

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2004

Thèse N° 29-2004

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Laure FREYTAG

le 18 Novembre 2004

**Conception, réalisation et caractérisation d'antennes
pour stations de base des réseaux de télécommunication
sans fil**

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

JURY :

Monsieur W. TABBARA	Président
Monsieur M. DRISSI	Rapporteur
Madame O. PICON	Rapporteur
Monsieur P. DE MAAGT	Examineur
Monsieur B. JECKO	Examineur
Monsieur T. MONEDIERE	Examineur
Monsieur G. AUGER	Invité
Monsieur A. MADELAINE	Invité

REMERCIEMENTS

Mes travaux ont été effectués à la Faculté des Sciences et Techniques, au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes (IRCOM), unité mixte de recherche CNRS – Université de Limoges dirigé par le Professeur A. BARTHELEMY.

Je remercie Monsieur B. JECKO, Professeur à l'Université de Limoges et directeur du CREAPE, pour m'avoir accueillie dans son équipe et pour avoir dirigé mes travaux. Nous n'avons pas toujours été d'accord mais je porte une profonde estime, aussi bien à l'homme qu'au scientifique.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur W. TABBARA, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Madame O. PICON, Professeur à l'Université de Marne-La-Vallée et Monsieur M. DRISSI, Professeur à l'Institut National des Sciences Appliquées / Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je remercie également Messieurs P. DE MAAGT, Ingénieur à l'Agence Spatiale Européenne (ESA), G. AUGER, Ingénieur au sein de la société THALES Communications, et A. MADELEINE, Docteur Ingénieur au sein de la société RADIALL pour avoir accepté de siéger à mon jury de thèse.

Merci à Monsieur T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour sa participation à mon jury de thèse, mais aussi et surtout pour ses précieux conseils et sa compréhension. Merci Thierry.

J'exprime ma chaleureuse reconnaissance aux deux secrétaires de l'équipe P. LEROY et N. AYMARD pour leur gentillesse, leur bonne humeur, leur aide précieuse, leur disponibilité ... Que deviendrait l'équipe sans vous ?

Mes remerciements s'adressent aussi à Messieurs P. FRUGIER de l'Atelier de l'IRCOM, B. CASTEIGNAU, du laboratoire de Microélectronique de l'IRCOM et Y. GUILLERME, Ingénieur au sein de la société THALES Communications pour le soin apporté aux différentes réalisations.

Un grand merci également à Eric ARNAUD qui m'a offert son aide et son temps pour les diverses mesures. Derrière son aptitude à râler se cache un collègue sympathique et efficace. Je voudrais saluer Charles et David pour avoir dompté le système informatique du CREAPE.

Il me reste à remercier toutes les personnes qui ont eu une grande influence ces trois dernières années, aussi bien sur mon travail que sur ma vie privée.

Je commencerai par mes collègues de bureau : Basile tout d'abord, son amitié, son humanité et ses conseils sont très précieux. Puisses-tu toujours rester en France... Je le souhaite de tout mon cœur. Elisa, merci pour les fous rires, les pleurs et surtout les chansons partagés... Le « bureau des filles » est le plus sympathique de tous, beaucoup nous l'ont dit, trop souvent parfois !!

Depuis l'ENSIL jusqu'au CREAPE, j'ai suivi sa trace: merci à GG pour les discussions, les séjours au ski, les soirées, la PPG...

Je salue aussi tous les doctorants et ex-doctorants avec qui j'ai partagé des soirées et week-ends et en particulier Guéno, Ben et Stéphane mais aussi Steph, Cyril, Géo, Minnie (un jour tu accepteras le fait que je suis plus grande que toi !), NRV, Guigui, Tanguy et Sandra...

Que dire sur Vic? Bravo! Me supporter en période de rédaction relève de l'exploit surtout en rédigeant soit même une thèse! Merci pour ton soutien et pour tout le reste (...), je t'embrasse très fort.

Finalement, je dois remercier mes parents. Merci pour vos encouragements et votre soutien pendant ces trois dernières années et aussi pendant les 22 autres. Pardon à ma maman, pour mon agressivité au téléphone alors qu'elle n'y était pour rien. Gros bisous aussi à ma sœur, à mes grand parents, à Hubert et Josette, à Serge et Jeannine...

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE 1

Contexte de l'étude : réseaux de télécommunication sans fil terrestres et antennes associées

I. INTRODUCTION	9
II. ETAT DE L'ART DES RESEAUX DE TELECOMMUNICATION SANS FIL TERRESTRES	10
II.1. Introduction.....	10
II.2. Les réseaux de téléphonie sans fil.....	12
II.2.1. Introduction	12
II.2.2. GSM.....	13
II.2.3. GPRS	14
II.2.4. EDGE	14
II.2.5. UMTS.....	15
II.3. Les WPAN.....	16
II.3.1. Bluetooth.....	16
II.3.2. Norme 802.15.3	17
II.3.3. HomeRF.....	17
II.3.4. UWB	17
II.4. Les WLAN.....	18
II.4.1. Norme 802.11 et ses extensions.....	18
II.4.2. Norme HiperLAN.....	19
II.5. Les WMAN.....	19
II.5.1. Norme 802.16	19
II.5.2. Normes HiperAccess et HiperLink.....	19
II.5.3. Le LMDS.....	19
II.6. Le LMDS à Limoges	21
II.6.1. Projet ERASME.....	21
II.6.2. Projet BROADWAN.....	22
II.7. Conclusion	23
III. COUVERTURE D'UN RESEAU SANS FIL : CHOIX DE L'ANTENNE ET PROBLEMES RENCONTRES	25
III.1. Les critères de choix	25
III.2. Les différents types d'antennes pour station de base.....	26
III.3. Problématique de la couverture des réseaux sans fil	28
III.3.1. Portée maximale et gain.....	28
III.3.2. Zones d'ombre proches de l'émetteur.....	28
III.3.3. Eblouissement des abonnés proches de l'émetteur.....	29

III.3.4. Bipolarisation.....	29
IV. PRESENTATION DE L'ETUDE.....	30
IV.1. Antenne imprimée en cosécante carrée à 40 GHz.....	30
IV.1.1. Pourquoi une antenne planaire en cosécante carrée en millimétrique ?....	30
IV.1.2. Quelques antennes existantes.....	31
IV.1.3. Objectif souhaité.....	33
IV.2. Antenne omnidirectionnelle en azimut.....	34
IV.2.1. Contexte de l'étude : l'entreprise RADIALL.....	34
IV.2.2. Quelques antennes existantes.....	35
IV.2.3. Antenne omnidirectionnelle à Bande Interdite Electromagnétique.....	36
V. OUTILS DE SIMULATION UTILISES.....	37
V.1. Les outils de conception.....	38
V.1.1. Le logiciel SARA.....	38
V.1.2. Le logiciel ADS.....	39
V.1.3. Le code de différences finies.....	40
V.2. Simulateur de bilan de liaison : LIBUS.....	41
V.3. Moyens de mesures expérimentaux.....	43
V.3.1. Base de mesure de l'IRCOM.....	43
V.3.2. La base compacte du CREAPE.....	45
VI. CONCLUSION.....	46
BIBLIOGRAPHIE.....	48

CHAPITRE 2

Antenne en cosécante carrée pour station de base : application au LMDS

(40 GHz)

I. INTRODUCTION.....	57
II. PRINCIPE D'UNE ANTENNE EN COSECANTE CARREE.....	58
II.1. Origine de ce type d'antenne.....	58
II.2. Expression du gain.....	58
II.3. Autres applications de ce type d'antennes.....	60
II.3.1. Applications indoor.....	60
II.3.2. Applications outdoor.....	61
II.4. Etude paramétrique des diagrammes théoriques.....	62
II.4.1. Allure des diagrammes en fonction de θ_0	62
II.4.2. Couvertures obtenues.....	63
II.4.3. Autres paramètres.....	64
II.4.4. Approche de la réalité.....	65
III. DIMENSIONNEMENT ET CHOIX TECHNOLOGIQUES DANS LE CAS DU SYSTEME LMDS.....	68
III.1. Problématique LMDS.....	68
III.1.1. Bilans de liaison.....	68
III.1.2. Définition des paramètres de la liaison.....	69

III.1.3. Résultats obtenus.....	71
III.1.4. Cahier des charges.....	73
III.2. Choix de la technologie imprimée.....	74
III.2.1. Avantages et inconvénients de ce type d'antennes.....	74
III.2.2. Principe de fonctionnement des réseaux de patches.....	74
III.3. Substrat utilisé	76
IV. REALISATION D'ANTENNES EN COSECANTE CARREE IMPRIMEES :	
DETERMINATION DES PONDERATIONS	79
IV.1. Détermination de la géométrie du réseau	79
IV.2. Principe de formation d'un diagramme de rayonnement	79
IV.2.1. Pondération en amplitude	80
IV.2.2. Pondération en phase	80
IV.2.3. Pondération en amplitude et en phase	81
IV.3. Obtention d'un diagramme en cosécante carrée.....	82
IV.3.1. Synthèse en puissance	82
IV.3.2. Synthèse réelle.....	83
IV.4. Etude des pondérations en analyse.....	84
IV.4.1. Pondérations en amplitude.....	84
IV.4.2. Pondérations en phase	85
IV.4.3. Solutions retenues.....	86
IV.5. Influence des erreurs de pondérations sur le rayonnement.....	87
IV.5.1. Erreurs en amplitude.....	88
IV.5.2. Erreurs de phase	89
V. CONCEPTION D'UNE ANTENNE EN COSECANTE CARREE A 40 GHz.....	92
V.1. Choix de la géométrie du réseau.....	92
V.2. Choix des pondérations.....	92
V.3. Vérification des pondérations avec prise en compte de la géométrie du patch	93
V.3.1. Géométrie et performances du patch.....	93
V.3.2. Vérification des pondérations.....	95
V.4. Calcul de nouvelles pondérations	96
V.5. Conception du réseau de distribution.....	97
V.5.1. Réalisation des pondérations.....	97
V.5.2. Réseau de distribution obtenu	98
VI. SIMULATION DE L'ANTENNE	99
VI.1. Adaptation	99
VI.2. Vérification des pondérations.....	99
VI.3. Rayonnement.....	100
VI.3.1. Plan de masse infini	100
VI.3.2. Plan de masse fini.....	101
VI.4. Gain intrinsèque	102
VII. REALISATION ET MESURES	103
VII.1. Réalisation d'un prototype	103
VII.2. Mesures	103
VII.2.1. Adaptation.....	103
VII.2.2. Rayonnement.....	104

VII.2.3. <i>Gain</i>	105
VII.3. Résultat sur la couverture LMDS.....	105
VII.4. Conclusions.....	107
VIII. AMELIORATION DE L'ANTENNE.....	109
VIII.1. Choix des pondérations.....	109
VIII.2. Substrat et géométrie du patch.....	109
VIII.3. Conception du nouveau réseau.....	111
VIII.3.1. <i>Méthode de conception</i>	111
VIII.3.2. <i>Simulation de l'antenne complète</i>	111
VIII.4. Gain et polarisation croisée.....	114
VIII.5. Réalisation et mesures.....	115
VIII.5.1. <i>Prototype</i>	115
VIII.5.2. <i>Adaptation</i>	116
VIII.5.3. <i>Rayonnement</i>	117
VIII.5.4. <i>Gain et directivité</i>	118
VIII.5.5. <i>Résultats sur la couverture du système LMDS</i>	119
VIII.6. Conclusion.....	119
IX. FORMATION DU DIAGRAMME DANS LE PLAN HORIZONTAL.....	120
IX.1. Diagramme sectoriel.....	120
IX.1.1. <i>Choix de l'ouverture</i>	120
IX.1.2. <i>Mise en réseau de notre antenne</i>	121
IX.1.3. <i>Conception d'un réseau monocouche fixe</i>	121
IX.1.4. <i>Conception d'un réseau monocouche adaptable</i>	122
IX.1.5. <i>Conception d'un réseau plan multicouche</i>	123
IX.2. Pointage électronique.....	124
IX.2.1. <i>Introduction</i>	124
IX.2.2. <i>Principe et avantages</i>	124
IX.2.3. <i>Matrice de Butler</i>	125
X. CONCLUSION.....	128
BIBLIOGRAPHIE.....	129

CHAPITRE 3

Etude et conception d'une antenne BIE omnidirectionnelle en azimuth

I. INTRODUCTION.....	133
II. PRESENTATION DES MATERIAUX BIE ET APPLICATION AUX ANTENNES.....	135
II.1. Matériau BIE.....	135
II.1.1. <i>Définition</i>	135
II.1.2. <i>Propriétés électromagnétiques</i>	136
II.2. Applications aux antennes.....	139
II.2.1. <i>Introduction</i>	139
II.2.2. <i>Antennes planaires</i>	139
II.2.3. <i>Propriétés de l'antenne BIE résonante à défaut</i>	141

II.3. Antennes BIE résonantes omnidirectionnelles en azimut	148
II.3.1. Introduction	148
II.3.2. Antenne BIE cylindrique.....	148
II.3.3. Antenne BIE coaxiale	149
II.3.4. Remarque.....	150
II.3.5. Avantages et inconvénients des deux antennes	150
II.3.6. Choix.....	151
III. ETUDE MODALE DE L'ANTENNE BIE COAXIALE	153
III.1. Introduction	153
III.2. Approche du problème	153
III.2.1. Distribution des champs.....	153
III.2.2. Rayonnements associés	154
III.2.3. Polarisation.....	155
III.3. Paramètres de l'étude modale	156
III.3.1. Conditions aux limites.....	156
III.3.2. Modes de fonctionnement.....	157
III.4. Structure étudiée	158
III.5. Etude des modes TM	158
III.5.1. Calcul des champs dans le guide infini.....	158
III.5.2. Structure finie : cavité.....	161
III.5.3. Analyse des différents modes de la cavité	162
III.5.4. Epaisseur des cylindres.....	167
III.5.5. Validation de la méthode	170
III.6. Etude des modes TE	174
III.6.1. Calcul des champs dans le guide infini.....	174
III.6.2. Structure finie : cavité.....	176
III.6.3. Analyse des différents modes de la cavité	177
III.6.4. Epaisseur des cylindres.....	180
III.6.5. Validation de la méthode	183
III.7. Possibilités offertes.....	186
IV. ALIMENTATION DE L'ANTENNE BIE COAXIALE	188
IV.1. Présentation du problème	188
IV.2. Dipôle en $\lambda_0/2$	189
IV.2.1. Rayonnement d'un dipôle.....	189
IV.2.2. Résolution du problème de l'âme centrale.....	189
IV.2.3. Utilisation de dipôles imprimés.....	190
IV.3. Fil-plaque anneau	192
IV.3.1. Design et propriétés	192
IV.3.2. Adaptation de la structure à la présence de l'âme centrale.....	192
IV.4. Comparaison des deux excitations	193
V. PROPRIETES ET PERFORMANCES DE L'ANTENNE BIE COAXIALE	195
V.1. Etude de la structure infinie	195
V.1.1. Structure étudiée.....	195
V.1.2. Impédance d'entrée et champ E_z dans le guide coaxial infini.....	196
V.1.3. Etude en rayonnement de la structure infinie.....	197
V.1.4. Directivité de l'antenne	198

<i>V.1.5. Structure infinie à plusieurs cylindres</i>	199
<i>V.1.6. Comparaison des structures à un et deux cylindres</i>	200
V.2. Etude de la structure finie	202
<i>V.2.1. Etude en rayonnement</i>	202
<i>V.2.2. Abaques</i>	207
V.3. Adaptation en entrée	208
<i>V.3.1. Mise en évidence du problème</i>	208
<i>V.3.2. Influence de l'excitation</i>	208
<i>V.3.3. Principes</i>	209
<i>V.3.4. Remarques</i>	209
V.4. Conclusion	210
VI. AMELIORATION DES PERFORMANCES	211
VI.1. Technique « multisources »	211
<i>VI.1.1. Introduction</i>	211
<i>VI.1.2. Nombre de sources</i>	212
<i>VI.1.3. Ecart entre les sources</i>	215
<i>VI.1.4. Conclusion</i>	217
VI.2. Conformation de la cavité	217
<i>VI.2.1. Conformation des cylindres</i>	218
<i>VI.2.2. Conformation de l'âme centrale</i>	221
VI.3. Structures métalliques	222
<i>VI.3.1. Introduction</i>	222
<i>VI.3.2. Pourquoi s'orienter vers les structures métalliques ?</i>	223
<i>VI.3.3. Premiers résultats</i>	224
<i>VI.3.4. Conclusion</i>	226
VI.4. Conclusion.....	227
VII. CONCEPTION ET REALISATION D'UNE ANTENNE BIE COAXIALE A 5 GHz	228
VII.1. Simulation de l'antenne	228
<i>VII.1.1. Cahier des charges</i>	228
<i>VII.1.2. Choix technologiques</i>	228
<i>VII.1.3. Résultats de simulation</i>	229
<i>VII.1.4. Dimensions de l'antenne</i>	231
<i>VII.1.5. Diagrammes de rayonnement</i>	231
VII.2. Réalisation et mesures.....	232
<i>VII.2.1. Prototype</i>	232
<i>VII.2.2. Simulation</i>	233
<i>VII.2.3. Adaptation</i>	235
<i>VII.2.4. Mesures en rayonnement</i>	237
<i>VII.2.5. Conclusion</i>	241
VIII. COUVERTURE OBTENUE AVEC LE PROTOTYPE REALISE	242
VIII.1. Paramètres de la liaison	242
VIII.2. Cartographie de puissance	242
IX. CONCLUSION	244
BIBLIOGRAPHIE	245

CONCLUSION GENERALE	249
<u>Annexe 1</u> : Présentation du logiciel MOMENTUM	257
<u>Annexe 2</u> : Présentation du logiciel basé sur la méthode FDTD	261
<u>Annexe 3</u> : Les antennes imprimées.....	267
<u>Annexe 4</u> : Les matériaux diélectriques.....	273
<u>Annexe 5</u> : Liste des matériaux diélectriques (Source Labtech)	275
<u>Annexe 6</u> : Les lignes microrubans	279
<u>Annexe 7</u> : Méthode de pondération en amplitude d'un réseau de patches.....	285
<u>Annexe 8</u> : Diagrammes mesurés de la deuxième antenne en cosécante carrée	287
<u>Annexe 9</u> : Détermination de la directivité à partir des diagrammes de rayonnement d'une antenne	289
<u>Annexe 10</u> : Les dipôles imprimés.....	291
<u>Annexe 11</u> : Caractérisation des matériaux RADIALL.....	293
BIBLIOGRAPHIE	295
LISTE DES ARTICLES PUBLIES PENDANT LA THESE.....	297

INTRODUCTION GENERALE

Depuis l'antiquité, l'homme n'a cessé de chercher les différents moyens (parole, gestes de la main, signaux de fumée, document écrit,...) pour communiquer. Ainsi, l'être humain, à travers des époques successives, a fourni des efforts intellectuels aussi bien que physiques afin de découvrir des méthodes de communication adéquates.

Le fruit de ces efforts a été couronné, pour la première fois dans l'histoire des télécommunications, par l'invention du télégraphe optique (1er réseau de télécommunications). Après la découverte de l'électricité, ce télégraphe optique a évolué vers le télégraphe électrique. En 1865, une nouvelle technologie voit le jour : le téléphone proposé par C.Bourseul.

En 1870, le britannique J.Maxwell réalise de très importants progrès lors de ses études des ondes électromagnétiques en démontrant que celles-ci voyagent aussi bien dans le vide que dans la matière. Cela a permis de réaliser les premières expériences de la radio (transmission sans fil) en 1895, par le physicien Marconi.

Au début du XXème siècle, une nouvelle révolution pour les télécommunications s'amorce, celle de l'électronique. Cette époque est caractérisée par l'invention des composants et circuits électroniques essentiels et de bonne qualité : le transistor en 1947, puis les circuits intégrés dans les années 1960.

La naissance du premier ordinateur arriva en 1949, par l'américain Von Neumann : c'est le début du traitement électronique de l'information (l'Informatique). Et en 1971, la création du premier microprocesseur permet la miniaturisation des matériels informatiques et leur émergence dans les techniques de télécommunications.

Depuis, les réseaux se sont beaucoup développés qu'ils soient filaires ou hertziens. Ces dernières années ont vu l'émergence d'une grande variété de réseaux sans fil et un nouveau besoin s'est créé : celui d'être connecté en permanence à un réseau quelque soit l'endroit où l'on se trouve.

On voit alors apparaître de nombreux types de réseaux : réseaux de téléphonie, de diffusion haut débit, locaux ou très étendus par l'intermédiaire de communications terrestres ou spatiales.

Ainsi, le développement de ces réseaux sans fil nécessite des avancées technologiques au niveau des composants électroniques, des logiciels informatiques, des techniques de codage ou encore des antennes.

En effet, **l'antenne est un des points clés des réseaux sans fil** puisque cet élément est le dernier maillon de la chaîne permettant l'émission, la transmission et la réception du signal et donc de l'information contenue dans celui-ci. L'antenne pour station de base doit être adaptée à chaque liaison en fonction de la couverture souhaitée.

Le travail présenté dans ce manuscrit a pour **objectif la conception d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil terrestres, visant à améliorer la couverture**. Après un état de l'art de ces réseaux et de leur couverture, deux types d'antennes seront étudiés.

Le chapitre 1 proposera un **état de l'art des réseaux de télécommunications sans fil terrestres**. Celui-ci aura pour objectif de mettre en évidence la diversité des réseaux actuellement étudiés et donc des **antennes nécessaires à leur développement**. Les différents types de **couverture par les stations de base** seront présentés afin de faire apparaître les **difficultés rencontrées** comme par exemple les zones d'ombre ou la nécessité d'avoir des cellules de grandes dimensions. Nous proposerons alors l'étude de **deux types d'antennes** pour station de base : **une antenne sectorielle dans un plan et en cosécante carrée dans le second** et **une antenne omnidirectionnelle fort gain**, dont les avantages seront mis en avant. Finalement, ce chapitre d'introduction se terminera par la présentation des différents outils de simulation et de mesure utilisés pour l'étude de ces antennes.

Le chapitre 2 sera entièrement consacré à **l'étude d'une antenne imprimée en cosécante carrée dans le domaine millimétrique**. Après avoir présenté le principe de fonctionnement et les performances que l'on peut attendre de ces antennes, nous exposerons le cahier des charges et les choix technologiques que nous avons fait dans le cadre d'une application particulière, le LMDS (Local Multipoint Distribution services). Nous nous intéresserons alors plus en détail à la conception d'une telle antenne, depuis le choix des pondérations à appliquer sur les patchs jusqu'à la réalisation du réseau d'alimentation. Les simulations et les mesures des différentes antennes seront finalement présentées en mettant en évidence les améliorations obtenues sur la couverture du système LMDS.

Le chapitre 3 traitera d'un nouveau type d'antenne toujours adapté aux stations de base des réseaux de télécommunication sans fil : **l'antenne coaxiale à Bande Interdite Electromagnétique (BIE)** permettant d'obtenir un **rayonnement omnidirectionnel** avec un **faisceau étroit dans le plan d'élévation**. Afin de bien comprendre le fonctionnement de cette antenne, une présentation des propriétés des matériaux BIE et de leurs différentes applications dans le domaine des antennes sera proposée. Pour une meilleure compréhension, la conception d'une antenne BIE coaxiale s'accompagne d'un certain nombre d'études comme : l'étude modale de la structure ou les problèmes liés à l'alimentation de l'antenne. Les performances de ces antennes pourront alors être mises en évidence ainsi que les différentes techniques permettant de les améliorer. Finalement, la conception et la réalisation d'un prototype dans le cadre d'une collaboration avec l'entreprise RADIALL valideront les études amont et les résultats énoncés.

Ce manuscrit se terminera par une conclusion sur ce travail suivie de la présentation des perspectives.

CHAPITRE 1

Contexte de l'étude :
réseaux de télécommunications sans
fil terrestres et antennes associées

* * * * *

- ÉTAT DE L'ART DES RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS SANS FIL TERRESTRES**
- COUVERTURE D'UN RESEAU SANS FIL : CHOIX DE L'ANTENNE ET PROBLEMES RENCONTRES**
- PRESENTATION DE L'ETUDE**
- OUTILS DE SIMULATION UTILISES**

I. INTRODUCTION

Ce premier chapitre a pour but **la présentation de l'étude et de son contexte**. Nous allons donc nous appliquer à expliciter la **démarche** qui a été suivie au cours de ces travaux de thèse.

Les **antennes présentées** tout au long de ce manuscrit sont **destinées à équiper les stations de base de réseaux de télécommunication sans fil**, qu'il s'agisse de réseaux de téléphonie, de proximité ou de diffusion. Dans un premier temps, un état de l'art de ces différents types de réseaux va être fait afin de mettre en évidence les caractéristiques de chacun. Nous verrons par la suite les expériences que nous avons eues à Limoges, en particulier sur le développement d'un réseau LMDS dans le cadre de deux projets : ERASME et BROADWAN.

Le choix d'une antenne pour station de base est bien sûr différent selon le type de réseaux : la zone à couvrir, urbaine ou rurale, les niveaux d'émission ou encore le besoin d'agilité sont des paramètres à prendre en compte afin de choisir le type d'antenne le mieux adapté à un réseau particulier. Après avoir mis en évidence les **critères de choix d'une couverture**, nous présenterons les **différents types d'antennes équipant les stations de base** des réseaux de télécommunication sans fil. Finalement, nous relèverons les **difficultés rencontrées avec ces antennes pour l'obtention d'une couverture optimale**. En effet, certains problèmes récurrents apparaissent comme la présence de zones d'ombre dans la cellule couverte. Ce phénomène est très pénalisant puisque entraînant l'impossibilité d'utiliser le réseau sur certaines zones et donc la perte d'abonnés potentiels. **Il est donc essentiel d'optimiser les antennes pour stations de base afin d'obtenir une efficacité maximale des réseaux en terme de couverture.**

Le paragraphe suivant présentera les **antennes étudiées au cours de ces travaux, qui permettent d'optimiser les couvertures** des réseaux de télécommunication sans fil. Deux antennes très différentes ont été étudiées. La première est une antenne planaire donc en **technologie imprimée dite en cosécante carrée** et adaptée au système LMDS à 40 GHz. La seconde antenne est **omnidirectionnelle** et fonctionne autour de 5 GHz. Elle est conçue à partir de **matériaux à Bande Interdite Electromagnétique** ou BIE. Nous mettrons en évidence les avantages et les inconvénients de chacune de ces technologies en les comparant à quelques antennes existantes.

Finale­ment, une dernière partie sera abordée afin de présenter les différents outils de conception et de mesure utilisés pour l'étude des antennes présentées dans ce manuscrit.

II. ETAT DE L'ART DES RESEAUX DE TELECOMMUNICATION SANS FIL TERRESTRES

II.1. Introduction

Historiquement, les réseaux ont été développés sur la base d'un maillage filaire reliant tous les composants classiques d'un réseau : serveurs, postes clients, routeurs... Tous ces équipements fixes nécessitaient une installation relativement lourde, notamment pour ce qui est du câblage entre tous les composants. De plus, le besoin de rester relié à un réseau en toutes circonstances - en voiture, en marchant...- et en n'importe quel point géographique a accéléré le développement des réseaux sans fil.

Les applications liées au sans fil sont nombreuses et ne cessent de se diversifier. Dans un premier temps, elles se cantonnaient à de petites communications entre appareils sur de faibles distances. Désormais, les réseaux sans fil se professionnalisent et deviennent de véritables extensions de réseaux filaires existants. La **figure II.1** montre par exemple l'évolution connue et à venir de l'équipement des entreprises françaises en terminaux mobiles connectés [I.1].

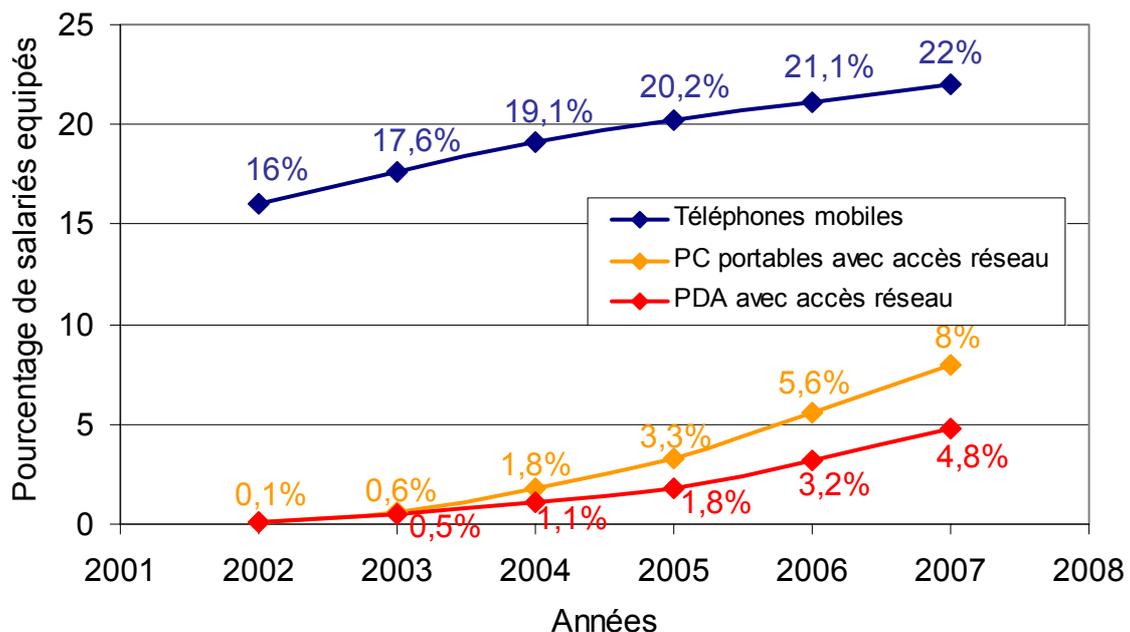


Figure II.1 : Evolution de l'équipement des entreprises françaises en terminaux mobiles connectés, exprimé en pourcentage de salariés équipés

Les universités, les hôpitaux utilisent aussi actuellement des réseaux sans fil. Dans la jungle des technologies radio, on peut distinguer quatre catégories de réseaux, déterminées en fonction de la taille de la zone de couverture (**Figure II.2**).

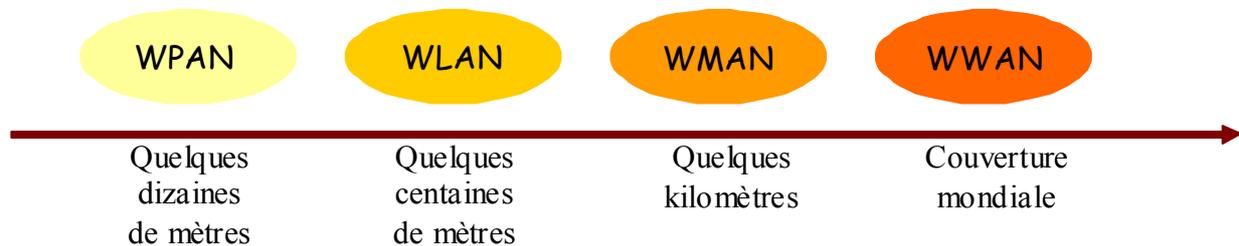


Figure II.2 : Classification des réseaux en fonction de la taille de leur zone de couverture

On distingue [I.2] :

- les réseaux sans fil à l'échelle humaine : **WPAN** (Wireless Personal Area Network). La portée de ce type de réseaux sans fil est limitée, de l'ordre de quelques dizaines de mètres autour de l'utilisateur (bureaux, salles de conférence...).
- les réseaux locaux sans fil : **WLAN** (Wireless Local Area Network). Ces réseaux sont faits pour interagir avec des infrastructures filaires. On peut les utiliser dans deux cas de figure : soit dans des locaux privés (entreprise) soit dans un environnement public (aéroports, hôtels...) avec des restrictions.
- les réseaux métropolitains sans fil : **WMAN** (Wireless Metropolitan Area Network), plus connus sous le nom de **Boucle Locale Radio** (BLR). Ce type de réseau utilise le même matériel que celui qui est nécessaire pour constituer un WLAN mais peut couvrir une plus grande surface de la taille d'une ville.
- les réseaux étendus sans fil : **WWAN** (Wireless Wide Area Network), également connus sous le nom de **réseau cellulaire mobile**, utilisés par les opérateurs de téléphonie, à l'échelle mondiale.

Dans cette liste manquent tous les systèmes faible débit, tels les alarmes, alarmes sociales (surveillance de malades [I.3]) ou les SRD (Short Range Devices) qui regroupent les télécommandes et les systèmes de télémétrie par exemple. Ces systèmes travaillent sur des

bandes de fréquence dites ISM (Industrial, Scientific and Medical) autour de 433 MHz et 868 MHz. Nous ne développerons pas cette dernière catégorie de réseaux sans fil.

Le développement des réseaux sans fil est essentiellement contrôlé par les contraintes légales imposées par l'ART (Autorité de Régulation des Télécommunications) [I.4] qui réglemente en France l'utilisation des fréquences radio. Sont concernés le lieu d'émission, la puissance des émetteurs et la restriction d'utilisation de certaines bandes de fréquence.

Les fréquences utilisées pour les réseaux de télécommunications sans fil sont définies par l'Agence Nationale de Fréquences (ANFR) [I.5]. On trouve principalement des systèmes fonctionnant à 2,4 GHz et 5 GHz pour ce qui concerne les WPAN et les WLAN. Ces bandes de fréquences sont libres de droit c'est à dire qu'elles ne font pas l'objet de déclaration ou de paiement de licence (bandes ISM). Les WMAN peuvent fonctionner à des fréquences plus variées : 5 GHz, 17 GHz ou encore 26 GHz et 40 GHz. Finalement, les systèmes de téléphonie mobile occupent les bandes de fréquences autour de 900 MHz, 1800 MHz et 2200 MHz.

La sécurité est indéniablement le point faible des réseaux sans fil [I.1] [I.6]. La facilité de déploiement conduit à négliger les failles de sécurité que recèle la communication sans fil. Cependant, de nouveaux standards sont développés pour pallier ce point faible.

Nous allons maintenant nous intéresser aux différents standards existants pour chaque type de réseaux, en commençant par les réseaux de téléphonie qui ont été les premiers à se développer de manière importante.

II.2. Les réseaux de téléphonie sans fil

II.2.1. Introduction

Ce type de réseaux sans fil a pris une ampleur considérable depuis ses débuts. Ainsi le nombre d'abonnés est passé de 10% fin 1997 à 64% en 2002 et connaît une augmentation de 45% chaque année.

Le premier réseau a vu le jour en 1956 [I.7] mais c'est en 1992 qu'a commencé le véritable essor de la téléphonie mobile avec l'ouverture du premier réseau GSM (Global System for Mobile communications).

Les développements des systèmes mobiles sont classés en « générations ». La première génération a été réalisée en analogique pour des applications vocales, alors que les 2 et 3G sont de type numérique, pour des applications voix et données.

Le point commun de tous ces systèmes est qu'ils fonctionnent de façon cellulaire. En effet, le principe est de relier un abonné possédant un terminal mobile où qu'il se trouve au réseau téléphonique classique, le RTC (Réseau Téléphonique Commuté), en passant par la propagation du signal dans l'air. Afin de couvrir correctement le territoire et d'augmenter le nombre d'utilisateurs, le concept de réseau cellulaire a été développé.

L'espace est donc découpé en cellules de forme et de taille variables (200 m à 20 km), chacune étant couverte par un émetteur fonctionnant à une fréquence donnée, deux cellules adjacentes ne pouvant utiliser la même fréquence afin d'éviter les interférences. La taille des cellules est établie en fonction de la densité des appels dans cette zone, une cellule pouvant accepter environ 40 communications simultanées (ce qui équivaut à environ 1000 abonnés).

Nous allons étudier globalement le fonctionnement d'un réseau GSM (2G) et ses différentes évolutions pour arriver au système 3G (UMTS).

II.2.2. GSM

Le système européen GSM (Global System for Mobile communications), est basé sur une norme élaborée en 1982 par l'intermédiaire du CEPT (Conférence Européenne de Postes et Télécommunications) [I.8]. Il appartient à la seconde génération de téléphonie mobile. Les premiers services commerciaux sont apparus à la mi-1991. En 1993, il existait 36 réseaux GSM opérationnels dans 22 pays et fin 2001, la norme GSM était la plus répandue dans le monde, représentant 62% des abonnés sur notre planète. La principale caractéristique est la mobilité native d'un téléphone GSM qui permet à tout abonné mobile de transmettre ou de recevoir des appels comme s'il se trouvait sur son site d'origine.

Le sous-système radio regroupe les équipements impliqués dans la transmission des données sur l'interface air. Il est composé :

- des terminaux mobiles
- des stations de base ou BTS (Base Transceiver Station). Elles sont les points d'accès au réseau pour les utilisateurs. Le placement et le type de ces

BTS déterminent la forme et la taille des cellules. Elles ont en charge l'accès radio des mobiles dans leur zone de couverture. Cela regroupe les opérations d'émission, réception, modulation, démodulation, codage d'erreur, estimation de canal et égalisation.

- des BSC (Base Station Controller) ou contrôleur de BTS. Un BSC standard peut contrôler une soixantaine de BTS. C'est l'organe intelligent du sous-système radio.

Le GSM fonctionne sur deux bandes de fréquence autour de 900 MHz et 1800 MHz (encore appelé DCS pour Digital Cellular System). Ces bandes sont découpées en canaux physiques selon le principe d'accès temporel (TDMA : Time Division Multiple Access).

Le GSM a été conçu à la base essentiellement pour le transport de la voix, mais au cours de son développement le transport de données avec les SMS (Short Message Service) a beaucoup augmenté. Le WAP (Wireless Acces Protocol) permettant un accès Internet n'a pas connu un grand succès, le débit permis par la norme GSM étant beaucoup trop faible. Afin de palier à cette difficulté, de nouvelles normes ont vu le jour permettant d'augmenter les débits de transmission des données. Certaines, dite de génération $2^{1/2}$ sont basées sur le système GSM existant [I.9] permettant de limiter les coûts, le développement d'un réseau 3G étant très cher.

II.2.3. GPRS

Le GPRS (General Packet Radio System) fait partie du monde $2^{1/2}$ G [I.1] et utilise les infrastructures existantes GSM.

Il est destiné à remplacer les technologies CSD (Circuit Switched Data) et SMS actuellement utilisées pour le transport des données sur les réseaux GSM. Ce remplacement est nécessaire afin d'obtenir des débits de transfert de données plus importants sur les téléphones mobiles (115 kbit/s), et de permettre une tarification plus juste [I.10]. Il permet donc d'offrir à la clientèle un service WAP sans investir dans des infrastructures lourdes comme l'UMTS.

II.2.4. EDGE

EDGE (Enhanced Data rate for Gsm Evolution) est une technique $2^{3/4}$ G intermédiaire entre le GPRS et l'UMTS qui facilite la migration des réseaux, tout en économisant les

ressources fréquentielles. Dans la même gamme de fréquence en technique d'accès multiple à répartition dans le temps (AMRT), EDGE peut fournir 384 à 473,6 kbit/s au meilleur coût dans les zones rurales (60 kbit/s par intervalle de temps soit 3 fois plus qu'en GPRS).

