal de Clermont-Ferrand, France),
- ONERA – Salon (Salon de Provence, France),
- Réseau d'Excellence ACE (réseau européen),
- Université d'Ulm (Allemagne).

Des partenariats informels dans le domaine millimétrique ont aussi existé avec France Télécom R&D et l'IETR, en particulier pour les problématiques liées à la mesure et la modélisation électromagnétique.

Mes activités de recherche sont appelées à se poursuivre dans les domaines suivants:

(i) Intégration de radars millimétriques pour détection de petits objets.

Choisir de travailler autour de 77 GHz pour l'application radar ouvre de nouvelles perspectives. En effet, l'émergence de la troisième génération des radars automobiles d'aide à la conduite s'est accompagnée en 2005 d'une augmentation de la bande passante allouée (77-81 GHz) [1]. Cette dernière est très prometteuse et importante pour notre application liée à la détection de petits objets car elle permet d'augmenter la résolution du futur radar.

(iii) Système de mesure - Implantation d'une base compacte originale.

L'implantation d'une base compacte doit être poursuivie car elle est essentielle à la caractérisation expérimentale rigoureuse des antennes à grand gain. Cependant, des solutions basées sur la mesure en champ proche et l'extraction du diagramme de champ lointain pourraient constituer une alternative.

D'autre part, dans la perspective d'études ULB en ondes millimétriques, les aspects temporels, en particulier de déformation de pulse doivent être étudiés. Ils pourraient, dans un premier temps, faire l'objet d'une étude dans le domaine fréquentiel avec reconstruction du signal temporel par FFT inverse. Lorsque les systèmes de mesure en temporel auront évolué

(actuellement ils sont limités à 20 GHz), l'installation d'un tel banc de mesure devra être envisagée.

(ii) Antennes quasi-optiques: optimisation de la source primaire et performances ULB.

Les sources actuellement développés, sont des cornets relativement compacts et large bande bien adaptés aux antennes à lentille ou aux réflecteurs en offset. Cependant, la recherche de sources imprimées constitueraient un avantage en vue de leur insertion dans des systèmes fortement intégrés. Il en va de même pour les lentilles ULB qui demeurent volumineuses.

De manière plus générale, nous souhaitons étendre notre étude sur les antennes millimétriques et dispositifs associés. A l'avenir, l'étude de systèmes quasi-optiques conduira très probablement à des développements proches de ceux effectués en optique. Cette tendance est amorcée avec l'utilisation de structures entièrement diélectriques comme les NRD (Non Radiative Waveguide) [2-4]. De plus, l'intégration accrue des systèmes constitue un dénominateur commun qui nécessite de plus en plus de concevoir les antennes en présence des contraintes liées aux circuits associés ou aux boîtiers d'interconnexion. Cela implique de nous associer à des partenaires reconnus dans ces domaines. C'est pourquoi j'ai souhaité proposer une thèse en co-tutelle avec l'Université d'Ulm.

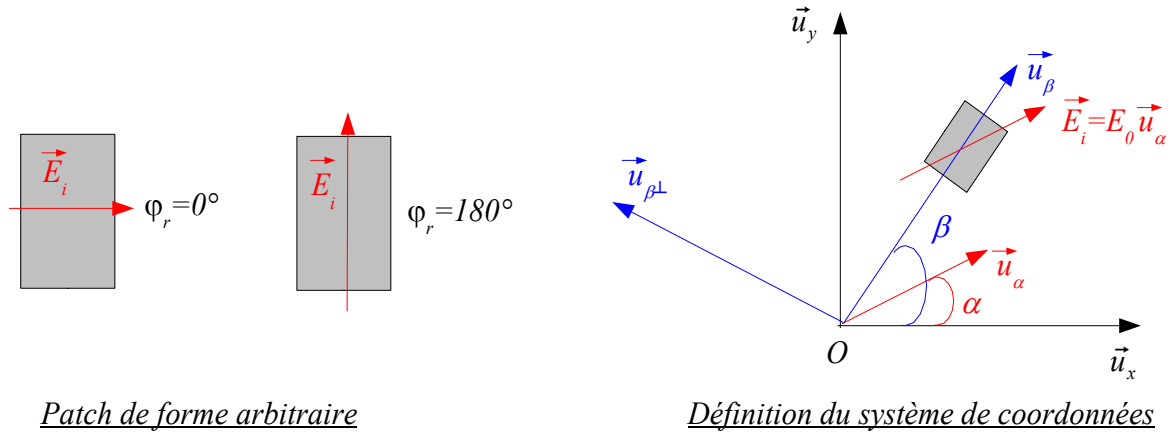
Enfin, des études récentes montrent un fort intérêt pour les systèmes d'imagerie millimétrique et sub-millimétriques. Le domaine d'application concerne la sécurité civile [5-6], l'aéronautique [7], ou encore l'imagerie médicale [8-9]. Le laboratoire, internationalement reconnu dans le domaine de l'imagerie pour la complémentarité de ses compétences théoriques et expérimentales, constituerait un acteur de premier plan.

Références bibliographiques

- [1] J. Schoebel *et al.*, "Design Considerations and technology Assessment of Phased-Array Antenna Systems With RF MEMS for Automotive radar Applications", *IEEE-MTT*, Vol. 53 No. 6, pp. 1968-1975, June 2005.
- [2] T. Yoneyama, S. Fujita, S. Nishida, "Insulated Nonradiative Dielectric waveguide for Millimeter-wave Integrated Circuits", *IEEE-MTT*, Vol. 31 No. 12, pp. 1002-1008, December 1983.
- [3] J. A. G. Malherbe, "An Array of Coupled Nonradiative Dielectric waveguide radiators", *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, Vol. 46 No. 8, pp. 1121-1125, August 1998.
- [4] M. Yamamoto, K. Itoh, "Resonant type leaky-wave antenna using image RD guide", *Electron. Lett.*, 1999, vol. 35 (11), pp. 857-858.
- [5] P. F. Goldsmith, C.-T. Hsieh, G. R. Huguenin, J. Kapitzky, and E. L. Moore, "Focal Plane Imaging Systems for Millimeter Wavelength", *IEEE-MTT*, vol. 41, no. 10, pp. 1664-1675, October 1993.
- [6] R. Appleby, R.N. Anderton, R. G. Humphreys, P. Munday, S. Price, "Components for Passive Millimeter Wave Imaging at 94 GHz", 4th ESA Workshop on Millimeter-Wave Technology and Applications, 15-17 February 2006, Espoo, Finland.
- [7] P. Beasley, G. Binns, R. Hodges, R.J. Badley, Tarsier., "a Millimetre Wave Radar for Airport Runway Debris Detection", European Radar Conference 2004, Amsterdam.
- [8] P. H. Siegel, "Terahertz Technology", *IEEE-MTT*, Vol. 50 No. 3, pp. 910-928, March 2002.
- [9] P. H. Siegel, "Terahertz Technology in Biology and Medicine", *IEEE-MTT*, Vol. 52 No. 10, pp. 2438-2447, October 2004.

Annexe 1. Elément polarisant

Nous décrivons ici le principe de fonctionnement d'un élément polarisant (patch) et les conditions de phase associées pour l'obtention d'un changement de polarisation dans le cas général. Nous appelons β l'angle formé par l'orientation du patch et \vec{u}_x . D'autre part, le champ électrique incident est polarisé selon une direction repérée par un angle α également défini par rapport à \vec{u}_x .



Patch de forme arbitraire

Définition du système de coordonnées

Figure A1: Définitions du système de coordonnées pour le calcul du changement de polarisation

Nous définissons d'une part, le repère fixe $(\vec{u}_x O \vec{u}_y)$, et le repère variable $(\vec{u}_\beta O \vec{u}_{\beta\perp})$ qui dépend de l'orientation de l'élément polarisant. Nous notons \vec{E}_i le champ électrique incident et \vec{E}_r celui réfléchi par le patch.