Cette technique a l'avantage de toujours s'appuyer sur les réseaux GSM existants. Mais la mise en place de l'UMTS, réseau de 3^{ième} génération est maintenant très proche.

II.2.5. UMTS

La norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) est la norme cellulaire pour les systèmes de télécommunication mobile de 3^{ième} génération [I.1] [I.11]. Elle a été adoptée au niveau mondial en 1998 mais les coûts de mise en place ont retardé sa mise en service.

Sa particularité est d'avoir été conçue pour la transmission simultanée de la voix et des données avec des débits beaucoup plus importants que ceux autorisés par les générations précédentes. Ainsi les débits atteints sont de 384 kbit/s pour une grande mobilité de l'utilisateur, et de 2 Mbit/s pour une faible mobilité. Ces débits accrus permettent de proposer un service de visiophonie. La combinaison sur un même terminal de poche des fonctions téléphonique, visiophonique et de connexion à Internet font de celui-ci un terminal multimédia beaucoup plus riche que ce que nous connaissons déjà.

Les bandes de fréquences allouées à l'UMTS sont différentes de celles du GSM : entre 1900 et 2200 MHz ce qui permet d'éviter la saturation des bandes de fréquences déjà utilisées et donc d'augmenter le nombre de clients raccordables. L'UMTS a aussi une nouvelle interface radio et la technique de multiplexage est différente de celle du GSM. Elle utilise la technique CDMA (Code Division Multiple Access) qui est plus avancée et dont l'efficacité spectrale (nombre de communications simultanées par quantité de spectre) est deux à trois fois plus grande que celle du TDMA. C'est un multiplexage par code : il ne consiste pas à diviser une grandeur physique (fréquentielle ou temporelle) pour l'attribuer à une communication mais il attribue à chaque utilisateur un code. Ce code prend la forme d'une séquence binaire pseudo aléatoire qu'il sera le seul à utiliser durant tout le temps de communication. Il y a alors deux options possibles : l'utilisation de la bande TDD (Time Division Duplex) ou celle de la bande FDD (Frequency Division Duplex). Le FDD sépare la bande allouée en deux parties, une consacrée à la voie montante et l'autre à la voix

descendante alors que dans le cas du TDD la même bande de fréquence est allouée alternativement par intervalle de temps à la voie montante et à la voie descendante.

De plus, ce système peut aussi offrir à ses usagers simultanément la voix et les données.

L'ouverture du réseau 3G implique le déploiement de nouvelles infrastructures, notamment les stations de base. Comme le GSM, l'UMTS est un réseau cellulaire, avec des cellules de taille variable : des pico cellules de l'ordre de quelques dizaines de mètres pour la couverture des «hot spots» à l'intérieur des bâtiments, aux macro cellules allant jusqu'à 10 km de rayon.

Finalement, cette norme 3G est bien une avancée technologique mais sa mise en place a été relativement longue. Elle devrait progressivement remplacer les normes GSM dans les années à venir mais la transition sera progressive.

Intéressons nous à présent aux autres réseaux de télécommunication sans fil dont le développement est plus récent. Ils sont classés en 3 catégories : les WPAN, les WLAN et les WMAN.

II.3. Les WPAN

Ce type de réseaux [I.12] permet l'échange de données rapprochées entre microordinateurs, périphériques, PDA, téléphones portables ou tout appareil électronique grand public. Par rapport à une connexion filaire, ils apportent une grande souplesse d'utilisation.

Il existe plusieurs normes utilisées pour ce type de réseaux : Bluetooth, IEEE 802.15.3, HomeRF...et très bientôt les techniques UWB (Ultra -WideBand).

II.3.1. Bluetooth

Bluetooth [I.13] [I.14], labellisé par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.15.1 a été initiée par Ericsson en 1994. Il travaille dans la bande de fréquence des 2,4 GHz, découpée en canaux de 1 MHz et présente un débit théorique de 1 Mb/s (son débit réel est de 720 kb/s) pour une portée de 10 à 30 mètres. Il prend en charge la transmission numérique de la voix et des données entre deux appareils ou entre un « maître » et jusqu'à sept « esclaves », qui forment alors un « piconet ». Bluetooth gère jusqu'à sept

piconets. Cette technologie se veut une solution universelle pour relier les périphériques les plus divers, une antenne minuscule lui permettant d'être implémenté dans les plus petits appareils. Ses points forts sont son extrême facilité d'emploi et sa faible consommation d'énergie. D'autres versions de Bluetooth permettent des évolutions importantes en terme de débit, jusqu'à 12 Mb/s sur 10 mètres.

II.3.2. Norme 802.15.3

La norme 802.15.3, labellisée par l'IEEE en mai 2003, a été conçue pour le transfert de fichiers audio et vidéo en streaming (consultation en ligne). Le 802.15.3, travaillant lui aussi à 2,4 GHz, peut admettre 245 connexions simultanées et procure un débit de 55 Mb/s pour une distance de connexion de 100 mètres environ. Cette norme semble d'autant plus performante qu'elle garantit l'absence d'interférences avec les autres types de réseaux, ce qui lui permettra de cohabiter avec les normes 802.11 (paragraphe II.4.1) et Bluetooth.

II.3.3. HomeRF

HomeRF est un standard développé en 1998 par le « Home Radio Frequency Working Group », consortium qui comprenait à l'origine Compaq, IBM, HP, Intel et Microsoft [I.15]. Ce standard utilise la bande de fréquences proche de 2,4 GHz et offre un débit théorique de 1,6 Mb/s partagé entre tous les utilisateurs connectés. Sa portée varie de 50 à 100 mètres. HomeRF est un des réseaux les plus perfectionnés, de part sa modulation et sa qualité de service.

II.3.4. UWB

Ultra-Wideband (UWB) [I.16] est une technologie radio à part. Elle n'utilise pas de fréquence porteuse, mais envoie des pulsations électromagnétiques très courtes (de l'ordre de la picoseconde) et de faible puissance, couvrant ainsi une large bande de fréquence. UWB traverse mieux les obstacles que les technologies à fréquence porteuse et, en théorie, cohabite bien avec ces dernières, qui ne perçoivent, chacune sur leur bande étroite, qu'un bruit faible et bref. UWB permet des débits importants, au delà de 400 Mb/s. En contrepartie, le débit chute de façon drastique à partir d'une dizaine de mètres.

Intéressons nous à présent aux réseaux de type WLAN.

II.4. Les WLAN

Tous les standards WLAN [I.1] ont un point commun : leur fonctionnement est cellulaire, permettant de construire une couverture de zone à partir de points d'accès reliés à un réseau fixe. De plus, tous les terminaux sont capables d'établir des connexions directes entre eux, sans aucune infrastructure : on parle alors de réseau ad hoc (**Figure II.3**).

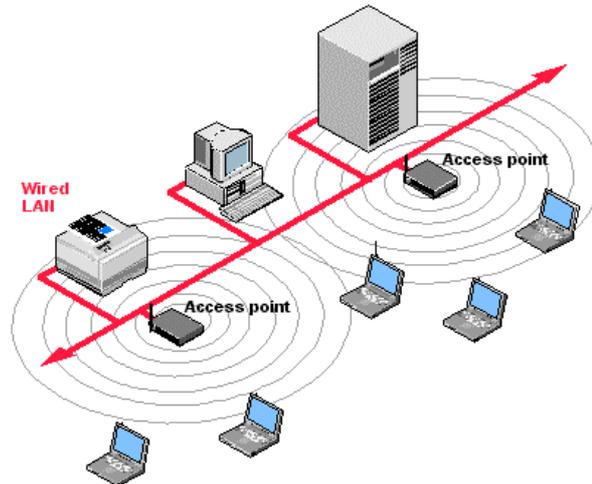


Figure II.3 : Exemple d'architecture d'un WLAN

Là encore plusieurs standards, opérant à 2,4 GHz ou à 5 GHz, ont vu le jour.

II.4.1. Norme 802.11 et ses extensions

La norme IEEE 802.11, communément appelée « Ethernet sans fil », a été mise au point en 1997. Initialement, elle ne permettait pas des débits supérieurs à 2 Mb/s. Mais c'est avec la révision IEEE 802.11b que les réseaux sans fil se sont vraiment répandus. Le Wi-Fi pour Wireless Fidelity [I.17], nom commercial du standard IEEE 802.11b, est probablement le plus développé actuellement. Il travaille à 2,4 GHz et présente un débit de 11 Mb/s pour une portée maximale de 50 mètres. La transmission est possible jusqu'à 550 mètres mais avec un débit réduit.

Plusieurs évolutions du standard IEEE 802.11 ont déjà vu le jour, visant à corriger ses faiblesses : sécurité, qualité de services... ou à augmenter le débit. La norme IEEE 802.11a doit autoriser une vitesse de transmission de 54 Mb/s mais dans la gamme de fréquence des 5 GHz et pour une portée de 25 à 50 mètres. Ne travaillant pas dans la même bande de fréquence que IEEE 802.11b, Bluetooth et HomeRF, elle offre une meilleure résistance aux interférences.

II.4.2. Norme HiperLAN

Finalelement, la norme HiperLAN (High Performance Radio LAN) lancée par l'ETSI, travaille à 5 GHz [I.18] [I.19] et est directement concurrente avec la norme IEEE 802.11a. Elle existe en deux versions, HiperLAN1 et HiperLAN2 qui offrent respectivement des débits théoriques de 20 Mb/s pour une portée de 50 mètres et 54 Mb/s pour une portée de 200 mètres. Une telle portée nous rapproche des standards WMAN.

II.5. Les WMAN

Les WMAN sont en fait des réseaux de diffusion sans fil permettant aux opérateurs de s'affranchir des lourdes opérations de câblage. Les BLR (Boucle Locale Radio) doivent pouvoir proposer les mêmes performances que les installations fixes en terme de débit tout en ayant recours à des installations moins coûteuses. Là encore les deux organismes de normalisation IEEE et ETSI proposent différentes normes.

II.5.1. Norme 802.16

La norme IEEE 802.16, sortie fin 2001 et fonctionnant pour des fréquences entre 11 et 66 GHz, nécessitait d'être à vue directe de l'émetteur (LOS ou Line Of Sight) pour des transmissions à des débits maximum de 132 Mb/s avec une portée de 5 km. Une deuxième version de la norme, IEEE 802.16a, approuvée par l'IEEE en janvier 2003, permet des communications dans les zones denses et résidentielles (NLOS ou Non Line Of Sight) pour des fréquences entre 2 et 11 GHz. Les débits peuvent atteindre 70 Mb/s pour des portées allant jusqu'à 50 km.

II.5.2. Normes HiperAccess et HiperLink

L'ETSI a fait évoluer HiperLAN vers HiperLAN 3, devenu HiperAccess (High Performance Radio Access) pour les longues portées (5 km) de type point à multipoint travaillant à 5 GHz. Finalelement, HiperLAN 4 ou HiperLink travaille à 17 GHz avec des débits de 155 Mb/s sur des liaisons à courtes portées (de 50 à 500 mètres).

II.5.3. Le LMDS

Le LMDS (Local Multipoint Distribution System) est un système de télécommunication sans fil point multipoint dédié aux services multimédia, offrant une importante bande passante et un haut débit [I.20]. C'est encore une fois un réseau cellulaire

composé de stations de base (BTS) permettant de couvrir une zone donnée, celles-ci étant reliées aux autoroutes de l'information soit par fibre optique soit par l'intermédiaire d'un faisceau hertzien haut débit (**figure II.4**).

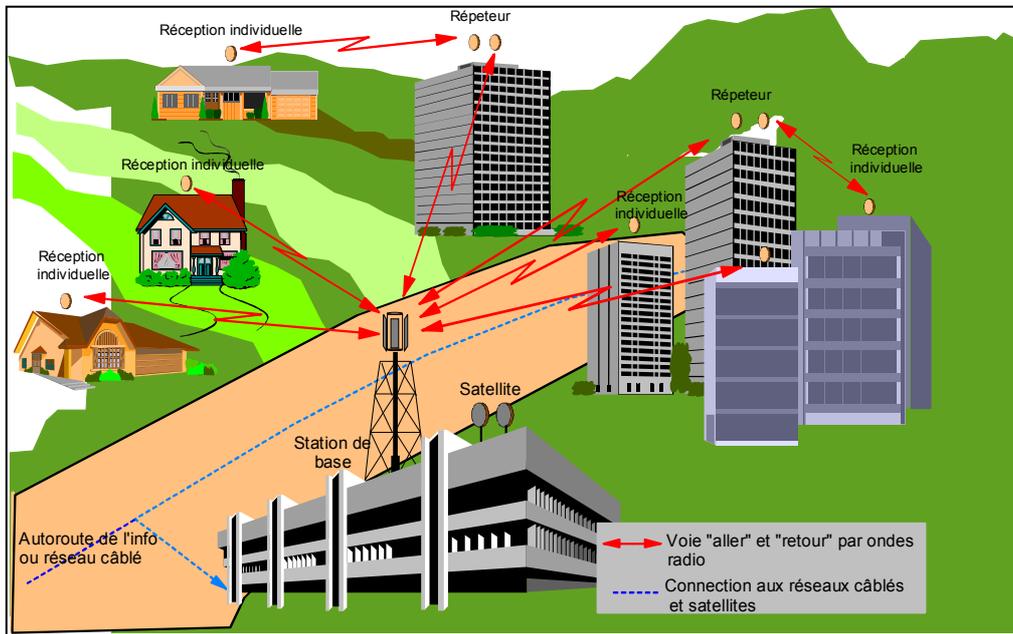


Figure II.4 : Architecture d'un réseau LMDS

Ce système s'est beaucoup développé ces dernières années car il présente beaucoup d'avantages aussi bien pour les opérateurs que pour les abonnés.

Tout d'abord il permet d'atteindre des débits de 25 à 55 Mbit/s par canal en voie descendante et autorise une utilisation nomade des équipements radio pour les abonnés. Il permet de désenclaver les régions isolées ou à géographie accidentée sans coût exorbitant pour les opérateurs : peu de travaux de génie civil sont nécessaires comparé à la mise en place du câble ou de la fibre optique dans ces régions.

Certaines caractéristiques sont directement liées à la bande de fréquence allouée par l'ETSI (European Telecommunications Standard Institute) pour ces applications LMDS : 40,5 -43,5 GHz. Les hautes fréquences ont pour principal avantage d'offrir de très larges bandes passantes autorisant de nombreuses applications : Internet, téléphonie, télévision numérique mais aussi visioconférence, radiodiffusion sonore numérique, vidéo à la demande... Cependant il est à noter plusieurs inconvénients : la faible portée de ce système (environ 5 km par temps clair) due à l'atténuation en espace libre à ces fréquences, à la forte influence de

la pluie et de la végétation et aux difficultés technologiques dans la conception des composants dues à une longueur d'onde très petite (7 mm environ).

Devant le caractère prometteur de ce système, plusieurs projets ont vu le jour regroupant des industriels intéressés par le développement de cette technique et des laboratoires de recherche dont l'équipe CREAPE de l'IRCOM.

II.6. Le LMDS à Limoges

A Limoges, les travaux sur le LMDS ont commencé en 1997 avec un projet mené par l'équipe CREAPE et Thomson-CSF, et financé par l'ANVAR (contrat n° A9707028K00) [I.21]. Ce projet avait pour but la mise en place d'un démonstrateur technique à Limoges ainsi que l'étude du canal de propagation, de la couverture radio électrique et des antennes. Ce démonstrateur permettait de transmettre et de recevoir par l'intermédiaire d'une liaison hertzienne à 40 GHz un bouquet de chaînes numériques préalablement reçu par une parabole.

D'autres projets ont pris la suite de ces études.

II.6.1. Projet ERASME

Le projet ERASME [I.22] pour « Evaluation de Réseau Sans Fil Multimédia en EHF », labellisé RNRT en 2000 a regroupé 13 partenaires ayant des compétences et des champs d'activité variés allant des professionnels télécoms aux expérimentateurs de services en passant par des laboratoires de recherche. Les objectifs du projet ERASME entraînent dans deux catégories :

- Le premier objectif était d'étudier et de modéliser les flux de données générés afin de définir des réseaux d'accès sans fil capables de les supporter en tenant compte de leurs limitations et possibilités. Ces études étaient possibles au travers de l'expérimentation par des universitaires, des PME, des administrations locales de services nouveaux nécessitant des accès à haut débit pour utiliser et traiter des bases de données multimédia.
- Le deuxième objectif était au travers de la mise en place d'une plate forme de réseaux d'accès multimédia dans la bande des 40,5 – 43,5 GHz, de lever les points durs ou verrous technologiques matériels ou logiciels, concernant en particulier la compatibilité des standards et des interfaces.

Ce projet a donc permis la mise en place d'une **plate-forme expérimentale de services** nécessitant un accès haut débit autour du site d'ESTER technopole à Limoges. Comme le montre la **figure II.5**, la station de base est située sur le toit de la technopole et est reliée par fibre optique au réseau RENATER (Réseau National de Télécommunications pour la Technologie, l'Enseignement et la Recherche).

Deux zones principales sont couvertes par ce démonstrateur :

- la première dessert l'ENSIL (Ecole Nationale d'Ingénieurs de Limoges), la cité universitaire de la technopole et la Chambre de Commerce et d'Industrie de Limoges (CCIL)
- la deuxième couvre essentiellement l'entreprise LEGRAND situé à 4 km.

Au cours de ce projet, les étudiants de la cité universitaire ont pu expérimenter les cours et travaux pratiques par visioconférence ainsi que des bases de données et programmes dédiés aux loisirs. Le personnel de LEGRAND a profité de cours d'anglais à distance assurés par la CCIL.

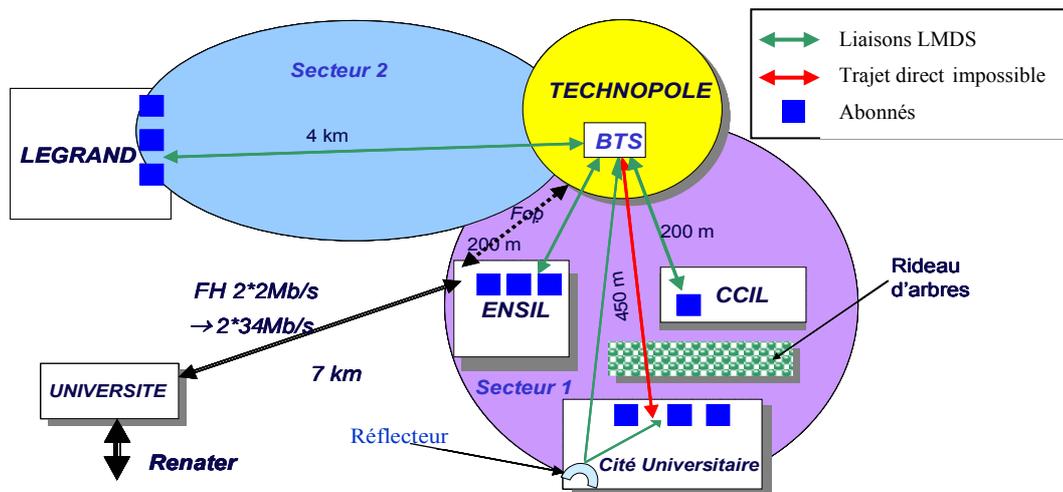


Figure II.5 : Déploiement de la plate-forme LMDS à Limoges

Devant les bons résultats obtenus par ce démonstrateur, un projet intégré européen a vu le jour en décembre 2003.

II.6.2. Projet BROADWAN

Le projet BROADWAN [I.23] pour « Broadband services for everyone over fixed wireless access networks » regroupe plus de 25 partenaires répartis dans plusieurs pays d'Europe. Les raisons qui ont motivé la mise en place de ce programme sont les suivantes :

- développer une architecture réseau économiquement viable en combinant les technologies d'accès existantes afin de fournir des services haut débit et large bande partout en Europe.
- placer l'industrie européenne au premier rang dans les technologies d'accès sans fil de nouvelle génération.
- encourager l'utilisation de services large bande à toutes les échelles de la société en multipliant des tests, des essais et des démonstrations avec un intérêt particulier pour le monde rural.

Ainsi, dans ce projet prévu pour durer 5 ans, la contribution du CREAPE touche plusieurs secteurs allant de l'étude de la couverture à la modélisation de la couche MAC (Medium Access Control) du réseau sous OPNET [I.24] avec l'implémentation de la norme 802.16 ou encore **la conception d'antennes**. En effet, il est prévu de réaliser en partenariat avec THALES de nouvelles antennes pour station de base en technologie planaire permettant d'optimiser la couverture du système. Deux challenges sont proposés :

- améliorer la couverture à l'aide d'antenne en cosécante carrée et de solutions réalisant du pointage électronique
- réaliser ces systèmes en technologie planaire afin de réduire l'encombrement et de faciliter l'intégration des modules d'émission (contrairement aux cornets).

La solution finale de ce projet sera l'utilisation d'une antenne en cosécante carrée dans le plan vertical associée à une matrice de Butler pour réaliser un pointage électronique dans le plan horizontal. **Cette antenne, dont la conception a commencé durant le projet ERASME, fera l'objet du chapitre 2 de ce mémoire.**

II.7. Conclusion

On constate donc actuellement le développement d'une grande diversité de réseaux sans fil. Un récapitulatif de toutes les technologies existantes est présenté **figure II.6** en fonction de débits et de la mobilité de l'utilisateur.

Bien sûr certaines de ces technologies sont concurrentes, les WLAN et l'UMTS par exemple [I.25] bien que les problèmes dus à la mobilité de l'utilisateur donnent un avantage certain aux technologies 3G pour une application de téléphonie.

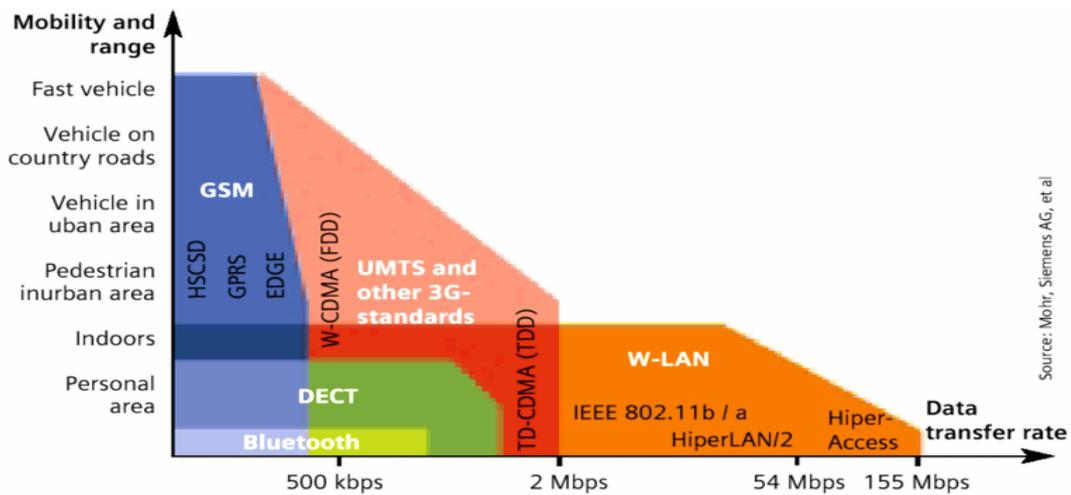


Figure II.6 : Débits de transmission des normes en fonction de la mobilité de l'utilisateur

Toutes ces normes trouveront donc probablement leur place selon la géographie, les débits souhaités et les applications. Il existera toujours une technologie dominante dans une zone donnée, mais la couverture totale d'une région nécessitera la combinaison de différents systèmes en un seul réseau dit hétérogène (**Figure II.7**).

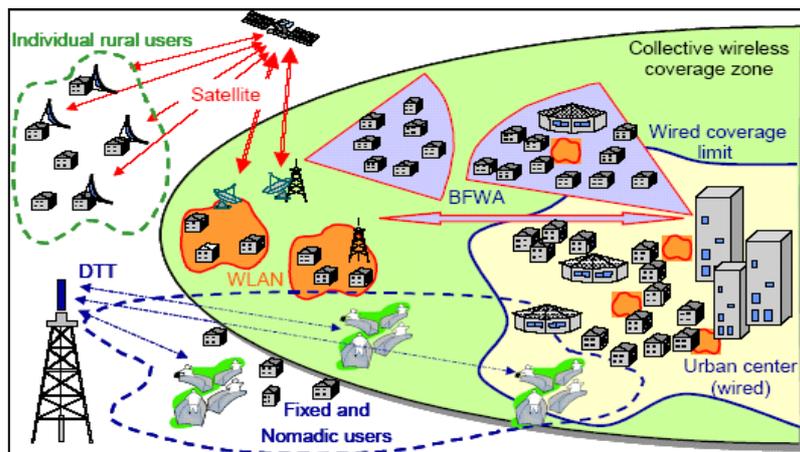


Figure II.7 : Exemple d'architecture physique de réseau hétérogène

La mise en place de ces nouveaux réseaux entraîne la nécessité de développer de nouvelles infrastructures, de nouveaux équipements et bien sûr des antennes, éléments inévitables pour une liaison sans fil. Nous allons donc à présent nous intéresser aux différents types de couverture, aux critères de choix des antennes pour station de base ainsi qu'aux problèmes rencontrés.

III. COUVERTURE D'UN RESEAU SANS FIL : CHOIX DE L'ANTENNE ET PROBLEMES RENCONTRES

III.1. Les critères de choix

Le choix du type de couverture à réaliser, entraînant aussi le choix des antennes pour station de base, va dépendre d'un grand nombre de paramètres très variés.

Le premier critère de choix est bien sûr celui de la taille et de la forme de la zone que l'on souhaite couvrir : un environnement indoor sera desservi par une microcellule, la portée sera donc faible alors qu'un environnement outdoor pourra demander une portée importante. Une utilisation urbaine, suburbaine ou rurale n'entraînera pas non plus le même type de couverture, de même que le relief (région montagneuse par exemple). Le débit des données étant partagé entre tous les utilisateurs, la couverture en zone urbaine sera réduite afin d'éviter la saturation du réseau. La taille de la zone à couvrir dépendra donc du nombre d'utilisateur par km².

Mais d'autres critères entrent aussi en considération :

- les niveaux d'émission maximum ou puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) fixés par l'ART [I.4] vont définir la portée maximum que l'on peut obtenir avec une antenne donnée.
- la bande de fréquences du système va aussi avoir une influence très importante sur la taille de la cellule. Le facteur d'affaiblissement dans l'air, donné par la formule (III.1), montre qu'à 40 GHz la portée sera beaucoup plus faible qu'à 5 GHz. De plus, les réflexions multiples sur le sol ou sur les bâtiments n'auront pas la même influence selon la fréquence [I.20].

$$A = 10 \cdot \log\left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R}\right)^2 \quad (\text{III.1})$$

Avec : A = affaiblissement en espace libre en dB

λ = longueur d'onde dans le vide

R = distance de propagation

- l'atténuation due à la pluie est exprimée en dB/km et entraîne une diminution de la puissance reçue. Le taux de pluie variant d'une région à l'autre, la zone de couverture avec une même antenne ne sera pas équivalente suivant la zone considérée. Le taux de pluie moyen à l'année est donc à prendre en compte lors du calcul de la couverture.
- enfin une modulation FDMA oblige à couvrir entièrement une zone en permanence alors que l'utilisation d'une technique TDD autorise l'utilisation d'une antenne à pointage électronique par exemple.

Tous ces paramètres vont définir la forme et la taille de la cellule pour chaque type de réseau et pour chaque station de base. Il est alors possible de choisir les caractéristiques de l'antenne appropriée dans chaque cas [I.26] [I.27].

III.2. Les différents types d'antennes pour station de base

Le choix d'une antenne se fait donc tout d'abord en fonction de la forme et de la taille de la cellule à couvrir afin d'en optimiser la couverture. Ces paramètres vont entraîner le choix de l'angle d'ouverture en azimut ainsi que du gain de l'antenne. Il est à noter que suivant la formule (III.2) le gain de l'antenne augmentera de 3 dB environ pour une ouverture réduite de moitié.

$$G_{max} = \frac{K}{\theta_{site} \theta_{azimut}} \quad (III.2)$$

Avec : G_{max} , le gain maximum de l'antenne ; K , une constante prise entre 30000 et 36000 ; θ_{site} et θ_{azimut} en degré représentant les angles d'ouverture dans les deux plans principaux.

On peut classer les antennes en quatre catégories suivant leur ouverture à -3 dB en azimut :

- les antennes omnidirectionnelles : celle-ci présentent des gains relativement faibles (on atteint difficilement 10 dB) et sont placées au centre de la cellule. L'énergie rayonnée est équirépartie dans l'espace, il n'y a pas de direction privilégiée.

- les antennes sectorielles : les secteurs couverts peuvent être variables, classiquement 60 ou 90°. Le gain obtenu est plus important que celui d'une antenne omnidirectionnelle et dépend, toujours suivant la formule **(III.2)**, de l'ouverture choisie. L'utilisation de quatre antennes d'ouverture 90° ou encore de six antennes d'ouverture 60° permet de retrouver une couverture omnidirectionnelle.
- les antennes directives : elles sont utilisées pour couvrir des zones étroites ou éloignées puisqu'elles présentent des gains importants. Elles peuvent aussi permettre de réaliser une liaison point à point entre deux sous réseaux (faisceau hertzien).
- finalement les antennes agiles ou à pointage permettent de couvrir un secteur avec un gain important puisqu'elles pointent le faisceau dans une direction donnée pour un intervalle de temps défini.

D'autres critères peuvent influencer le choix d'une antenne particulière :

- l'encombrement : l'augmentation du gain d'une antenne entraîne aussi une plus grande ouverture rayonnante équivalente selon la formule **(III.3)** et donc un accroissement de l'encombrement. Celui-ci est bien sûr très différent suivant la fréquence de travail. Ce paramètre est très important si l'on tient compte de l'impact esthétique des antennes sur l'environnement.

$$G = \frac{4 \cdot \pi}{(\lambda_0)^2} \cdot Se \quad \text{(III.3)}$$

Avec : G = gain potentiel de l'antenne

λ_0 = longueur d'onde dans le vide

Se = surface effective de l'antenne

- une fois l'ouverture dans le plan horizontal choisie, l'ouverture dans le plan vertical vient définir le gain maximum suivant la formule **(III.2)**
- le choix de la polarisation de l'antenne peut être déterminant **[I.28]**: en effet, différentes polarisations, en général verticale et horizontale, sont utilisées pour les voies montantes et descendantes des réseaux.

- le coût est bien sûr un paramètre essentiel pour les opérateurs et permet de choisir la technologie de conception de l'antenne. Celle-ci détermine aussi le niveau d'intégration du système. Ainsi, on préférera souvent une technologie planaire.

Tous ces paramètres permettent de choisir l'antenne appropriée à la couverture souhaitée. Cependant, plusieurs problèmes récurrents apparaissent dans la couverture d'une cellule.

III.3. Problématique de la couverture des réseaux sans fil

La fonction d'un émetteur pour station de base est de permettre à tous les abonnés de recevoir un signal suffisant pour utiliser le réseau. La qualité de la couverture va dépendre de plusieurs paramètres : la portée maximale et la présence ou non de zones d'ombre sont les plus importants.

III.3.1. Portée maximale et gain

La portée totale d'un système est déterminée par le gain des antennes d'émission et de réception, le seuil de sensibilité du système, la puissance d'émission, la fréquence de fonctionnement... Cette portée peut être optimisée par l'augmentation du gain de l'antenne d'émission de la station de base qui est un des paramètres essentiels dans la conception d'un émetteur.

III.3.2. Zones d'ombre proches de l'émetteur

Les zones d'ombre peuvent exister pour différentes raisons. La première est la présence de bâtiments ou de forêts qui, à des fréquences élevées, est très pénalisante en terme de puissance reçue (cas du système LMDS).

On observe dans tous les réseaux un autre type de zone d'ombre se trouvant dans la région proche de l'émetteur. Ces zones de non réception sont dues au fait que dans cette région, l'énergie est rayonnée non pas par le lobe principal de l'antenne mais par ses lobes secondaires (**figure III.1**).

De ce fait, il existe des trous ou gaps où la puissance reçue est insuffisante.

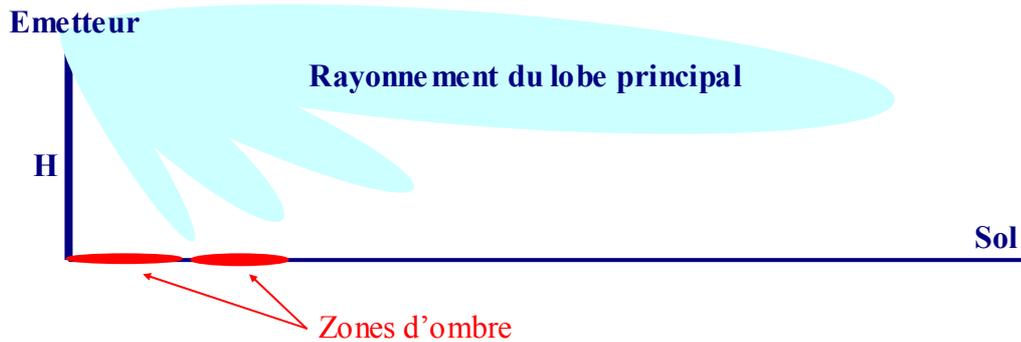


Figure III.1 : Zones de non réception dans la région proche de l'émetteur

La hauteur de l'émetteur ou encore la forme du diagramme de l'antenne d'émission ont une très forte influence sur la présence de ces zones d'ombre.

III.3.3. Eblouissement des abonnés proches de l'émetteur

Un autre problème rencontré lors de la conception d'un réseau est l'inhomogénéité de la puissance reçue par les abonnés. Ceux se trouvant proches de l'émetteur recevront une puissance importante alors que d'autres, éloignés, auront une puissance à peine plus élevée que le seuil de sensibilité du système. La sensibilité des récepteurs est dimensionnée pour les abonnés les plus éloignés. Celle-ci est alors trop élevée pour les abonnés proches, la puissance reçue étant beaucoup plus importante. Il se produit alors un phénomène d'éblouissement des récepteurs. Cela impose l'utilisation d'atténuateurs pour les récepteurs trop éclairés ce qui augmente leur complexité et leur coût pour les opérateurs.

III.3.4. Bipolarisation

Souvent, les réseaux de télécommunication fonctionnent sur deux polarisations, horizontale et verticale, afin de multiplier par deux la quantité d'informations transmises sur la même bande de fréquence. Ces deux polarisations doivent être parfaitement bien découplées. Or, dans la région proche de l'émetteur, l'énergie rayonnée provient généralement des lobes secondaires de l'antenne.

Avec une antenne directive classique (**figure III.2**), la polarisation croisée est très basse dans le lobe principal, mais est plus importante pour les lobes secondaires. Donc dans la région proche de l'émetteur, les polarisations principale et croisée ont quasiment la même puissance ce qui empêche le fonctionnement correct du réseau sur deux polarisations.

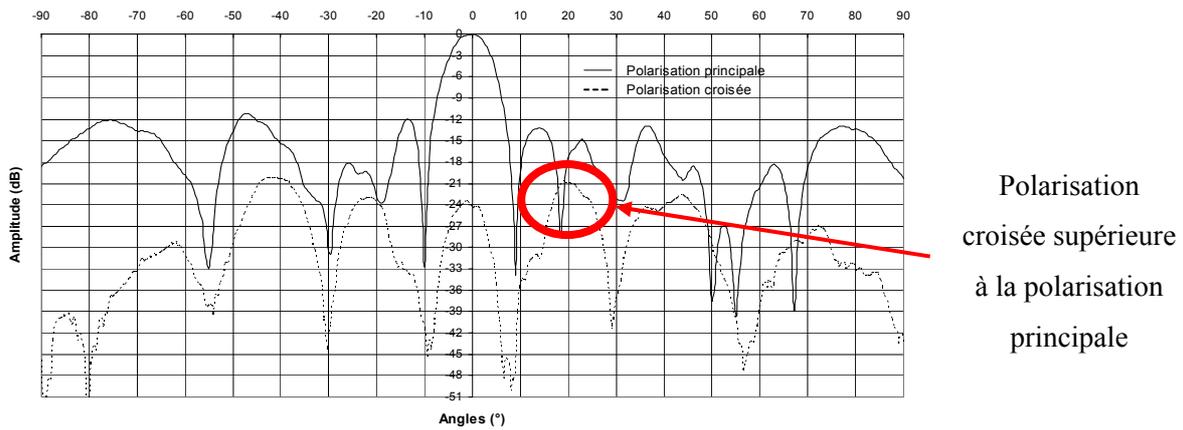


Figure III.2 : Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne directive

Les principaux problèmes de couverture des émetteurs étant connus, nous avons cherché à développer au cours de ce travail, **deux antennes pour stations de base permettant de résoudre en partie ces problèmes**. La partie suivante est consacrée à la présentation des deux antennes étudiées dans ce manuscrit.

IV. PRESENTATION DE L'ETUDE

Forts de ces connaissances sur les problèmes de couverture par les émetteurs de stations de base, nous avons cherché à développer des antennes permettant de s'affranchir de certaines difficultés. Ainsi, deux antennes ont été étudiées au cours de ces travaux : une antenne en cosécante carrée et une antenne omnidirectionnelle. Nous allons en faire une présentation et montrer les avantages et les inconvénients de chacune par rapport aux antennes existantes destinées aux mêmes applications.

IV.1. Antenne imprimée en cosécante carrée à 40 GHz

IV.1.1. Pourquoi une antenne planaire en cosécante carrée en millimétrique ?

La particularité d'une antenne en cosécante carrée est qu'elle permet de **distribuer la puissance équitablement entre tous les abonnés**. En effet, la forme du diagramme permet de répartir la puissance en compensant l'atténuation en espace libre. Ainsi, un abonné proche de l'émetteur recevra théoriquement la même puissance qu'un abonné plus éloigné.

Une antenne en cosécante carrée peut alors permettre de résoudre trois des problèmes cités au paragraphe précédent :

- l'élimination des zones d'ombre
- éviter « l'éblouissement » des abonnés : en effet, tous les abonnés recevant la même puissance, les récepteurs auront tous les mêmes caractéristiques.
- la polarisation croisée est mieux maîtrisée et perturbe moins la polarisation principale

Le choix du domaine millimétrique a été engendré par le contexte c'est à dire le projet ERASME et l'étude du système LMDS. Le démonstrateur installé à Limoges nous a permis de situer l'antenne dans un contexte précis. Le domaine millimétrique présente un certain nombre d'avantages principalement dus à la réduction de la longueur d'onde. En effet cela implique une réduction de la taille des antennes et de leur poids. Cependant, la réalisation demande une **précision technologique bien plus importante**, d'où une augmentation des coûts.

Nous avons choisi la **technologie imprimée (2D) afin de réduire fortement l'encombrement** et de **faciliter l'intégration** de l'antenne dans le module d'émission. Ce critère de taille de l'antenne est très important.