Compte tenu des propriétés du patch dans le repère $(\vec{u}_\beta O \vec{u}_{\beta\perp})$, nous avons:

$$\begin{pmatrix} E_{r\beta} \\ E_{r\beta\perp} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{i\beta} \\ E_{i\beta\perp} \end{pmatrix} \quad (A1.1)$$

De plus:

$$\begin{aligned} \vec{u}_\beta &= \cos\beta \vec{u}_x + \sin\beta \vec{u}_y \\ \vec{u}_{\beta\perp} &= -\sin\beta \vec{u}_x + \cos\beta \vec{u}_y \end{aligned}$$

D'où les matrices de passage suivantes du repère fixe vers le repère variable:

$$\begin{pmatrix} u_\beta \\ u_{\beta\perp} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\beta & \sin\beta \\ -\sin\beta & \cos\beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix}$$

et

$$\begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\beta & -\sin\beta \\ \sin\beta & \cos\beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_\beta \\ u_{\beta\perp} \end{pmatrix}$$

Le champ réfléchi par l'élément polarisant est alors calculé:

$$\begin{pmatrix} E_{rx} \\ E_{ry} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\beta & -\sin\beta \\ \sin\beta & \cos\beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\beta & \sin\beta \\ -\sin\beta & \cos\beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{ix} \\ E_{iy} \end{pmatrix}$$

Nous obtenons:

$$\begin{aligned} E_{rx} &= (\sin^2 \beta - \cos^2 \beta) E_{ix} - 2\sin\beta \cos\beta E_{iy} \\ E_{ry} &= -2\sin\beta \cos\beta E_{ix} - (\sin^2 \beta - \cos^2 \beta) E_{iy} \end{aligned}$$

ce qui nous conduit après développement à:

$$\begin{aligned} E_{rx} &= \cos(\pi + 2\beta) E_{ix} + \sin(\pi + 2\beta) E_{iy} \\ E_{ry} &= \cos\left(\frac{\pi}{2} + 2\beta\right) E_{ix} + \sin\left(\frac{\pi}{2} + 2\beta\right) E_{iy} \end{aligned} \quad (A1.2)$$

Or, le champ incident, forme un angle α avec \vec{u}_x , d'où:

$$\begin{aligned} E_{ix} &= \cos \alpha E_0 \\ E_{iy} &= \sin \alpha E_0 \end{aligned} \quad (A.1.3)$$

d'où

$$\frac{E_{rx}}{E_0} = \cos(\pi + 2\beta - \alpha) \quad (A1.3)$$

$$\frac{E_{ry}}{E_0} = \sin(\pi + 2\beta - \alpha) \quad (A1.4)$$

Nous voyons que le champ total réfléchi \vec{E}_r est polarisé selon $(\pi + 2\beta - \alpha)$, par conséquent, la polarisation du champ initial \vec{E}_i a été tournée de $((\pi + 2\beta - \alpha) - \alpha)$ soit de $(\pi + 2\beta - 2\alpha)$.

Cas particuliers

Le tableau ci-dessous résume les résultats pour les cas particuliers les plus significatifs.

<u>Cas 1</u> $\alpha=0$ $\vec{E}_i // \vec{u}_x$	<u>Cas 2</u> $\alpha=90^\circ$ $\vec{E}_i // \vec{u}_y$	<u>Cas 3</u> $\alpha=45^\circ$ $\vec{E}_i // (\vec{u}_x + \vec{u}_y)$
$\frac{E_{rx}}{E_0} = \cos(\pi + 2\beta)$ $\frac{E_{ry}}{E_0} = \sin(\pi + 2\beta)$	$\frac{E_{rx}}{E_0} = \cos\left(\frac{\pi}{2} + 2\beta\right)$ $\frac{E_{ry}}{E_0} = \sin\left(\frac{\pi}{2} + 2\beta\right)$	$\frac{E_{rx}}{E_0} = \cos\left(3\frac{\pi}{4} + 2\beta\right)$ $\frac{E_{ry}}{E_0} = \sin\left(3\frac{\pi}{4} + 2\beta\right)$
- $\beta=0$, \vec{E} tourne de 180° , - $\beta=45^\circ$, \vec{E} tourne de -90° , - $\beta=180^\circ$, \vec{E} tourne de 0° .	- $\beta=0$, \vec{E} tourne de 0° , - $\beta=45^\circ$, \vec{E} tourne de 90° , - $\beta=180^\circ$, \vec{E} tourne de 180° .	- $\beta=0$, \vec{E} tourne de 90° , - $\beta=45^\circ$, \vec{E} tourne de 180° , - $\beta=180^\circ$, \vec{E} tourne de 270° .

Table des matières

1. Description du problème.....	163
2. Modélisation du réseau réflecteur.....	163
2.1. Découpage du réseau.....	164
2.2. Champ rayonné.....	164
3. Calcul détaillé.....	165
3.1. Calcul du champ électrique rayonné par cellule	165
3.2. Calcul du champ électrique total dans la direction θ, φ	167
4. Puissance rayonnée.....	168
4.1. Théorème de Parseval.....	168
4.2. Diagramme de rayonnement.....	169
5. Exemples.....	169
5.1. Calcul de la puissance rayonnée par le théorème de Parseval.....	169
5.2. Diagramme dans le plan $\varphi=90^\circ$	170
5.3. Diagramme dans le plan $\varphi=0^\circ$	171
5.4. Diagramme dans un plan $\varphi\theta$ quelconque.....	172
6. Approche réseau.....	174
6.1. Calcul du champ électrique rayonnée par cellule	174

Annexe 2. Programmation du diagramme de rayonnement d'un réseau réflecteur

1. Description du problème

Soit un réseau réflecteur plan carré de côté a . Il est constitué de patches disposés sur un substrat. Les patches sont de tailles, éventuellement de formes variables de sorte qu'ils puissent corriger le déphasage lié au champ incident issu de l'onde sphérique de la source primaire.

Dans un premier temps, on suppose que le champ tangentiel au réseau est uniforme, noté \vec{E}_0 .

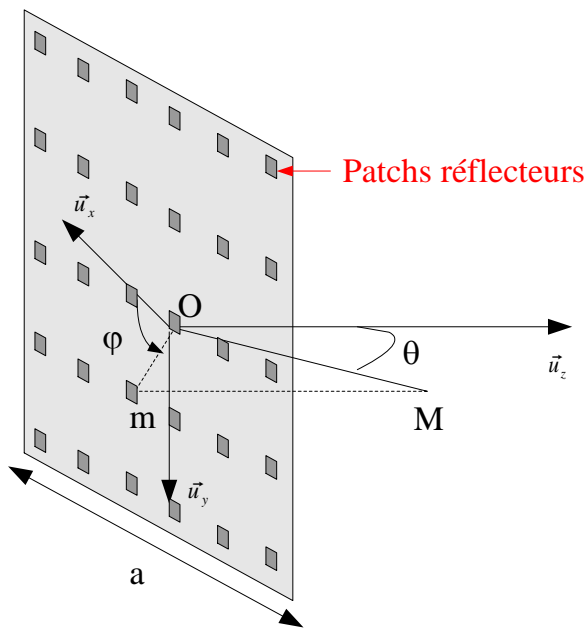


Figure A2.1: Réseau réflecteur: réseau réflecteur et définitions des coordonnées sphériques

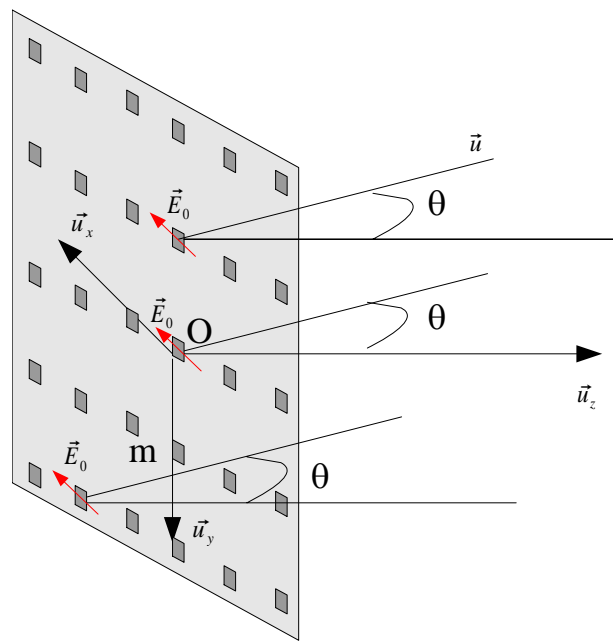


Figure A2.2: Réseau réflecteur: champ tangentiel onde plane réfléchie dans la direction \vec{u}

Nous rappelons que:

$$\begin{aligned} \vec{u} &= \alpha \vec{u}_x + \beta \vec{u}_y + \gamma \vec{u}_z \\ \alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 &= 1 \end{aligned} \quad (A2.1)$$

2. Modélisation du réseau réflecteur

La modélisation repose sur l'hypothèse suivante: le réseau réflecteur est équivalent à une ouverture qui sera découpée en cellules. Chaque cellule possède un coefficient complexe, noté $a_{ij} = |a_{ij}| e^{j\varphi_{ij}}$ qui représente le champ complexe \vec{E}_{ij} . L'influence des patches se borne à modifier le déphasage de la cellule (φ_{ij}) afin de compenser les retards de propagation, la phase (φ_{ij}) contient également l'information sur la phase de la loi d'illumination. La loi

d'amplitude $|a_{ij}|$ est celle imposée par la source primaire. Afin de simplifier la description suivante, nous considérons une loi d'illumination parallèle à Ox, soit $\vec{E}_{0t} // \vec{u}_x$.

2.1. Découpage du réseau

Nous allons découper le réseau réflecteur en cellules carrées de côté d. Chaque cellule est située à une distance r_{ij} du centre du réseau (voir figure 3).