Comme nous allons le voir à présent, d'autres antennes en cosécante carrée ont été développées, mais très souvent dans des technologies volumineuses (3D). Après les avoir présentées, l'originalité du travail de ce manuscrit sera mise en avant.

IV.1.2. Quelques antennes existantes

Le système LMDS autour de 26 ou de 40 GHz est la principale application des antennes en cosécante carrée présentées dans la littérature.

On trouve plusieurs travaux utilisant des réflecteurs formés [I.29] afin d'obtenir le diagramme en cosécante carrée souhaité. Quatre réflecteurs formés [I.30] permettent d'obtenir à la fois une couverture omnidirectionnelle en azimut et un diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical.

D'autres travaux présentent des doubles réflecteurs [I.31] [I.32] [I.33]: un guide coaxial ou un cornet cylindrique illumine un sub-réflecteur parabolique, éclairant lui-même a réflecteur conique formé. Ainsi, on obtient directement une couverture omnidirectionnelle en azimut.

Finalement, en 2000, on trouve un réflecteur simple formé à symétrie circulaire et excité par un cornet [I.34] permettant d'obtenir les mêmes caractéristiques de rayonnement que les solutions précédentes. Toutes ces technologies présentent des directivités de l'ordre de 10 dB et des diagrammes présentant une allure en cosécante carrée sur des intervalles de 30 à 60° (une étude plus approfondie de ces diagrammes sera réalisée au chapitre 2 qui donnera une signification à ces angles).

On trouve aussi une antenne Pillbox [I.35] [I.36], constituée d'un réflecteur cylindrique enfermé entre deux plaques métalliques parallèles et excité par un guide d'onde, qui permet de réaliser un diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical et un diagramme sectoriel dans le plan horizontal.

Toutes ces solutions utilisant des réflecteurs ont pour inconvénient majeur leur encombrement. La **figure IV.1** présente une antenne à réflecteur développée dans le cadre d'un projet européen EMBRACE [I.37].



Figure IV.1 : Antenne en cosécante carrée à réflecteur

L'esthétique, l'encombrement et le poids de ces antennes ne sont pas idéaux. C'est pour cela que d'autres technologies d'antennes en cosécante carrée ont vu le jour. On trouve alors des technologies utilisant un réseau de doubles fentes alimenté par un guide d'onde [I.38].

Finalement, des techniques planaires sont utilisées : les réseaux de patches [I.39] [I.40] [I.41]. Encore une fois, les antennes en cosécante carrée présentées par ces auteurs offrent une dynamique assez faible. Cela aura pour conséquence, comme nous le verrons dans le chapitre 2, de ne couvrir avec une puissance constante qu'une zone limitée, certaines de ces antennes ayant d'ailleurs pour objectif une couverture indoor.

IV.1.3. Objectif souhaité

Dans le cadre de mes travaux, l'objectif sera de **concevoir une antenne en cosécante carrée en millimétrique en technologie planaire** pour les raisons que nous avons évoquées précédemment. Le but sera de réaliser une antenne parfaitement adaptée à la couverture du système LMDS. C'est pour cela qu'une étude de la couverture de ce système sera faite afin de bien définir le cahier des charges. Cette étude, présentée au chapitre 2, nous permettra de mettre en évidence la nécessité d'obtenir un diagramme en cosécante carrée présentant une dynamique importante (de l'ordre de 25 dB) et une allure en cosécante carrée pour des angles compris entre 0 et 90° contrairement aux antennes présentées jusqu'à présent.

Le deuxième objectif sera la **formation du lobe dans le plan horizontal**. Plusieurs solutions sont envisageables :

- la première consiste à la formation d'un **diagramme sectoriel** d'ouverture 60 ou 90° ce qui correspond à quatre ou six émetteurs par station de base. Un tel diagramme a déjà été obtenu en technologie multicouche [I.40]. Cependant, nous souhaitons rester en simple couche afin de limiter les coûts de fabrication.
- la deuxième solution consiste à former **une antenne à pointage électronique dans le second plan** dont les avantages ont été cités précédemment. Cette solution est réalisée en guide d'onde avec un réseau de doubles fentes [I.42] ou encore à l'aide d'un matériau diélectrique ajustable [I.43]. Encore une fois, notre souhait est de conserver une technique planaire faible coût.

L'étude complète de cette antenne sera présentée au chapitre 2, depuis l'étude des diagrammes en cosécante carrée théoriques en passant par la couverture du système LMDS jusqu'à la conception, la réalisation et les mesures.

Une seconde antenne pour station de base fera l'objet d'une étude dans ce manuscrit : l'antenne BIE omnidirectionnelle en azimuth. Nous allons maintenant exposer les objectifs et les améliorations que celle-ci peut apporter par rapport aux systèmes actuels.

IV.2. Antenne omnidirectionnelle en azimuth

Avec le développement des réseaux sans fil, **de plus en plus d'applications nécessitent des antennes omnidirectionnelles**, le plus souvent en polarisation verticale. C'est pour cette raison que de nombreuses publications et articles sur ce type d'antennes fleurissent depuis quelques années. Le but est d'obtenir des antennes présentant un **diagramme omnidirectionnel dans le plan azimuthal avec peu de variation et des gains élevés**. L'équipe CREAPE s'est elle aussi intéressée à ce type d'antenne : forte d'une expérience importante sur les antennes à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) planaires, nous avons tenté de développer un nouveau type d'**antenne BIE omnidirectionnelle** fonctionnant sur le principe des antennes BIE planaires. Cette étude a été réalisée dans le cadre d'une collaboration avec l'entreprise RADIALL.

Nous allons dans un premier temps présenter l'entreprise RADIALL, ses attentes et son cahier des charges. Puis nous nous intéresserons aux antennes omnidirectionnelles existantes avant de présenter les avantages et les inconvénients de l'antenne BIE omnidirectionnelle qui sera développée au chapitre 3.

IV.2.1. Contexte de l'étude : l'entreprise RADIALL

RADIALL a été créée en 1952 par deux frères, Yvon et Lucien GATTAZ. La production a commencé avec des fiches coaxiales de télévision puis s'est diversifiée vers la connectique à usage industriel.

Les produits que commercialisent RADIALL aujourd'hui sont très diversifiés : des connecteurs et cordons coaxiaux pour gamme de fréquences allant jusqu'à 46 GHz, des antennes (patch en réseau, dipôle imprimé, antenne double polarisation, antenne double bande), des connecteurs et composants pour fibres optiques, et des composants passifs RF et hyperfréquences (charges coaxiales, atténuateurs coaxiaux, relais et commutateurs, coupleurs coaxiaux ...).

Ses principaux marchés sont les suivants : l'aérospatial et le militaire, l'aéronautique, l'électronique professionnel, l'automobile et bien sûr les télécommunications qui représentent 60% de leur part de marché.

Le fort développement dans ce secteur a amené RADIALL à proposer de nouvelles antennes. Ainsi, un cahier des charges pour une antenne omnidirectionnelle en azimuth

fonctionnant entre 5,15 et 5,875 GHz nous a été proposé, l'application étant de type WLAN. Le gain devra être de 10 dB et l'ondulation dans le plan azimutal de 1 dB. Nous avons choisi de concevoir cette antenne avec une technologie maintenant bien connue au sein de l'équipe CREAPE : les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique.

Avant de montrer les avantages et les inconvénients de ce nouveau type d'antenne omnidirectionnelle, nous allons faire un état de l'art des antennes omnidirectionnelles.

IV.2.2. Quelques antennes existantes

Les antennes omnidirectionnelles les plus simples et les plus connues sont sans aucun doute les dipôles et les monopôles. Ces antennes ne fournissent cependant que des gains assez faibles, insuffisants pour constituer des antennes pour station de base. Il est alors nécessaire de les mettre en réseau.

D'autres antennes de faibles dimensions et présentant des gains du même ordre de grandeur qu'un dipôle ont été développées pour des applications réseaux sans fil mais pour constituer les antennes des postes clients (ou antennes des téléphones portables). Elles ont la particularité d'être de faibles dimensions et donc facilement intégrables. On trouve ainsi des antennes fil-plaques monopolaires [I.44] [I.45] constituées d'un plan de masse et d'un élément rayonnant, ceux-ci étant reliés par une sonde d'alimentation et un fil de retour à la masse. D'autres types de monopôles imprimés sont proposés [I.46] [I.47] [I.48] afin de travailler sur les deux bandes de fréquence du GSM et du DCS ou encore des patches repliés [I.49] ou une antenne ruban repliée [I.25]

Ces antennes ayant peu de gain et leur mise en réseau n'étant pas aisée, d'autres solutions ont été développées afin d'augmenter les valeurs de gain. Ainsi, on trouve des technologies planaires proposant des réseaux de dipôles imprimés dos à dos permettant d'obtenir une bonne omnidirectionnalité et un gain d'environ 4 dB [I.50]. D'autres géométries sont proposées donnant des gains compris entre 6 et 8 dB [I.51] [I.52].

Finalement, on voit apparaître des antennes à symétrie de révolution. Ainsi, certains proposent des réseaux de fentes disposées autour d'un cylindre [I.53] permettant de réaliser une polarisation horizontale ou circulaire, des réseaux de patches conformés [I.54] ou encore un agencement hexagonal de 6 réseaux de 3 patches (**figure IV.2**) [I.55].

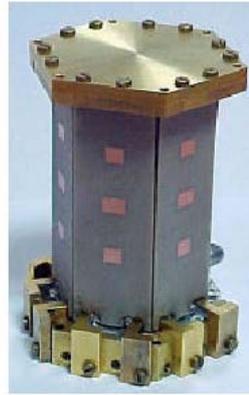


Figure IV.2 : Antenne omnidirectionnelle à 17 GHz

Les pertes non négligeables engendrées par l'alimentation des différents éléments restent l'inconvénient majeur de ces dernières technologies ainsi que la variation du gain relativement importante dans le plan azimutal.

Une autre solution propose un assemblage de cavités résonnantes diélectriques et de fentes [I.56] ou encore de tiges diélectriques utilisant les ondes de fuite [I.57] [I.58] permettant de réduire considérablement la taille de l'antenne comparée aux solutions à réflecteur [I.59] par exemple qui donnent cependant de très bon résultats en terme de gain.

Il est à noter que peu de solutions proposent de réaliser un rayonnement en polarisation horizontale : seuls les réseaux de patches cylindriques, les réflecteurs et les réseaux de fentes permettent d'y parvenir.

Nous allons maintenant présenter l'antenne BIE omnidirectionnelle, ses avantages et ses inconvénients.

IV.2.3. Antenne omnidirectionnelle à Bande Interdite Electromagnétique

L'antenne présentée ici et dont l'étude et la conception seront détaillées au chapitre 3, est construite sur le même principe que les antennes BIE planaires [I.60]. **L'antenne obtenue est composée d'une âme centrale métallique entourée par un empilement de cylindres diélectriques formant au centre une cavité coaxiale résonnante.**

Cette antenne offre des **gains importants** allant jusqu'à plus de 10 dB et une **très bonne omnidirectionnalité dans le plan azimutal**. L'inconvénient majeur réside dans la faible bande passante due au caractère résonnant de l'antenne.

Cependant, l'intérêt pour ce type d'antenne est très récent. Deux thèses soutenues en décembre 2003 [I.61] [I.62] nous proposent une première étude sur le sujet. La principale différence avec notre travail est l'absence d'âme centrale métallique. L'antenne BIE coaxiale a aussi fait l'objet d'une rapide étude au sein de l'équipe CREAPE en 2002 [I.63].

Nous proposons donc en troisième partie de ce manuscrit une étude approfondie de ces antennes. Nous mettrons ainsi en évidence, au travers d'une étude modale, la possibilité de réaliser une polarisation verticale ou horizontale même si cette dernière ne sera pas étudiée par la suite. Cette étape sera suivie d'une **étude des performances** de l'antenne selon la nature des diélectriques utilisés, du nombre de cylindres ou encore des dimensions. Finalement, **une réalisation** par RADIALL de ce type d'antenne sera proposée et nous pourrons mettre en évidence les points à améliorer.

Avant de rentrer dans le vif du sujet avec cette étude et celle de l'antenne en cosécante carrée, une présentation des outils de simulation et de mesure utilisés au cours de cette thèse va être faite.

V. OUTILS DE SIMULATION UTILISES

Afin de prévoir le comportement électromagnétique et électrique des antennes étudiées, ou encore de vérifier les résultats obtenus après réalisation, un nombre important d'outils de simulation et de mesure ont été utilisés du fait de la diversité des travaux de ce manuscrit.

On peut les diviser en 3 catégories :

- les simulateurs permettant la conception des antennes : qu'ils soient commerciaux ou développés par l'équipe, ils sont basés sur différentes méthodes d'analyse.
- le simulateur de bilan de liaison : cet outil a été développé à l'IRCOM et permet de visualiser la couverture obtenue avec différentes antennes et dans des conditions environnementales variables.
- les moyens de mesures expérimentaux : l'IRCOM dispose de deux bases de mesure d'antennes, l'une fonctionnant entre 500 MHz et 12 GHz et la seconde, une base compacte millimétrique, entre 10 et 50 GHz.

V.1. Les outils de conception

Trois simulateurs ont été utilisés :

- le logiciel de réseau SARA [I.64] [I.65] (Synthesis of Array of Antennas) développé au CREAPE. Il permet de faire de la synthèse et de l'analyse de réseaux d'antennes à l'aide d'une méthode analytique.
- le simulateur ADS de Hewlett-Packard [I.66]. Il permet d'effectuer à la fois des simulations de type circuit, qui utilisent des modèles équivalents de circuit passif, et des simulations électromagnétiques dites $2D^{1/2}$ qui permettent de résoudre les équations de Maxwell pour des structures composées d'un empilement de couches homogènes.
- un logiciel de simulation basé sur une méthode rigoureuse : la méthode des différences finies [I.67] dans le domaine temporel (notée FDTD pour Finite Difference in Time Domain). Les principaux avantages de ce logiciel développé à l'IRCOM sont la formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme et surtout la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs se faisant directement dans le domaine temporel. Ce simulateur 3D permet d'étudier n'importe quelle structure tridimensionnelle.

V.1.1. Le logiciel SARA

Ce logiciel permet de faire à la fois de la synthèse et de l'analyse de réseaux d'antennes.

La fonction de synthèse de réseaux permet de déterminer quelles sont les lois d'excitation en amplitude et en phase à appliquer aux différents éléments du réseau afin que le rayonnement suive un gabarit souhaité (réduction des lobes secondaires, amélioration du lobe principal, pointage du lobe, lobe en cosécante carrée...). La méthode de synthèse adoptée (technique itérative de résolution des équations non linéaires avec un critère d'optimisation « minmax » [I.65]) permet d'approcher au mieux la fonction de rayonnement désirée. Le logiciel de synthèse peut être présenté selon le synopsis de la **figure V.1**.

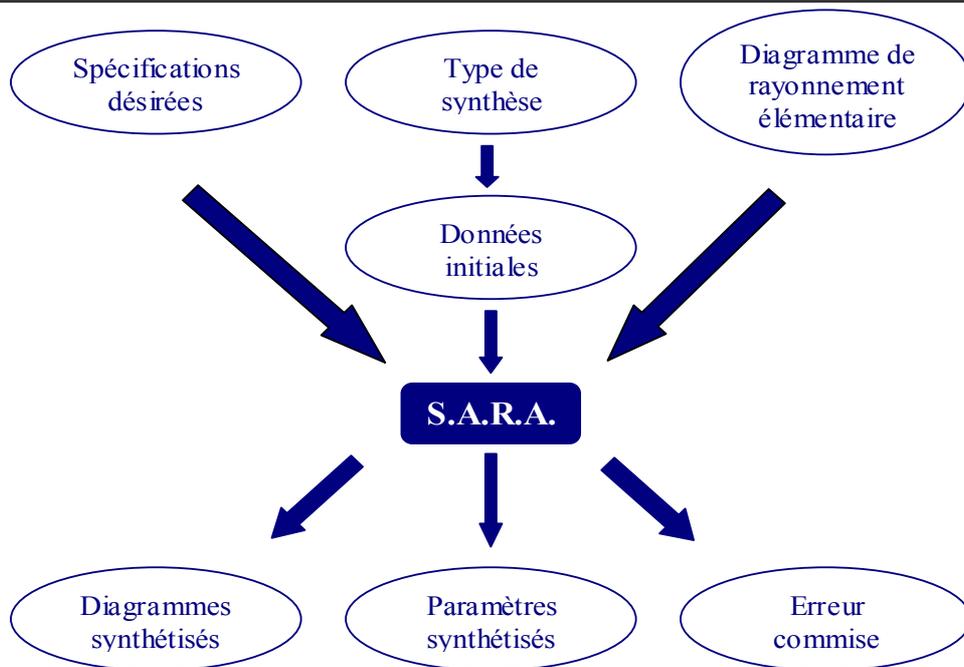


Figure V.1 : Synopsis du logiciel de synthèse SARA

Deux méthodes de synthèse peuvent être utilisées. La synthèse dite complexe donne des pondérations aléatoires sur les éléments alors que la seconde, la synthèse réelle permet d'obtenir des pondérations symétriques en amplitude et conjuguées en phase. Nous illustrerons ces deux méthodes sur un exemple au chapitre 2.

La fonction d'analyse de réseaux d'antennes consiste en l'évaluation, par des formules approchées, du champ rayonné connaissant la loi d'excitation des éléments qui le composent. Cette méthode permet de rendre compte de façon assez précise de l'influence sur le rayonnement des différents paramètres du réseau comme par exemple, le pas du réseau, les pondérations en amplitude et en phase ou encore le couplage entre éléments. La partie analyse de réseaux permet bien souvent de vérifier et aussi de simplifier les lois de pondération obtenues dans la partie synthèse.

V.1.2. Le logiciel ADS

Ce logiciel commercial a été acquis par l'IRCOM. Il peut être utilisé de deux manières différentes :

- soit en employant la méthode nodale (lois des courant – tension de Kirshoff). Celle-ci offre une simulation rapide de circuits complexes comportant des éléments localisés (selfs, capacités...), distribués représentés par des circuits équivalents (cas des lignes microrubans) et

actifs (transistors...) Cette méthode permet d'optimiser les circuits afin d'obtenir les caractéristiques souhaitées. Elle est bien adaptée lorsque les schémas équivalents des circuits sont valables, il faut donc rester très prudent aux fréquences millimétriques. En effet, cette méthode ne prend pas en compte les interactions électromagnétiques, telles que le couplage entre éléments.

- soit en employant la méthode des moments (**annexe 1**) qui fait appel à la résolution des équations de Maxwell en 3 dimensions suivant une formulation intégrale. Celle-ci fait intervenir les courants surfaciques induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne micro ruban ou antenne plaque par exemple). Néanmoins, l'utilisation de cette méthode est limitée, car elle impose une homogénéité des substrats des circuits à analyser, le nombre de couches étant illimité. Ainsi, la modélisation de trous métallisés, de ponts à air ou de substrats inhomogènes, n'est pas rigoureuse voire parfois impossible avec cette méthode, et repose sur des modèles simplifiés. C'est pourquoi cette méthode est qualifiée de $2D^{1/2}$. Ce logiciel a été appelé *MOMENTUM* par *Hewlett-Packard*.

V.1.3. Le code de différences finies

Le code utilisé (présenté en **annexe 2**) a été développé par l'équipe électromagnétisme de l'IRCOM [I.68], une version conviviale a été commercialisée sous le nom de THESADE. Il est basée sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (communément appelée FDTD pour « Finite Difference in Time Domain »). Celle-ci permet une résolution numérique des équations de Maxwell par une fine discrétisation spatio-temporelle. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques, à l'intérieur desquelles sont calculées les 6 composantes orthogonales des champs électromagnétiques (E_x , E_y , E_z et H_x , H_y , H_z). La forme particulière des équations de Maxwell conduit à calculer les composantes du champ électrique au milieu des arêtes des mailles, tandis que celles du champ magnétique sont déterminées au centre des faces (**figure V.2**).

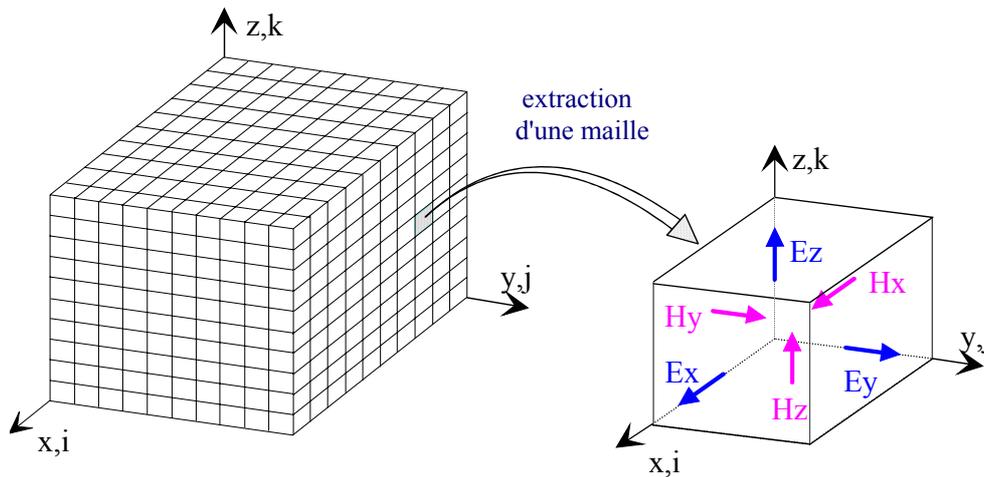


Figure V.2 : *Volume de calcul et cellule élémentaire*

La simulation de l'espace infini se fait en introduisant un milieu à pertes à la périphérie du domaine de calcul appelé couches PML (développées par Berenger [I.69]). Ce milieu a la propriété d'absorber les champs électromagnétiques, et minimise l'effet des réflexions parasites sur les frontières du maillage.

Cette méthode permet une simulation rigoureuse des antennes. Elle est parfaitement adaptée aussi bien aux antennes de type plaqué qu'aux antennes BIE développées dans ce manuscrit (contrairement à Momentum).

V.2. Simulateur de bilan de liaison : LIBUS

Le logiciel LIBUS pour « Link BUdget Simulator » est un outil de simulation de la couverture radioélectrique développé au sein de l'équipe CREAPE [I.70]. Celui-ci est basé sur la technique de tracé de rayon [I.71] et ses limites de validité se trouvent entre 20 et 50 GHz. Il est donc particulièrement bien adapté au système LMDS.

Il a pour vocation d'être un outil d'aide au déploiement de réseaux sans fil fixes large bande comme il en existe pour les réseaux mobiles. Ce logiciel électromagnétique de calcul de bilan de liaison offre une multitude d'options tant dans le choix des configurations et des antennes à tester que dans celui des conditions climatiques. Il permet en outre le positionnement de réflecteurs ou de répéteurs pour les zones où on ne peut avoir une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur (LOS : Line Of Sight). La **figure V.3** présente le synopsis de LIBUS.

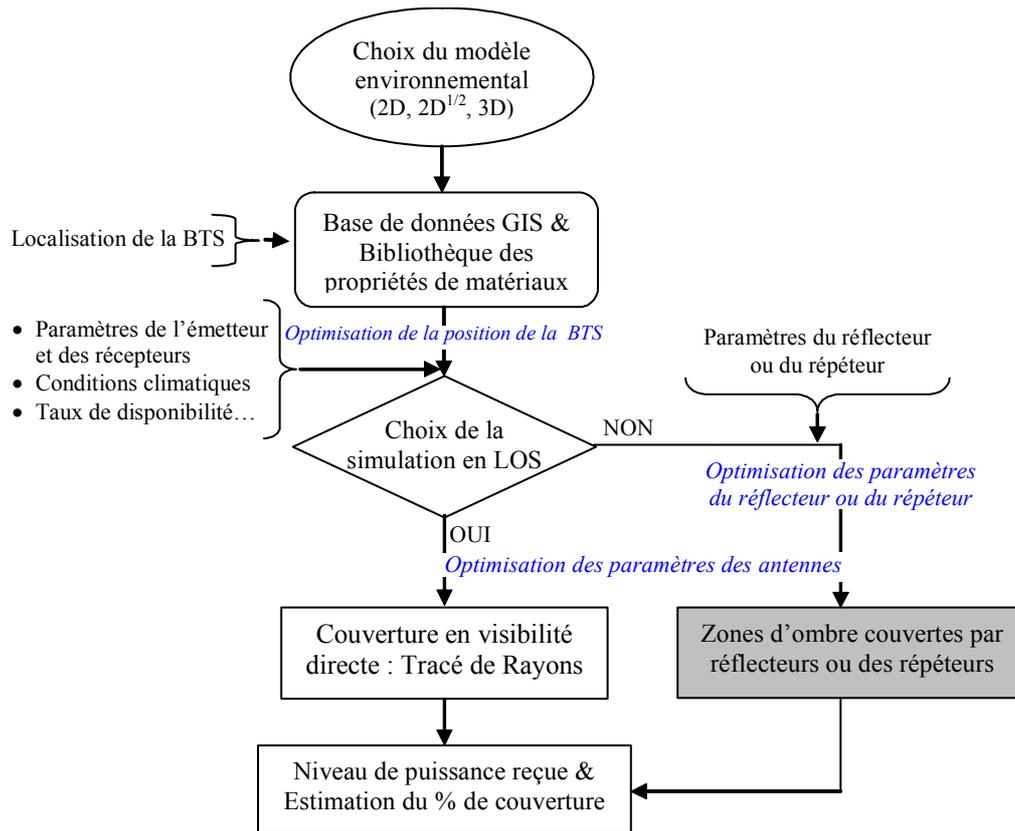


Figure V.3 : Schéma de principe de LIBUS

Les paramètres d'entrée de LIBUS dont l'influence est déterminante sur les bilans de liaison sont les suivants :

- Les caractéristiques électromagnétiques (ϵ_r , σ) des matériaux de construction et éventuellement la rugosité des surfaces potentielles de réflexion.
- Les positions, les diagrammes de rayonnement, les puissances d'émission des antennes et le seuil de sensibilité des récepteurs.
- Les conditions climatiques qui sont particulièrement pénalisantes dans le domaine millimétrique. C'est le cas de l'intensité de pluie telle que définie par l'UIT (Union Internationale des Télécommunications).

LIBUS fournit en sortie trois principaux fichiers de résultats : la puissance directe, la puissance réfléchie et la puissance totale reçue, sommation cohérente des deux premières.

V.3. Moyens de mesures expérimentaux

La phase de mesure des prototypes est indispensable afin de valider la conception électromagnétique. Deux bases de mesure d'antennes ont été utilisées au cours de cette thèse, les antennes présentées dans ce manuscrit fonctionnant dans deux bandes de fréquences bien distinctes.

V.3.1. Base de mesure de l'IRCOM

Les prototypes d'aériens présentés au chapitre 3 ont été caractérisés dans la base de mesure d'antennes de l'IRCOM. Cette base est nommée chambre anéchoïque (ou anéchoïde) car elle permet de simuler des conditions d'espace libre en recourant à des matériaux absorbants les ondes électromagnétiques, disposés sur toute sa surface interne (**figure V.4**).



Figure V.4 : Photographies de la base de mesure de l'IRCOM

Les dimensions de cette base de mesure sont de 6 mètres en longueur sur 4,8 mètres en largeur, avec une hauteur de 2,8 mètres. Ces proportions permettent d'obtenir des conditions de champ lointain pour des dispositifs compacts dès 500 MHz avec une limite supérieure de 12 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquences de 10 MHz à 40 GHz.

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur. La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne.

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté **figure V. 5**.

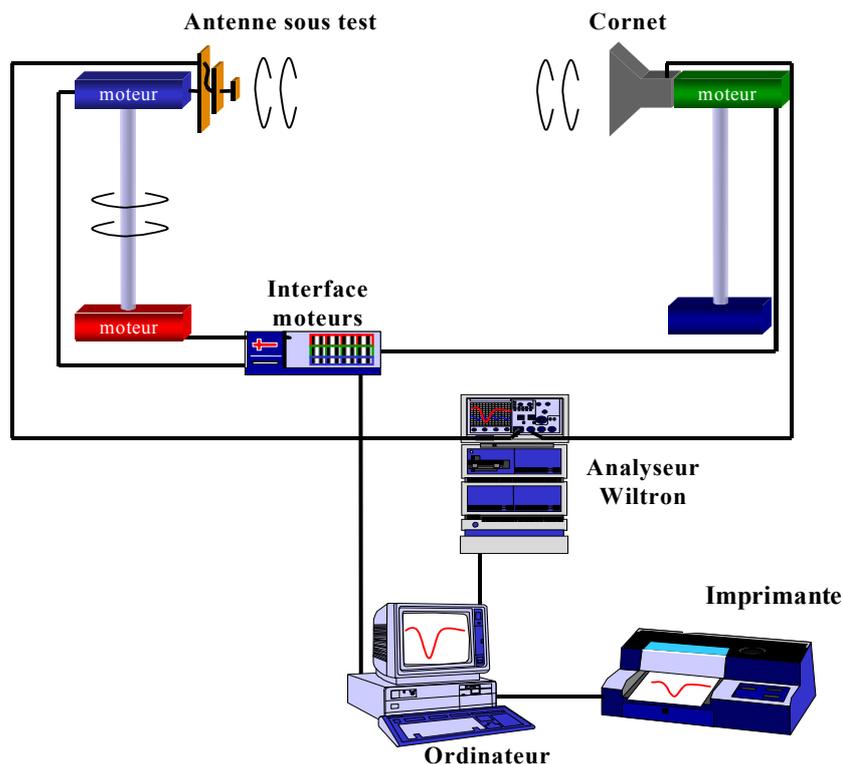


Figure V.5 : Schéma de principe du banc de mesure en rayonnement d'antennes

Les deux moteurs permettent d'effectuer des rotations de 360° autorisant la détermination des diagrammes de rayonnement de l'antenne dans plusieurs plans et pour différentes polarisations du champ.

La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de référence alors que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée. Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats.

Le gain de l'antenne est alors calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation α de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho \quad (\text{V.1})$$

d'où :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{V.2})$$

avec G_r : le gain réalisé de l'antenne sous test dans la direction du cornet,

G_{rc} : le gain réalisé du cornet dans son axe,

R : la distance entre l'antenne sous test et le cornet,

λ : la longueur d'onde de fonctionnement de l'air,

ρ : le rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de α fournit directement la valeur de G_r .

V.3.2. La base compacte du CREAPE

Cette base permet la mesure en champ proche de tout type d'antenne, à petits ou grands diamètres selon le gain, dans un local réduit, pour une bande de fonctionnement allant de 10 à 50 GHz. Elle sera donc adaptée à la mesure des antennes dans le domaine millimétrique.

La fonction d'une base compacte [I.72] de mesure d'antennes est de reproduire la condition de champ lointain à une distance relativement faible. Une onde sphérique provenant de la source est transformée en onde plane après réflexion sur le réflecteur. Elle est ensuite dirigée vers l'antenne sous test.

Cependant, cette onde doit respecter des critères de planéité, c'est à dire présenter des variations maximales de ± 0.5 dB en amplitude et $\pm 5^\circ$ en phase, devenu standard universel depuis la mise en place des premières bases. Pour cela, les caractéristiques du réflecteur doivent être extrêmement précises. Le volume où ces critères sont vérifiés est appelé zone tranquille. La solution technique la plus simple utilise une parabole à source décalée, avec un plan d'offset en position verticale (figure V.6).

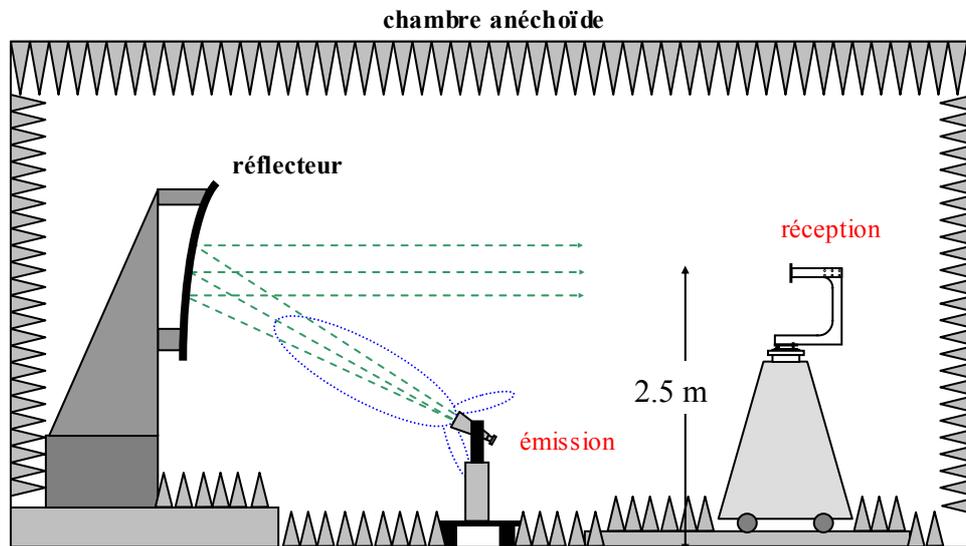


Figure V.6 : Base compacte du C.R.E.A.P.E.

Le principe des mesures de l'adaptation, des diagrammes de rayonnement et du gain sont identiques à ceux de la première base de mesure.

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons pu mettre en évidence le contexte de l'étude. Le **très fort développement actuel des réseaux sans fil** entraîne l'émergence d'un nombre important de normes aussi bien dans le domaine de la téléphonie mobile que des autres réseaux sans fil dit personnels, locaux ou métropolitains. Un état de l'art de ces différents réseaux a été fait afin de mettre en évidence la **nécessité de développer de nouvelles infrastructures et en particulier de concevoir des antennes appropriées pour stations de base.**

Nous avons pu évoquer dans une deuxième partie les **différents paramètres permettant le choix d'une couverture cellulaire omnidirectionnelle ou sectorielle** et les **caractéristiques des antennes pour stations de base** classiquement utilisées. Finalement, nous avons mis en évidence un certain nombre de **problèmes récurrents dégradant la couverture** et directement liés aux antennes émettrices.

L'identification de ces difficultés nous a permis d'introduire les **deux types d'antennes qui seront étudiés** dans les chapitres 2 et 3 :

- **une antenne en cosécante carrée à 40 GHz pour une application de type LMDS** permettant l'élimination des zones d'ombre dans la région proche de l'émetteur. Une étude bibliographique nous a permis de mettre en avant les différentes antennes de ce type existantes et de dégager les améliorations que notre antenne pourra apporter avec en particulier le **choix d'une technologie faible encombrement et faible coût**.
- **une antenne omnidirectionnelle conçue à partir de matériau à Bande Interdite Electromagnétique**. Cette antenne dont l'étude est très récente permet d'obtenir **des gains importants tout en conservant une très bonne omnidirectionnalité dans le plan azimutal**.

Finalement, les outils de simulations et de mesures utilisés pour la conception et le test de ces antennes ont été présentés.

Le deuxième chapitre va maintenant être consacré entièrement à l'étude d'antennes imprimées en cosécante carrée à 40 GHz.

BIBLIOGRAPHIE

- [I.1] **Réseaux & Télécoms**
"Dossier : WLAN", n°209, 23 mai 2003
- [I.2] **Y. LE TALLEC**
"Les réseaux locaux sans fil", ADAE, <http://www.adae.gouv.fr>
- [I.3] **O. BORIC-LUBECKE, V.M. LUBECKE**
"Wireless House Calls: Using Communications Technology for Health Care and Monitoring", IEEE Microwave Magazine, september 2002, pp. 43-48
- [I.4] **Autorité de Régulation des Télécommunications**
<http://www.art-telecom.fr>
- [I.5] **Agence Nationale de Fréquences**
<http://www.anfr.fr>
- [I.6] **P. BERTIN**
"WLAN Standards and Evolutions", Annales des Télécommunications, 58, n° 3-4, 2003
- [I.7] **B. DULONG de ROSNAY et G. VOUTAY**
"Le réseau cellulaire GSM"
Rapport de Classes Préparatoires à l'ECAM, 1999.
- [I.8] <http://gsmworld.com/about/history/index.shtml>
- [I.9] **K. KOHRT**
"On the road to UMTS : through GSM, GPRS and EDGE", Wireless Europe, May 2002, pp. 23
- [I.10] "Qu'est ce que le GPRS ?", <http://www.pabx-fr.com/gprs>
- [I.11] "UMTS : l'aire du multimédia mobile", dossier France Telecom
<http://www.rd.francetelecom.com/fr/technologies/ddm200401/dossier.php>
- [I.12] **T.M. SIEP, I.C. GIFFORD, R.C. BRALEY, R.F. HEILE**
"Paving the way for Personal area Network Standards : An overview of the IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks", IEEE Personal Communications, February 2000, pp. 37-43
- [I.13] <http://bluetooth.com>
- [I.14] **W.S. WANG**
"Bluetooth: a new area of connectivity", IEEE Microwave Magazine, september 2002, pp. 38-42
- [I.15] **V. VINAYAK, W.O. KEESE, C. LAM**
"Bluetooth and wireless home networking radio solutions", Microwave Engineering, april 2001, pp. 29-39
- [I.16] http://www.telecom.gouv.fr/telecom/car_uwb.htm

- [I.17] **Z. BOUREDJI**
"Le Wi-Fi : réseau local sans fil"
<http://www.cerig.efpg.inpg.fr/Note/2003/wifi.htm>
- [I.18] <http://www.etsi.org>
- [I.19] **JP. LANDRAGIN**
"Réseau sans fil : le salut est probablement à 5 GHz"
<http://www.electronique.biz/article/229463.html>
- [I.20] **O. BESSE**
"Contribution à l'étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique" Thèse de doctorat n° 41-00, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 2000.
- [I.21] **C. POUMIER**
"Réalisation d'un démonstrateur LMDS à 40 GHz à Limoges", Contrat ANVAR n° A9707028K00, CREAPE INGENIERIE, Juillet 1999
- [I.22] **PROJET RNRT ERASME**
http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/projets/res_00_70.htm
- [I.23] **PROJET BROADWAN**
<http://www.broadwan.org>
- [I.24] **D. CARSENAT**
"Contribution à l'étude de réseaux de communication sans fil. Application au LMDS.", Thèse de doctorat n°30-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Octobre 2003.
- [I.25] **G. VILLEMAUD**
"Etude d'antennes ruban tridimensionnelles compactes pour liaison de proximité. Application à des systèmes de télémesure et de localisation de téléphones cellulaires", Thèse de doctorat n° 60-2002, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, décembre 2002.
- [I.26] **S.R. BEST**
"Antenna Performance and design Considerations for Optimum Coverage in Wireless Communication systems", Cushcraft Corporation
- [I.27] **A. DOUFEXI, S. ARMOUR, A. NIX, P. KARLSSON and D. BULL**
"Performance of HIPERLAN/2 using sectorised antennas", Electronics Letters, February 2001, Vol. 37, n° 4
- [I.28] **S.R. BEST**
"Antenna Polarization Considerations in Wireless Communications systems", Cushcraft Corporation
- [I.29] **J.R. BERGMANN, F.J.V. HASSELMANN, F.L. TEIXEIRA and C.G. REGO**
"A Comparison between Techniques for Global Surface Interpolation in Shaped Reflector analysis", IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol AP-42, n°1, pp. 47-53, 1994
- [I.30] **J.R. BERGMANN, F.J.V. HASSELMANN**
"Considerations on the Design and Analysis of a Shaped Reflector Antenna for Nodal Stations in Metropolitan Areas", Proc. IEE 9th Int. Conf. Antennas Propagation, Vol. 1, pp. 195-198, 1995.

- [I.31] **M. ORIFICE and P. PIRINOLI**
"A Dual Reflector Antenna for Omnidirectional Coverage", IEEE AP-S Int. Symp. Digest, PP. 274-277, 1993
- [I.32] **P. BESSO, R. BILLS, P. BRACHAT and V. VALLAURI**
"A Millimetric Wave Omnidirectional Antenna with Cosecant Squared Elevation Pattern", Proc. IEE 10th Int. Conf. Antennas Propagation, Vol. 1, pp. 448-451, 1997
- [I.33] **A.P. NORRIS and W.D. WADDOUP**
"A Millimetric Wave Omnidirectional Antenna with Prescribed Elevation Shaping", Proc. IEE 4th Int. Conf. Antennas Propagation, Vol. 1, pp. 141-145, 1985
- [I.34] **J.R. BERGMANN, F.J.V. HASSELMANN**
"A shaped Single Reflector Antenna For omnidirectional Coverage in Point-To-Multipoint Services", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2000
- [I.35] **E.L. HOLZMAN**
"Pillbox Antenna Design for Millimeter-Wave Base-Station Applications", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 45, n°1, pp. 27-37, February 2003
- [I.36] **DORADO INTERNATIONAL CORPORATION**
"Cosecant-squared Horn Antennas for LMDS", Microwave Product Digest, January 2001, pp. 76-81 ou <http://www.base-earth.com/jan-feb2001/dorado.html>
- [I.37] **PROJET EMBRACE (Efficient Millimetre Broadband Access for Convergence and evolution)**
<http://telenor.no/fou/prosjekter/embrace>
- [I.38] **J. HIROKAWA**
"Reflexion-Canceling Slot Pair Array with Cosecant Radiation Pattern using a Millimeter-wave Post-Wall Waveguide", IEICE Natl. Conv. Rec., B-1-61, Sept. 1997
- [I.39] **M. MATHIAN, F. MULLER, M. GRZESKOWIAK, O. PICON**
"LMDS Base Station Antenna Design", 20^{ième} Journée Internationale de Nice sur les Antennes, Nice, novembre 2002
- [I.40] **M. BOGUAIS**
"Contribution à la synthèse de réseaux d'antennes. Réalisations en technologie imprimée" Thèse de doctorat n° 72, U.E.R. Structure et Propriétés de la matière, Université de Rennes 1, novembre 1986.
- [I.41] **O. LAFOND**
"Conception et technologies d'antennes imprimée à 60 GHz" Thèse de doctorat n° 2399, U.E.R. Structure et Propriétés de la matière, Université de Rennes 1, décembre 2000.
- [I.42] **S. YAMAMOTO, J. HIROKAWA, M. ANDO**
"A Beam Switching Slot Array with a 4-way Butler Matrix installed in a Single Layer Post-Wall Waveguide"
- [I.43] **S. CHEN, C. du TOIT, K. HERSEY, D. PAO, V. KARASACK, J. PATEL, M. RAMESH, C. SUI and E. EKELMAN**
"Azimuth Scanning, Ka-Band Phased Array Antenna", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2001

- [I.44] **Ch. DELAVEAUD, Ph. LEVEQUE, B. JECKO**
"New kind of microstrip antenna : the monopolar wire-patch antenna", Electronics Letters, January 1994, Vol. 30, n°1
- [I.45] **Ch. DELAVEAUD, F. ROUSSEAU, B. JECKO**
"Two applications of a new kind of microstrip antennas", Journée internationale de Nice sur les antennes, 1994, pp. 103-106
- [I.46] **H.M. CHEN, Y.F. LIN, C.C. KUO, K.C. HUANG**
"A Compact Dual-Band Microstrip-Fed Monopole Antenna", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2001
- [I.47] **Y.F. LIN, H.D. CHEN, H.M. CHEN**
"A Dual-Band Printed L-Shaped Monopole for WLAN Applications", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 37, n° 3, May 2003
- [I.48] **I.F. CHEN, C.H. PENG**
"Microstrip-Fed dual-U-Shaped Printed Monopole Antenna for Dual-Band Wireless Communication applications", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 37, n° 3, May 2003
- [I.49] **A. FARAONE, D.O. McCOY**
"Microstrip The folded Patch Omnidirectional Antenna", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2001
- [I.50] **K.L. WONG, J.W. LAI, F.R. HSIAO**
"Omnidirectional Planar Dipole Array Antenna for 2,4/5,2 GHz WLAN Access Point", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 39, n° 1, October 2003
- [I.51] **R. BANCROFT, B. BATEMAN**
"An Omnidirectional Planar Microstrip antenna with Low Sidelobes", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 42, n° 1, July 2004
- [I.52] **A. NESIC, D. NESIC**
"Omnidirectional Uniplanar Electromagnetically Coupled Antenna Array", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 40, n° 6, March 2004
- [I.53] **K. HIGUSA, S. YAMAMOTO, M. TANAKA, T. TESIROGI**
"A Slot-Array Antenna on a coaxial cylinder", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 1998
- [I.54] **N. HERSCOVICI, Z. SIPUS, P.S. KILDAL**
"The Cylindrical Omnidirectional Patch Antenna", IEEE Transactions On Antennas and Propagation, Vol. 49, n° 12, December 2001
- [I.55] **A.R. RUIZ, J. BASTERRECHEA**
"Omnidirectional Antenna for 17 GHz Frequency Band", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2002
- [I.56] **H. AN, T. WANG, R.G. BOSISIO, K. WU**
"Cavity-restrained Multistacked dielectric Omnidirectional Antenna for Microwave and Millimeter-wave Wireless Communications", Electronics Letters, Vol. 30, n° 25, December 1994

- [I.57] **S. XU, J. MIN, S.T. PENG, F.K. SCHWERING**
"A Millimeter-wave Omnidirectional circular Dielectric Rod Grating Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 39, 1991
- [I.58] **H. JING, S. XU**
"Mode-Matching Analysis of a New Omnidirectional Circular Rod antenna with Double Dielectric Gratings for Millimeter-wave Application", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 38, n° 2, July 2003
- [I.59] **M. OREFICE, P. PIRINOLI**
"Dual Reflector Antenna with Narrow Broadside Beam for omnidirectional Coverage", Electronics Letters, Vol. 29, n° 25, 1993
- [I.60] **L.LEGER, C. SERIER, R. CHANTALAT, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, B. JECKO**
"1D Dielectric EBG Resonator Antenna Design", Annales des Télécommunications, Vol. 59, n°3-4, Mars-Avril 2004
- [I.61] **H. BOUTAYEB**
"Etude des structures périodiques planaires et conformées associées aux antennes. Application aux communications mobiles." Thèse de doctorat n° 2942, U.E.R. Structure et Propriétés de la matière, Université de Rennes 1, décembre 2003
- [I.62] **L. BERNARD**
"Techniques d'amélioration du gain par empilements diélectriques. Applicabilité à la réduction de la taille des antennes pour station de base UMTS." Thèse de doctorat n° D 03-21, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, décembre 2003
- [I.63] **M. DIBLANC**
"Etude de structures BIP cylindriques. Application à la réalisation d'antennes pour station de base UMTS", Rapport de DEA, Université de Limoges, juillet 2002.
- [I.64] **M. RAMMAL**
"Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés", Thèse de doctorat n° 3-93, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, janvier 1993.
- [I.65] **D. ECLERCY**
"Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastiques.", Thèse de doctorat n° 32-1998, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, septembre 1998
- [I.66] Logiciel ADS (Advance Design System), copyright © 1993-1998 Agilent Technologies (Hewlett-Packard Company)
- [I.67] **K.S. YEE**
"Numerical Solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 14, n° 3, may 1966
- [I.68] **P. LEVEQUE**
"Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes", Thèse de doctorat n°14-94, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, février 1994

[I.69] J.P. BERENGER

"Improved PML for the FDTD solution of wave-structure interaction problems", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, 1997

[I.70] B. AGBA

"Contribution à l'étude des techniques de déploiement de réseaux sans fil : application au LMDS", Thèse de doctorat n° 25-2004, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 2004

[I.71] F. JENSEN, C. CARRES, M. SABBADINI

"CAD applications with GTD", Journées Internationales de Nice sur les Antennes, Nice, pp. 150-163, novembre 1990

[I.72] Y. POUPIN

"Conception et optimisation d'une base compacte millimétrique de mesures d'antennes", Thèse de doctorat n° 61-2002, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, décembre 2002

CHAPITRE 2

Antenne en cosécante carrée pour station de base : application au LMDS (40 GHz)

* * * * *

- PRINCIPE D'UNE ANTENNE EN COSECANTE CARREE**
- DIMENSIONNEMENT ET CHOIX TECHNOLOGIQUES DANS LE CAS DU SYSTEME LMDS**
- CONCEPTION D'UNE ANTENNE EN COSECANTE CARREE A 40 GHz**
- SIMULATION, MESURES ET RESULTATS SUR LA COUVERTURE DU SYSTEME LMDS**
- AMELIORATION DE L'ANTENNE**
- DIAGRAMME SECTORIEL ET AGILITE DANS LE SECOND PLAN**

I. INTRODUCTION

Nous avons vu, au chapitre 1, les nouveaux besoins des réseaux de télécommunication sans fil notamment en terme d'antenne pour station de base. L'objectif de cette partie est de concevoir **une antenne sectorielle pour station de base capable d'optimiser la couverture du système LMDS à 40 GHz dans le plan vertical**. L'élimination des zones d'ombre dans la région proche de l'émetteur sera particulièrement étudiée.

La solution choisie est **une antenne imprimée présentant un diagramme dit en cosécante carrée dans le plan vertical**. Ce type de diagramme permet, comme nous allons le voir, de **répartir équitablement la puissance émise entre tous les abonnés, quelle que soit la distance les séparant de l'émetteur**.

Dans un premier temps, seule la formation du lobe dans le plan vertical va être présentée. Une **étude théorique** du principe et des propriétés des diagrammes en cosécante carrée va être réalisée.

Afin d'adapter notre antenne au **système LMDS à 40 GHz**, nous allons mettre en évidence les **problèmes de couverture propre à ce système**. Ceci nous permettra de **définir correctement le cahier des charges** de notre antenne.

Nous étudierons par la suite les réseaux de patches et les **méthodes de pondérations des éléments permettant de former un diagramme en cosécante carrée**.

La conception, la réalisation et les mesures de deux antennes seront présentées, ainsi que les **résultats obtenus pour la couverture du système**.

Finalement, deux solutions seront envisagées pour **former le lobe dans le plan horizontal** : la conception d'un **réseau sectoriel** puis l'utilisation d'une matrice de Butler pour réaliser un **pointage électronique**.

II. PRINCIPE D'UNE ANTENNE EN COSECANTE CARREE

Nous allons nous intéresser ici aux origines, au principe ainsi qu'aux applications des antennes en cosécante carrée. Nous concluons cette partie par une étude paramétrique des diagrammes en cosécante carrée théoriques.

II.1. Origine de ce type d'antenne

A l'origine, ce type de diagramme a été utilisé pour les radars de veille et d'altimétrie [II.1]. Un avion se déplaçant à une altitude constante doit renvoyer la même image quelque soit sa distance par rapport au radar. Si un avion se déplace le long de la droite (D) à une altitude constante H (**Figure II.1**), la puissance reçue par le radar (placé en O) doit être identique qu'il se trouve en A ou en B, c'est à dire quelque soit l'angle θ .

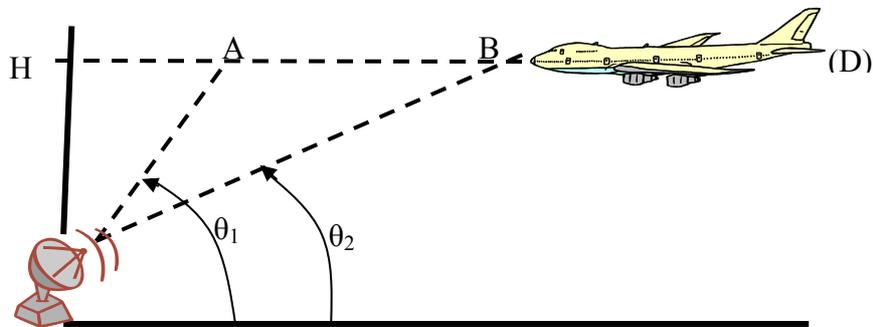


Figure II.1 : Schéma de principe dans la configuration « radar »

On se propose de définir le gain de l'antenne d'émission afin d'obtenir de telles performances.

II.2. Expression du gain

Le bilan de liaison entre deux antennes est donné par la formule de FRIIS (II.1):

$$Pr = Pe + Ge + Gr + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) \quad (\text{II.1})$$

avec : Pr et Pe = Puissances reçue et émise en dBm

Ge et Gr = Gain des antennes d'émission et de réception en dB

λ = longueur d'onde dans le vide à la fréquence de travail

R = distance entre l'émetteur et le récepteur en m

Afin d'obtenir une puissance constante entre les points A et B, il faut résoudre l'équation (II.2) :

$$Pr = Pe + Ge + Gr + 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) = \text{Constante} \quad (\text{II.2})$$

Sachant que Pe , Gr et λ sont fixés, on obtient l'équation (II.3) :

$$Ge = A - 20 \log\left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R}\right) \quad (\text{II.3})$$

Avec : A une constante

Cette équation doit être vérifiée quelque soit la distance R entre l'émetteur et le récepteur pour R compris entre H et R_{\max} (figure II.2).

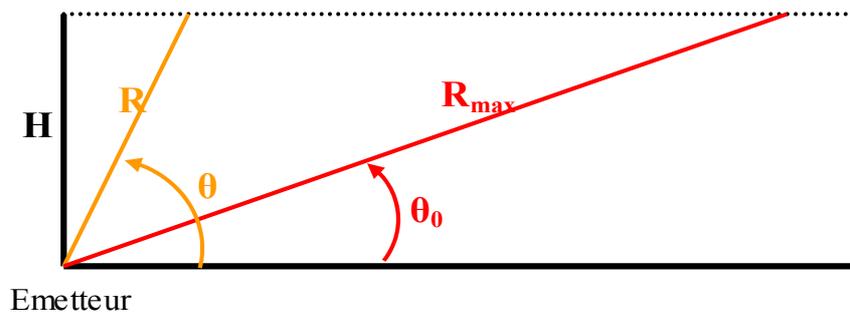


Figure II.2 : Schéma de principe

Or, le gain de l'émetteur doit être maximum en direction de la distance maximum. On obtient alors Ge_{\max} lorsque R est égal à R_{\max} et le gain de l'émetteur s'écrit comme suit :

$$Ge_{\max} = A - 20 \log\left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R_{\max}}\right) \quad (\text{II.4})$$

La résolution du système composé des équations (II.3) et (II.4) nous donne l'expression du gain de l'antenne d'émission suivante (II.5):

$$Ge(R) = Ge_{\max} + 20 \log\left(\frac{R}{R_{\max}}\right) \quad (\text{II.5})$$

Or $\sin \theta = \frac{H}{R}$ et $\sin \theta_0 = \frac{H}{R_{\max}}$

$$\text{d'où } Ge(R) = Ge_{\max} + 20 \log \left(\frac{\sin \theta_0}{\sin \theta} \right) \quad (\text{II.6})$$

$$\text{et } Ge = Ge_{\max} + 10 \cdot \log \left(\frac{\operatorname{cosec}^2(\theta)}{\operatorname{cosec}^2(\theta_0)} \right) \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec } \operatorname{cosec}(\theta) = \frac{1}{\sin(\theta)}$$

Ge_{\max} = le gain maximum de l'antenne d'émission

θ_0 = l'angle minimum, c'est à dire définissant la distance maximum de détection d'un avion.

Ce type de **diagramme est appelé diagramme en cosécante carrée**. En appliquant à nouveau la formule de FRIIS, on peut vérifier que la puissance reçue est constante **(II.8)**.

$$Pr = Pe + Gr + Ge_{\max} + 20 \cdot \log \left(\frac{\lambda \cdot \sin(\theta_0)}{4 \cdot \pi \cdot H} \right) \quad (\text{II.8})$$

En effet, cette expression est indépendante de R (distance entre émetteur et récepteur) et de θ . Le bilan de liaison est donc constant, quelque soit la distance entre l'émetteur et le récepteur, pourvu que celle-ci soit inférieure à une distance maximum R_{\max} définie par l'angle θ_0 . Ce type d'antenne va donc permettre de compenser les effets de la propagation et de répartir l'énergie de façon homogène le long de la droite (D).

Outre les radars, il existe d'autres applications pour lesquelles ces antennes en cosécante carrée peuvent avoir un intérêt.

II.3. Autres applications de ce type d'antennes

Les antennes en cosécante carrée peuvent être adaptées pour d'autres applications indoor ou outdoor. Les objectifs dans les deux cas sont sensiblement différents.

II.3.1. Applications indoor

Dans ce type d'application, l'antenne peut être placée dans un coin haut d'une pièce et avoir pour objectif d'illuminer avec la même puissance plusieurs postes situés à des distances différentes **(figure II.3)**.

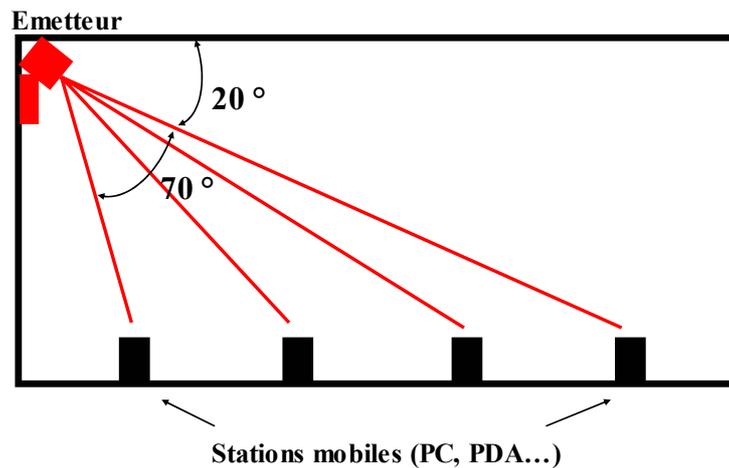


Figure II.3 : Exemple d'application indoor

Le gain nécessaire sera alors assez faible et l'angle θ_0 sera de l'ordre de 20° ou plus suivant la longueur et la hauteur de la pièce. Un certain nombre de travaux ont déjà été réalisés en millimétrique dans ce domaine [II.2] [II.3]. L'allure des diagrammes en cosécante carrée utilisés pour ce type d'application est présentée **figure II.4**.

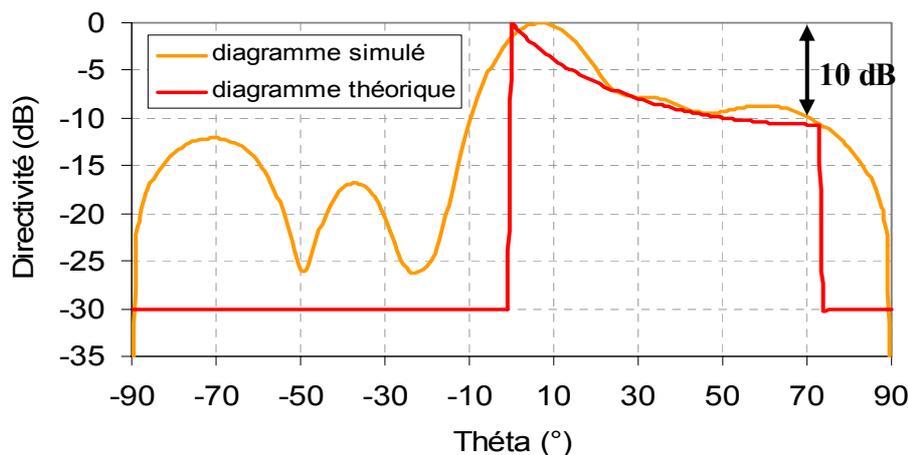


Figure II.4 : Exemple de diagramme en cosécante carrée pour une application indoor

On peut remarquer que dans la partie en cosécante carrée, la dynamique du diagramme est assez faible (de l'ordre de 10 dB) contrairement au cas des diagrammes pour réseaux sans fil comme nous allons le voir maintenant.

II.3.2. Applications outdoor

Dans le cas des réseaux de télécommunication sans fil, le problème va être similaire mais les distances à couvrir sont plus importantes. L'antenne d'émission va être placée sur un mât à une certaine hauteur, et la droite de réception va être au sol ou au niveau des toits des maisons d'abonnés (**figure II.5**).

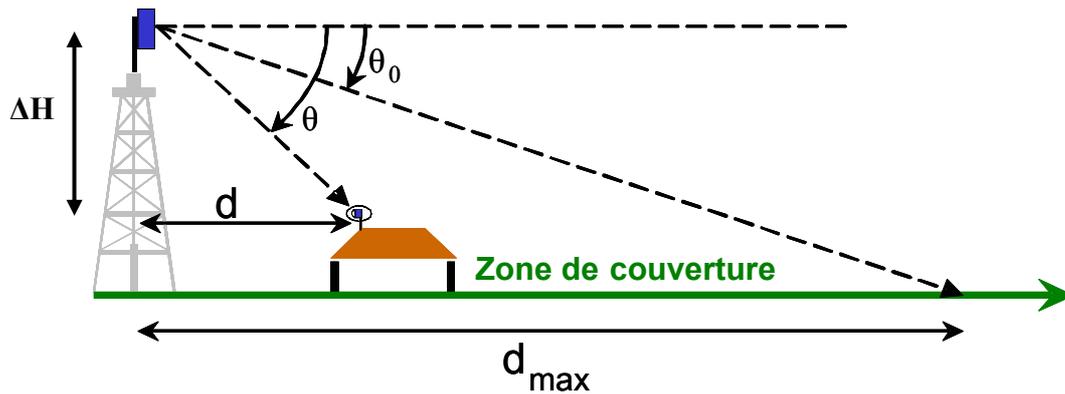


Figure II.5: Schéma de principe dans la configuration réseaux sans fil

La portée maximale souhaitée d_{\max} ainsi que la différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur (ΔH) vont permettre la détermination de l'angle θ_0 et donc la détermination du diagramme de rayonnement idéal pour l'application. L'angle θ_0 sera aussi l'angle de pointage de l'antenne.

C'est pour ce type d'applications qu'ont été développées les antennes en cosécante carrée présentées dans ce manuscrit. Nous allons dans un premier temps étudier les différents diagrammes obtenus en fonction notamment de l'angle θ_0 , celui-ci étant le paramètre essentiel et déterminant à la fois la distance maximum de couverture et l'allure du diagramme.

II.4. Etude paramétrique des diagrammes théoriques

L'étude des différents diagrammes en fonction de l'angle θ_0 ainsi que des couvertures obtenues pour chacun nous permettra par la suite de choisir le diagramme approprié pour une application particulière.

Pour cette étude, les antennes d'émission et de réception sont positionnées comme sur la figure II.5.

II.4.1. Allure des diagrammes en fonction de θ_0

Etudions tout d'abord l'allure des diagrammes en cosécante carrée pour différentes valeurs de l'angle θ_0 . Rappelons la formule de la directivité d'une antenne en cosécante carrée (II.9) :

$$D = 10 \cdot \log \left(\frac{\operatorname{cosec}^2(\theta)}{\operatorname{cosec}^2(\theta_0)} \right) \quad (\text{II.9})$$

Notons que pour les angles θ négatifs, la directivité des diagrammes sera la plus faible possible. En effet, dans le cas d'une station de base d'un système de télécommunication, cette énergie sera rayonnée vers le ciel. Nous la fixerons ici arbitrairement à -50 dB.

La **figure II.6** donne les allures des diagrammes en cosécante carrée pour différentes valeurs de l'angle θ_0 .

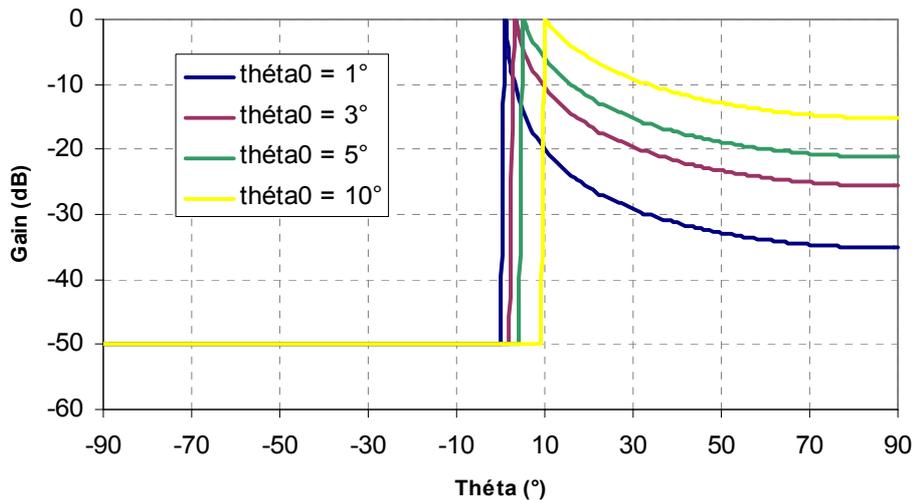


Figure II.6 : Diagrammes en cosécante carrée théoriques pour différentes valeurs de θ_0

On constate que **plus l'angle θ_0 est faible, plus la dynamique du diagramme est importante**. En effet, un diagramme en cosécante carrée ayant un angle θ_0 faible, permettra de couvrir une zone plus grande avec une puissance constante. Donc lorsque θ_0 est faible, l'écart entre le gain maximum et le gain minimum doit être grand. Dans ces conditions, un diagramme en cosécante carrée ayant un angle θ_0 faible sera plus difficile à réaliser, l'ouverture à -3 dB étant très faible et la dynamique très grande.

Observons les couvertures obtenues avec chacun de ces diagrammes.

II.4.2. Couvertures obtenues

Afin de calculer ces couvertures, nous allons appliquer la formule de FRIIS avec les hypothèses suivantes :

- Différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur $\Delta H = 20$ m
- Gain de l'antenne de réception $G_r = 30$ dB
- Gain de l'antenne d'émission $G_{e_{\max}} = 15$ dB

- Puissance d'émission $P_e = 19$ dBm
- Fréquence $f = 41.5$ GHz

La **figure II.7** donne les bilans de liaison obtenus avec les différents diagrammes en cosécante carrée théoriques vus précédemment.

On ne considère pas ici l'atténuation due à la pluie. En effet, celle-ci est variable d'une région à une autre. D'autre part, les diagrammes en cosécante carrée tels qu'ils sont calculés ici ne permettent pas de compenser l'influence de la pluie.

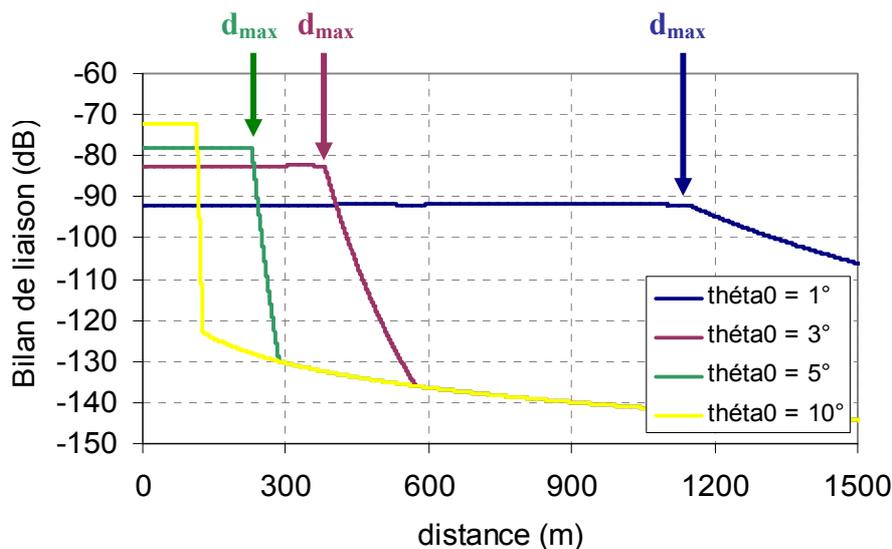


Figure II.7 : Bilans de liaison obtenus pour différentes valeurs de θ_0

On constate que **la puissance reçue est constante sur une distance dépendante de θ_0 , notée d_{max} . Plus la distance d_{max} est grande, plus la puissance reçue est faible.** Après la zone d'effet de la cosécante carrée, on retrouve une décroissance normale de la puissance en $1/r$.

D'autres paramètres ont aussi une influence sur le choix du diagramme et en particulier la hauteur de l'émetteur.

II.4.3. Autres paramètres

L'influence de la différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur est très importante. Observons les variations de la distance d_{max} et du bilan de liaison en fonction de celle-ci (**figures II.8 et II.9**).

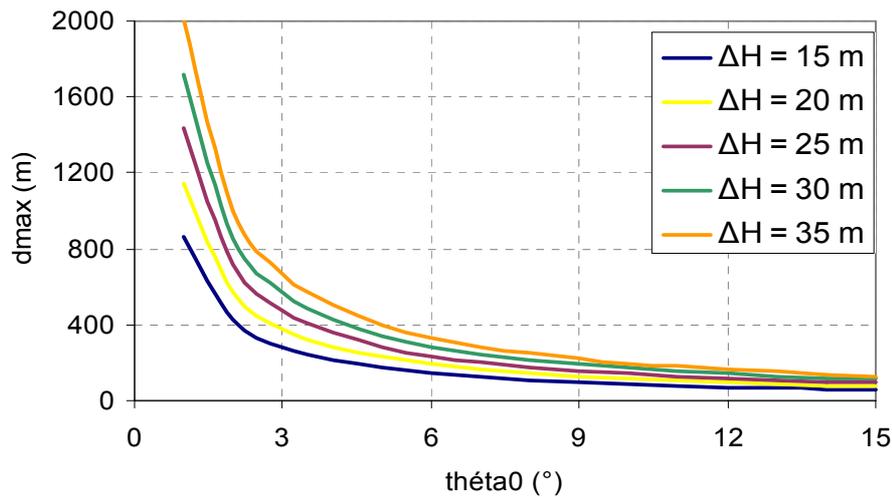


Figure II.8 : Evolution de la distance d_{max} en fonction de θ_0 pour différentes valeurs de ΔH

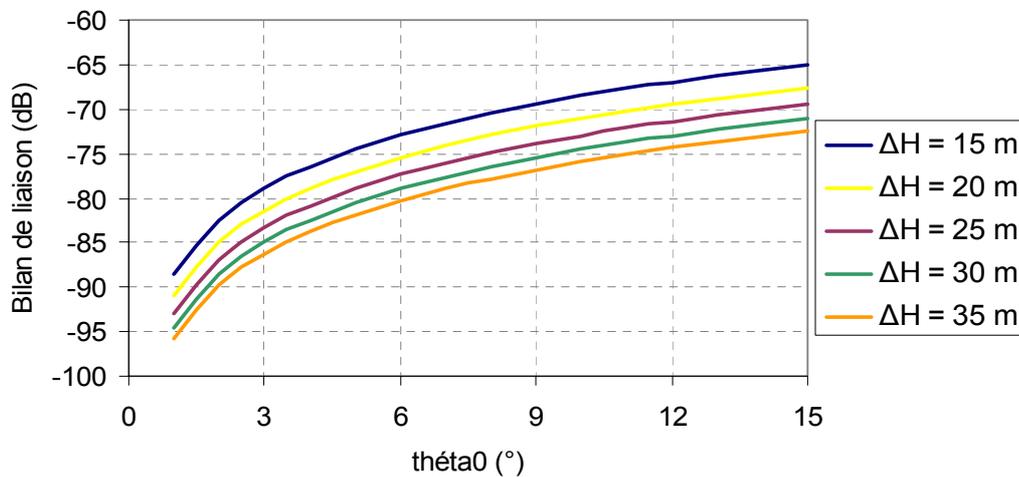


Figure II.9 : Evolution du bilan de liaison en fonction de θ_0 pour différentes valeurs de ΔH

On peut constater **figure II.8** que la distance d_{max} varie beaucoup avec la hauteur et en particulier pour les angles θ_0 faibles. De même **figure II.9**, la puissance reçue au niveau du récepteur est d'autant plus faible que la différence de hauteur est importante.

Cependant, cette analyse a été faite avec des diagrammes théoriques. Prenons maintenant en compte des paramètres plus réalistes.

II.4.4. Approche de la réalité

En pratique, la forme des diagrammes ne pourra être totalement respectée, en particulier le saut de niveau à θ_0 . Prenons un diagramme plus réaliste présentant un sommet arrondi autour de θ_0 (**Figure II.10**) et comparons les bilans de liaison obtenus avec ces deux diagrammes (**Figure II.11**). On conserve les mêmes paramètres que précédemment.

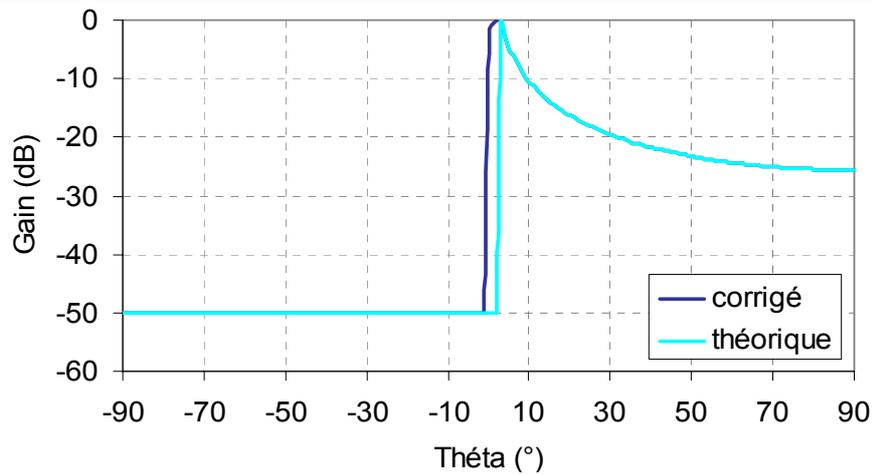


Figure II.10 : Diagrammes en cosécante carrée théorique et corrigé pour $\theta_0=3^\circ$

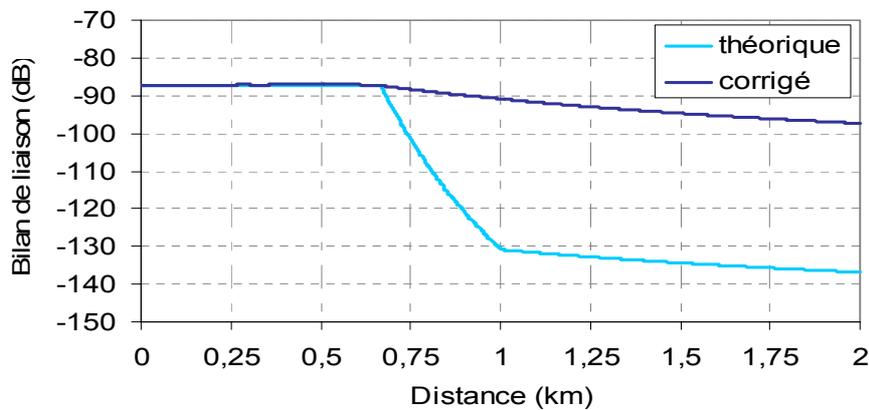


Figure II.11 : Bilans de liaison obtenus avec des diagrammes en cosécante carrée théorique et corrigé

On constate que la puissance est constante sur la même distance dans les deux cas mais que la décroissance après cette zone est bien moins rapide dans le cas du diagramme corrigé. Cela permettra d'augmenter nettement la portée totale.

Pour une application donnée, il nous faudra donc connaître précisément les caractéristiques du réseau afin de déterminer l'angle θ_0 optimal.

Ces paramètres sont les suivants:

- la distance d_{\max}
- la différence de hauteur moyenne entre l'émetteur et le récepteur
- le seuil de sensibilité du système
- la puissance d'émission
- le gain des antennes d'émission et de réception

Afin de déterminer le diagramme adapté au système LMDS à 40 GHz et donc le cahier des charges de notre antenne, nous allons étudier les problèmes de couverture rencontrés pour cette application.

III. DIMENSIONNEMENT ET CHOIX TECHNOLOGIQUES DANS LE CAS DU SYSTEME LMDS

III.1. Problématique LMDS

Afin d'établir un cahier des charges réaliste, nous avons commencé par regarder les problèmes de couverture propres au système LMDS. Il nous fallait pour cela calculer les bilans de liaison dans différentes configurations et identifier les problèmes et leurs causes.

III.1.1. Bilans de liaison

Les bilans de liaison ont été calculés en utilisant le logiciel LIBUS présenté précédemment [II.4]. Rappelons brièvement la formule de FRIIS (III.1) et donc les différents paramètres ayant une influence sur le bilan de liaison :

$$Pr = Pe + Ge(\alpha) + Gr + 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) - A_p \quad (\text{III.1})$$

avec : Pr et Pe = Puissances reçue et émise en dBm

$Ge(\alpha)$ = Gain de l'antenne d'émission en dB

Gr = Gain maximum de l'antenne de réception en dB (on suppose que l'antenne de réception est pointée sur l'émetteur)

λ = longueur d'onde dans le vide à la fréquence de travail

R = distance entre l'émetteur et le récepteur en mètre

A_p = facteur d'atténuation par la pluie en dB

Dans la configuration de la **figure III.1**, il est possible d'exprimer R en fonction de la différence de hauteur ΔH et de la distance au sol d entre l'émetteur et le récepteur.

De plus, l'antenne d'émission peut être tiltée mécaniquement d'un angle α_0 afin d'obtenir un gain maximum sous la ligne d'horizon.