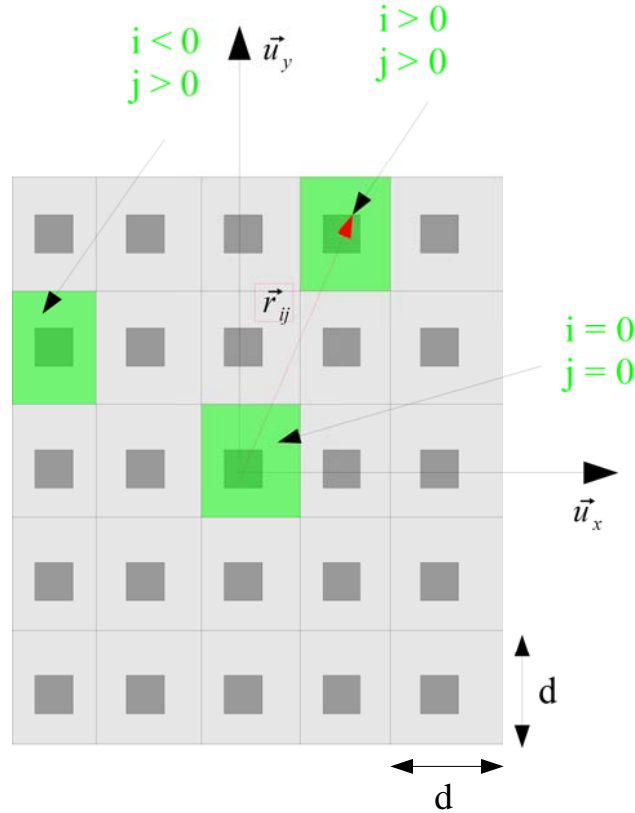


Figure A2.3: découpage du réseau réflecteur

Par commodité, le nombre de cellules N sera toujours impair (quitte à agrandir d'une ligne et d'une colonne le réseau réflecteur par rapport à sa dimension initiale a). Le nombre de cellules N est égal à $E(\frac{a}{d})+1$ où E désigne la partie entière. Compte tenu du problème, nous avons:

$$\vec{E}_{ij} = E_{0t}(i, j)\vec{u}_x \text{ pour tout } (i, j)$$

et

$$\vec{r}_{ij} = i d \vec{u}_x + j d \vec{u}_y \quad (\text{A2.2})$$

2.2. Champ rayonné

Le champ rayonné à grande distance s'exprime cellule par cellule en fonction de la transformée de Fourier du champ tangentiel:

$$\vec{E}_{rayij} = j \lambda \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{u} \wedge (E_{0tij}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z) \quad (\text{A2..3})$$

avec

$$\vec{E}_{0tij}(\alpha, \beta) = \frac{1}{\lambda^2} \iint (\vec{E}_{ij} e^{jk(\alpha x + \beta y)} dx dy) \quad (A2.4)$$

$$\text{et } \begin{cases} \alpha = \sin \theta \cos \varphi \\ \beta = \sin \theta \sin \varphi \end{cases} \quad (A2.5)$$

où

$$\vec{E}_{ij} = \vec{E}_{0t}(i, j) \text{ si } \begin{cases} x \in [(i - \frac{1}{2})d, (i + \frac{1}{2})d] \\ y \in [(j - \frac{1}{2})d, (j + \frac{1}{2})d] \end{cases} \quad (A2.6)$$

$$\vec{E}_{ij} = \vec{0} \text{ en dehors}$$

Le champ tangentiel à l'ouverture sur chaque cellule s'exprime par:

$$E_{ot}(i, j) = a_{ij} = |a_{ij}| e^{j\varphi_{ij}} \quad (A2.7)$$

- où $|a_{ij}|$ est l'amplitude de la loi d'illumination déterminée par la source primaire,
- φ_{ij} est le déphasage total du champ électrique.

$$\varphi_{ij} = \psi_{ij} + \psi_{sourceij} \quad (A2.8)$$

- ψ_{ij} est le déphasage calculé pour compenser le trajet aller de l'onde sphérique incidente et de l'onde plane réfléchi par le réflecteur dans la direction \vec{u}_0 :
 $\psi_{ij} = k(R_i - \vec{r}_{ij} \cdot \vec{u}_0)$,
- $\psi_{sourceij}$ est le déphasage de la source primaire.

3. Calcul détaillé

3.1. Calcul du champ électrique rayonné par cellule \vec{E}_{rayij}

Tout d'abord, intéressons nous au terme $\frac{e^{-jkr}}{r}$. Dans la théorie des ouvertures, r désigne le rayon par rapport au centre du repère O. Ici, $r=R_0$ dans la notation de la figure 4.

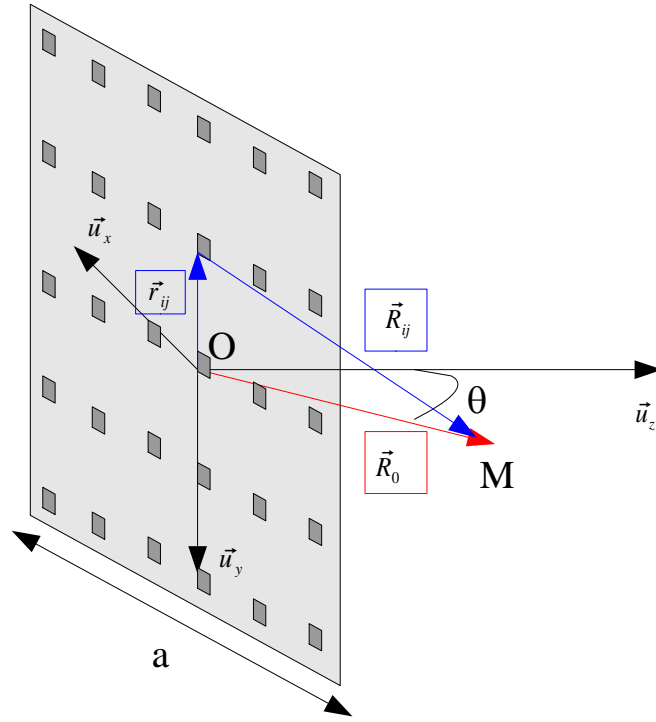


Figure A2.4 : définition de R_{ij}

nous nous intéressons ensuite à $\vec{E}_{0ij}(\alpha, \beta)$

D'après ce que nous avons dit plus haut, $\vec{E}_{0ij}(\alpha, \beta) = \frac{1}{\lambda^2} \iint (E_{ij} e^{jk(\alpha x + \beta y)} dx dy) \vec{u}_x$.

en tenant compte de l'expression de E_{ij} , nous avons:

$$\vec{E}_{0ij}(\alpha, \beta) = \frac{a_{ij}}{\lambda^2} \iint_{(i-\frac{1}{2})d, (j-\frac{1}{2})d}^{(i+\frac{1}{2})d, (j+\frac{1}{2})d} (e^{jk(\alpha x + \beta y)} dx dy) \vec{u}_x$$

que nous pouvons calculer directement:

$$\iint_{(i-\frac{1}{2})d, (j-\frac{1}{2})d}^{(i+\frac{1}{2})d, (j+\frac{1}{2})d} (e^{jk(\alpha x + \beta y)} dx dy) = \left[\frac{e^{jk\alpha(i+\frac{1}{2})d} - e^{jk\alpha(i-\frac{1}{2})d}}{jk\alpha} \right] \left[\frac{e^{jk\beta(j+\frac{1}{2})d} - e^{jk\beta(j-\frac{1}{2})d}}{jk\beta} \right]$$

soit

$$\left[\frac{e^{jk\alpha(i+\frac{1}{2})d} - e^{jk\alpha(i-\frac{1}{2})d}}{jk\alpha} \right] \left[\frac{e^{jk\beta(j+\frac{1}{2})d} - e^{jk\beta(j-\frac{1}{2})d}}{jk\beta} \right] = d^2 e^{jk(\alpha id + \beta jd)} \text{sinc}\left(\frac{\pi\alpha d}{\lambda}\right) \text{sinc}\left(\frac{\pi\beta d}{\lambda}\right)$$

d'où

$$\vec{E}_{0ij}(\alpha, \beta) = a_{ij} \frac{d^2}{\lambda^2} e^{jk(\alpha id + \beta jd)} \text{sinc}\left(\frac{\pi\alpha d}{\lambda}\right) \text{sinc}\left(\frac{\pi\beta d}{\lambda}\right) \vec{u}_x \quad (A2.9)$$

nous voyons que le terme $e^{jk(\alpha id + \beta jd)}$ représente le décalage de la TF au centre de la cellule (i,j) par rapport à la cellule centrale.