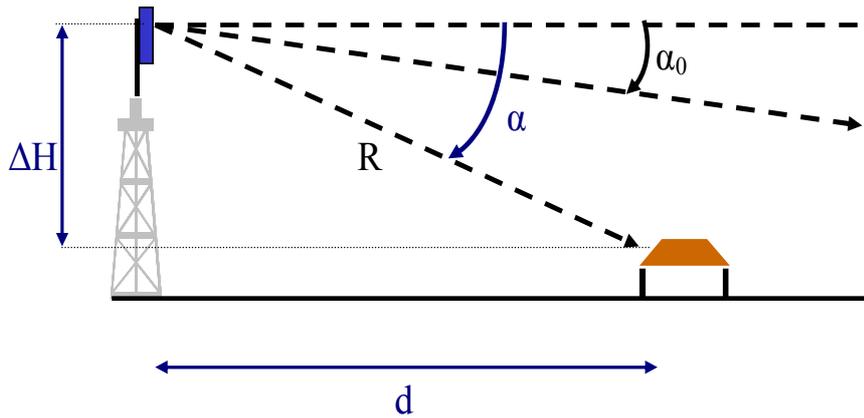


Figure III.1 : Définition des paramètres géométriques de la liaison

On obtient alors :

$$Pr = Pe + Ge(\alpha - \alpha_0) + Gr + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi \sqrt{(\Delta H)^2 + d^2}} \right) - A_p \quad (\text{III.2})$$

Notre objectif est de calculer différents bilans de liaison en faisant varier la différence de hauteur ΔH et l'angle de pointage α_0 de l'antenne d'émission. Pour cela, les autres paramètres de la liaison doivent être fixés.

III.1.2. Définition des paramètres de la liaison

Pour la puissance d'émission, nous avons utilisé la même valeur que dans le cadre du projet ERASME, à savoir 19 dBm et nous nous sommes placés à la fréquence de 41.5 GHz. Les autres paramètres ont été choisis de la façon suivante.

(a) Influence de la pluie

Le taux de pluie est exprimé en mm/h et est dépassé pendant 0.01% de l'année en moyenne [II.5]. Son influence est surtout observable sur des distances au delà de plusieurs centaines de mètres mais très peu sur la réception dans la zone proche de l'émetteur. L'atténuation par la pluie variant en fonction de la région d'implantation du système, nous avons choisi d'utiliser la valeur donnée par UIT-R (International Telecommunications Union Radiocommunications) [II.6] pour la région Limousin soit 32 mm/h. De plus, la disponibilité de la liaison a été prise égale à 99,99 %. Ces deux paramètres entraînent une atténuation spécifique de 7dB/km due à la pluie.

(b) Antennes d'émission et de réception

Le choix des antennes d'émission et de réception avait une grande importance. Pour le récepteur, l'antenne utilisée dans le cadre du projet ERASME est une antenne composée d'une sortie cornet et d'une lentille, et qui présente un gain maximum de 30 dB [II.7] [II.8]. L'antenne d'émission est quant à elle une antenne cornet directive fonctionnant à 41.5 GHz et présentant un gain de 15 dB.

Cette antenne doit à terme être remplacée par une antenne imprimée donc planaire pour des raisons d'encombrement et d'intégration dans les modules d'émission. Les technologies « guide d'onde » seraient ainsi éliminées de ceux-ci, évitant des transitions coûteuses entre ces différentes technologies.

C'est pour cela que, dans les bilans de liaison suivants, nous avons utilisé pour l'émission une antenne classique composée de 8 patchs fonctionnant à 41.5 GHz et présentant un gain maximum égal à 15.6 dBi [II.9]. Cette antenne avait été conçue précédemment pour cette application. Le diagramme de rayonnement de cette antenne est donné **figure III.2**.

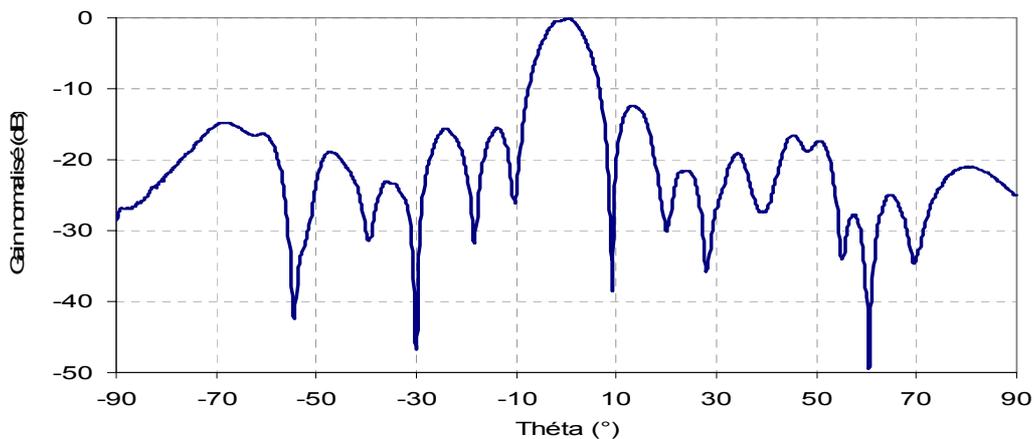


Figure III.2 : Diagramme de rayonnement de l'antenne pour station de base LMDS

(c) Hauteur des antennes

Le LMDS peut être déployé dans différentes zones : en région urbaine ou semi urbaine, les émetteurs vont être placés sur des mâts ou bien en haut des immeubles. Les récepteurs sont en général placés sur les toits des maisons avec une hauteur moyenne de 5 m au dessus du sol. Dans ces zones, la différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur sera alors comprise entre 15 et 35 m. Si on se place maintenant dans une zone montagneuse, cette différence de hauteur peut varier énormément en fonction du relief et peut atteindre une

centaine de mètres. Une étude particulière de la couverture doit alors être faite dans chaque cas. Nous allons donc nous restreindre à l'étude de la couverture du système LMDS uniquement dans des zones urbaines ou semi urbaines, avec l'hypothèse que les valeurs de ΔH varient entre 15 et 35m.

III.1.3. Résultats obtenus

Nous allons observer les bilans de liaisons obtenus pour différentes valeurs de l'angle de pointage et pour deux différences de hauteur.

(a) Faible différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur

La **figure III.3** donne le bilan de liaison obtenu pour différentes valeurs de l'angle de pointage de l'antenne d'émission pour une différence de hauteur ΔH de 15m.

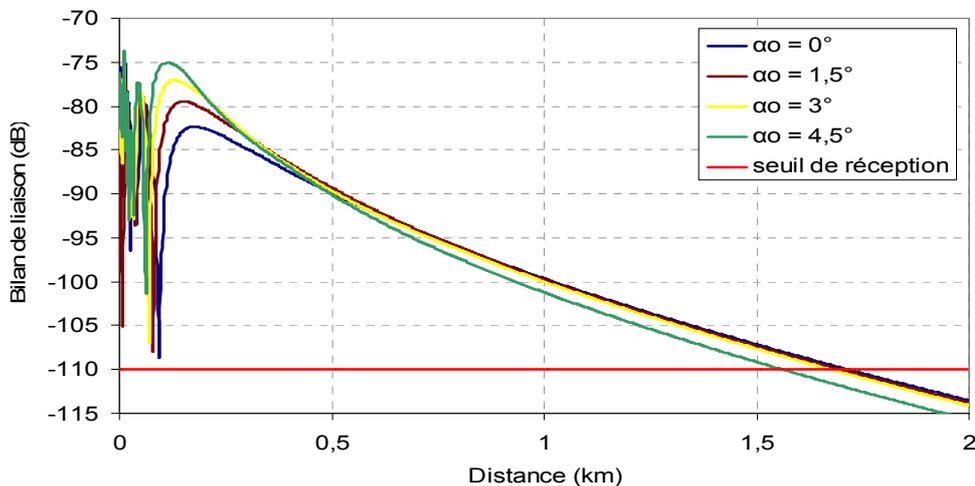


Figure III.3 : Bilan de liaison pour $\Delta H = 15m$

On peut voir ici que pour des inclinaisons de l'émetteur entre 0 et 3°, on perd très peu en portée maximale, ce qui n'est plus le cas pour une inclinaison de 4,5°. On constate aussi que pour une différence de hauteur de 15m entre l'émetteur et le récepteur et quelle que soit l'inclinaison, il n'y a pas de zone d'ombre dans la zone proche de l'émetteur. Cependant pour des distances de 100 m environ, le niveau de puissance est juste au dessus du seuil de réception.

(b) Forte différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur

Observons maintenant les mêmes bilans de liaison obtenus pour une différence de hauteur $\Delta H = 35m$ (**Figure III.4**). Dans ce cas là, on observe bien des zones de non réception pour des distances d'environ 200m, variant avec l'inclinaison de l'émetteur.

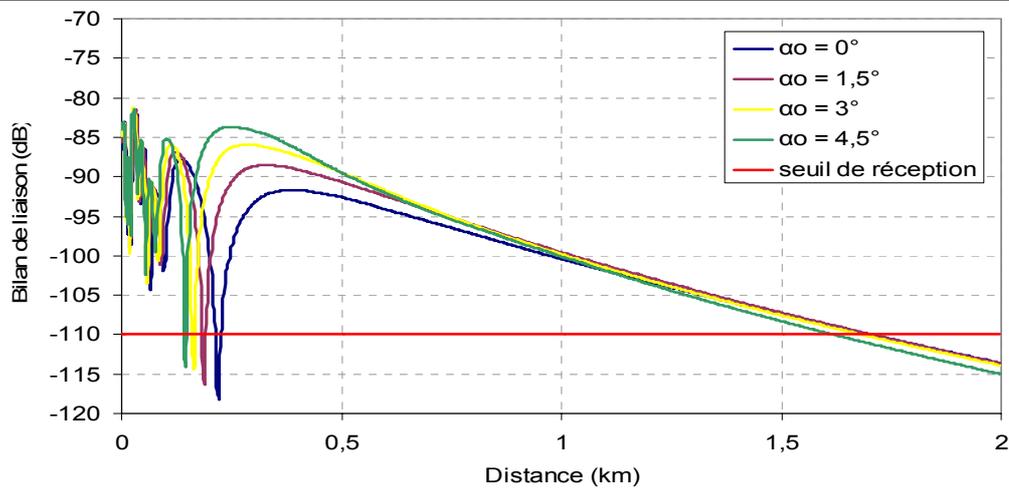


Figure III.4 : Bilan de liaison pour $H = 35m$

On peut constater qu’une inclinaison de 3° va donner le meilleur compromis entre la distance maximale couverte et la profondeur de la zone d’ombre. Cependant, sur une zone assez importante (allant jusqu’à 50 mètres), la puissance reçue est inférieure au seuil de réception.

Les bilans de liaison présentés jusqu’ici ne sont réalisés que dans le plan vertical. Une cartographie de puissance réalisée pour ΔH égale à 35 mètres et α_0 à 3° est présentée **figure III.5**.

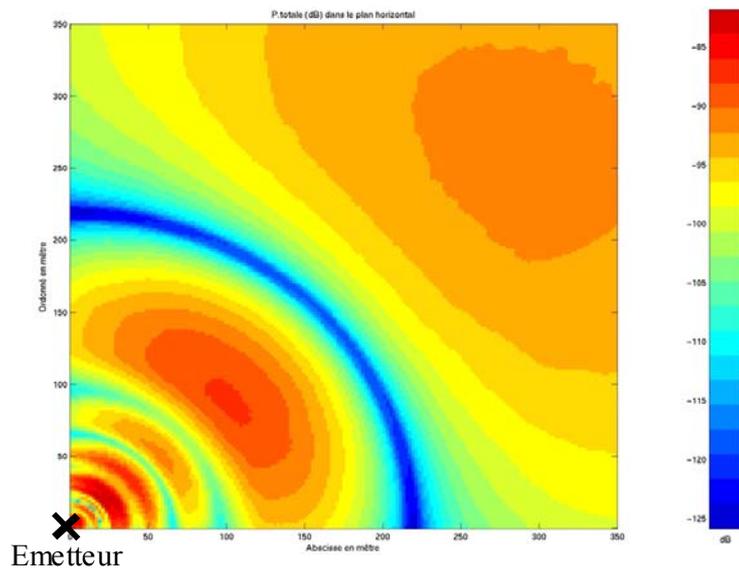


Figure III.5 : Cartographie de puissance reçue pour $H = 35m$ et $\theta_0 = 3^\circ$

Ce calcul prend en compte la puissance directement reçue entre l’émetteur et le récepteur et la puissance réfléchiée sur un sol sec. Cette dernière a peu d’influence sur les résultats à 40 GHz.

La zone bleue ($P < - 110$ dB) représente la zone de non réception. On constate que celle-ci est suffisamment large pour couvrir un nombre important de maisons et donc d'abonnés potentiels. C'est principalement cette zone que l'on va s'appliquer à couvrir correctement à l'aide d'une antenne en cosécante carrée.

III.1.4. Cahier des charges

Le but est donc d'obtenir une antenne permettant d'éliminer ces zones d'ombre, c'est à dire présentant un lobe en cosécante carrée dont il nous faut fixer la valeur de θ_0 .

L'étude de la couverture du système LMDS a montré un certain nombre de zones d'ombre dans la zone proche de l'émetteur, c'est à dire pour des distances inférieures à 400m. Bien sûr, l'idéal serait d'obtenir une puissance constante sur toute la zone de couverture, environ 2 km au maximum. Cependant, l'étude des diagrammes en cosécante carrée théorique a montré que pour obtenir cette couverture, une antenne en cosécante carrée avec θ_0 inférieur à 1° devrait être utilisée ce qui pose plusieurs problèmes :

- la complexité de réalisation d'un tel diagramme
- le fait que la puissance reçue dans toute la zone sera assez faible
- la couverture d'un tel diagramme est extrêmement sensible à la différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur.

Etant donné qu'un diagramme en cosécante carrée corrigé permet, comme nous l'avons remarqué en II.4.4., d'obtenir une puissance constante sur une certaine distance puis une décroissance normale par la suite, nous avons choisi de **couvrir avec un bilan de liaison constant uniquement la zone où on observe des trous de réception. Le diagramme en cosécante carrée adapté dans ces conditions au cas du LMDS présente donc un angle θ_0 égal à 3° et une dynamique de 25 dB environ. La zone de puissance constante est alors comprise entre 300 et 700m pour des hauteurs variant de 15 à 35m.**

Les autres caractéristiques du cahier des charges sont les suivantes :

- un **gain** équivalent à celui de l'antenne directive donc **15 dB**
- une fréquence de fonctionnement dans la bande du système LMDS c'est à dire autour de **41,5 GHz**
- une bande passante en rayonnement et en adaptation la plus large possible

On cherche de plus à réaliser une antenne **planaire et faible coût** pour des raisons déjà évoquées précédemment (élimination des guides d'onde, plus forte intégration...). Nous avons pour cela fait un certain nombre de choix technologiques, et en particulier celui de la technologie imprimée.

III.2. Choix de la technologie imprimée

Afin de réaliser cette antenne, nous avons choisi d'utiliser la technologie imprimée car elle présentait des avantages pour la conception.

III.2.1. Avantages et inconvénients de ce type d'antennes

Le concept de « structures imprimées rayonnantes » est apparu en 1953 avec Deschamps [II.10] et les antennes imprimées (encore appelées antennes plaquées ou antennes patch) ont largement été développées ces dernières années. Plusieurs raisons à cela : elles sont une solution à la réalisation d'antennes de faibles encombrement, épaisseur et poids. Ce type d'antenne peut être conformé et donc plaqué sur des véhicules terrestres, des avions ou des missiles. De plus, la réalisation en grande quantité est très peu onéreuse. Finalement, comme nous allons le voir, la mise en réseau des éléments rayonnants va permettre la formation de diagramme de rayonnement particulier.

Ces antennes présentent aussi un certain nombre d'inconvénients : une faible bande passante (comprise entre 1 et 5 %), un gain moyen (environ 30 dB) et une limitation des puissances transmises à quelques dizaines de watts. Ces aériens sont par ailleurs fortement dépendants du substrat diélectrique employé dont les caractéristiques ont une forte influence sur les performances électromagnétiques de l'antenne. Une attention particulière doit être portée aux pertes, en particulier à 40 GHz. Finalement, la réalisation dans cette gamme de fréquence peut être difficile puisque les faibles dimensions des éléments rayonnants imposent une précision importante.

III.2.2. Principe de fonctionnement des réseaux de patches

Le principe de fonctionnement des antennes imprimées est rappelé en **annexe 3**. Afin de former le diagramme en cosécante carrée, les éléments rayonnants vont être regroupés en réseau.

Dans une antenne réseau, l'énergie est distribuée entre les diverses sources rayonnantes selon une loi donnée.

Soit un réseau linéaire de n éléments rayonnants identiques orientés parallèlement (**Figure III.6**), le champ électrique lointain s'écrit :

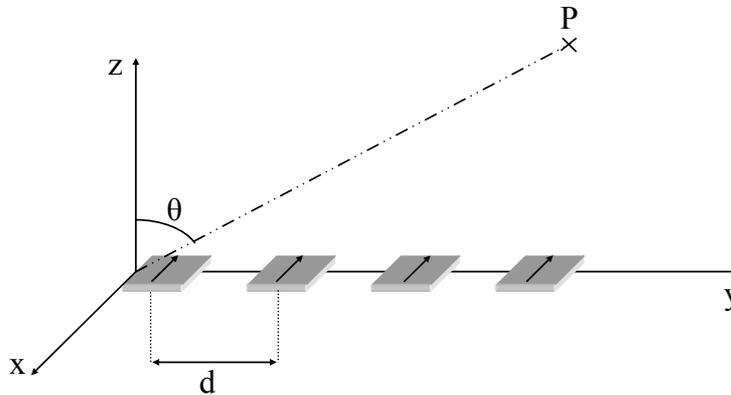


Figure III.6 : géométrie d'un réseau

$$\vec{E}(P) = \vec{E}_0 \cdot \sum_{i=1}^N \vec{I}_i \cdot e^{j(2\pi \cdot y_i \cdot \sin(\theta))} \quad (\text{III.3})$$

avec : \vec{I}_n , la pondération complexe de l'élément n

y_n , la distance en multiple de longueur d'onde entre deux éléments successifs

Les caractéristiques en rayonnement du système dépendent à la fois du diagramme de rayonnement élémentaire, des coefficients d'excitation en amplitude et en phase sur chaque source et de la distance entre éléments.

Le réseau d'alimentation de l'antenne aura pour objectif d'amener l'énergie aux différentes sources en respectant les lois de pondération. La technique la plus simple consiste à alimenter les éléments rayonnants par des lignes microrubans. Deux types d'alimentation sont communément utilisés [II.11] :

- **alimentation série** : une ligne de transmission excite en série les éléments rayonnants (**figure III.7**). La loi des phases impose une longueur de ligne donnée entre deux éléments consécutifs. Le réseau est dit résonnant lorsque

les éléments sont excités en phase, cette longueur est un multiple de la longueur d'onde guidée dans la ligne.

- **alimentation parallèle** : le circuit d'alimentation possède une entrée et n éléments rayonnants en sortie (**Figure III.7**). La puissance est divisée entre les n éléments, avec la distribution désirée.

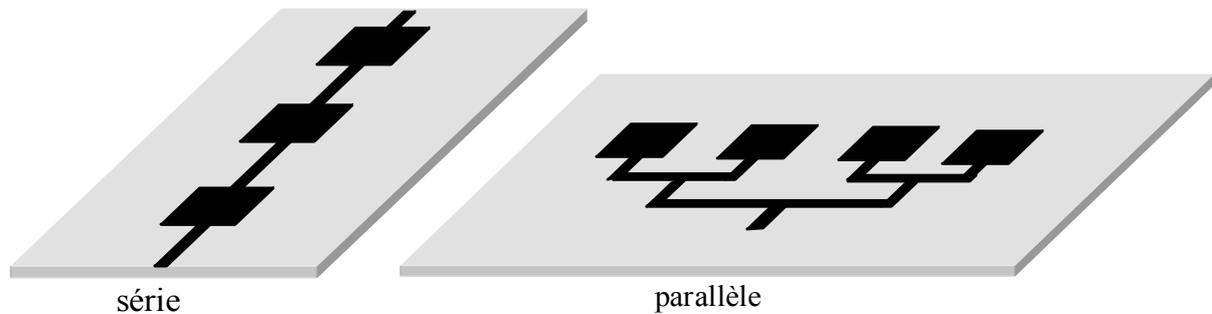


Figure III.7 : Alimentation d'un réseau linéaire

Le choix du type d'alimentation se fait en fonction de différents paramètres qui sont :

- la loi de pondération souhaitée, en amplitude et/ou en phase
- la bande passante souhaitée. Un réseau série aura une bande passante plus faible dans la mesure où la loi de pondération sera plus sensible à la fréquence que dans le cas d'une alimentation parallèle. En effet, les erreurs de phase se cumulent.
- l'encombrement maximum. Un réseau parallèle sera plus encombrant qu'un réseau série.

De plus, il est à noter qu'un réseau parallèle présente des longueurs de ligne supérieures et un plus grand nombre de coudes ce qui engendre davantage de pertes, en particulier dans le domaine millimétrique.

Un autre choix important dans la conception d'une antenne imprimée est celui du substrat diélectrique.

III.3. Substrat utilisé

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microruban. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et une pièce mécanique, car il

supporte la structure. Cela implique des exigences à la fois sur le plan mécanique et électrique parfois difficiles à concilier.

D'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ($h \ll \lambda_0$), le substrat diélectrique affecte le comportement et les performances électromagnétiques de l'aérien. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ($\tan\delta < 10^{-3}$) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ($\epsilon_r < 3$) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une hauteur donnée.

Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originelle. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible.

Parmi les matériaux diélectriques, on peut citer : les céramiques, les semi-conducteurs, les ferrimagnétiques, les matériaux synthétiques, composites... Le détail des caractéristiques de chacune de ces familles de matériaux est donné en **annexe 4** et une liste de matériaux diélectriques provenant de LABTECH, fournisseurs de substrats se trouve en **annexe 5**.

Au cours des travaux présentés dans ce chapitre, plusieurs antennes ont été réalisées sur différents substrats. Les matériaux composites offrant un très bon compromis, nous avons choisi d'utiliser des substrats de la famille des DUROID car ils proposent non seulement des bonnes propriétés électriques et une très faible variation de leur permittivité relative pour des températures comprises entre -55°C et 100°C . Les deux substrats utilisés sont les suivants :

- le DUROID 5880 ($\epsilon_r = 2,2 \pm 0.04$ et $\tan \delta = 0,0015$ à 10 GHz et 23°C)
- le DUROID 6200 ($\epsilon_r = 2,94 \pm 0.04$ et $\tan \delta = 0,0015$ à 10 GHz et 23°C)

De plus, une mesure des pertes sur le DUROID 6002, a montré que la tangente de pertes ne dépassait pas 3.10^{-3} à 37 GHz [**II.12**]. Les pertes de ce type de substrat présentent donc l'avantage de ne pas augmenter considérablement avec la fréquence.

Pour la hauteur du diélectrique, nous avons opté pour $254 \mu\text{m}$ dans les deux cas. En effet, la **figure III.8** montre l'évolution des impédances caractéristiques des lignes microrubans en fonction de leurs largeurs et de leurs hauteurs sur un substrat DUROID 5880,

les résultats obtenus avec le DUROID 6200 étant similaires [II.12] (Ces résultats ont été obtenus par calculs à l'aide des formules de Gupta présentées en **annexe 6**).

On constate que pour une hauteur de substrat faible (127 μm), une très faible variation de largeur entraîne une différence importante au niveau de l'impédance caractéristique de la ligne. Ainsi une petite erreur sur la largeur de la ligne – dû à la précision de la gravure par exemple – peut entraîner une désadaptation de l'antenne. Dans le cas d'une hauteur de 508 μm , ce problème est quasi inexistant mais l'antenne aura une dimension plus imposante (x 4 comparée à une hauteur de 127 μm). Nous avons donc choisi une épaisseur de 254 μm .

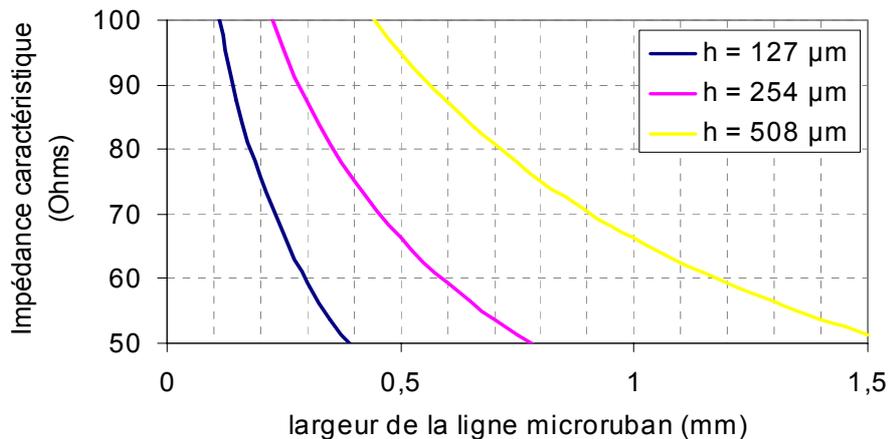


Figure III.8 : Evolution de l'impédance caractéristique de lignes microrubans en fonction de la hauteur du substrat DUROID 5880 et de la largeur de ligne à 41,5 GHz.

Nous allons maintenant nous intéresser plus en détails au principe de conception d'une antenne imprimée à lobe formé, c'est à dire aux choix des pondérations à appliquer aux patchs.

IV. REALISATION D'ANTENNES EN COSECANTE CARREE

IMPRIMEES : DETERMINATION DES PONDERATIONS

Avant de choisir les pondérations à appliquer aux patches, il est nécessaire de définir leur nombre et leur espacement.

IV.1. Détermination de la géométrie du réseau

Déterminer la géométrie du réseau consiste à mettre en réseau les éléments rayonnants primaires suivant une disposition géométrique particulière permettant de répondre au mieux aux exigences imposées en terme de gain, de taille maximale et de diagrammes de rayonnement. L'objectif est ici de choisir le nombre total d'éléments et l'espacement entre ceux-ci (le pas du réseau) afin d'atteindre les niveaux de gain souhaités.

Rappelons que le gain maximum est obtenu lorsque la distance entre sources est comprise entre 0.5 et $0.9\lambda_0$ [II.13]. Si les sources sont trop proches les unes des autres, un phénomène de couplage réduit la valeur du gain. Lorsqu'elles sont trop éloignées, des lobes de réseaux apparaissent et réduisent également le gain dans l'axe. La distance entre éléments sera fixée en fonction des contraintes de gain mais aussi de taille imposées par le cahier des charges.

Lorsque le nombre d'éléments et leur espacement sera choisi, nous déterminerons les pondérations en amplitude et en phase que recevra chaque élément rayonnant pour que le diagramme de rayonnement rentre dans le gabarit imposé.

IV.2. Principe de formation d'un diagramme de rayonnement

La formation du diagramme de rayonnement d'une antenne imprimée se fait par la pondération en amplitude et/ou en phase des différents éléments rayonnants [II.14]. Le choix du type de pondération va dépendre du résultat escompté.

Afin de mieux comprendre le principe, nous allons travailler sur un exemple : huit patches espacés de $0,7 \lambda_0$ (ces paramètres seront ceux utilisés dans la phase de réalisation de l'antenne). Le diagramme de rayonnement formé par ces patches équipondérés en amplitude et en phase est donné **figure IV.1**.

Etudions l'effet des différents types de pondérations sur ce diagramme.

IV.2.1. Pondération en amplitude

Globalement une pondération en amplitude des patches permettra principalement de réduire les lobes secondaires (**Tableau IV.1** et **figure IV.1**). Les numéros ± 1 correspondent aux éléments centraux du réseau.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,4	0,6	0,8	1	1	0,8	0,6	0,4
Phase (°)	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau IV.1 : Pondération en amplitude appliquée aux 8 patches

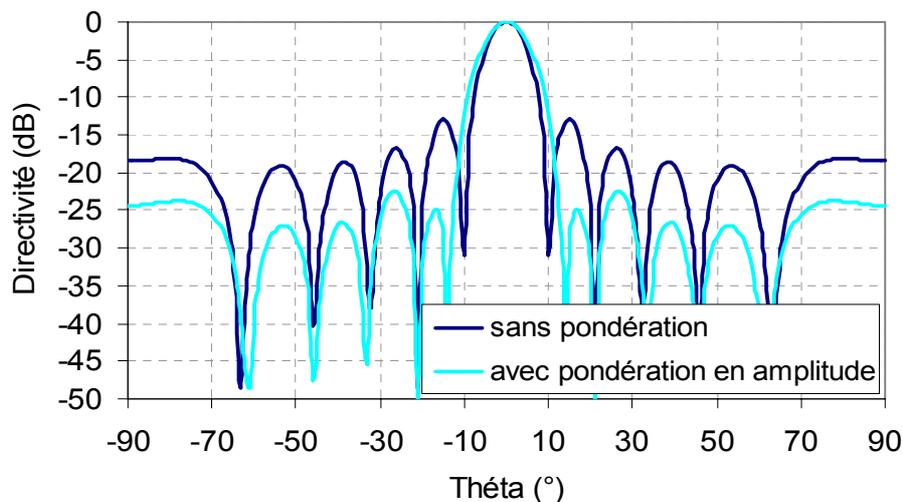


Figure IV.1 : Diagramme de rayonnement obtenu avec 8 patches pondérés ou non en amplitude

Dans cet exemple, les lobes secondaires sont de 10 dB inférieurs au cas équipondéré. Des lois de pondérations prédéfinies de type Tchebyscheff par exemple [II.15], permettent d'optimiser le diagramme de rayonnement.

IV.2.2. Pondération en phase

Les pondérations en phase peuvent avoir plusieurs objectifs :

- dépointer le diagramme de rayonnement
- former un diagramme sectoriel

Ces deux applications sont illustrées par le **tableau IV.2** et la **figure IV.2**.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	1	1	1	1	1	1	1	1
Faisceau dépointé : phase (°)	0	40	80	120	160	200	240	280
Diagramme sectoriel : phase (°)	150	100	60	0	0	60	100	150

Tableau IV.2 : Pondérations appliquées aux 8 patches

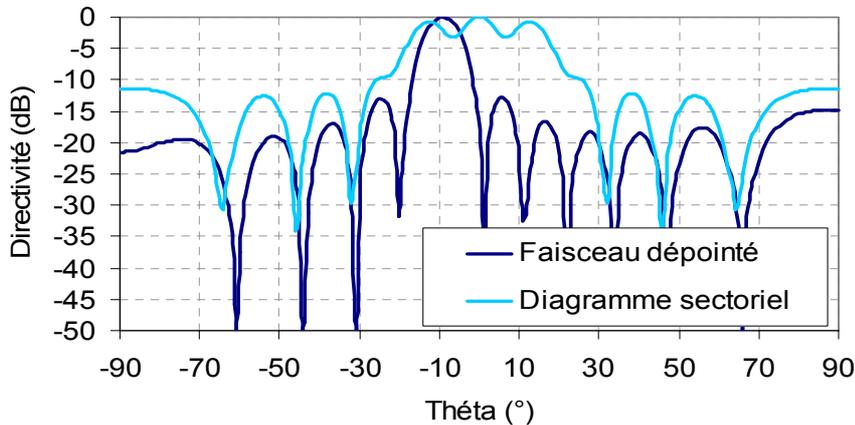


Figure IV.2 : Diagramme dépointé et sectoriel obtenus par pondérations en phase des 8 patches

L'application d'une différence de phase constante entre les éléments provoque un dépointage du lobe principal, alors qu'un déphasage symétrique par rapport au centre du réseau forme un diagramme sectoriel.

IV.2.3. Pondération en amplitude et en phase

Un réseau de patches pondérés en amplitude et en phase pourra donc produire un diagramme dépointé ou sectoriel présentant de faibles lobes secondaires. Mais d'autres allures de diagramme peuvent être obtenues par le choix judicieux des pondérations en amplitude et en phase et en particulier la formation d'un diagramme en cosécante carrée est possible.

Les pondérations en amplitude et en phase à appliquer pour former un diagramme en cosécante carrée sont bien sûr plus complexes que celles qui ont été présentées jusqu'à présent. La détermination de ces pondérations n'est plus réalisable par analyse de réseau : une première étape de synthèse est nécessaire avant une optimisation manuelle par analyse.

La détermination des pondérations a été faite à l'aide du logiciel SARA présenté au chapitre 1. La synthèse de réseau permet de déterminer les pondérations à appliquer aux différents éléments pour obtenir le diagramme de rayonnement souhaité c'est à dire dans notre cas un diagramme en cosécante carrée. Le logiciel SARA permet d'utiliser deux

méthode de synthèse : la synthèse réelle et la synthèse en puissance (ou complexe) [II.16] [II.17].

Pour commencer l'étude, nous allons toujours utiliser 8 patchs espacés de $0,7 \lambda_0$ et nous allons chercher à former le diagramme en cosécante carrée défini, présentant un angle $\theta_0 = 3^\circ$ et une dynamique égale à 25 dB. La **figure IV.3** rappelle l'allure de ce diagramme théorique.

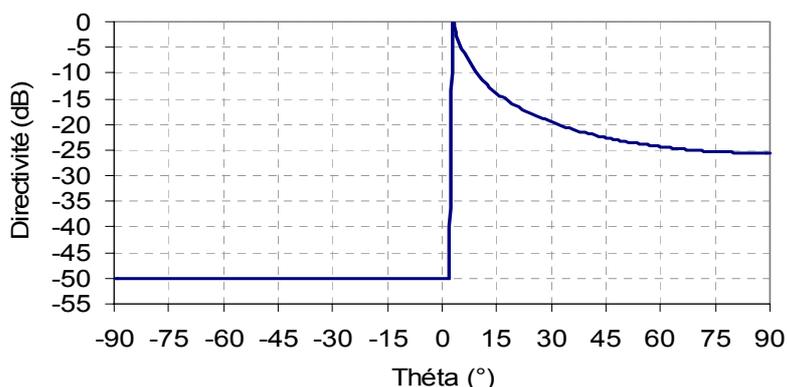


Figure IV.3 : Diagramme en cosécante carrée avec $\theta_0 = 3^\circ$

IV.3. Obtention d'un diagramme en cosécante carrée

IV.3.1. Synthèse en puissance

Une première étude à l'aide de la synthèse en puissance a permis d'obtenir le diagramme (**figure IV.4**) avec les pondérations donnés au **tableau IV.3**.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,67	1	1	0,87	0,48	0,81	0,31	0,51
Phase (°)	-136	-156	153	131	141	102	91	101

Tableau IV.3 : Pondérations déterminées à l'aide du logiciel SARA utilisant la méthode de synthèse en puissance

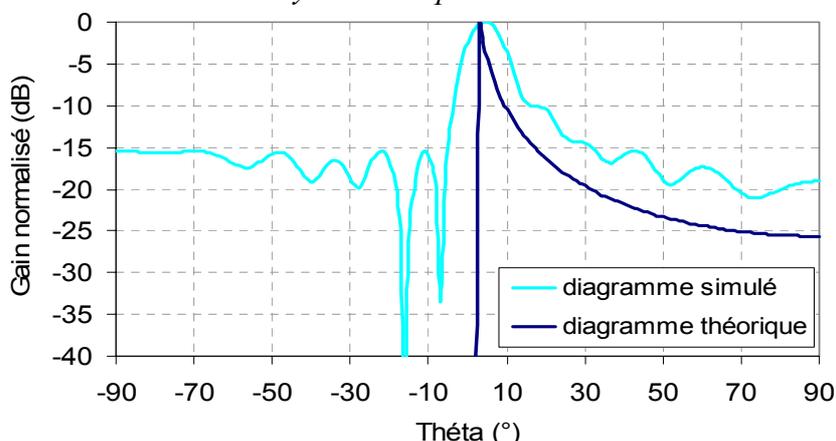


Figure IV.4: Diagramme en cosécante carrée obtenu avec SARA par synthèse en puissance

Le diagramme obtenu est proche de ce que l'on souhaite, bien que la dynamique soit inférieure aux 25 dB recherchés. Il serait nécessaire d'utiliser plus d'éléments afin de se rapprocher d'avantage du gabarit. Dans tous les cas, les pondérations données par cette méthode sont très différentes d'un patch à l'autre ce qui implique un réseau de distribution complexe et de type parallèle. Les deux inconvénients principaux de ce type de réseau sont :

- la présence de nombreux coudes et tés qui engendrent des pertes non négligeables dans le domaine millimétrique
- l'encombrement. La conception d'un réseau plan par la juxtaposition d'un certain nombre de réseaux linéaires sera envisagée par la suite. Il est donc nécessaire d'obtenir un réseau peu encombrant.

Nous nous sommes donc orientés vers la **méthode de synthèse réelle** pour modifier les pondérations jusqu'à obtenir un **réseau plus simple à réaliser**.

IV.3.2. Synthèse réelle

A l'aide du logiciel SARA, utilisé en synthèse réelle, les pondérations du **tableau IV.4** ont été obtenues ainsi que le rayonnement de la **figure IV.5**:

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,06	0,3	0,58	1	1	0,58	0,3	0,06
Phase (°)	-8	24	26	30	-30	-26	-24	8

Tableau IV.4 : Pondérations déterminées à l'aide du logiciel SARA utilisé en synthèse réelle

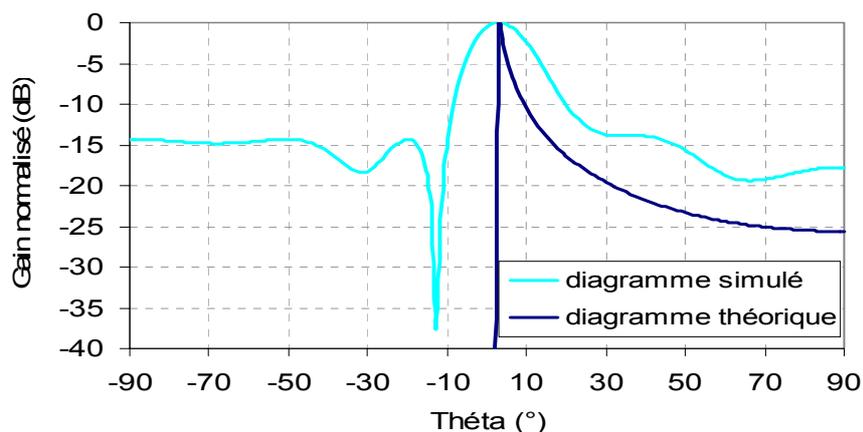


Figure IV.5 : Diagramme de rayonnement obtenu avec les pondérations du tableau IV.4

On constate ici que pour former un lobe en cosécante carrée, on peut appliquer des pondérations respectant une certaine loi de symétrie donnée **figure IV.6**.