En considérant le repérage du centre de la cellule, nous remarquons que:

$$e^{jk(\alpha id + \beta jd)} = e^{-j2k\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}}$$

d'où

$$\vec{E}_{0ij}(\alpha, \beta) = a_{ij} \frac{d^2}{\lambda^2} e^{-j2k\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} \sin_c\left(\frac{\pi \alpha d}{\lambda}\right) \sin_c\left(\frac{\pi \beta d}{\lambda}\right) \vec{u}_x \quad (A2.10)$$

nous nous intéressons finalement à $\vec{u} \wedge (\vec{E}_{0ij}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z)$

nous pouvons écrire $\vec{u} \wedge (\vec{E}_{0ij}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z) = E_{0ij}(\alpha, \beta) \vec{u} \wedge (\vec{u}_x \wedge \vec{u}_z)$. Comme $E_{0ij}(\alpha, \beta)$ est déjà calculé, nous nous intéressons à $\vec{u} \wedge (\vec{u}_x \wedge \vec{u}_z) = \vec{u} \wedge \vec{u}_y$ en utilisant les produits vectoriels connus:

$$\vec{u} \wedge \vec{u}_x = \sin \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \cos \varphi \vec{u}_\varphi$$

$$\vec{u} \wedge \vec{u}_y = -\cos \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi \vec{u}_\varphi$$

$$\vec{u} \wedge \vec{u}_z = -\sin \theta \vec{u}_\varphi$$

nous en déduisons

$$\vec{u} \wedge (\vec{E}_{0ij}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z) = E_{0ij}(\alpha, \beta) (-\cos \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi \vec{u}_\varphi) \quad (A2.11)$$

champ rayonné par cellule (i,j) \vec{E}_{rayij}

en remplaçant par les résultats précédemment trouvés, nous obtenons le champ rayonné par cellule:

$$\vec{E}_{rayij}(\alpha, \beta) = j \lambda a_{ij} e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} \frac{e^{-jk R_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} \sin_c\left(\frac{\pi \alpha d}{\lambda}\right) \sin_c\left(\frac{\pi \beta d}{\lambda}\right) (-\cos \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi \vec{u}_\varphi)$$

que nous pouvons écrire:

$$\vec{E}_{rayij}(\alpha, \beta) = j \lambda \frac{e^{-jk R_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} \sin_c\left(\frac{\pi \alpha d}{\lambda}\right) \sin_c\left(\frac{\pi \beta d}{\lambda}\right) (-\cos \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi a_{ij} \vec{u}_\varphi) a_{ij} e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} \quad (A2.12)$$

nous pouvons séparer l'expression de \vec{E}_{rayij} en trois termes:

- $j \lambda \frac{e^{-jk R_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2}$ qui est un terme constant,

- $\sin_c\left(\frac{\pi \alpha d}{\lambda}\right) \sin_c\left(\frac{\pi \beta d}{\lambda}\right) (-\cos \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi \vec{u}_\varphi)$ qui ne dépend que de θ et φ ,

- $a_{ij} e^{-j2k\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}}$ qui dépend de θ , φ et de (i,j).

3.2. Calcul du champ électrique total \vec{E}_{ray} dans la direction θ, φ

Le champ total est la somme des champs rayonnés par les cellules:

$$\vec{E}_{ray} = \sum_{i,j} \vec{E}_{rayij}$$

soit en développant et en séparant suivant les composantes E_θ et E_φ ,

$$\begin{aligned} & \begin{array}{l} E_\theta = E_{\theta\varphi} \cos \varphi \\ E_\varphi = -E_{\theta\varphi} \cos \theta \sin \varphi \end{array} \quad \text{avec} \\ & E_{\theta\varphi} = j\lambda \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} \text{sin}_c\left(\frac{\pi \alpha d}{\lambda}\right) \text{sin}_c\left(\frac{\pi \beta d}{\lambda}\right) \sum_{(i,j)} a_{ij} e^{j2k(id \sin \theta \cos \varphi) + (jd \sin \theta \sin \varphi)} \end{aligned} \quad (A2.13)$$

4. Puissance rayonnée

Nous pouvons calculer de deux façons différentes la puissance rayonnée:

- soit en appliquant le théorème de Parseval,
- soit à partir de l'intégration du diagramme de rayonnement.

Nous utiliserons ces deux méthodes afin de vérifier l'acuité du programme.

Il convient cependant de faire eux remarques:

- l'application du théorème de Parseval n'est valable que si l'ouverture rayonne majoritairement au voisinage de Oz, autrement dit si le réseau réflecteur est suffisamment grand et que sa direction privilégiée de rayonnement est $\vec{u}_0 = \vec{u}_z$

- c'est aussi grâce à ce théorème que nous déterminons $D_{max} = \frac{4\pi S}{\lambda^2}$. Cependant,

pour de petits réseaux, l'hypothèse qui consiste à dire que l'ouverture rayonne majoritairement autour de Oz, qui sous-entend que le gain est grand (environ 30 dB), n'est pas vérifiée à cause de la petite taille de celle-ci. Ainsi, les rendements

d'ouverture de petits réseaux réflecteurs calculés par $\eta = \frac{D(\vec{u}=\vec{u}_0)}{\frac{4\pi S}{\lambda^2}}$ sont bien

souvent très inférieurs à ceux des grands.

4.1. Théorème de Parseval

La puissance rayonnée est égale à celle calculée par le champ tangentiel à l'ouverture, soit:

$$P_{ray} = \iint \frac{\vec{E}_0 \cdot \vec{E}'_0}{2\eta} dx dy \quad (A2.14)$$

soit en superposant la contribution de chaque cellule:

$$P_{ray} = \frac{d^2}{2\eta} \sum_{(i,j)}^{(N,N)} |a_{ij}|^2 \quad (A2.15)$$

4.2. Diagramme de rayonnement

La puissance rayonnée est également l'intégrale de la densité de puissance rayonnée sur la sphère de rayon r . Dans notre cas, le réseau réflecteur étant une antenne imprimée, le champ existe sur une demi-sphère et est nul en dehors ce qui revient à intégrer pour les angles suivants:

$$\theta \in [0, \frac{\pi}{2}]$$

$$\varphi \in [0, 2\pi]$$

L'onde est considérée comme localement plane, la densité de puissance, dans la direction (θ, φ) , est:

$$\frac{dP_{ray}}{dS} = \frac{\vec{E}_{ray} \cdot \vec{E}'_{ray}}{2\eta} \quad \text{soit} \quad \frac{dP_{ray}}{dS} = \frac{E_{\theta}^2 + E_{\varphi}^2}{2\eta}$$

La puissance totale rayonnée est l'intégrale de la densité de puissance rayonnée sur la demi-sphère:

$$P_{ray} = \iint \frac{dP_{ray}}{dS} R_0^2 \sin \theta d\theta d\varphi$$

le diagramme de rayonnement tracé pour chaque direction \vec{u} , il correspond à la directivité

$$D(\vec{u}) = \frac{\frac{dP_{ray}}{dS}}{\frac{P_{ray}}{4\pi r^2}} \quad (A2.16)$$

5. Exemples

En supposant que le diagramme de rayonnement possède une symétrie en φ autour de l'axe Oz, dans le cas où le réseau focalise selon cet axe, il suffit de calculer la densité de puissance dans un de ces plans, par exemple $\varphi=90^\circ$, de l'intégrer selon θ puis de multiplier le résultat par 2π (symétrie en φ). Nous supposons de plus que le champ dans l'ouverture est uniforme: $\vec{E}_{0t} = E_0 \vec{u}_x$

5.1. Calcul de la puissance rayonnée par le théorème de Parseval

Si le champ est uniforme alors chaque cellule est soumise à $a_{ij} = E_0$, soit

$$P_{ray} = N^2 d^2 \frac{|E_0|^2}{2\eta} \quad (A2.17)$$

5.2. Diagramme dans le plan $\varphi=90^\circ$

$$\alpha=0$$

si $\varphi=90^\circ$ alors $\beta=\sin\theta$ d'où

$$\vec{u}_\varphi = -\vec{u}_x$$

$$\begin{aligned} - \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \alpha d}{\lambda}\right) &= 1 \\ - \cos\varphi \vec{u}_\theta + \cos\theta \sin\varphi \vec{u}_\varphi &= -\cos\theta \vec{u}_x \\ - e^{-j2k \vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} &= e^{j2k \sin\theta jd} \end{aligned}$$

Le champ total rayonné dans la direction θ est donné par:

$$E_\theta = 0 \quad \text{et} \quad \vec{E}_{\theta\varphi} = j\lambda \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} 1 * \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \sin\theta d}{\lambda}\right) \vec{u}_x \sum_{(i,j)} a_{ij} e^{jksin\theta jd}$$

avec

$$\sum_{(i,j)=(0,0)}^{(N-1,N-1)} e^{jksin\theta jd} = N e^{jkNdsin\theta} \frac{\sin\left(kN \frac{d}{2} \sin\theta\right)}{\sin\left(k \frac{d}{2} \sin\theta\right)}$$

d'où

$$\vec{E}_{ray}(0, \sin\theta) = j\lambda E_0 \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} 1 * \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi \sin\theta d}{\lambda}\right) \cos\theta \vec{u}_x N e^{jkNdsin\theta} \frac{\sin\left(kN \frac{d}{2} \sin\theta\right)}{\sin\left(k \frac{d}{2} \sin\theta\right)} \quad (A2.18)$$

La densité de puissance dans une direction θ donnée est:

$$\frac{dP_{ray}}{dS} = \left(\frac{1}{2\eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\pi \sin\theta d}{\lambda}\right) \cos^2\theta N^2 \frac{\sin^2\left(kN \frac{d}{2} \sin\theta\right)}{\sin^2\left(k \frac{d}{2} \sin\theta\right)} \quad (A2.19)$$

La densité de puissance maximale est obtenue pour $\theta=0$:

$$\frac{dP_{ray}}{dS} max = \left(\frac{1}{2\eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} N^4 \quad (A2.20)$$

En appliquant la définition de la directivité:

$$D_{max} = \frac{\frac{dP_{ray}}{dS} max}{\frac{P_{ray}}{4 \pi R_0^2}},$$

en remplaçant, nous obtenons:

$$D_{max} = \frac{\left(\frac{1}{2 \eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} N^4}{\frac{E_0 E_0' (Nd)^2}{2 \eta 4 \pi R_0^2}}$$

soit le résultat:

$$D_{max} = 4 \pi \frac{(dN)^2}{\lambda^2} \quad (A2.21)$$

En remarquant que $dN \simeq a$, nous obtenons

$$D_{max} = 4 \pi \frac{S}{\lambda^2} \quad \text{où } S \text{ est la surface du réflecteur}$$

ce qui correspond au résultat classique pour une ouverture rayonnant majoritairement au voisinage de Oz.

5.3. Diagramme dans le plan $\varphi=0^\circ$

si $\varphi=90^\circ$ alors $\alpha = \sin \theta$
 $\beta = 0$ d'où
 $\vec{u}_\varphi = \vec{u}_y$

$$- \text{sinc}\left(\frac{\pi \beta d}{\lambda}\right) = 1$$

$$- \cos \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi \vec{u}_\varphi = -\vec{u}_\theta$$

$$- e^{-j2k \vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} = e^{j2k \sin \theta id}$$

$$\vec{E}_{rayij}(0, \sin \theta) = j \lambda E_0 \frac{e^{-jk R_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} 1 * \text{sinc}\left(\frac{\pi \sin \theta d}{\lambda}\right) \vec{u}_y e^{ik \sin \theta jd}$$

Le champ total rayonné dans la direction θ est donné par:

$$\vec{E}_{ray}(0, \sin \theta) = j \lambda E_0 \frac{e^{-jk R_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} 1 * \text{sinc}\left(\frac{\pi \sin \theta d}{\lambda}\right) \vec{u}_y N e^{jk N d \sin \theta} \frac{\sin\left(k N \frac{d}{2} \sin \theta\right)}{\sin\left(k \frac{d}{2} \sin \theta\right)} \quad (A2.22)$$

La densité de puissance dans une direction θ donnée est:

$$\frac{dP_{ray}}{dS} = \left(\frac{1}{2\eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} \text{sinc}^2\left(\frac{\pi \sin \theta d}{\lambda}\right) N^2 \frac{\sin^2\left(kN \frac{d}{2} \sin \theta\right)}{\sin^2\left(k \frac{d}{2} \sin \theta\right)} \quad (A2.23)$$

La densité de puissance maximale est obtenue pour $\theta=0$:

$$\frac{dP_{ray}}{dS} \max = \left(\frac{1}{2\eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} N^4$$

En appliquant la définition de la directivité:

$$D_{max} = \frac{\frac{dP_{ray}}{dS} \max}{\frac{P_{ray}}{4\pi R_0^2}},$$

en remplaçant, nous obtenons:

$$D_{max} = \frac{\left(\frac{1}{2\eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} N^4}{\frac{E_0 E_0' (Nd)^2}{2\eta 4\pi R_0^2}}$$

soit le résultat:

$$D_{max} = 4\pi \frac{(dN)^2}{\lambda^2} \quad (A2.24)$$

Nous retrouvons le résultat du plan $\varphi = 90^\circ$ équation (A2.21) ce qui est normal car dans les deux cas $\theta = 0^\circ$.

5.4. Diagramme dans un plan φ_0 quelconque

dans ce cas α et β sont donnés par (A2.4):

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \sin \theta \cos \varphi_0 \\ \beta_0 &= \sin \theta \sin \varphi_0 \end{aligned}$$

(i) les valeurs de sinc_c doivent être calculées au centre de chaque cellule en fonction de α_0 et β_0

$$- \cos \varphi_0 \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi_0 \vec{u}_\varphi,$$

$$- e^{-j2k \vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} = e^{j2k(\sin \theta \cos \varphi_0 id) + (\sin \theta \sin \varphi_0 jd)},$$

- (A2.23) nous montre que le champ rayonné possède deux composantes E_θ et E_φ , qui seront calculées séparément:

$$E_{\theta} = E_{\theta\varphi_0} \cos \varphi_0$$

$$E_{\varphi} = -E_{\theta\varphi_0} \cos \theta \sin \varphi_0$$

avec
$$E_{\theta\varphi_0} = j \lambda \frac{e^{-jk R_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} \text{sinc}^2\left(\frac{\pi \alpha_0 d}{\lambda}\right) \text{sinc}^2\left(\frac{\pi \beta_0 d}{\lambda}\right) \sum_{(i,j)} a_{ij} e^{j2k(id \sin \theta \cos \varphi_0 + jd \sin \theta \sin \varphi_0)}$$

pour plus de commodité nous appelons

$$\text{dim}4 = \sum_{(i,j)} e^{j2k(\sin \theta \cos \varphi_0 id + (\sin \theta \sin \varphi_0 jd)}$$

La densité de puissance dans une direction θ donnée est:

$$\frac{dP_{ray}}{dS} = \left(\frac{1}{2\eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} \text{sinc}^2\left(\frac{\pi \alpha_0 d}{\lambda}\right) \text{sinc}^2\left(\frac{\pi \beta_0 d}{\lambda}\right) (\text{dim}4)(\text{dim}4)' [(\cos^2 \varphi_0 + \cos^2 \theta \sin^2 \varphi_0)] \quad (\text{A2.25})$$

La densité de puissance maximale est obtenue pour $\theta = 0$ soit $\alpha = 0$ et $\beta = 0$:

en effet $[\cos^2 \varphi_0 + \cos^2 \theta \sin^2 \varphi_0] = \cos^2 \varphi_0 + \sin^2 \varphi_0 = 1$

$$\frac{dP_{ray}}{dS} \text{max} = \left(\frac{1}{2\eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} N^4 \quad (\text{A2.26})$$

En appliquant la définition de la directivité:

$$D_{max} = \frac{\frac{dP_{ray}}{dS} \text{max}}{\frac{P_{ray}}{4\pi R_0^2}},$$

en remplaçant, nous obtenons:

$$D_{max} = \frac{\left(\frac{1}{2\eta}\right) * (\lambda E_0)^2 \frac{1}{R_0^2} \frac{d^4}{\lambda^4} N^4}{\frac{E_0 E_0' (Nd)^2}{2\eta 4\pi R_0^2}}$$

soit le résultat:

$$D_{max} = 4\pi \frac{(dN)^2}{\lambda^2} \quad (\text{A2.27})$$

Nous retrouvons les résultats précédents.

6. Approche réseau

Le réseau réflecteur peut également être modélisé par la théorie des réseaux dans le cas d'un champ uniforme $\vec{E}_{0t} = E_0 \vec{u}_x$. Dans ce cas, le champ rayonné s'obtient à partir de la cellule centrale en appliquant le théorème de translation:

$$\vec{E}_{rayij} = j \lambda \frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}} \vec{u} \wedge (\vec{E}_{0t00}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z) \quad (A2.28)$$

avec

$$\vec{E}_{ray00} = j \lambda \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{u} \wedge (\vec{E}_{0t00}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z) \quad (A2.29)$$

soit pour notre cas d'un champ tangentiel uniforme orienté selon \vec{u}_x

$$\vec{E}_{ray00} = j \lambda E_0 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{d^2}{\lambda^2} \text{sinc}\left(\frac{\pi \alpha d}{\lambda}\right) \text{sinc}\left(\frac{\pi \beta d}{\lambda}\right) (-\cos \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi \vec{u}_\varphi) \quad (A2.30)$$

6.1. Calcul du champ électrique rayonnée par cellule \vec{E}_{rayij}

Tout d'abord, intéressons nous au terme $\frac{e^{-jkR_{ij}}}{R_{ij}}$

Nous avons: $\frac{e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{R}_{ij}}}{R_{ij}}$ où $\vec{R}_0 = \vec{R}_{ij} + \vec{r}_{ij}$ comme indiqué en figure 4. D'où

$$\vec{R}_{ij} = \vec{R}_0 - \vec{r}_{ij}$$

Nous nous intéressons au champ lointain, donc $R_0 \gg r_{ij}$ d'où $\frac{1}{R_{ij}} \simeq \frac{1}{R_0}$. D'autre part:

$e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{R}_{ij}} = e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{R}_0} e^{+jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}}$ soit $e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{R}_{ij}} = e^{-jkR_0} e^{+jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}}$ car $\vec{R}_0 // \vec{u}$. Ceci revient à introduire l'expression classique de déphasage inter-éléments au sein d'un réseau 2D, $e^{+jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}}$. D'où:

$$\frac{e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{R}_{ij}}}{R_{ij}} = e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \quad (A2.31)$$

d'où l'expression du champ \vec{E}_{rayij} :

$$\vec{E}_{rayij} = e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \vec{u} \wedge (\vec{E}_{0t00}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z) = e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} \vec{E}_{ray00}$$

en remplaçant, nous obtenons

$$\vec{E}_{rayij}(\alpha, \beta) = j \lambda \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \frac{d^2}{\lambda^2} \text{sinc}\left(\frac{\pi \alpha d}{\lambda}\right) \text{sinc}\left(\frac{\pi \beta d}{\lambda}\right) (-\cos \varphi \vec{u}_\theta + \cos \theta \sin \varphi \vec{u}_\varphi) e^{-jk\vec{u} \cdot \vec{r}_{ij}} \quad (A2.32)$$

soit la même expression qu'en (A2.12) lorsque que le champ électrique est uniforme ($a_{ij}=1$). Cependant, cette formulation devient plus complexe lorsque le champ électrique tangentiel au réseau n'est pas uniforme. Il convient alors d'appliquer la théorie des distributions et de faire une transformée de Fourier discrète. La première approche, qui à bien des égards, est similaire à cette démarche, s'applique, elle, directement.