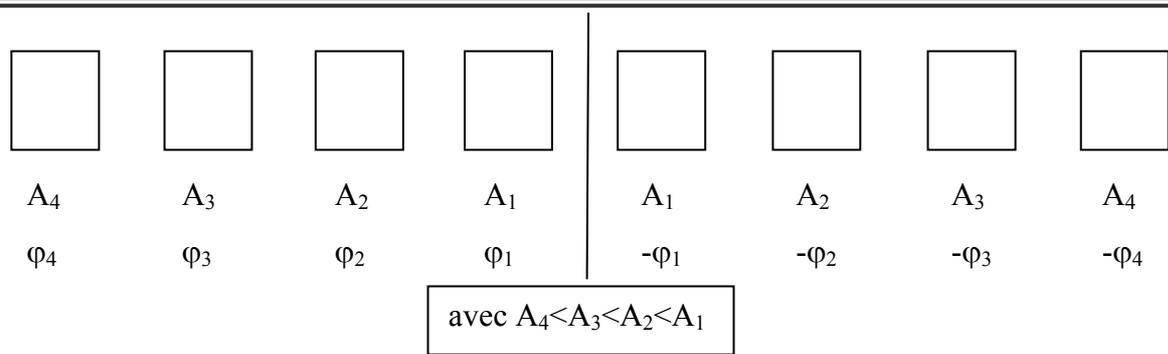


Figure IV.6 : Répartition des amplitudes et des phases

Ces pondérations sont beaucoup plus simples à appliquer que les précédentes données par la méthode de synthèse. En effet, par rapport au centre, elles sont symétriques en amplitude et antisymétriques en phase. Elles sont aussi décroissantes en amplitude à partir du centre et permettent donc d'alimenter le réseau par le milieu et de réaliser une alimentation en série.

On peut cependant voir sur le diagramme que la dynamique obtenue n'est pas encore suffisante. Afin d'augmenter la dynamique du diagramme, nous avons travaillé en analyse sous SARA pour optimiser les pondérations.

IV.4. Etude des pondérations en analyse

Le but ici était d'approcher au maximum le diagramme théorique mais aussi de simplifier les pondérations des patches. Dans un premier temps, nous avons fait évoluer les pondérations en amplitude afin de gagner un peu en gain, sans dégrader le diagramme puis nous nous sommes intéressé aux pondérations en phase.

IV.4.1. Pondérations en amplitude

Les pondérations en phase ont été prises égales à celles données par la synthèse réelle, et une augmentation progressive des amplitudes appliquées sur les patches a donné les résultats regroupés dans le **tableau IV.5** et sur la **figure IV.7**.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitudes donnée par la synthèse	0,06	0,3	0,58	1	1	0,58	0,3	0,06
Amplitudes modifiées	0,13	0,35	0,65	1	1	0,65	0,35	0,13

Tableau IV.5 : Modification des pondérations en amplitude

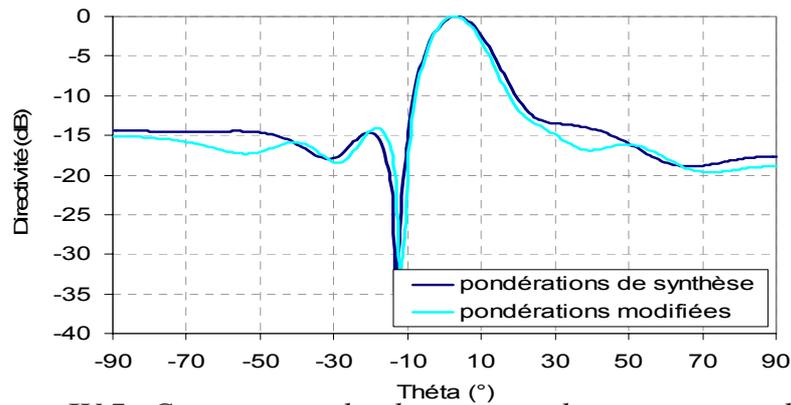


Figure IV.7 : Comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus

L'ouverture à -3 dB obtenue en augmentant les pondérations en amplitude est plus faible, on pourra donc obtenir un gain plus important. Cependant, des ondulations apparaissent dans le diagramme pour des angles supérieurs à 30°. On ne pourra donc pas augmenter davantage les pondérations en amplitude sans dégrader le rayonnement.

IV.4.2. Pondérations en phase

Après avoir fixé les pondérations en amplitude, l'influence des pondérations en phase a été étudiée. La première étape consiste à remarquer que les pondérations en phase sur les deux patches extérieurs ont peu d'influence. Dans l'optique de simplifier la conception du réseau d'alimentation, les phases sur les 3 patches extérieurs ont été harmonisées. Nous avons pu constater au fur et à mesure de l'étude que les pondérations en phase permettaient de définir à la fois le dépointage du lobe mais aussi la dynamique du diagramme. En particulier, les pondérations centrales ont une très forte influence sur cette dernière. La **figure IV.8** présente des diagrammes obtenus avec des pondérations en phase identiques et égales à 25° sur tous les patches en dehors des deux patches centraux. Sur des derniers, les phases ont été prises successivement égales à $\pm 20^\circ$, $\pm 30^\circ$ et $\pm 40^\circ$.

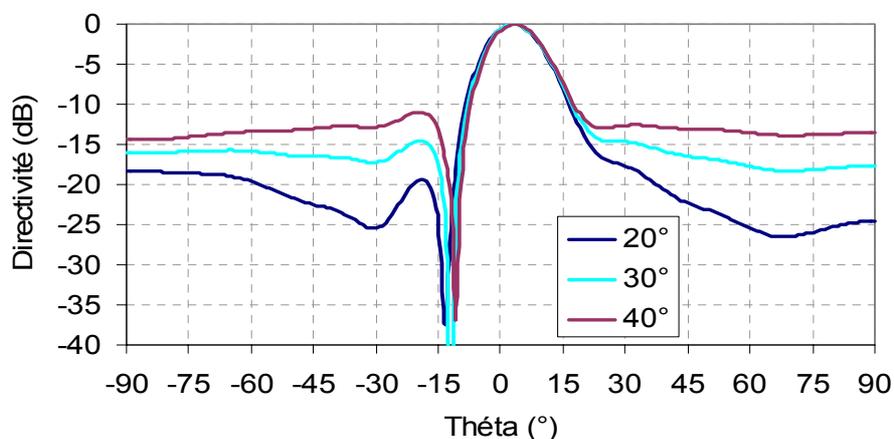


Figure IV.8 : Comparaison des rayonnements en fonction des pondérations en phase

L'optimisation des autres pondérations en phase permet alors d'ajuster la forme du diagramme de rayonnement afin de se rapprocher au maximum du diagramme idéal.

Dans ce manuscrit, la conception de deux antennes sera présentée car deux lois de pondérations ont été retenues.

IV.4.3. Solutions retenues

(a) Première antenne

Les pondérations utilisées pour la conception de la première antenne en cosécante carrée sont présentées **tableau IV.6** et **figure IV.9**.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,13	0,35	0,65	1	1	0,65	0,35	0,13
Phase (°)	40	40	40	28	-28	-40	-40	-40

Tableau IV.6 : Pondérations optimisées

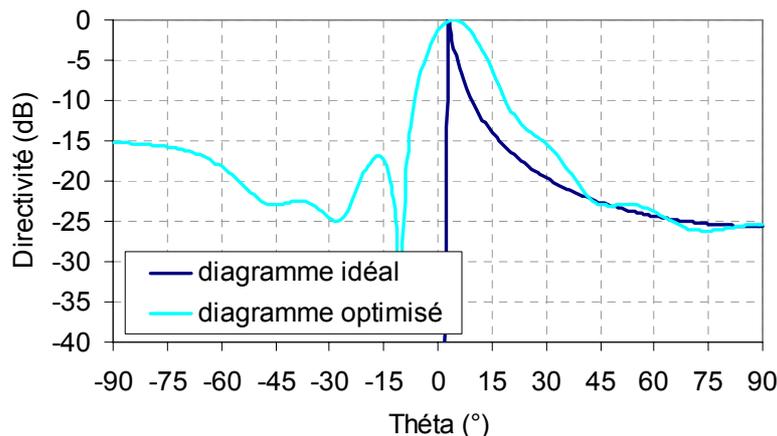


Figure IV.9 : Comparaison des diagrammes idéal et optimisé

Ce diagramme a été optimisé pour un écartement entre patch de $0,7 \lambda_0$. Les pondérations choisies permettent de réaliser un diagramme dépointé de 3° et présentant une dynamique de 25 dB.

(b) Deuxième antenne

Bien que le résultat précédent soit très satisfaisant, nous avons encore cherché à simplifier les pondérations lors de la deuxième réalisation. Le but était d'obtenir des phases identiques sur les 4 premiers et les 4 derniers patches. Il s'est avéré que cela était possible sous certaines conditions :

- les pondérations en amplitude devaient être diminuées à nouveau ce qui implique une diminution du gain,
- la réalisation du dépointage du lobe n'est plus possible ce qui impose un tilt mécanique de l'antenne.

Cependant, les résultats donnés dans le **tableau IV.7** et sur la **figure IV.10** sont très satisfaisants puisqu'ils proposent un diagramme très proche de la théorie avec des pondérations simplifiées.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,08	0,3	0,63	1	1	0,63	0,3	0,08
Phase (°)	0	0	0	0	32	32	32	32

Tableau IV.7 : Pondération simplifiées et optimisées

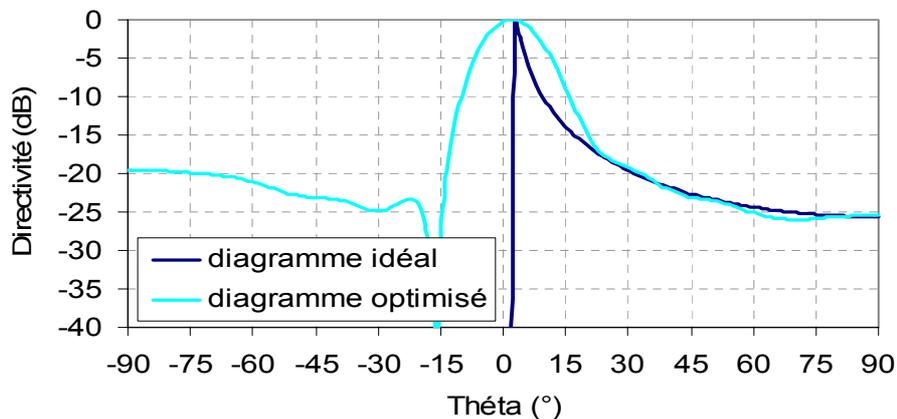


Figure IV.10 : Comparaison des diagrammes idéal et optimisé

Ces pondérations ont été optimisées pour un écartement entre patches de $0,65 \lambda_0$.

Ayant déterminé les pondérations à appliquer, la conception des différents réseaux d'alimentation pouvait être effectuée. Cependant, nous avons souhaité évaluer l'influence des erreurs d'amplitude et de phase introduites par notre réseau d'alimentation.

IV.5. Influence des erreurs de pondérations sur le rayonnement

La conception d'un réseau d'alimentation à 40 GHz ne peut être parfaite. Des erreurs de pondération sont toujours présentes. De plus, l'évolution rapide de la longueur d'onde dans la bande de travail va engendrer des erreurs qui dégraderont le diagramme de rayonnement. En particulier, un réseau de patch série, bien qu'avantageux en terme d'encombrement, présente des écarts de phase plus importants qu'un réseau parallèle dans la mesure où les

erreurs s’ajoutent. Les pondérations des patches extérieurs seront donc plus dégradées que celles des patches centraux si l’alimentation est au centre.

A cela s’ajoute la réalisation de l’antenne pour laquelle la précision de la gravure doit être maximum. Aux fréquences millimétriques une erreur d’une dizaine de micromètres entraîne de nouvelles dégradations sur le diagramme de rayonnement. Nous avons voulu observer les effets de ces erreurs de pondérations sur le diagramme de rayonnement souhaité en considérant dans un premier temps les erreurs d’amplitude et dans une seconde partie les erreurs de phase. Le diagramme de référence sera celui de la **figure IV.10**.

IV.5.1. Erreurs en amplitude

Les erreurs en amplitude peuvent être de différentes natures : aléatoires, dues à des défauts de gravure ou bien symétriques par rapport au centre. Bien sûr, des erreurs d’amplitude sur les patches extérieurs les moins pondérés auront peu d’influence. Observons les diagrammes obtenus pour des erreurs aléatoires de $\pm 5\%$ et $\pm 10\%$ sur tous les patches (**figure IV.11**). Les cas 1, 2, 3 et 4, 5, 6 sont six cas aléatoires où des erreurs respectivement de $\pm 5\%$ et $\pm 10\%$ sont appliquées sur chaque patch.

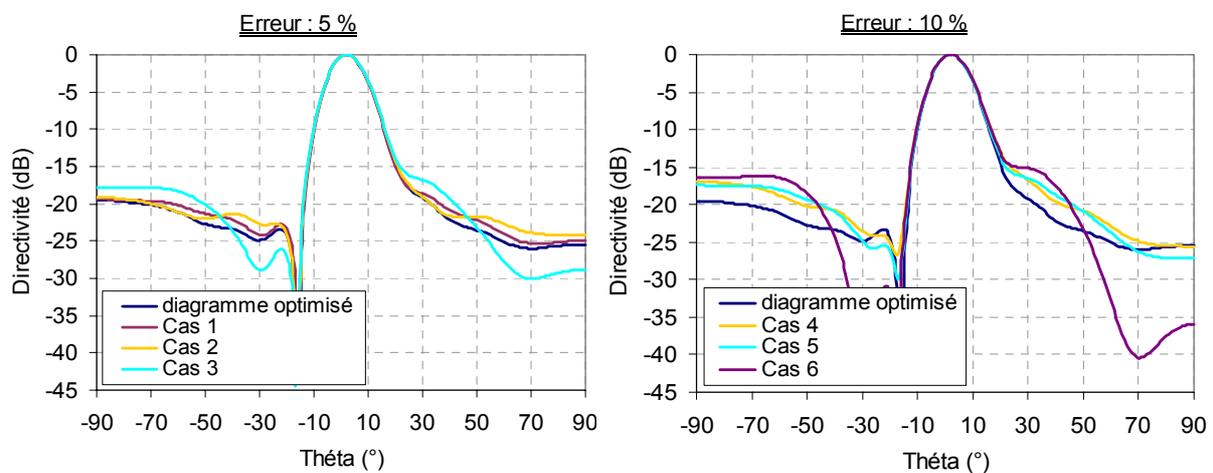


Figure IV.11 : Influence des erreurs aléatoires de pondérations en amplitude

On constate qu’une erreur aléatoire de $\pm 5\%$ peut dans certains cas avoir une influence sur le diagramme de rayonnement bien que celle-ci puisse être considérée comme acceptable. Au contraire, une erreur de 10% peut entraîner d’importantes déformations tant au niveau des lobes secondaires que de la dynamique du diagramme (cas n°6).

Des erreurs de symétrie sont maintenant appliquées entre les deux patchs centraux, de 10, 20 et 30 %, tout en respectant la loi de décroissance pour chaque côté du réseau (**tableau IV.8 et figure IV.12**).

	Pondération en amplitude	
	Patch - 1	Patch 1
Cas 1 : erreur de 10 %	1	0,9
Cas 2 : erreur de 20 %	1	0,8
Cas 3 : erreur de 30 %	1	0,7

Tableau IV.8 : Pondération en amplitude sur les patchs centraux

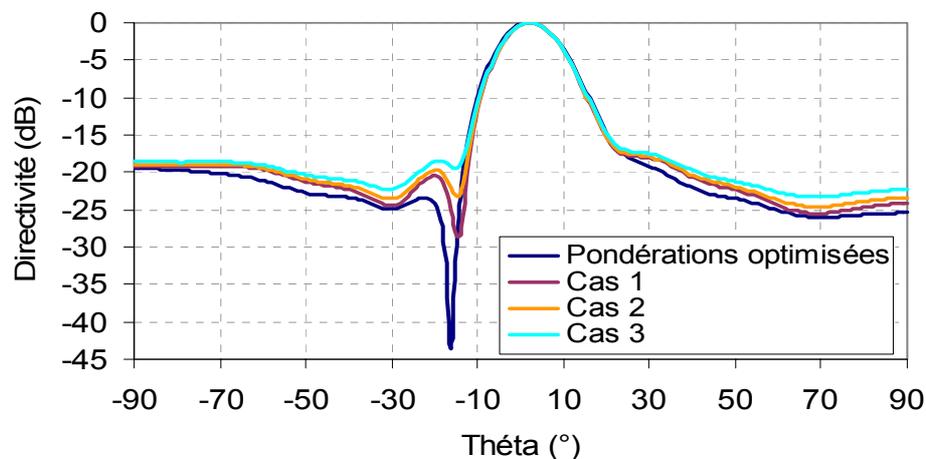


Figure IV.12 : Diagrammes de rayonnement obtenus pour différents pourcentages d'erreur

On constate ici que l'influence de ce type d'erreur sur le diagramme de rayonnement est très minime compte tenu du pourcentage d'erreur. Les lobes secondaires augmentent légèrement et la dynamique décroît de 3 dB au maximum. Ce résultat est très intéressant car comme nous le verrons par la suite une erreur d'amplitude entre les deux patchs centraux sera inévitable.

IV.5.2. Erreurs de phase

Observons l'impact des erreurs de phase. De même celles-ci seront soit aléatoires, soit fixes et plus importantes sur les patchs extérieurs. Comme nous l'avons vu précédemment (**figure IV.8**), une erreur de phase sur les pondérations des deux patchs centraux a une influence très importante sur la dynamique du diagramme de rayonnement. L'obtention d'un déphasage correct entre ces deux patchs sera donc essentielle dans la conception de l'antenne.

Considérons une erreur de phase aléatoire de 5° puis 10° sur les phases des 6 patches extérieurs (**figure IV.13**). Comme précédemment, les cas 1, 2, 3 et 4, 5, 6 sont six cas aléatoires où des erreurs respectivement de $\pm 5^\circ$ et $\pm 10^\circ$ sont appliquées sur chaque patch.

Une erreur de 5° ne sera pas pénalisante alors que dans certains cas une erreur de 10° (qui peut correspondre à un écart de 20° entre 2 patches consécutifs) peut avoir des conséquences importantes sur le diagramme.

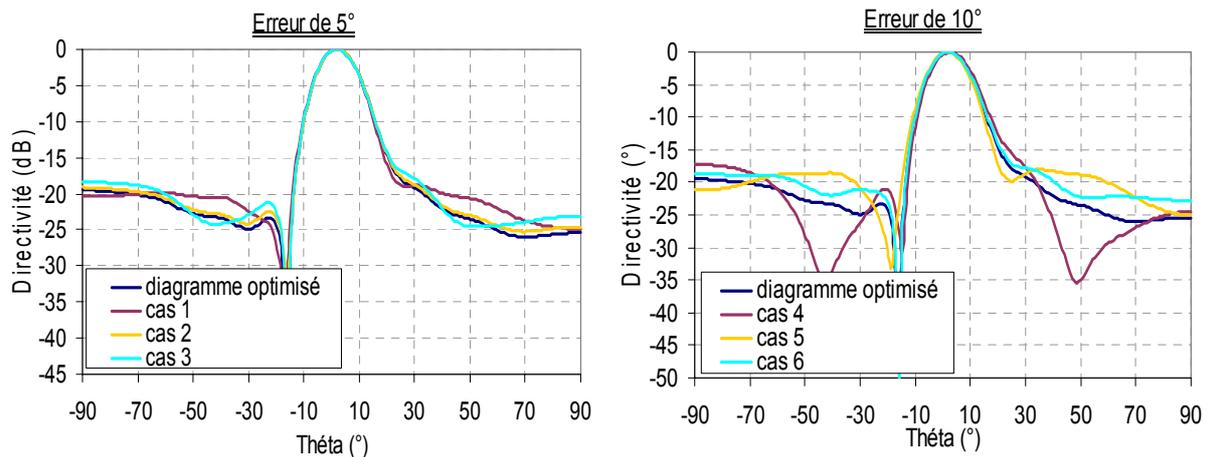


Figure IV.13 : Diagrammes de rayonnement obtenus pour des erreurs de phase aléatoires de 5 et 10°

Considérons à présent le cas le plus réaliste qui consiste à appliquer des erreurs de phase plus importantes sur les patches extérieurs. Par exemple, on peut considérer que sur un réseau série pour des fréquences éloignées de la fréquence centrale, les erreurs respectives sur les patches ± 2 , ± 3 et ± 4 seront de 10° , 20° et 30° . Le diagramme obtenu est présenté **figure IV.14**. Celui-ci est peu perturbé, en dehors des lobes secondaires qui augmentent légèrement.

On constate donc que, les erreurs de phase ont relativement peu d'importance lorsqu'elles interviennent sur les 6 patches extérieurs.

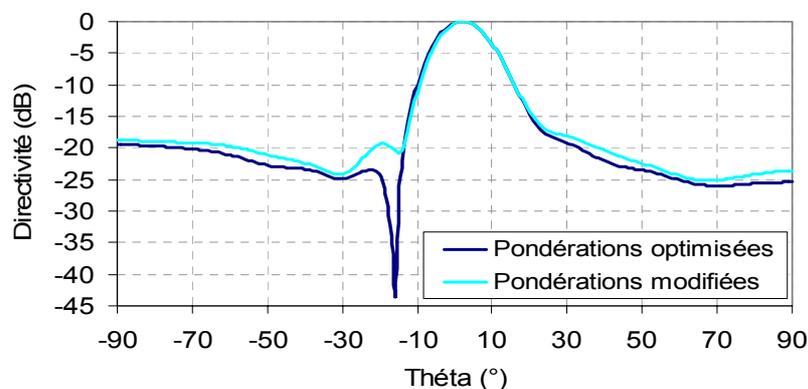


Figure IV.14 : Diagramme de rayonnement obtenu avec des erreurs de phase cumulées sur les patches extérieurs

Cependant, il est important de rappeler que les pondérations sur les deux patchs centraux doivent impérativement être respectées pour obtenir le diagramme souhaité. Bien sûr, le cumul des erreurs en amplitude et en phase donnera lieu à des diagrammes de rayonnement davantage perturbés.

Nous allons maintenant nous intéresser à la conception d'un premier réseau.

V. CONCEPTION D'UNE ANTENNE EN COSECANTE CARREE A 40 GHz

La conception d'une antenne imprimée à lobe formé doit être réalisée en plusieurs étapes :

- le choix de la géométrie du réseau et des pondérations.
- le design du patch élémentaire.
- la vérification du rayonnement obtenu en prenant en compte l'élément de base. En effet, des problèmes de couplage peuvent apparaître, il faut alors les résoudre en modifiant éventuellement les pondérations.
- la conception du réseau d'alimentation des patches et l'adaptation de l'antenne.

Toutes ces étapes vont être détaillées dans ce paragraphe.

V.1. Choix de la géométrie du réseau

Avant de choisir des pondérations, certaines caractéristiques techniques de l'antenne doivent être définies et en particulier le nombre de patch et leur écartement.

Le gain souhaité est de l'ordre de 15 dB, il est donc nécessaire d'utiliser 8 patches.

Afin de faciliter la conception du réseau d'alimentation, il est commode d'imposer une distance de λ_g entre les patches. En effet, cela permet de placer quatre tronçons de ligne de longueur $\lambda_g/4$ nécessaires à la réalisation des pondérations en amplitude. Avec le substrat choisi, le DUROID 5880 présentant une permittivité relative ϵ_r égale à 2,2, cette distance est équivalente à $0,7 \lambda_0$. Les pondérations ont donc été optimisées pour cet écartement.

V.2. Choix des pondérations

Dans un premier temps, les pondérations ont été choisies afin de réaliser à la fois la dynamique de 25 dB choisie et le dépointage de 3° du lobe, ce qui ne correspond pas aux poids en phase les plus simplifiés. Mais cela permet d'obtenir un gain maximum. Les pondérations et le diagramme correspondant sont donnés ci-dessous.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,13	0,35	0,65	1	1	0,65	0,35	0,13
Phase (°)	40	40	40	28	-28	-40	-40	-40

Tableau V.1 : Pondérations choisies pour la conception

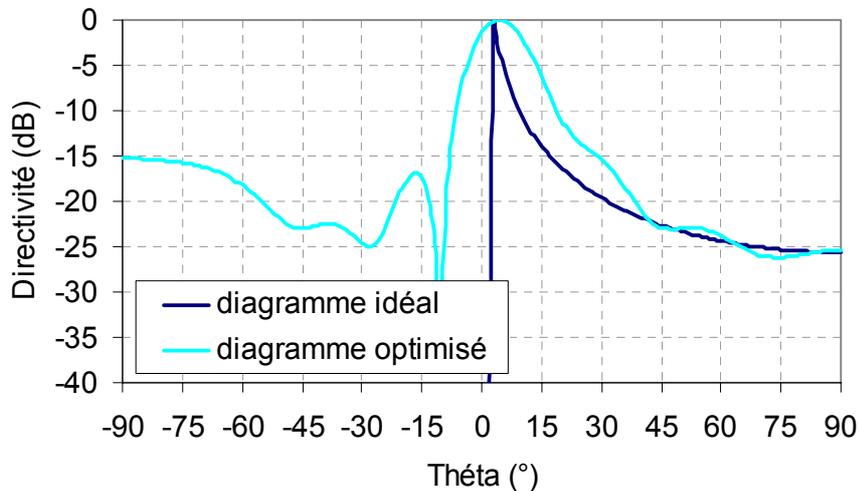


Figure V.1 : Diagramme choisi pour la conception

V.3. Vérification des pondérations avec prise en compte de la géométrie du patch

Nous allons étudier dans un premier temps le patch élémentaire du réseau. En effet, l'élaboration d'un réseau d'antennes dépend en grande partie des caractéristiques du patch élémentaire. C'est pour cette raison qu'une étude de cet élément est primordiale.

Le patch présenté ici a été modifié plusieurs fois au cours de la conception car certaines exigences n'avaient pas été prises en compte lors du premier dimensionnement. Nous allons présenter ici la version finale.

V.3.1. Géométrie et performances du patch

A l'aide de la méthode de la cavité comme première approximation (**annexe 3**), puis par simulation utilisant la méthode FDTD, le côté de patch carré travaillant à 41,5 GHz a été fixé à 2,17 mm.

Afin d'obtenir un diagramme en cosécante carrée avec une polarisation parallèle au plan de formation du lobe, c'est à dire au plan d'alignement des patches, la géométrie du réseau doit être la suivante (**figure V.2**).

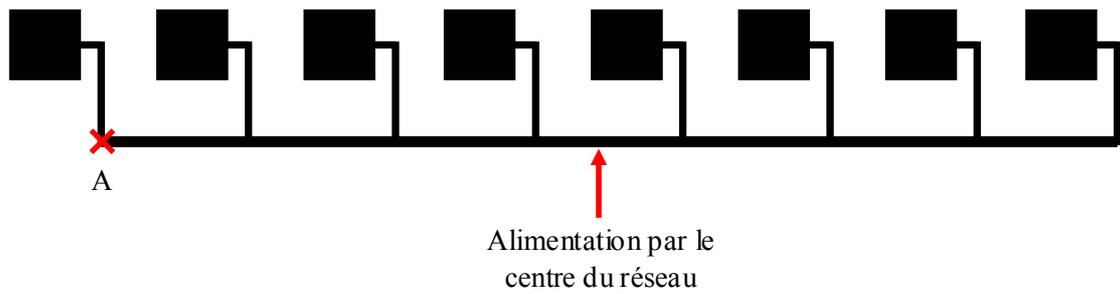


Figure V.2 : Géométrie du réseau

L'impédance d'entrée au point noté A (**figure V.2**) doit être réelle et stable en fréquence pour obtenir des performances en terme de rayonnement les plus constantes possibles, c'est à dire une large bande de fonctionnement.

C'est pour cette raison qu'un patch à encoche [**II.18**] a été utilisé afin de diminuer fortement l'impédance d'entrée de celui-ci et de remplir les conditions ci-dessus. Après optimisation, la géométrie du patch choisie est donnée **figure V.3**.

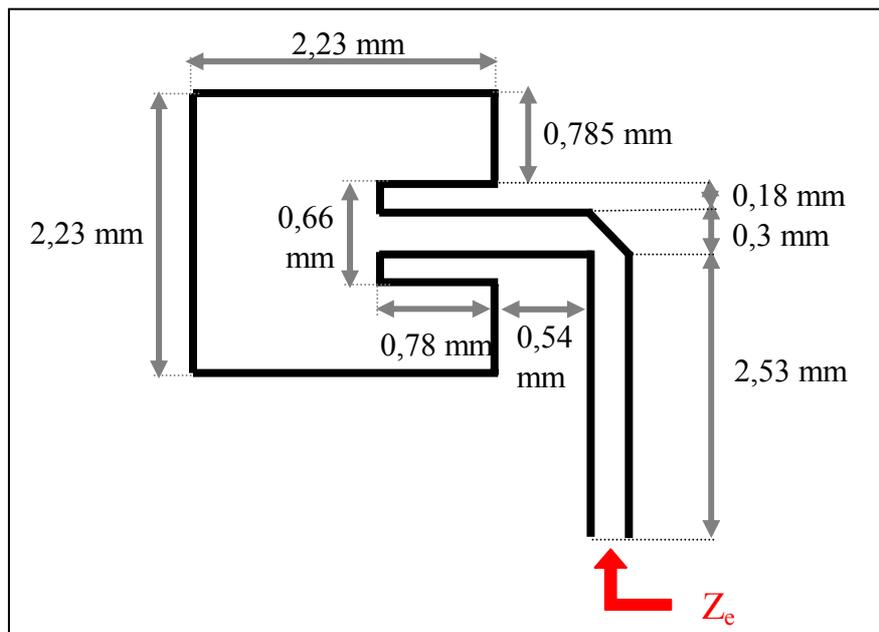


Figure V.3 : Géométrie du patch utilisé

La méthode utilisée pour mesurer l'impédance d'entrée du patch par la méthode FDTD, permettant un calcul juste de celle-ci, est rappelée en **annexe 2**.

Les résultats obtenus sont donnés **figure V.4**.

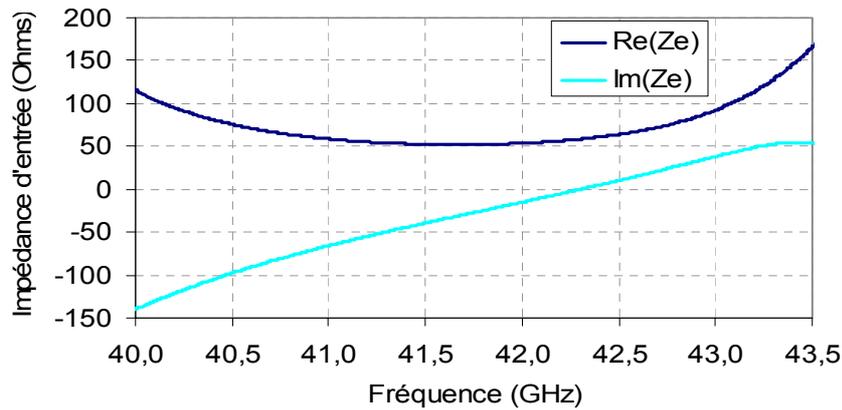


Figure V.4 : Impédance d'entrée du patch (FDTD)

La partie réelle est stable et égale à 50Ω entre 41 et 42,5 GHz et la partie imaginaire varie entre -60 et 10Ω dans cette même bande.

On obtient donc un patch dont les caractéristiques en terme d'impédance d'entrée satisfont parfaitement à notre application et faciliteront la conception du réseau d'alimentation. En terme de rayonnement, la directivité obtenue est égal à 6,7 dB et la polarisation croisée est de -13 dB, assez élevée due aux encoches. Cependant, nous verrons par la suite comment la diminuer.

Avant de passer à la conception du circuit d'alimentation, nous avons vérifié que le patch à encoche n'introduisait pas trop de perturbation (couplage).

V.3.2. Vérification des pondérations

Une simulation FDTD des 8 patches à encoche avec leur ligne d'alimentation, alimentés par 8 générateurs pondérés a donc été réalisée. La simulation du réseau a donné le diagramme de rayonnement de la **figure V.5**.

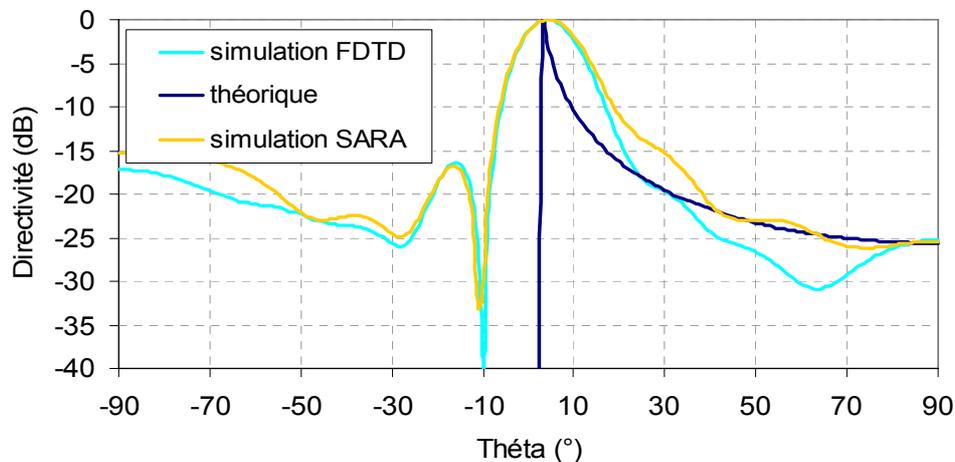


Figure V.5 : Comparaison des diagrammes théorique et simulé à 42 GHz

On peut constater que l'on ne retrouve pas le diagramme de rayonnement obtenu précédemment sous SARA. En effet, le couplage entre les patches et les lignes introduit une déformation du diagramme de rayonnement.

Les pondérations relevées sur les patches, par l'intermédiaire des densités surfaciques de courants, sont données **tableau V.2**.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,11	0,4	0,77	1	0,96	0,64	0,38	0,14
Erreur en amplitude (%)	15,4	14,3	18,5	0	4	1,5	8,5	7,7
Phase (°)	74	57	42	28	-20	-34	-30	-24
Erreur en phase (°)	34	17	2	0	8	6	10	16

Tableau V.2 : Pondérations relevées sur les patches

Celles-ci ne correspondent pas aux poids appliqués par les générateurs en bout de chaque ligne, ce qui confirme le couplage entre les éléments. En particulier, on peut constater des erreurs de phase très importantes sur les patches extérieurs. Le calcul de nouvelles pondérations tenant compte du couplage a donc été effectué.

V.4. Calcul de nouvelles pondérations

Afin d'obtenir un diagramme de rayonnement correct et les pondérations correspondantes, un certain nombre de simulations ont été réalisées, à la fois sous SARA avec prise en compte du couplage, et avec la méthode FDTD. Après optimisation, les résultats suivants ont été obtenus :

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,15	0,3	0,55	1	1	0,6	0,3	0,15
Phase (°)	50	25	40	33	-33	-40	-50	-55

Tableau V.2 : Pondérations définitives tenant compte du couplage entre les patches

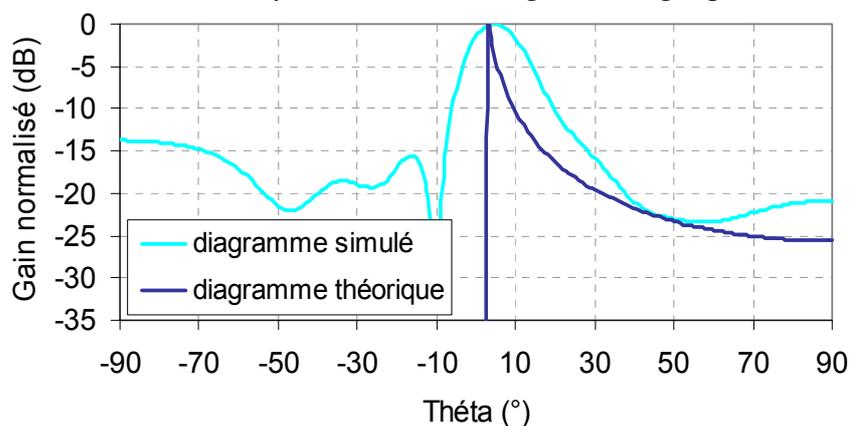


Figure V.6 : Diagramme de rayonnement obtenu par simulation FDTD

On retrouve une dynamique de l'ordre de 23 dB et un angle de dépointage de 4°. Cependant, le diagramme est moins propre que précédemment et les pondérations en phase plus variables.

Les pondérations étant maintenant définitives et le patch étudié, nous pouvons nous intéresser à la conception du réseau de distribution.

V.5. Conception du réseau de distribution

Dans notre cas, les pondérations en amplitude étant symétriques et décroissantes à partir du centre, nous avons choisi d'exciter les patches par le centre du réseau. De plus, les pondérations en phase ont été optimisées afin d'obtenir des écarts assez faibles entre les phases des quatre patches de gauche et de droite.

Nous avons donc choisi de faire une alimentation série par le milieu de l'antenne. Les pondérations en amplitude ont été appliquées à l'aide de tronçons de ligne quart d'onde entre chaque patch et les pondérations en phase ont été appliquées sur la ligne d'alimentation de chaque patch.

V.5.1. Réalisation des pondérations

Les lois d'excitation en amplitude sont appliquées au travers d'une série de transformateurs quart d'onde alimentant chacun des patches. Les impédances caractéristiques des tronçons sont choisies en fonction de l'amplitude du courant à amener à chaque patch. La méthode de détermination de ces lignes est rappelée en **annexe 7**.

Les pondérations en amplitude étant appliquées sur la ligne reliant deux patches successifs, les pondérations en phase sur chaque patch sont réalisées sur la ligne d'accès de chacun.

La façon la plus simple de pondérer en phase est de faire varier la longueur de la ligne d'alimentation. Dans notre cas, une seconde contrainte s'ajoutait : celle de ne pas perturber les pondérations en amplitude déjà calculées. Pour cela, les impédances ramenées par chaque patch au niveau de la ligne centrale ont été ajustées à l'aide de tronçons de ligne d'impédances caractéristiques différentes placés sur la ligne d'alimentation de chaque patch.

V.5.2. Réseau de distribution obtenu

Le réseau d'alimentation a été simulé à l'aide du logiciel HPADS et avec la méthode FDTD. L'antenne obtenue est présentée sur la **figure V.7**.

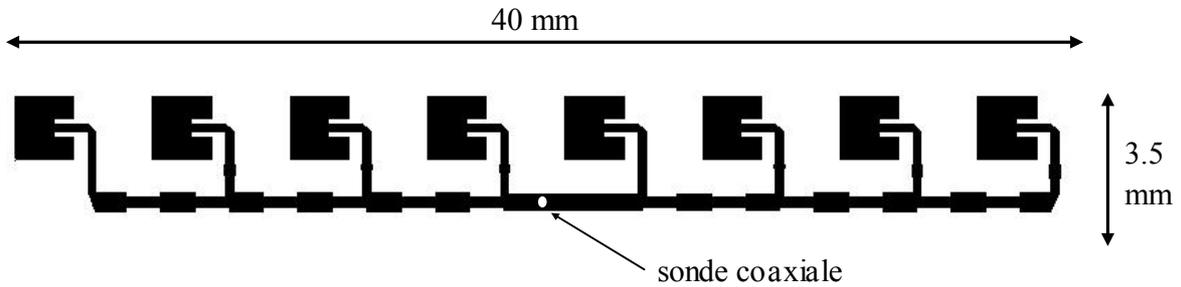


Figure V.7 : Schéma de l'antenne avec son réseau d'alimentation

La partie suivante est consacrée à la présentation des résultats en terme de pondérations, de rayonnement et d'impédance d'entrée.