Annexe 3. Liste des publications depuis la thèse

Revue internationale avec comité de lecture:

- [R1] Y. Turki, **C. Migliaccio**, J.M. Laheurte, "Circularly polarised square patch antenna fed by coplanar waveguide", *Electronic Letters*, 1997, Vol.33 n° 15, pp. 1321-1323.
- [R2] I. Linardou, **C. Migliaccio**, J.M. Laheurte, "Twin Vivaldi antenna fed by a coplanar waveguide", *Electronic Letters*, 1997, Vol.33 n° 22, pp. 1835-1837.
- [R3] I. Linardou, **C. Migliaccio**, J.M. Laheurte, "Equivalent circuit of twin Vivaldi antenna fed by a coplanar waveguide", *Electronic Letters*, 1999, Vol.35 n°25, pp. 2160-2161.
- [R4] I. Linardou, **C. Migliaccio**, "Twin Vivaldi antenna for transponder and monopulse applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, 2000, Vol.27 n°3, pp. 207-209.
- [R5] I. Linardou, **C. Migliaccio**, "Uniplanar four elements Vivaldi array Fed by a Coplanar Waveguide", *Microwave and Optical Technology Letters*, 2001, Vol.30 n°1, pp. 60-62.
- [R6] B. D. Nguyen, **C. Migliaccio**, Ch. Pichot : '94 GHz Zonal rings reflector for helicopter collision avoidance', *Electronic Letters*, 2004, Vol.40 n°20, pp. 1241-1242, 30 Septembre 2004.
- [R7] **C. Migliaccio**, J-Y. Dauvignac, L. Brochier, J-L Le Sonn and Ch. Pichot : 'W-band high gain lens antenna for metrology and radar applications', *Electronic Letters*, 2004, Vol.40 n°22, pp. 1394-1396, 28th October 2004.
- [R8] B. D. Nguyen¹, **C. Migliaccio**¹, Ch. Pichot¹ and N. Rolland³ : 'Design of Microstrip to Waveguide Transition in the W Band Suitable Antenna or Integrated Circuits Connections.', *Microwave and Optical Technology Letters*, 2005, Vol.47 n°6, pp. 518-520.
- [R9] B. D. Nguyen¹, **C. Migliaccio**¹, Ch. Pichot¹, N. Yonemoto, K. Yamamoto² : 'Compact primary source for W-band reflector antenna', *Electronic Letters*, 2005, Vol.41 n°23, pp. 1262-1264, 10th November 2005.
- [R10] J. Lanteri, J-Y Dauvignac, Ch. Pichot and **C. Migliaccio**: 'Beam-scanning improvement of reflectarrays by reducing the cell size at millimetre waves". *Microwave and Opt. Techn. Lett.*, Vol. 48, No. 5, pp. 966-968, May 2006.

Conférences invitées à des congrès

- [CI1] B.D. Nguyen **C. Migliaccio**, C. Pichot, "Wideband printed Fresnel reflector antenna in W-band", IEE Seminar on Wideband and Multi-band Antennas and Arrays, Birmingham-UK, 7 September 2005.
- [CI2] B.D. Nguyen, **C. Migliaccio**, Ch. Pichot, K. Yamamoto, N. Yonemoto, K. Yamada, H. Yasui, "On flight tests of a millimeter-wave radar for obstacle detection". Progress in Electromagnetic Research Symposium PIERS2006 (2-5 août 2006, Tokyo, Japon).
- [CI3] **C. Migliaccio**, B.D. Nguyen, Ch. Pichot¹, K. Yamamoto, N. Yonemoto, K. Yamada², «Fresnel reflector antenna for MMWave helicopter obstacle detection radar», 1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006) (6-10 November 2006, Nice, France).

[CI4] **C. Migliaccio**, B.D. Nguyen, J. Lanteri, Ch. Pichot, J-Y Dauvignac, J. L Desvilles, »Investigation of large wideband antennas in the W-band«, 1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006) (6-10 November 2006, Nice, France).

[CI5] **C. Migliaccio**, B. D. Nguyen, Ch. Pichot, N. Yonemoto, K. Yamamoto, K. Yamada, H. Yasui, W. Mayer, A. Gronau, W. Menzel⁴, “Investigation of millimeter-wave radar antennas for power line detection on the ground and on heliporter flight. 9th International Conference on Control, Automotion, Robotics and Vision (ICARV2006) (5-8 december 2006, Singapore).

Conférences internationales avec actes:

[C1] I. Linardou, **C. Migliaccio**, J. M. Laheurte, Twin Vivaldi Antenna for Transponding applications”, Journées Internationales de Nice sur les Antennes (JINA), 17-19 Nov. 1998 Nice, France, pp. 718-721.

[C2] I. Linardou, M.D. Barry, **C. Migliaccio**, J. M. Laheurte, “Planar serial feed Vivaldi antennas for monopulse systems”, AP2000, Davos, Switzerland, 9-14 Avril 2000, vol. 1, p.573.

[C3] I.Linardou, **C. Migliaccio**, J.M. Laheurte, “Conception and equivalent circuit modeling of new uniplanar Vivaldi’s antenna associated into a four elements array”, PIERS 2000, July 5-14, 2000, Cambridge, Massachusetts, USA, p. 491.

[C4] Yamamoto,Yamada, Yonemoto ¹, Yasui, Hibi ², Nebiya³, **Migliaccio**⁴, « Millimeter Wave Radar for the Obstacle Detection and Warning System for Helicopters », RADAR 2002, Edinburgh International Conference Centre, UK: 15 - 17 October 2002.

[C5] **C. Migliaccio**, B. D. Nguyen, J. L. Le Sonn, C. Pichot , N. Rolland, K. Yamamoto, K. Yamada « Vivaldi antenna for obstacle detection and warning system at 94 GHz » JINA, 12-14 Novembre 2002, vo.1, p. 279-282.

[C6] Yonemoto ,Yamamoto,Yamada,Yasui, Nasu, Nebyia, **Migliaccio** , Pichot, « Obstacle Detection and Warning for Helicopter Flight using Infrared and Millimeter Wave», SPIE, AeroSense, 21-25 April 2003, Orlando, Florida, USA, vol.5081. Proc SPIE Enhanced and Synthetic Vision, Vol. 5181, pp. 31-38, September 2003.

[C7] K.Yamamoto, K.Yamada, N.Yonemoto, H.Yasui, S.Nasu,H.Nebya, **C. Migliaccio**, B.D. Nuyen, C. Pichot, "94 GHz FMCW Radar for Obstacle Detection ", International radar symposium, Dresden October 2003.

[C8] B.D. Nuyen, **C. Migliaccio**, C. Pichot, K.Yamamoto, N.Yonemoto "Millimeter Wave Antenna for Obstacle Radar Detection Working at 94 GHz" Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 2004, Pisa, 28-31 March.

[C9] **C. Migliaccio**, B.D. Nuyen, J.Y. Dauvignac, C. Pichot "Compact lens antenna for automotive anticollision radar at 77GHz" Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 2004, Pisa, 28-31 March.

[C10] K. Yamamoto, N. Yonemoto, K. Yamada, H. Yasui, S. Nasu, H. Nebiya, **C. Migliaccio**, B.D. Nguyen, and C. Pichot, “Obstacle Detection System for Helicopters by Millimeter Wave and Infrared ”, Aircraft Symposium, Yokohama, Japan, October 2004.

[C11] B.D. Nguyen, **C. Migliaccio**, C. Pichot, K. Yamamoto, N. Yonemoto, K. Yamada, “Printed reflector antenna for mmw detection Radar”,JINA, Nice 8-10 Novembre 2004, pp.248-249.

[C12] B.D. Nguyen, M. Multari, L. Brochier, J.L. LeSonn, **C. Migliaccio**, C. Pichot, “Vivaldi antenna as primary source for mmw Radar”, JINA, Nice 8-10 Novembre 2004, pp.250-251.

[C13] B.D. Nguyen, C. Migliaccio, C. Pichot, “94 GHz Zonal rings reflector for helicopter collision avoidance”, German Microwave Conference supported by IEEE-MTT Society ,GeMIC05, University of Ulm, April 5-7 2005, Ulm Germany.