VI. SIMULATION DE L'ANTENNE

Les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus par la méthode FDTD. Par rapport aux dimensions calculées, un certain nombre d'approximations ont été faites, dues à la taille des mailles qui ne peut être réduite suffisamment sans augmenter considérablement les temps de calculs.

VI.1. Adaptation

Le coefficient de réflexion de l'antenne en cosécante carrée est donné **figure VI.1**.

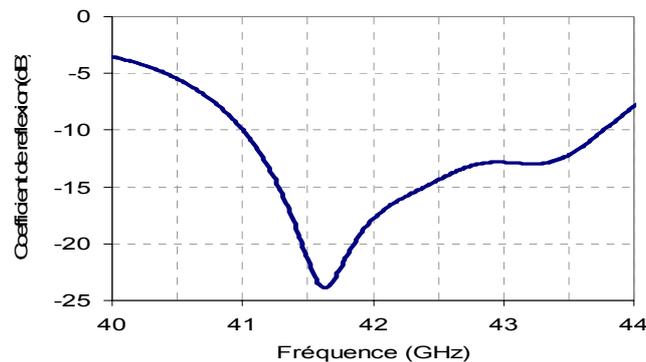


Figure VI.1 : Coefficient de réflexion de l'antenne

L'adaptation de l'antenne est très satisfaisante avec un **coefficient de réflexion inférieur à -10 dB entre 41 et 43,75 GHz** et un minimum de -24 dB à 41,6GHz. Cette bande d'adaptation égale à 6,5 % est très largement suffisante pour notre antenne. En effet, nous pourrions constater par la suite que les diagrammes de rayonnement ne seront pas satisfaisants dans toute la bande.

VI.2. Vérification des pondérations

Une simulation FDTD avec le relevé des densités surfaciques de courants sur les patches nous a donné les résultats suivants :

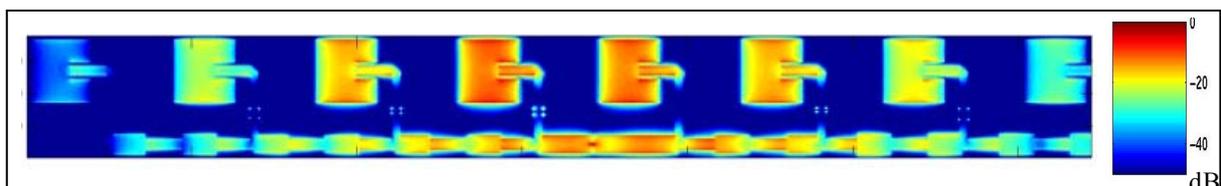


Figure VI.2 : Densité surfacique de courant à 42 GHz

On peut constater que globalement la décroissance des pondérations à partir du centre est bien respectée ainsi que la symétrie entre les deux côtés du réseau. Le relevé des

amplitudes et des phases des courants sur chaque patch a montré un bon respect des pondérations en amplitude malgré une légère dissymétrie entre les deux côtés du réseau. L'écart de phase entre les patches centraux est correct mais les phases sur les autres patches sont assez fluctuantes avec la fréquence. On retrouve cependant un bon ordre de grandeur mais des erreurs allant jusqu'à 20° et même 30° sur les patches extérieurs. Comme nous avons pu le constater lors de l'étude des erreurs de pondérations (§IV.5), cela va entraîner des perturbations sur les diagrammes de rayonnement.

VI.3. Rayonnement

VI.3.1. Plan de masse infini

Les diagrammes présentés **figure VI.3**, ont été simulés sur un plan de masse infini. Ceux-ci permettent d'apprécier l'allure des diagrammes sans tenir compte des perturbations engendrées par les arêtes du plan de masse.

La directivité obtenue est égale à 15 dB et l'angle de pointage varie de 2 à 4° entre 41 et 42,5 GHz. On peut constater que **les diagrammes simulés sont assez proches du théorique** avec des écarts inférieurs à 5 dB malgré les erreurs de phase importantes.

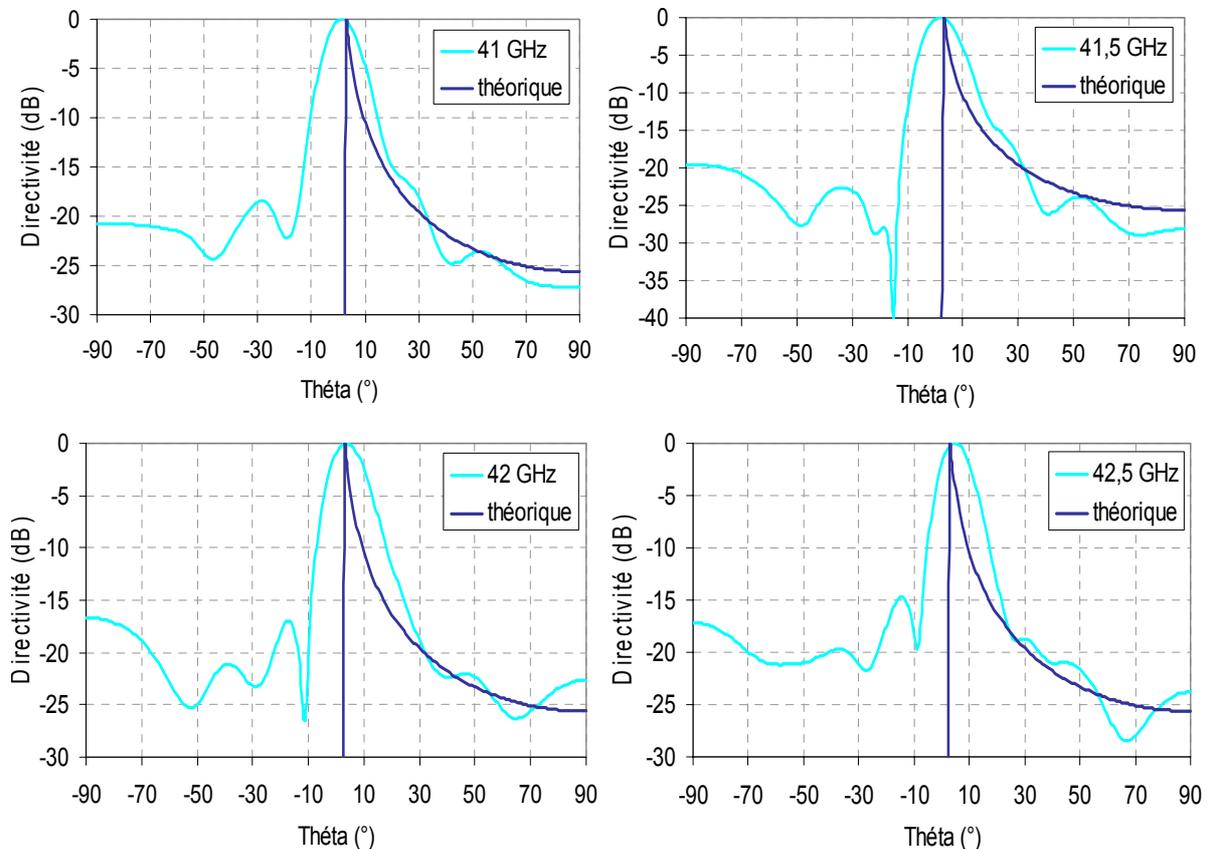


Figure VI.3 : Diagrammes de rayonnement (FDTD) sur plan de masse infini

La polarisation croisée (**figure VI.4**) est de l'ordre de -13 dB, équivalente à celle du patch seul. Celle-ci est donc à priori due uniquement à la présence de l'encoche.

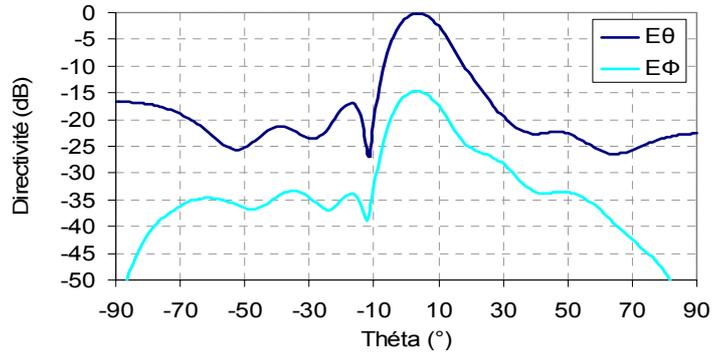


Figure VI.4 : Polarisation principale et croisée à 42 GHz

Observons les résultats de simulations obtenus sur un plan de masse fini.

VI.3.2. Plan de masse fini

Une simulation FDTD de l'antenne sur un plan de masse fini a donné les résultats de la **figure VI.5**.

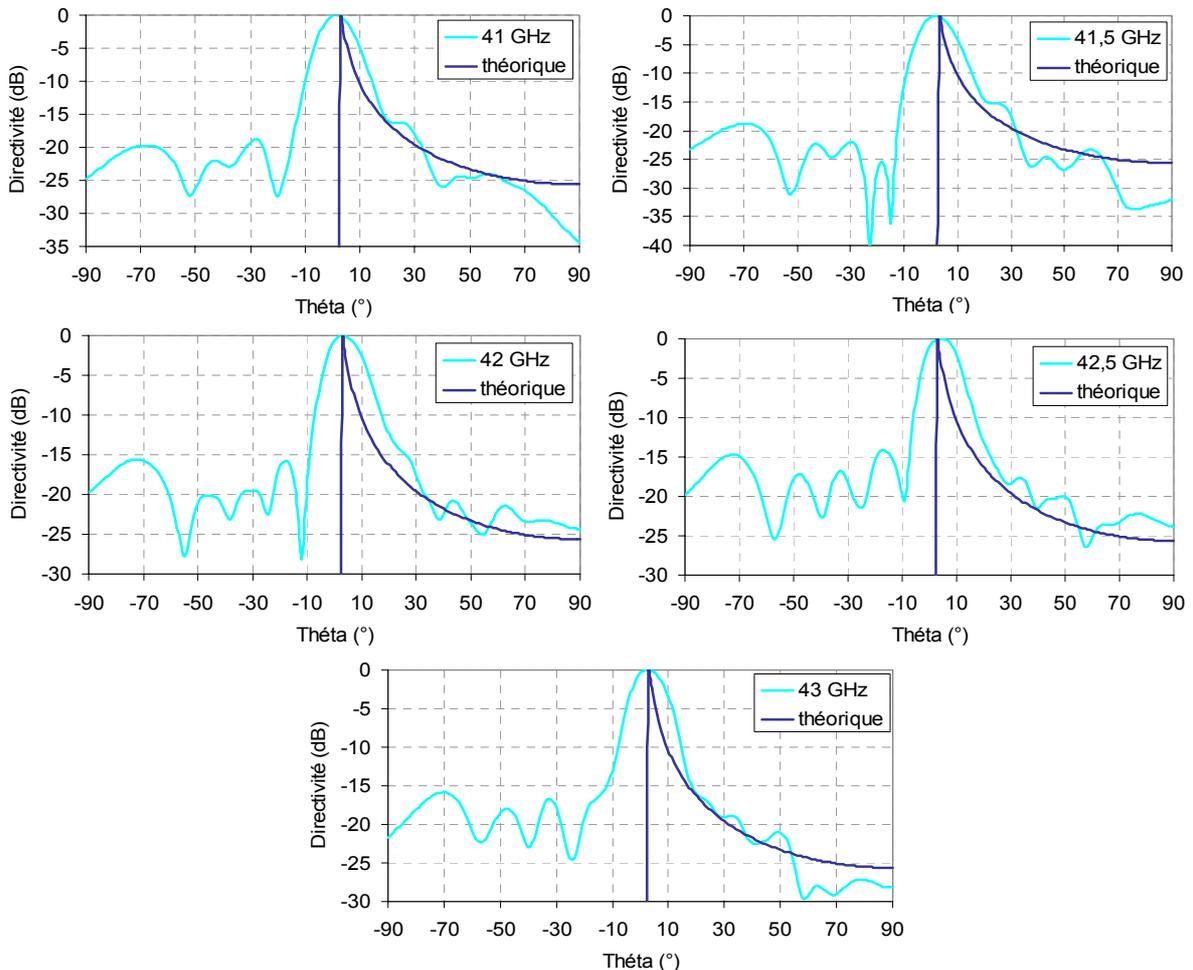


Figure VI.5 : Diagrammes de rayonnement sur plan de masse fini

La taille du plan de masse choisi est de 70 mm x 35 mm et correspond à la taille de l'antenne utilisée sur le démonstrateur LMDS de la plateforme ERASME. On peut constater que la diffraction sur **les arêtes du plan de masse entraîne de nouvelles perturbations** sur le diagramme de rayonnement. On observe alors des **écarts de plus de 10 dB** par rapport au diagramme théorique. Le rayonnement de l'antenne reste cependant acceptable entre 41 et 43 GHz.

VI.4. Gain intrinsèque

Les variations de la directivité et du gain intrinsèque en fonction de la fréquence sont données **figure VI.6**.

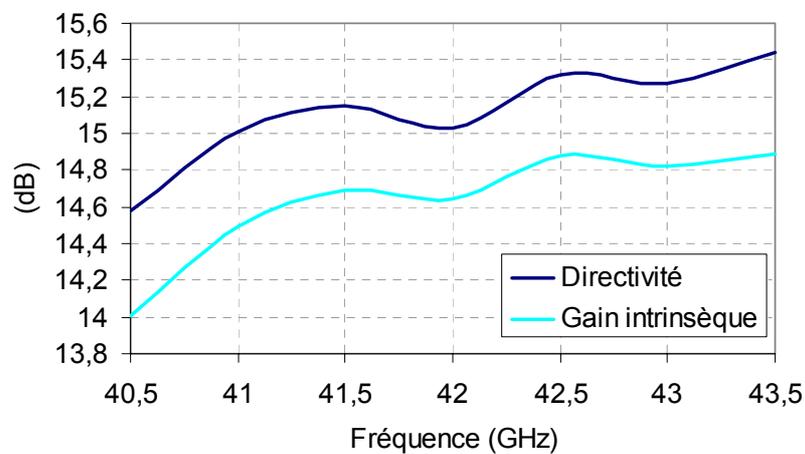


Figure VI.6 : Directivité et gain intrinsèque en fonction de la fréquence

Le gain intrinsèque maximum est égal à 14,7 dB. Il est de plus très stable puisque ne variant que de 0,3 dB entre 41 et 43 GHz. La comparaison de la directivité et du gain intrinsèque nous indique que les pertes diélectriques sont comprises entre 0,4 et 0,6 dB.

Nous allons à présent présenter le prototype réalisé et observer les résultats de mesure. Nous les comparerons à ceux obtenus en simulation.

VII. REALISATION ET MESURES

VII.1. Réalisation d'un prototype

La réalisation de l'antenne a été effectuée à l'IRCOM au laboratoire de microélectronique par un procédé de gravure chimique (**figure VII.1**).

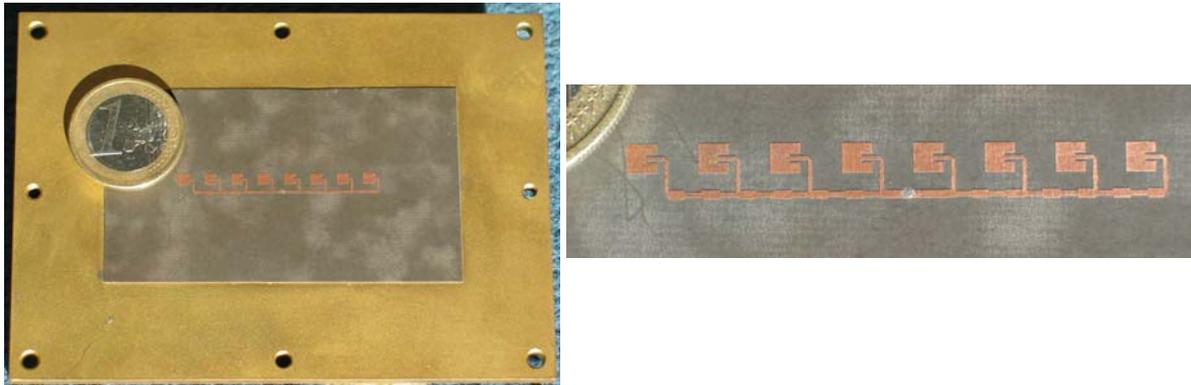


Figure VII.1 : Photographies du prototype

Un certain nombre de difficultés a été rencontré lors de la réalisation de l'antenne à 40 GHz et notamment la pose du connecteur K était assez délicate et n'a pas été totalement maîtrisée.

VII.2. Mesures

Les mesures de ce prototype ont été réalisées dans la base compacte du CREAPE présentée au chapitre 1. L'adaptation et les rayonnements mesurés vont être présentés.

VII.2.1. Adaptation

Le coefficient de réflexion de l'antenne réalisée est présenté **figure VII.2**.

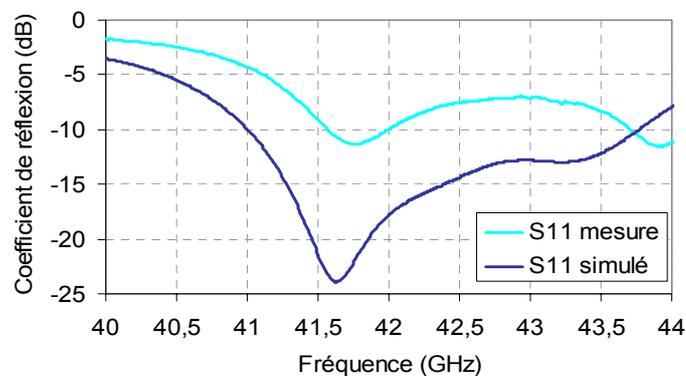


Figure VII.2 : Coefficient de réflexion de l'antenne

Comme on pouvait le prévoir suite aux difficultés de réalisation, l'adaptation obtenue n'est pas satisfaisante. On observe un minimum à 41,7 GHz, donc à une fréquence similaire à celle obtenue en simulation, mais à un niveau bien supérieur. L'adaptation était cependant suffisante pour réaliser les mesures de rayonnement.

VII.2.2. Rayonnement

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés entre 41 et 42,5 GHz.

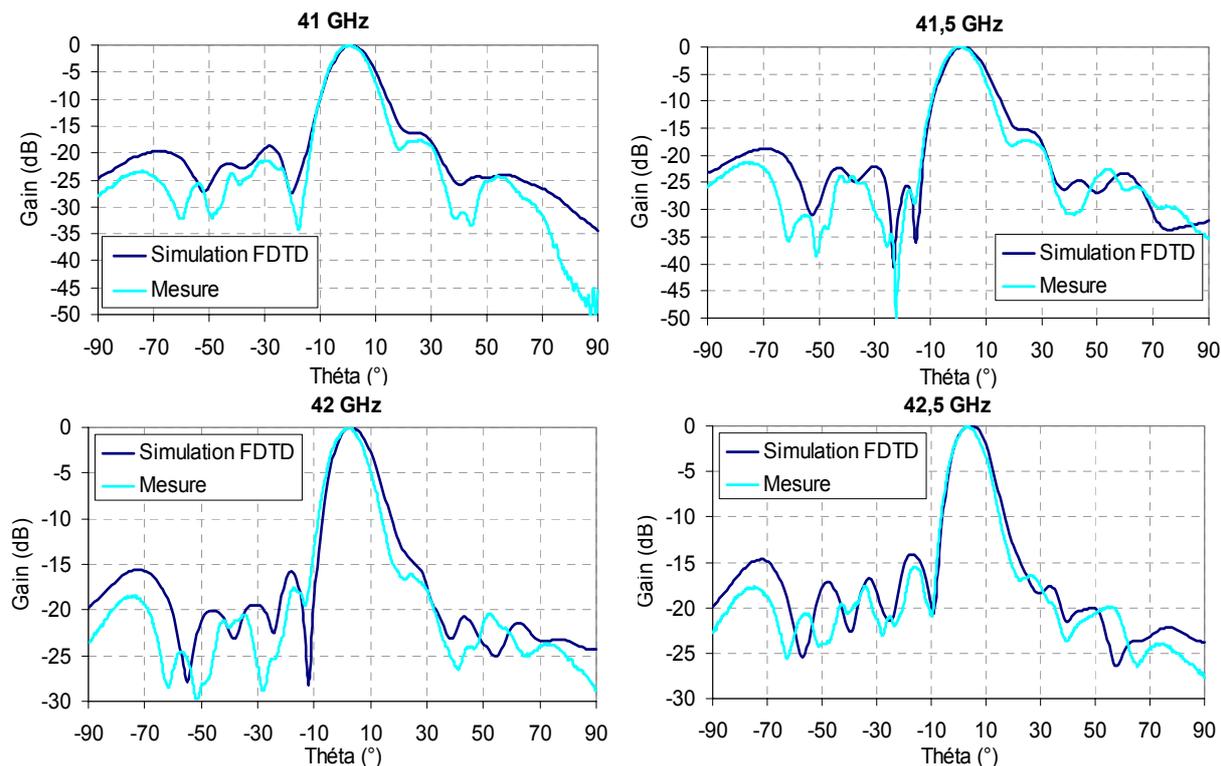


Figure VII.3 : Diagrammes de rayonnement mesurés

Les diagrammes obtenus (**figure VII.3**) sont proches de ceux donnés par la simulation.

Seul le rayonnement à 41 GHz présente des différences de niveaux importantes, en particulier à 90° avec une directivité égale à -50 dB. Le niveau est alors trop faible pour être mesuré précisément.

Les angles de pointage sont assez difficiles à déterminer en mesure puisqu'ils dépendent de l'alignement de l'antenne. Ils ont cependant été évalués entre 2 et 4°, ce qui correspond tout à fait à ce que l'on attendait. La polarisation croisée mesurée est égale à -13 dB et donc équivalente à celle obtenue en simulation.

VII.2.3. Gain

La variation du gain intrinsèque en fonction de la fréquence est présentée **figure VII.4** avec une précision de $\pm 0,35$ dB (précision de la base de mesure).

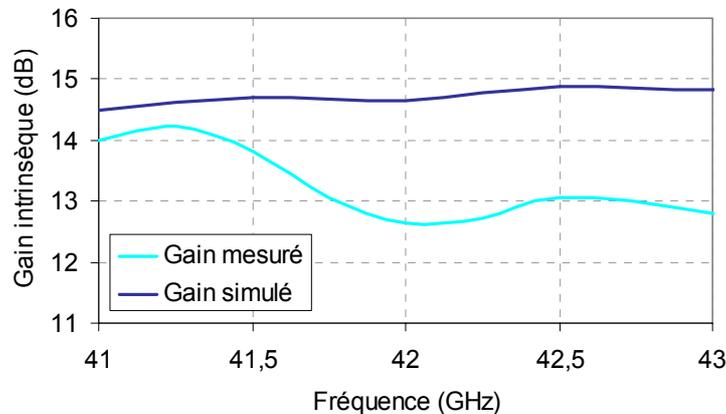


Figure VII.4 : Variation du gain intrinsèque mesuré en fonction de la fréquence

Le gain obtenu en mesure est en deçà de nos espérances puisqu'il est de 2 dB inférieur à celui obtenu en simulation pour certaines fréquences. Cependant, il est à noter que la mesure du gain est elle aussi difficile, l'angle de pointage de l'antenne variant avec la fréquence.

Globalement, les résultats obtenus en mesure sont très encourageants. Malgré la désadaptation et la perte de 2 dB de gain, les diagrammes de rayonnement obtenus présentent une forme en cosécante carrée avec la dynamique et l'angle de pointage attendu.

Observons à présent les résultats obtenus avec cette antenne sur la couverture du système LMDS.

VII.3. Résultat sur la couverture LMDS

Le but de l'antenne réalisée est d'obtenir une couverture homogène sur une certaine distance et donc d'éliminer les zones d'ombre dans la région proche de l'émetteur. Nous allons donc comparer les couvertures obtenues avec une antenne directive classique et notre antenne en cosécante carrée à 42 GHz (**figure VII.5**).

La hauteur de l'émetteur a été prise égale à 30 m, les récepteurs se trouvant au sol. Les autres paramètres de la liaison sont ceux utilisés dans le cadre du projet ERASME et

présentés précédemment (§III.1.2). Le diagramme utilisé pour l'antenne en cosécante carrée est celui mesuré à 42 GHz.

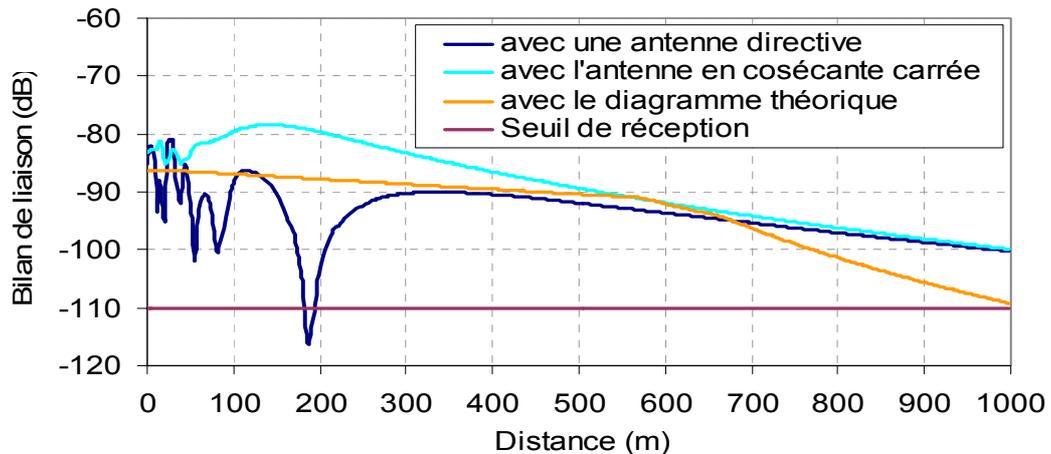


Figure VII.5 : Comparaison des bilans de liaison obtenus avec le diagramme théorique, une antenne directive et l'antenne en cosécante carrée réalisée

On peut constater que la puissance obtenue avec notre antenne est « constante » sur environ 300 mètres, ce qui est un peu inférieur à la distance obtenue en théorie avec un diagramme en cosécante carrée $\theta_0 = 3^\circ$.

Cependant, l'antenne remplit parfaitement bien sa fonction puisqu'elle élimine les zones d'ombre obtenues avec l'antenne directive entre 0 et 300 mètres.

On peut observer ce phénomène sur les cartographies de puissance présentées **figure VII.7**. Celles-ci ont été réalisées à Limoges sur le site de la technopole ESTER (**figure VII.6**).

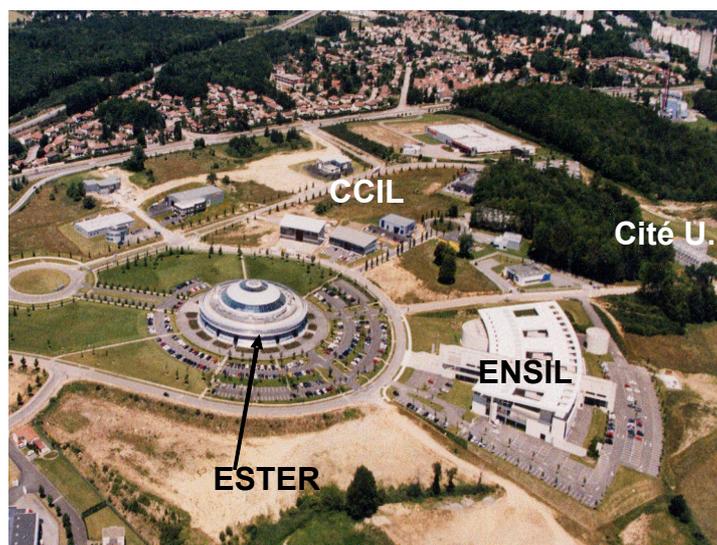


Figure VII.6 : Photographie du site d'ESTER technopole

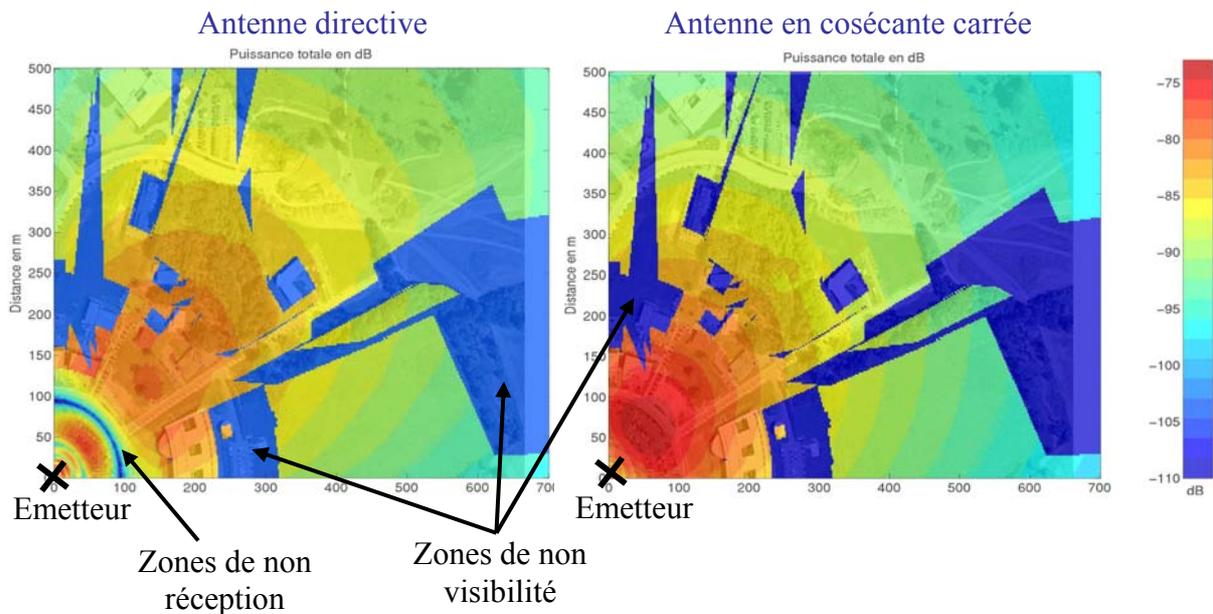


Figure VII.7 : Cartographies de puissance obtenues avec une antenne directive et l'antenne en cosécante carrée

L'émetteur est placé à 20 mètres sur le toit de la technopole et le récepteur est fixé soit sur le toit des bâtiments, soit à 5 mètres au dessus du sol pour les zones non bâties. On peut observer deux types de zones d'ombre, représentées en bleu foncé (le seuil est de -110 dB) : les zones de non visibilité, c'est à dire celles créées par les bâtiments, et les zones de non réception où la puissance reçue est inférieure au seuil à cause du diagramme de l'antenne d'émission. On peut constater qu'avec l'antenne en cosécante carrée, ce deuxième type de zone d'ombre disparaît.

VII.4. Conclusions

Il est temps à présent de conclure sur cette antenne, en essayant de dégager les points positifs et négatifs.

Comme nous venons de le voir, **les résultats au niveau de la couverture du système LMDS sont très satisfaisants**. Les diagrammes de rayonnement obtenus, aussi bien en simulation qu'en mesure, présentent globalement une forme en cosécante carrée avec la dynamique souhaitée. Cependant, ils présentent **un certain nombre de variations qu'il serait intéressant de réduire** (cela améliorerait encore la couverture). Ces ondulations sont dues principalement aux variations des pondérations en phases : celles-ci sont très sensibles au couplage et à la précision de réalisation. Il est donc très difficile d'obtenir des phases correctes sur les patchs même sur une faible bande de fréquence.

D'autres difficultés viennent s'ajouter à celle-ci : **l'adaptation, très satisfaisante en simulation mais beaucoup moins en mesure, la polarisation croisée élevée et le gain assez faible en mesure.** Finalement, nous avons été confronté à des difficultés de réalisation notamment au niveau de la pose des connecteurs. Celles-ci sont directement liées à la fréquence élevée.

Afin de tenter de résoudre ces difficultés, **la conception d'une nouvelle antenne** a été entreprise en prenant en compte ces remarques.

VIII. AMELIORATION DE L'ANTENNE

Pour la conception de cette nouvelle antenne, d'autres choix techniques ont été faits. **Les pondérations choisies, la géométrie du patch élémentaire ou encore le substrat ont été modifiés.** Ces choix découlent directement des observations issues de la première réalisation.

VIII.1. Choix des pondérations

Afin de s'affranchir des problèmes de phase rencontrés sur la première antenne, nous avons choisi des pondérations ne présentant qu'un seul saut de phase entre les deux parties du réseau. Comme nous l'avons vu précédemment (§IV.4), cette technique a pour inconvénient de ne pas dépointer le lobe de l'antenne : un tilt mécanique est donc nécessaire. De plus le gain obtenu sera plus faible, de l'ordre de 13 dB. Les pondérations choisies et le diagramme correspondant sont présentés ci-dessous.

Patch n°	-4	-3	-2	-1	1	2	3	4
Amplitude	0,08	0,3	0,63	1	1	0,63	0,3	0,08
Phase (°)	0	0	0	0	32	32	32	32

Tableau VIII.1 : Pondérations choisies pour la deuxième conception

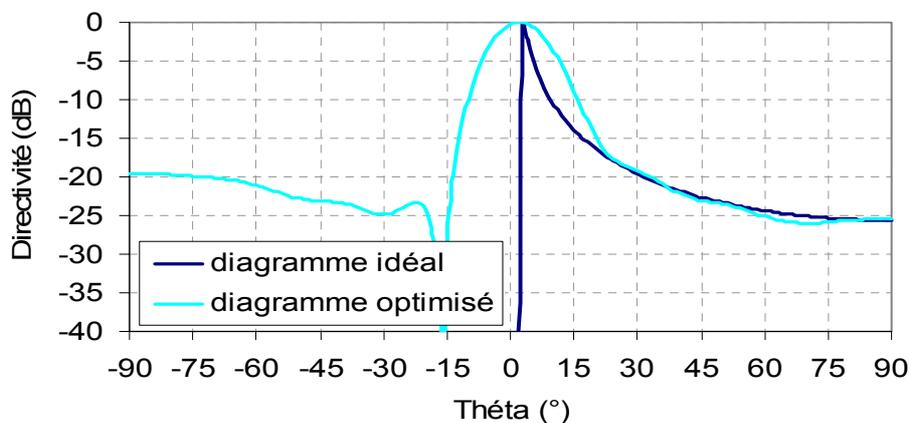


Figure VIII.1 : Diagramme de rayonnement optimisé pour la deuxième conception

VIII.2. Substrat et géométrie du patch

Cette deuxième antenne a été réalisée par Thalès dans le cadre du projet Broadwan.

Un substrat différent a été utilisé, Thalès étant habitué à travailler avec celui-ci à 40 GHz : le DUROID 6200 présentant une permittivité relative égale à 2,94. Ce substrat est de la même famille que le précédent et propose donc des caractéristiques similaires (§ III.3).

Les dimensions du patch élémentaire sont donc différentes des précédentes. De plus, afin de diminuer la polarisation croisée et le couplage, il a été choisi de ne pas utiliser de patch à encoche. Les dimensions du patch avec sa ligne d'alimentation sont donc les suivantes :

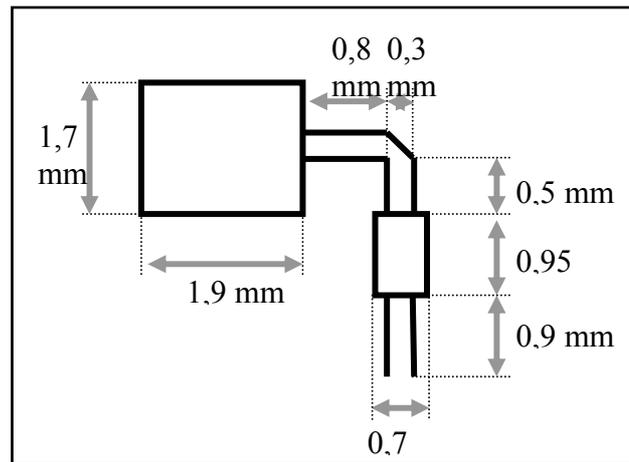


Figure VIII.2 : Géométrie du patch

L'impédance d'entrée a été optimisée comme précédemment (figure VIII.3). On remarquera que la bande de fréquence est plus faible, entre 41 et 42 GHz.

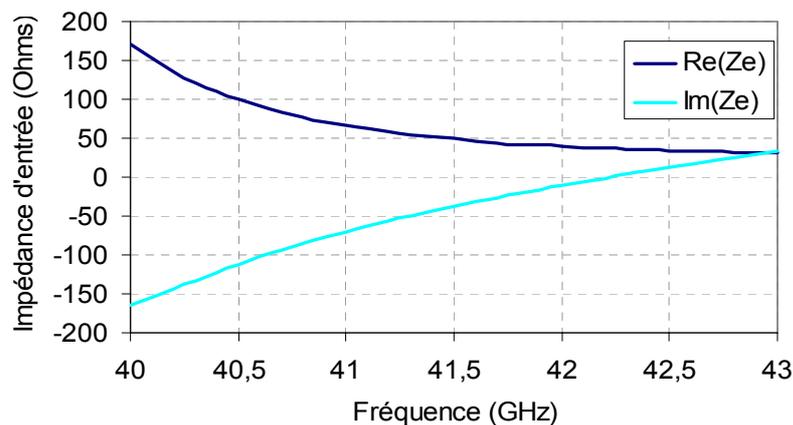


Figure VIII.3 : Impédance d'entrée du patch

Les diagrammes de rayonnement montrent que la polarisation croisée de ce patch est identique à la précédente, due probablement aux interactions entre la ligne et le patch. Cependant, ce patch a été conservé pour la conception du réseau et une autre technique a été utilisée pour diminuer la polarisation croisée comme nous le verrons par la suite.

Comme précédemment, une simulation des 8 patchs alimentés par des générateurs pondérés a été réalisée. Le diagramme obtenu est cette fois conforme à celui donné par SARA en analyse. Le couplage a donc bien été réduit par l'élimination des encoches.

VIII.3. Conception du nouveau réseau

La conception de ce réseau a été réalisée à l'aide du logiciel HPADS. L'écartement entre les patchs est plus faible, égale à $0,65 \lambda_0$ ce qui correspond à λ_g sur le substrat choisi.

VIII.3.1. Méthode de conception

Afin de maîtriser totalement la conception, plusieurs étapes ont été suivies :

- la simulation du patch seul, transformé ensuite en une « boîte noire » contenant sa matrice S.
- l'optimisation des transformateurs quart d'onde de chaque côté du réseau afin d'obtenir les pondérations souhaitées en tenant compte de l'impédance d'entrée du patch à l'aide de sa matrice S. Les deux cotés du réseau ont ensuite été eux-mêmes transformés en « boîtes noires ».
- l'optimisation du centre du réseau, c'est à dire de l'adaptation et de la pondération en phase centrale.

La simulation globale de l'antenne a enfin été réalisée avec la méthode FDTD.