[C14] K.Yamamoto, K.Yamada, N.Yonemoto, H.Yasui, B. D. Nguyen, **C. Migliaccio**, Ch. Pichot, "The performance of 94 GHz Radar for Obstacle Detection ", Proceeding of the International radar symposium, Berlin 6-8 September 2005, Germany, pp.147-151.

[C15] J. Lanteri, J.Y. Dauvignac, Ch Pichot and **C. Migliaccio**, “Improvement of the performances of reflectarrays by reduction of the cell size at millimeter wave”, Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 2006, Cambridge-USA, 26-29 March. 2006.

[C16] N. Yonemoto, N. Yamamoto, K. Yamada, H. Yasui, N. Tanaka, C. Migliaccio, J-Y. Dauvignac, Ch. Pichot, « Performance of obstacle detection and collision warning system for civil helicopters », Defense ans Security Symposium 2006, SPIE, AeroSense, 17-21-April 2006, Orlando, Florida, USA.

[C17] M. Multari, **C. Migliaccio**, J.Y Dauvignac, L. Brochier, J. L. Le Sonn, Ch. Pichot¹, W. Menzel⁴, J.L Desvilles⁵ “Investigation of low cost compact base in the W_band”. 1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006) (6-10 November 2006, Nice, France).

[C18] J. Lanteri, **C. Migliaccio**, J.Y. Dauvignac, Ch. Pichot, “Improvement of reflectarrays radiation pattern by prolate spheroidal functions in W band”. 1st European Conference on Antennas & Propagation (EuCAP2006) (6-10 November 2006, Nice, France).

Conférences nationales avec actes:

[CN1] : I.Linardou, **C. Migliaccio**, “Antenna Vivaldi intégrant un doubleur de fréquences à effet push-push”, to be published at the 12èmes Journées Nationales Microondes (JNM), 16-18 May 2001, Futuroscope, France.

[CN2] B.D. Nguyen, **C. Migliaccio**, C. Pichot, K. Vanoverschelde, N. Rolland, K. Yamamoto, K. Yamada, N. Yonemoto "Comparaison des performances d'une antenne Vivaldi et d'un réseau de fentes à 94 GHz", Journées Nationales Microondes (JNM), 2003, Lille, 21-23 mai, page 1B-2.

[CN3] B.D. Nguyen¹, C. Migliaccio¹, C. Pichot¹, K.Yamamoto², N. Yonemoto² “Comparaison des sources primaires pour radar de détection à 94 GHz”, Journées Nationales Microondes (JNM), 2005, Nantes, 11-13 mai 2005.

Brevet

[B1] **C. Migliaccio**, D. Nguyen, Ch. Pichot, N. Yonemoto, K. Yamamoto, K. Yamada, “Antenne millimétrique à balayage effectué par rotation du réflecteur secondaire optimisée en gain et en coefficient de réflexion”. Brevet international CNRS-UNSA/ENRI (Electronic Navigation Research Institute) N°EP2005/014220, déposé le 3 novembre 2005.

Séminaires, workshop

[W1] **C. Migliaccio**, B.D. Nguyen, J.Y. Dauvignac and C. Pichot, “Development of high gain antenna for obstacle detection radar at millimeter wave frequencies at the LEAT”, Proceed. COST 284 Presentation at the 5th Management Committee Meeting and Joint COST 273/284 Workshop (9 juin 2004, Göteborg, Suède), pp. 52-56.

[W2] J. Lanteri, B.D. Nguyen, J.Y. Dauvignac, **C. Migliaccio** Ch Pichot, “Réseau réflecteur et réflecteur de Fresnel dans le domaine millimétrique”, Réunion du GDR Ondes, Besançon, France, 21-23 Novembre 2005.

Rapports de contrat

[RC1] **C. Migliaccio**, C. Pichot, “Vivaldi antenna for obstacle detection and warning system at 94 GHz”. Contrat de collaboration Electronic Navigation Research Institute (ENRI)/CNRS/UNSA No.DR20-01045. Rapport d’étude préliminaire. Mai 2001.

[RC2] **C. Migliaccio**, B.D. Nguyen, C. Pichot, “Reflector antenna for obstacle detection and warning system at 94 GHz”. Contrat de collaboration CNRS/UNSA-Kyokuto Boeki Kaisha (KBK) Ltd. Accord CNRS/UNSA-Electronic Navigation Research Institute (ENRI)/CNRS/UNSA No.DR20-01045. Rapport d’étude. Février 2003.

[RC2] **C. Migliaccio**, B.D. Nguyen, C. Pichot, “Reflector antenna for obstacle detection and warning system at 94 GHz”. Contrat de collaboration CNRS/UNSA-Kyokuto Boeki Kaisha (KBK) Ltd. Accord CNRS/UNSA-Electronic Navigation Research Institute (ENRI)/CNRS/UNSA No.DR20-01045. Rapport d’étude. Février 2004.

[RC4] R. Staraj et **C. Migliaccio**, « Etudes prospectives d'antennes millimétriques à balayage dans le bande 20-30 GHz », Rapport de contrat CNES-LEAT DCT094/4700011975, Septembre 2005.

¹ LEAT, Nice, France.

² ENRI, Tokyo, Japon.

³ IEMN, Villeneuve d’Ascq, France.

⁴ MWT-Universität Ulm, Germany. France Telecom R&D, Fort de la Tête de Chien– 06 La Turbie, France

⁵ France Telecom R&D, Fort de la Tête de Chien– 06 La Turbie, France.

Annexe 4. Liste des stagiaires ou doctorants encadrés

La liste ci-dessous regroupe l'ensemble des étudiants en doctorat, Master 2 recherche ou stage de dernière année d'école d'ingénieur, que j'ai encadré durant les 5 dernières années. Afin d'être exhaustive, la liste comporte également les noms (en bleu) des stagiaires et doctorants encadrés de 1997 à 2001.

Nom e-mail / devenir	Diplôme	Titre du mémoire	Date de soutenance	Domaine de recherche (paragraphe de l'annexe courtes)
Binh Duong NGUYEN Post doc LEAT nguyenb@unice.fr	Doctorat Dir. de thèse Ch. Pichot	Etude et réalisation d'antennes millimétriques pour radar de détection d'obstacles	12/07/05	Antennes millimétriques pour radar embarqués
Ehsan TORFEH Embauché comme ingénieur en 2002	Master2 Rech.	Antenne pour radar de détection d'obstacles à 94 GHz. Conception et réalisation	01/07/01	Antennes millimétriques pour radar embarqués
David CLEMENT Ingénieur d'études CDD à Alcatel Space	Master2 Rech.	Conception de lentilles diélectriques dans la bande millimétrique pour radar-anticollision	01/07/04	Etude des caractéristiques de systèmes focalisants
Renaud MOUKOT Embauché comme ingénieur en 2003	Stage ingénieur	Etude et optimisation d'antennes Vivaldi sur substrat mousse	01/07/03	Antennes millimétriques pour radar embarqués
Truc Phong NGUYEN	Master2 Rech	Investigation of multibeam antenna using dielectric rods antennas as feed elements En collaboration avec le MWT, Ulm, Allemagne	Prévue fin Juin 2006	Antennes millimétriques pour radar embarqués
Mathieu MULTARI mathieu.multari@unice.fr Doctorant en 3 ^{ème} année	Doctorat Dir. De thèse Ch. Pichot		3 ^{ème} année (prévue 2007)	Etude des caractéristiques de systèmes focalisants & Mesures - Base compacte
Jérôme LANTERI jerome.lanteri@unice.fr Doctorant en 2 ^{ème} année	Doctorat Dir. de thèse J-Y Dauvignac		2 ^{ème} année (prévue 2008)	Etude des caractéristiques de systèmes focalisants
Eirini LINARDOU Ingénieure d'études Alcatel Space Eirini.Linaudou@alcatelaleniapace.com	Doctorat Dir. de thèse A. Papiernik	Antenne Vivaldi : potentialités d'applications en onde millimétriques	16/11/00	Antennes planaires / intégration de fonctions actives
Mamadou Demba BARRY pas de suivi	DEA	Réseaux série d'antennes Vivaldi	01/07/99	Antennes planaires / intégration de fonctions actives
Eirini LINARDOU	DEA	Capteur électromagnétique à lecture optique	01/07/97	Antennes planaires / intégration de fonctions actives
Yasmine TURKI Ingénieur d'études CDD à Alcatel Space Yasmine.Turki@alcatelaleniapace.com	DEA	Conception et réalisation d'antennes à polarisation circulaire en technologie coplanaire	01/07/97	Antennes planaires / intégration de fonctions actives

Annexe 5. Curriculum Vitae

ETAT CIVIL

Nom patronymique, prénoms	MIGLIACCIO, Claire Blandine
Date et lieu de naissance	17 Janvier 1970, Paris 14 ^{ème}
Nationalité	Française
Situation familiale	Vie maritale, 2 enfants nées en 1998 et 2004
Adresse personnelle	138 avenue des arènes de Cimiez-06000 Nice
Numéro de téléphone, e-mail	04.93.53.59.14, claire.migliaccio@unice.fr
Fonctions	Maître de Conférences
Section	63
Etablissement	Université de Nice Sophia-Antipolis
Date de nomination	1 ^{er} Septembre 1996
Date de titularisation	1 ^{er} Septembre 1997

DIPLÔMES UNIVERSITAIRES

- 1993-1996** Thèse de doctorat en micro-ondes au LEMO (Laboratoire d'Electromagnétisme Micro-ondes et Optoélectronique), actuellement IMEP, INP Grenoble (INPG), «Passifs fonctionnels en technologie supraconductrice à haute température critique. Application aux SQUIDS couplés en haute fréquence». *Mention très honorable avec félicitations du jury.*
- 1993** DEA OOM (Optique Optoélectronique Micro-ondes), INP de Grenoble, option micro-ondes. Stage de 5 mois effectué en Allemagne (TH-Darmstadt). *Mention bien.*
- 1990-1993** ENSERG (Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Radioélectricité de Grenoble), INP de Grenoble. *Mention assez-bien.*
- 1988** Baccalauréat, Série C. *Mention bien.*

EXPERIENCES PROFESSIONNELLES

- Depuis 1996** Maître de Conférences
Recherche : LEAT (Laboratoire d'Electronique Antennes et Télécommunications), UNSA CNRS UMR 6071
Enseignement : Faculté des Sciences, département EEA.
- 1995-1996** ATER de l'INPG à l'ENSERG.
- 1993-1996** Thèse de doctorat en micro-ondes au LEMO de l'INP de Grenoble. Vacataire à l'ENSERG et à l'IUT de Génie Electrique et Informatique Industrielle de L'Université Joseph Fourier de Grenoble.
- 1993** Stagiaire de DEA et de 3^{ème} année d'école d'ingénieur à l'Institut für Hochfrequenztechnik de l'Université de Darmstadt (Allemagne) (5 mois).

1992 Stagiaire ingénieur 2^{ème} année au LGI (Laboratoire de Génie informatique) de l'INP de Grenoble (3 mois).

RESUME DE LA THESE

Les SQUIDS (Superconducting Quantum Interference Device) sont des dispositifs supraconducteurs utilisés, entre autres, en capteur de flux magnétique. Grâce à leur extrême sensibilité (possibilité de détecter des champs magnétiques de $10 \text{ fT}/\sqrt{\text{Hz}}$ à 1Hz), ils constituent détecteurs les plus performants du milieu des années 90. Mon travail de thèse porte sur les capteurs à SQUIDS pour des applications où la fréquence de fonctionnement est de l'ordre du GHz (compatibilité électromagnétique, amplificateur pour l'instrumentation très haute performance). Néanmoins, leurs performances aux fréquences élevées sont conditionnées par les éléments passifs nécessaires à la réalisation des dispositifs à SQUID par intégration. Il s'agit principalement de boucles supraconductrices de grandes dimensions et d'inductances planaires possédant un nombre de tour élevé. Ces derniers sont constitués de lignes de transmission associant les effets fonctionnels (pour nous inductifs) aux effets passifs (pour nous capacitifs). Nous modélisons l'ensemble des éléments passifs en utilisant un solveur électromagnétique basé sur la résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des Moments. Après avoir validé notre méthodologie sur des lignes supraconductrices en technologie coplanaire jusqu'à $0,96T_c$ et 30 GHz, et sur des inductances planaires conductrices, nous interprétons le comportement fréquentiel du SQUID couplé. Nous en déduisons des formules de Conception Assistée par Ordinateur (CAO) ainsi qu'une procédure d'optimisation générale qui nous permet d'atteindre les fréquences de fonctionnement requises.

ACTIVITES D'ENSEIGNEMENT

Enseignement au département EEA

Depuis ma nomination, j'ai effectué mes enseignements à la Faculté des Sciences de l'UNSA au département EEA (Electronique Electrotechnique et Automatique). A ce titre, je dispense des enseignements depuis la première année de licence jusqu'en deuxième année des Master recherche TRFM et professionnel TIM, ce qui me permet d'avoir une vue d'ensemble et d'adapter les contenus des cours, TD (Travaux Dirigés), TP (Travaux Pratiques) en fonction des acquis des années précédentes.

Autres

En plus de mon service statutaire, j'ai effectué des heures d'enseignement ayant trait à ma spécialité, les micro-ondes dans les centres suivants:

- Centre niçois associé au CNAM (1996 et 1999): cours de lignes de transmission (20h).
- Université de Corte (2000 et 2001): cours et TD de lignes de transmission (20h).
- IUT R&T (2001 et 2002): TD d'électromagnétisme.

Je résume ci-dessous mes principales activités d'enseignement.

Créations de cours, TD, TP

- *cours de circuits actifs micro-ondes portant sur les amplificateurs- Master recherche*
cours dispensé de 1997 à 2000.
- *cours et TD de conversion analogique-numérique (CAN-CNA)- Licence 2 Math -Info*

cours et TDs créés en 2001, encore dispensé.

- Cours de télécom optique, Master 1, mention EEA

Ce cours a été créé en 2000 lors du Boom des télécommunications. Il portait sur les réseaux optiques et dispositifs associés (amplification, différentes architectures de régénérations des signaux...). En 2003, à la lumière de la chute des télécommunications optiques, j'ai décidé d'arrêter ce cours au profit de l'introduction de la microélectronique analogique afin de répondre aux demandes croissantes dans ce domaine.

- Travaux pratiques d'initiation au logiciel Cadence, Licence 3 et Master 1 Mention EEA

Le développement de la microélectronique sur le site de la technopôle de Sophia-Antipolis, ainsi que l'installation de la salle CNFM (Centre national de Formation en Microélectronique) créent une nouvelle dynamique d'enseignement. C'est pourquoi, en 2003, avec Frédéric Wroebel, Maître de Conférences au département EEA, nous avons monté des travaux pratiques d'initiation au logiciel Cadence qui fait office de référence dans la conception de circuits en microélectronique. Ces TPs ont été depuis repris et modifiés par Mohamed Al Kahlfioui, en Master 1, j'assure avec lui ceux de L3.

Reprise et modifications de cours, TD, TP

Depuis 2001, j'ai repris et modifié les cours de support de transmission en Master 1, d'antennes et réseaux en Master recherche TRFM et Professionnel TIM.

De plus, j'ai été responsable des TP d'électronique analogique de L3 de 1996 à 2002, années durant lesquelles j'ai introduit, modifié ou refait des maquettes de TP.

J'effectue un travail similaire depuis 2002 où je suis responsable des TP des télécommunications du Master 1, mention EEA.

Encadrements de projets

Depuis 2002, le cursus de master 1 comprend une initiation au stage laboratoire ainsi que des travaux d'enseignements et de recherche. A ce titre, j'ai encadré une dizaine de binômes soit sur des projets pratiques, comme la réalisation de maquettes d'un nouveau TP ou plus en relation avec la recherche, comme l'étude de formes originales d'éléments de réseaux réflecteurs.

Responsabilités

Depuis 2002

- responsable des salles de TP d'électronique Licence3-Master. A ce titre, je m'occupe du renouvellement du parc de mesure que j'ai également inventorié en 2003.

2003-2005

- responsable de l'électronique en L1 et L2 de la licence, Sciences de la Matière, qui est la filière d'accès à la licence 3, mention EEA.

Depuis Janvier 2006:

- directrice adjointe du département EEA.

Depuis Juillet 2006:

- coordonnatrice de l'électronique en Licence première et deuxième années (L1-L2).

L'enseignement de l'électronique à la Faculté des Sciences de l'UNSA a la particularité d'être réparti sur trois filières en première et seconde année de la licence de Sciences et Technologies.

La spécialisation EEA intervient en troisième année. Depuis Juillet 2006, nous avons décidé, au département, que la coordination de cet enseignement reviendrait à une seule personne afin d'assurer une meilleure lisibilité de notre discipline dans ces trois filières. Le travail double. D'une part, j'effectue des tâches administratives (attribution des créneaux d'enseignements, gestion des emplois du temps, relais entre le coordonnateur de la filière et les enseignants...), d'autre part, je coordonne les réunions pédagogiques destinées à élaborer le contenu des enseignements. A ce titre, l'année à venir sera cruciale car elle verra la rédaction du nouveau contrat quadriennal dont je suis responsable pour les années L1-L2.

RESPONSABILITES ADMINISTRATIVES - RAYONNEMENT SCIENTIFIQUE

Le tableau ci-dessous résume l'ensemble des responsabilités administratives dont je suis chargée:

Vie du laboratoire Reviewing	Comission de spécialiste	Département EEA de la Faculté des Sciences
Membre nommée du Conseil de laboratoire, LEAT	Membre titulaire de la Commission de Spécialistes (CS) 63 , UNSA.	Directrice adjointe du département EEA, faculté des Sciences UNSA.
Reviewer d'IEEE Transactions on Antennas and Propagation.	Membre du bureau de la CS 63, UNSA.	Coordonnatrice de l'électronique en L1 & L2.
Reviewer d'Electronics Letters.	Membre titulaire de la CS 63, Université de Lille 1.	Membre élue du Conseil de département EEA, faculté des Sciences UNSA.