VIII.3.2. Simulation de l'antenne complète

L'antenne complète est présentée **figure VIII.4**.

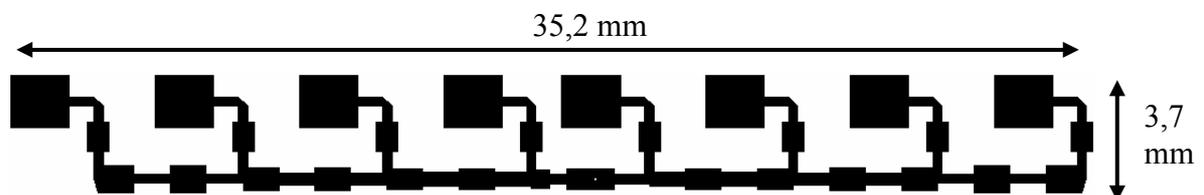


Figure VIII.4 : Schéma de l'antenne avec son réseau d'alimentation

Ses dimensions sont plus faibles que celles de la première antenne car la permittivité du substrat utilisé est plus élevée. Les deux patchs centraux ont été rapprochés au cours de l'optimisation des pondérations. Observons les résultats obtenus.

(a) *Adaptation*

L'adaptation obtenue est présentée **figure VIII.5**.

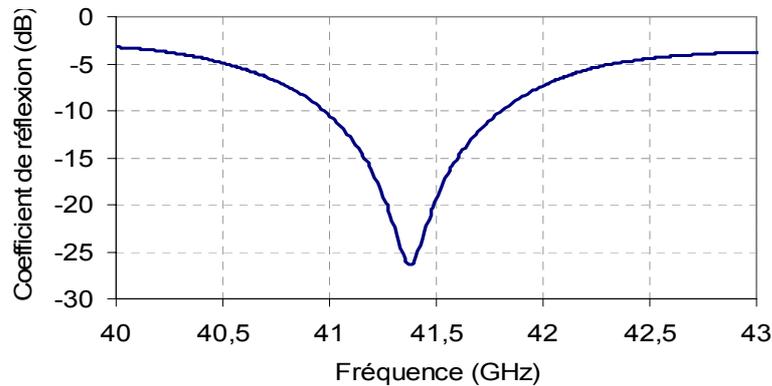


Figure VIII.5 : Adaptation de l'antenne

L'adaptation de l'antenne est réalisée sur une bande de 800 MHz autour de 41,4 GHz, ce qui est faible comparé à la première antenne. Cependant, cette bande de fréquence est suffisante pour l'application LMDS dans la mesure où chaque opérateur se verra attribuer des bandes de fréquence de 500 MHz.

(b) *Rayonnement sur plan de masse infini*

Les diagrammes de rayonnement sur plan de masse infini (**figure VIII.6**) confirment que les pondérations appliquées sur les patches sont tout à fait correctes sur la bande de fréquence.

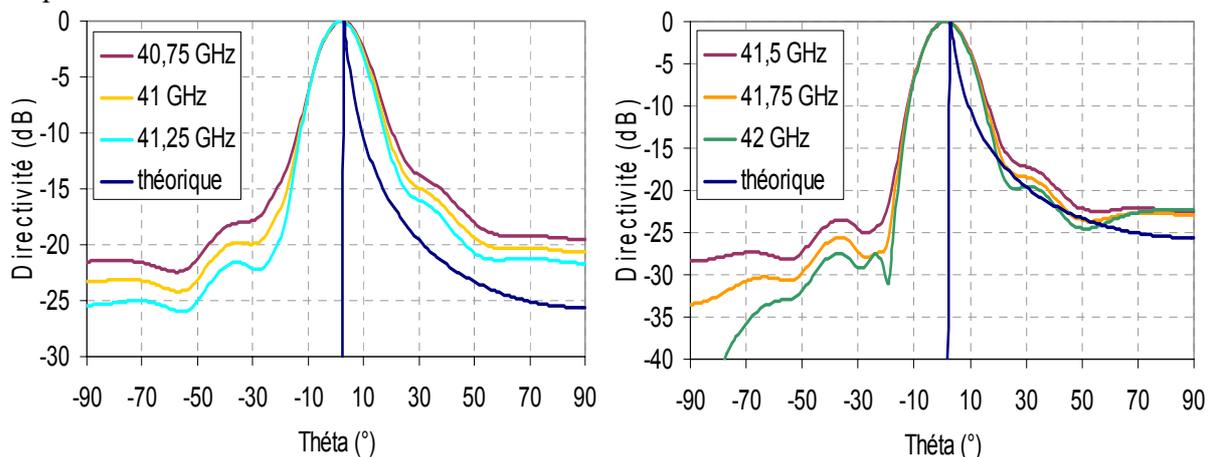


Figure VIII.6 : Diagrammes de rayonnement sur plan de masse infini

On peut observer nettement l'évolution de la dynamique du diagramme en fonction de la fréquence. Cela est dû à la variation de la différence de phase entre les deux patches centraux. De plus, à partir de 42 GHz, on voit apparaître des ondulations dans le diagramme dues à la dégradation des pondérations en amplitude.

(c) *Rayonnement sur plan de masse fini*

La prise en compte du plan de masse est importante comme nous l’avons remarqué avec la première antenne. Afin de ne pas augmenter considérablement le coût de calcul, le plan de masse choisi est de faible taille : 37,6 mm x 5,3 mm c’est à dire qu’il n’est distant que d’une dizaine de millimètres du bord de l’antenne soit environ $1,5 \lambda_0$.

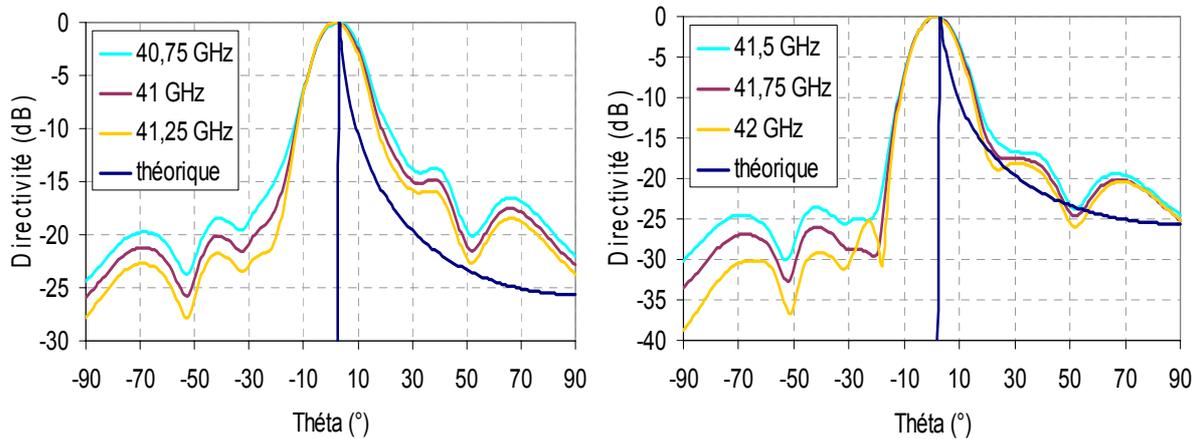


Figure VIII.7 : Diagrammes de rayonnement sur plan de masse fini

La diffraction des arêtes du plan de masse entraîne des ondulations entre 15 et 90°. Cependant, les écarts entre les diagrammes théorique et simulé ne dépassent pas 7 dB contrairement au cas de la première antenne.

La directivité en fonction de la fréquence est donnée **figure VIII.8**.

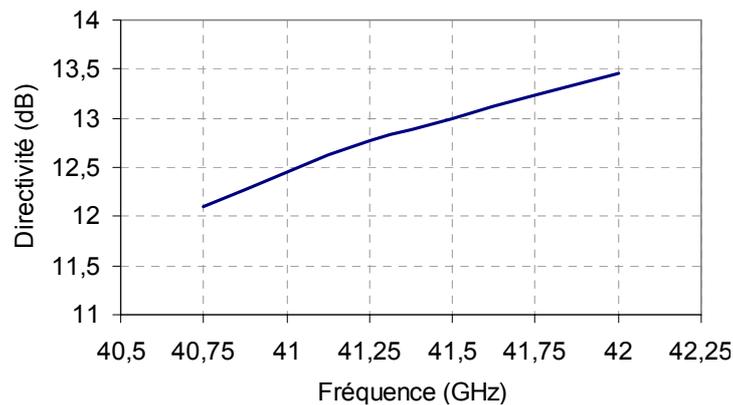


Figure VIII.8 : Directivité de l’antenne en fonction de la fréquence

La directivité varie de 12 à 13,5 dB entre 40,75 et 42 GHz. La polarisation croisée de l’antenne est très importante, égale à environ -7 dB sur toute la bande et est donc très pénalisante en terme de directivité.

Nous allons voir à présent comment améliorer ces deux derniers paramètres.

VIII.4. Gain et polarisation croisée

Afin d'augmenter le gain et de réduire la polarisation croisée, la conception d'un réseau plan 2D a été envisagée. L'idée était de mettre les patches « face à face » ce qui aurait pour conséquence d'annuler la polarisation croisée. On obtient aussi un gain plus important. Seuls les tronçons de ligne au centre du réseau ont été modifiés afin de recalculer l'adaptation. Le masque de cette nouvelle antenne est présenté **figure VIII.9**.

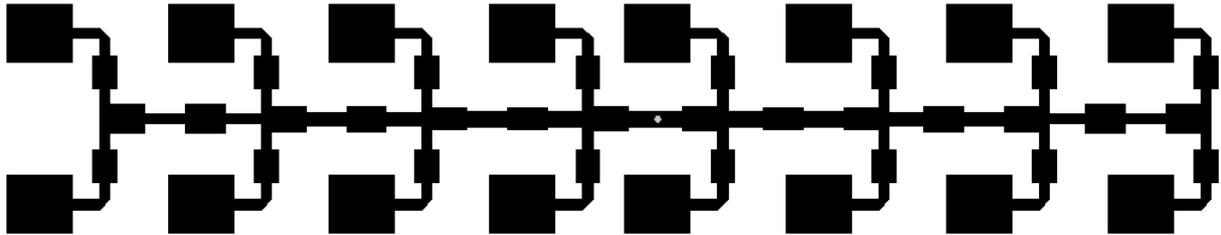


Figure VIII.9 : Schéma du réseau 2D

Les diagrammes de rayonnement obtenus dans le plan vertical sont semblables à ceux présentés précédemment. Seule **la directivité de l'antenne a été augmentée d'environ 3 dB** et **la polarisation croisée est quasi inexistante**, puisqu'elle est maintenant inférieure à -40 dB. Tous ces résultats sont regroupés **figure VIII.10**.

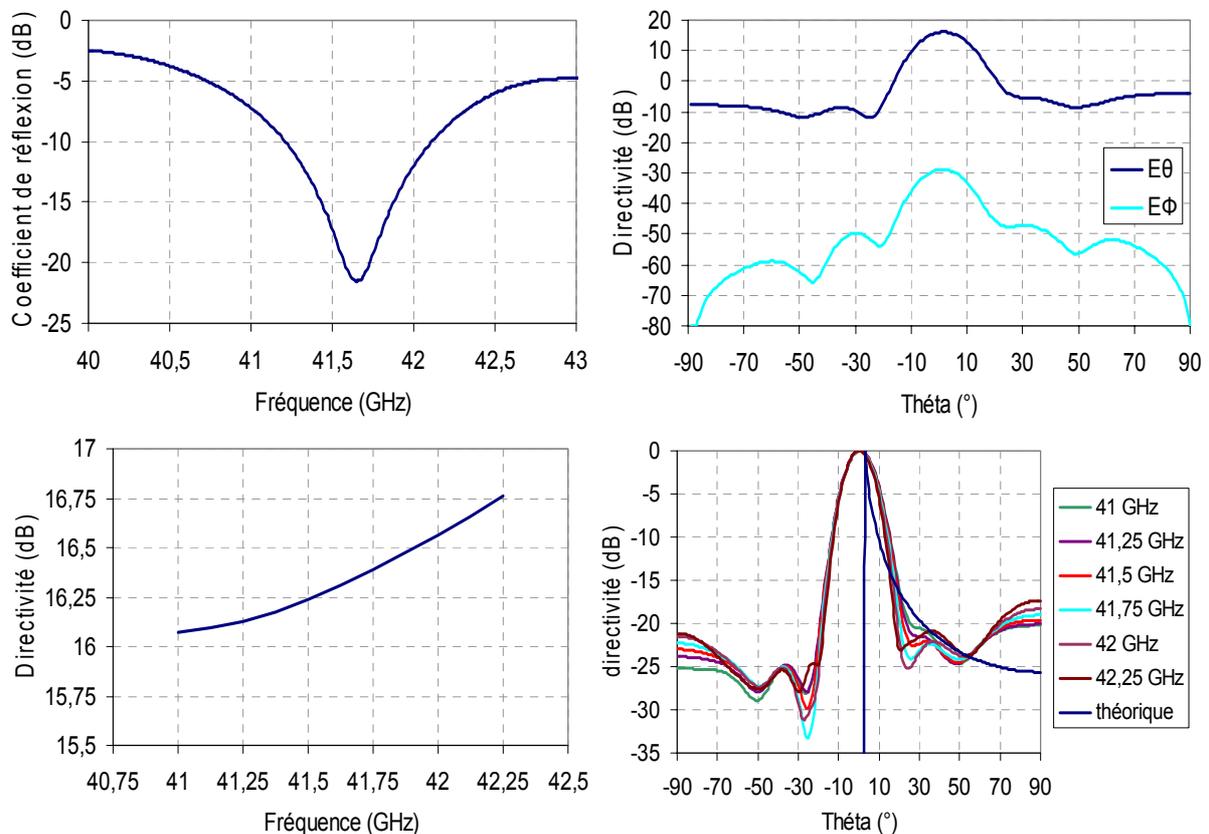


Figure VIII.10 : Performances du réseau 2D

Cette dernière antenne remplit donc très bien le cahier des charges fixé au départ avec un lobe en cosécante carrée présentant une dynamique comprise entre 20 et 25 dB, une directivité supérieure à 16 dB ce qui laisse espérer un gain intrinsèque aux alentours de 15 dB.

Le fait de réaliser un réseau plan a modifié le diagramme de rayonnement dans le plan H (**figure VIII.11**).

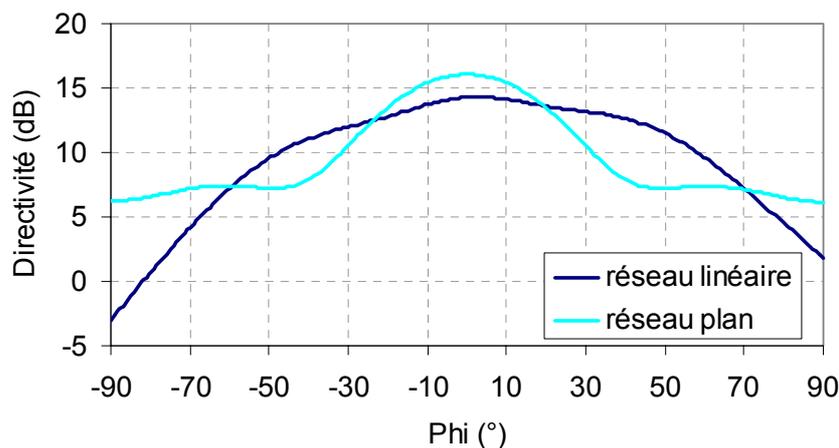


Figure VIII.11 : Diagrammes de rayonnement dans le plan H du réseau linéaire et du réseau plan à 41,5 GHz

L'ouverture à -3 dB est passée de 90° (ouverture classiquement observée pour un patch) à 45°. Par la suite, afin d'optimiser le diagramme dans le second plan, quatre sous réseaux pourront être alignés et des pondérations entre ceux-ci appliquées. Ainsi, un diagramme sectoriel pourra être obtenu avec de plus, un gain important et une faible polarisation croisée.

Ces évolutions seront présentées dans le paragraphe IX. Mais avant, la réalisation et les mesures du réseau linéaire vont être présentées.

VIII.5. Réalisation et mesures

VIII.5.1. Prototype

Seul le réseau linéaire a été réalisé par Thalès. Le connecteur central est, contrairement à la première réalisation, un connecteur à perle de verre ce qui devrait donner de meilleurs résultats en terme d'adaptation. Le plan de masse utilisé est plus grand que celui de la précédente antenne et mesure 154 mm * 154 mm.

Deux prototype identiques ont été fabriqué afin d’observer la reproductivité de ce réseau (**figure VIII.12**).

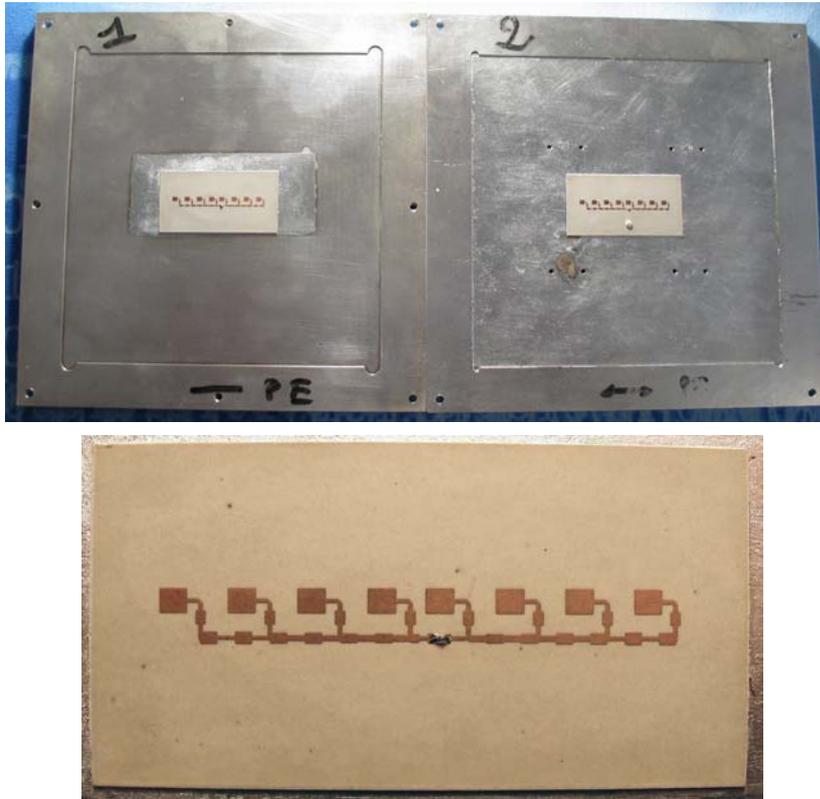


Figure VIII.12 : Photographies des prototypes

Les mesures ont été réalisées dans la base compacte du CREAPE.

VIII.5.2. Adaptation

Les coefficients d’adaptation des deux antennes sont présentés **figure VIII.13**.

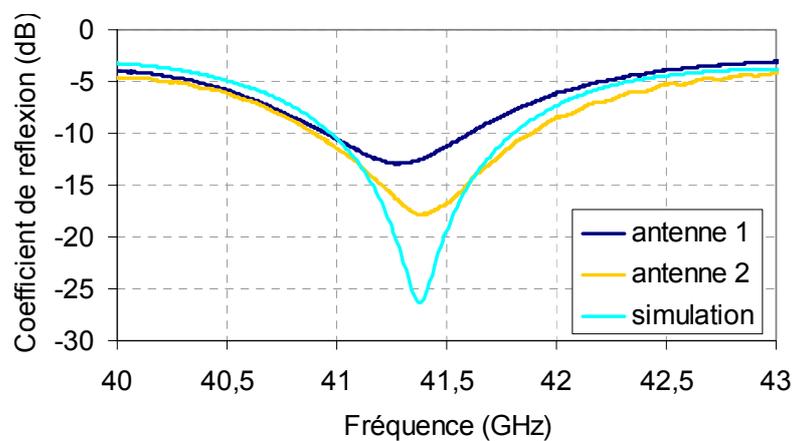


Figure VIII.13 : Coefficient d’adaptation des deux prototypes

On peut constater une bonne concordance entre la simulation et les mesures. La bande passante à -10 dB de la première antenne est égale à 600 MHz donc un peu plus faible que celle calculée en simulation. La deuxième antenne présente quant à elle une très bonne adaptation avec un minimum à -18 dB et une bande passante à -10 dB légèrement supérieure à celle obtenue en simulation. Dans les deux cas, le minimum est obtenu pour la même fréquence qu'en simulation (à 100 MHz près).

VIII.5.3. Rayonnement

Les diagrammes de rayonnement obtenus avec les deux antennes sont tout à fait semblables, ils sont présentés **figure VIII.14** entre 40,75 et 42 GHz.

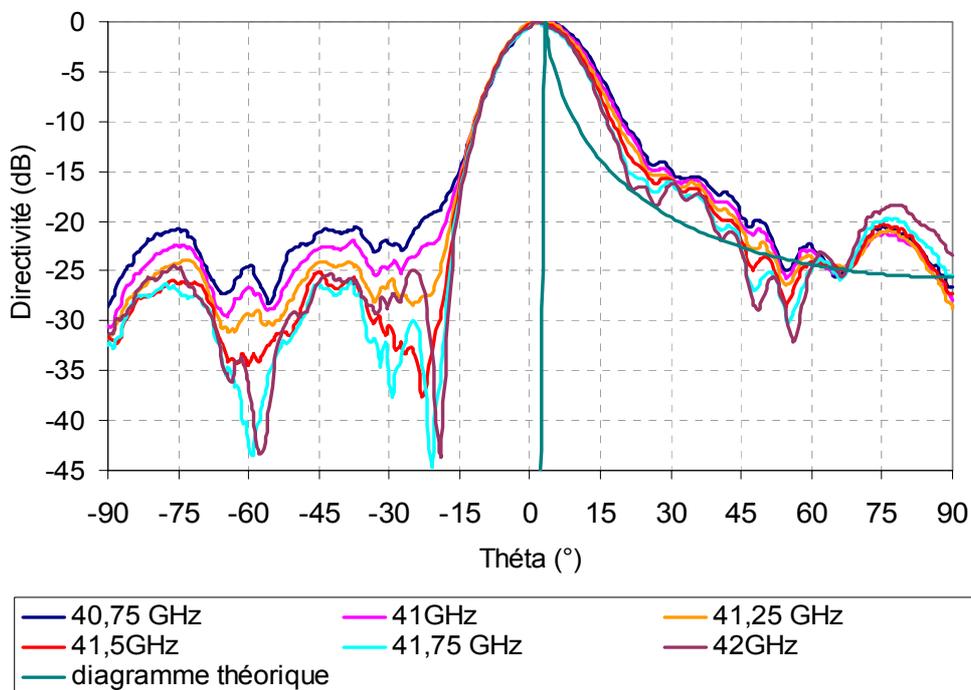


Figure VIII.14 : Diagrammes de rayonnement mesurés

Les résultats sont très satisfaisants. Les diagrammes mesurés entre 40,75 et 42 GHz présentent tous une dynamique de l'ordre de 25 dB. Les ondulations sont inférieures à 10 dB ce qui est très bien. Une comparaison des diagrammes simulés et mesurés fréquence par fréquence est proposée en **annexe 8**.

La polarisation croisée de cette antenne est très importante comme nous avons déjà pu nous en rendre compte en simulation. Les mesures nous ont donnés des résultats similaires avec des niveaux de polarisation croisée de l'ordre de -7 dB.

VIII.5.4. Gain et directivité

Le gain réalisé des deux antennes est présenté **figure VIII.15**.

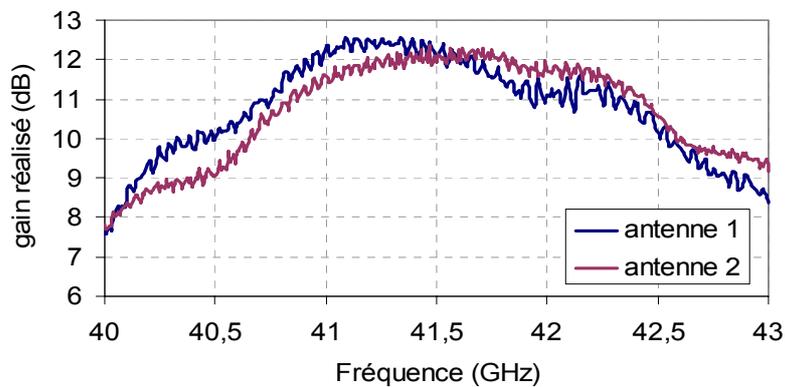


Figure VIII.15 : Gain réalisés mesurée des deux antennes

On obtient des résultats similaires pour les deux antennes malgré des coefficients d'adaptation différents. Afin de mieux comparer ces résultats à ceux obtenus en simulation, nous avons calculé les gains intrinsèques des deux antennes (**figure VIII.16**).

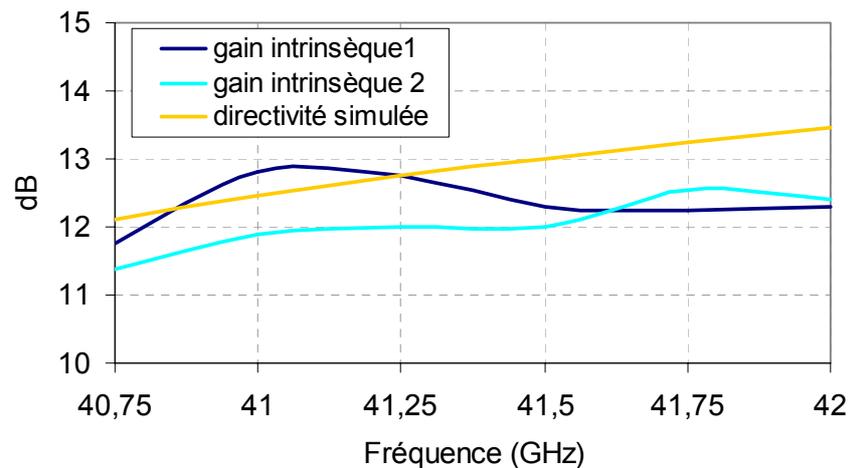


Figure VIII.16 : Comparaison entre le gain intrinsèque des deux antennes réalisées et la directivité de l'antenne simulée

Les résultats obtenus sont très bons, compte tenu de la précision de la mesure ($\pm 0,35$ dB) et des pertes dans le substrat. Les gains intrinsèques sont proches de la directivité calculée.

Une méthode permettant de calculer la directivité d'une antenne à partir de son diagramme de rayonnement est proposée en **annexe 9**. Celle-ci nous a permis de déterminer, toujours à $\pm 0,35$ dB près, la directivité de nos deux antennes à 41,5 GHz. Nous avons obtenu

12,8 dB pour la première antenne et 13,7 pour la deuxième pour une directivité théorique de 13 dB. Les résultats obtenus sont donc très proches de la théorie.

VIII.5.5. Résultats sur la couverture du système LMDS

On retrouve au niveau de la couverture du système LMDS exactement le même type de résultats qu'avec la première antenne. Cette antenne permet d'éliminer les zones d'ombre dans la région proche de l'émetteur.

Le gain étant plus faible, la portée sera diminuée mais nous avons vu que l'utilisation d'un réseau 2D permet de résoudre ce problème.

VIII.6. Conclusion

Les résultats obtenus aussi bien en simulation qu'en mesure avec cette deuxième antenne en cosécante carrée sont très encourageants. **Les diagrammes obtenus sont bien formé et propose une dynamique de 25 dB sur toute la bande d'adaptation qui est de l'ordre de 800 MHz.**

Les difficultés rencontrées lors de la réalisation de la première antenne ont été éliminées et les gains obtenus sont beaucoup plus satisfaisants.

Comme nous avons pu le voir, le dernier point très gênant est le fort niveau de polarisation croisée. Celle-ci est cependant éliminée par la juxtaposition de deux sous réseaux.

La conception de ce réseau 2D n'a pas eu pour but de former le diagramme dans le second plan. C'est ce que nous allons étudier à présent.

IX. FORMATION DU DIAGRAMME DANS LE PLAN HORIZONTAL

Afin d’optimiser encore la couverture du système LMDS, le plan horizontal de l’antenne d’émission devait être étudié. Deux solutions sont proposées ici : la formation de diagrammes sectoriels ou encore l’utilisation d’une matrice de Butler afin de réaliser un pointage électronique.

IX.1. Diagramme sectoriel

IX.1.1. Choix de l’ouverture

La première étape est la définition de l’ouverture à -3 dB de ce diagramme. Ce choix peut être fait en fonction de la couverture cellulaire souhaitée (**figure IX.1**). L’objectif est de couvrir les 360° autour de la station de base avec un découpage en cellules élémentaires. Le choix d’une couverture présentant 4 cellules imposera une ouverture de 90° (cas n° 1) alors que 6 cellules entraîneront une ouverture égale à 60° (cas n° 2).

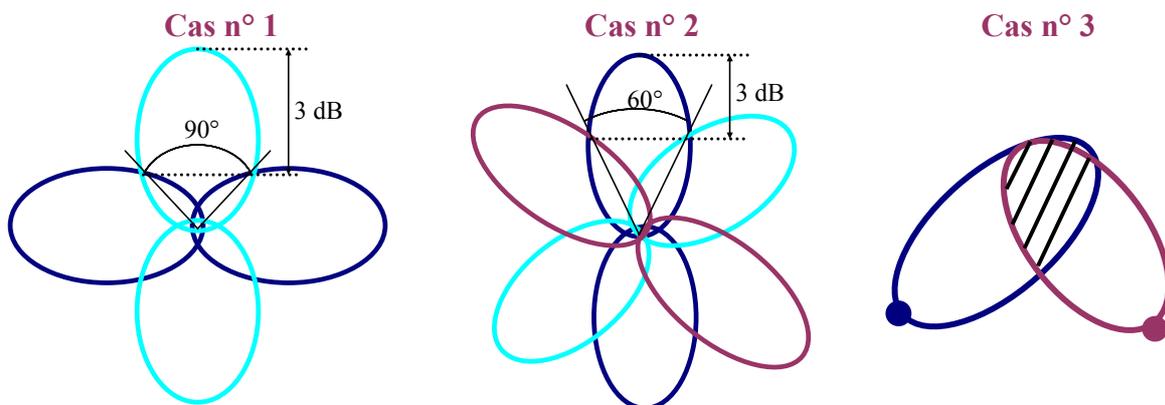


Figure IX.1 : Représentation de différents types de couverture

Une autre manière de couvrir correctement une zone et de s’affranchir des zones d’ombre créées par les bâtiments, est de couvrir le même secteur avec plusieurs antennes (cas n° 3). Dans ce cas, les ouvertures peuvent prendre d’autres valeurs, plus faibles.

Finalement, des applications particulières peuvent amener à ne souhaiter couvrir qu’une zone de taille quelconque.

Le choix de l’ouverture permettra de déterminer le nombre de sous réseaux nécessaires pour former le diagramme et les pondérations à appliquer à ceux-ci.

IX.1.2. Mise en réseau de notre antenne

La difficulté est ici de déterminer la position des sous réseaux. En effet, il faut tenir compte de plusieurs paramètres :

- la place occupée par la ligne d'alimentation centrale
- l'écart entre les sous réseaux qui, s'il est trop important, peut entraîner la formation de lobes de réseaux
- la place nécessaire pour l'alimentation des sous réseaux par des lignes micro rubans

Les réseaux seront placés « face à face » comme dans le cas du paragraphe VIII.4 afin d'éliminer la polarisation croisée.

Différentes configurations peuvent alors être choisies, trois d'entre elles ont été envisagées dans ce chapitre :

- conception d'un réseau monocouche « fixe »
- conception d'un réseau monocouche « adaptable »
- conception d'un réseau multicouche

IX.1.3. Conception d'un réseau monocouche fixe

La solution proposée ici consiste à conserver une structure planaire en une seule couche et à concevoir un nouveau réseau avec l'architecture suivante :

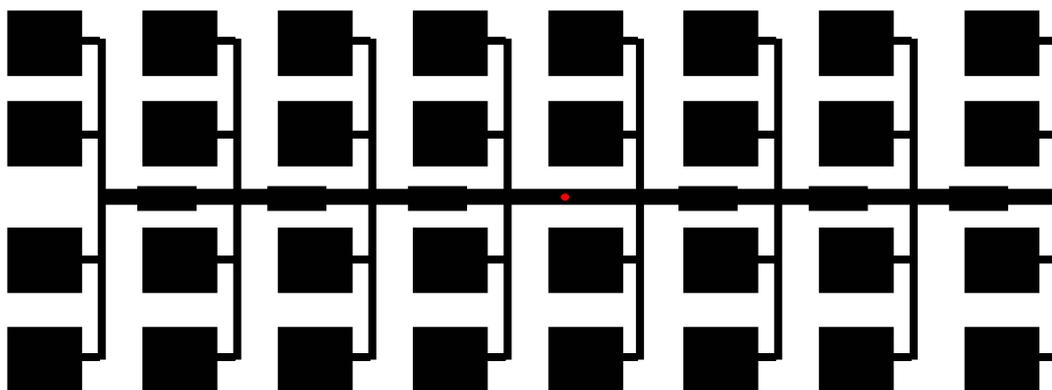


Figure IX.2 : Architecture du réseau monocouche fixe

Cette solution présente un certain nombre d'avantages :

- la conception est assez aisée : seules les pondérations dans le plan horizontal sont à appliquer sur les patches pour former le diagramme sectoriel
- la polarisation croisée sera quasi nulle : on retrouve une configuration identique à celle du § VIII.4.
- l'alimentation se fait par un connecteur placé au centre du réseau ce qui réduit les pertes dans les lignes d'alimentation
- la réalisation est simple et peu chère

Cependant, l'inconvénient majeur de ce type de structure est qu'il n'est pas adaptable : on pourra former par exemple un diagramme sectoriel présentant une ouverture de 60° mais la conception devra être entièrement reprise pour obtenir une ouverture de 90° .

Afin de palier à ce défaut, une autre structure monocouche a été envisagée.

IX.1.4. Conception d'un réseau monocouche adaptable

Cette solution oblige à reprendre entièrement la conception du plan E en cosécante carrée. En effet, on se propose ici d'alimenter chaque sous réseaux par une de ses extrémités. Les pondérations du plan H seront alors très aisément applicables en bout de chaque sous réseaux (**figure IX.3**).

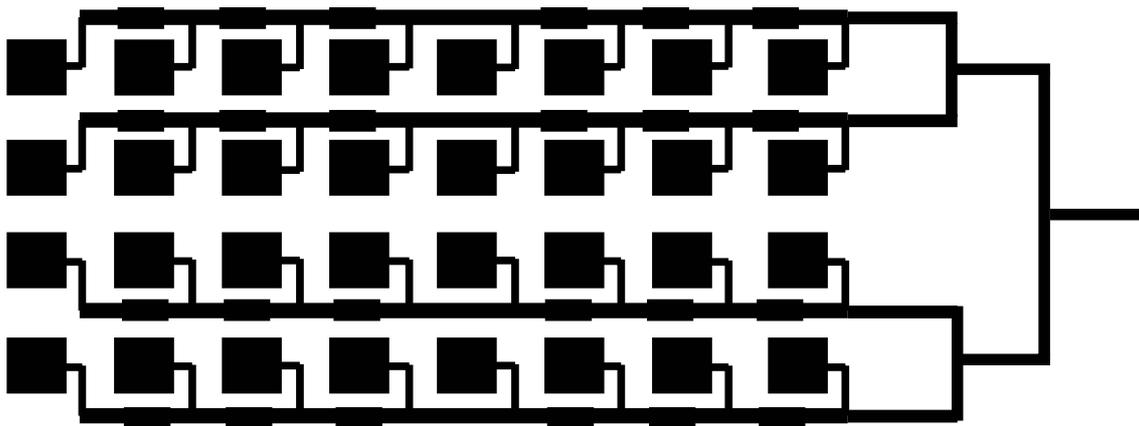


Figure IX.3 : Architecture du réseau monocouche adaptable

L'alimentation du plan H sera placée dans la partie non cosécante carrée afin de ne pas perturber le diagramme. Celle-ci pourra être simplement modifiée pour obtenir des

diagrammes sectoriels présentant des ouvertures différentes. Les sous réseaux ont ici aussi été placés de telle manière à annuler la polarisation croisée.

Cette configuration présente cependant un certain nombre d'inconvénients :

- la première difficulté et la plus importante est la réalisation d'un diagramme en cosécante carrée alimenté par un côté : le réseau, moins aisé à concevoir, pourra être moins stable avec la fréquence.
- la présence de grande longueur de ligne d'alimentation va engendrer davantage de pertes que dans le premier cas et le gain obtenu sera probablement plus faible.

Cependant, on conserve les mêmes avantages en terme de coût et de facilité de réalisation.

La troisième solution est probablement celle qui donnera les meilleurs résultats en terme de rayonnement puisqu'il s'agit d'une configuration multicouche.

IX.1.5. Conception d'un réseau plan multicouche

Une conception multicouche permettra de séparer les patchs et leur réseau d'alimentation ce qui éliminera à la fois tout couplage et procurera une bonne polarisation croisée. Elle a de plus pour avantage de conférer plus de liberté en terme d'espacement entre les sous réseaux, c'est-à-dire qu'elle résout les problèmes d'encombrement des lignes d'alimentation.

Ses inconvénients sont bien sûr la conception plus complexe avec l'étude des transitions « ligne-fente-patch » et la réalisation plus délicate et plus coûteuse. Cependant, cette solution est probablement la meilleure en terme de résultats. De plus, elle permet la conception d'une antenne en cosécante carrée dans le plan vertical associée à un pointage électronique dans le plan horizontal comme nous allons le voir à présent.

IX.2. Pointage électronique

IX.2.1. Introduction

L'association d'un diagramme en cosécante carrée et d'une matrice de Butler pour la formation de faisceaux est l'objectif final des développements antennaires du projet Broadwan [II.19].

En effet, le pointage électronique est particulièrement bien adapté pour les systèmes utilisant une technique de multiplexage TDD (Time Domain Division). Comme nous l'avons évoqué au chapitre 1, celle-ci n'impose pas une couverture totale des cellules en permanence. La cellule est divisée en plusieurs sous cellules, chacune étant couverte successivement par le faisceau de l'antenne.

C'est probablement cette solution qui offrira la meilleure couverture au système LMDS.

IX.2.2. Principe et avantages

Il existe beaucoup d'avantages à la réalisation de pointage électronique. Les antennes multifaisceaux permettent d'augmenter la portée totale des systèmes. En effet, la réduction de l'ouverture du lobe permet d'augmenter le gain de l'antenne. De plus, les antennes « intelligentes » concentrent la puissance utile dans les zones prioritaires en terme de demande de débit. Elles offrent ainsi une adaptabilité du système en fonction de la demande et réduisent la pollution électromagnétique de l'environnement.

Une antenne à pointage électronique est toujours constituée de 3 parties :

- un circuit de commutation
- un répartiteur de faisceaux
- un réseau d'antennes

Il existe plusieurs types de répartiteurs de faisceaux : la lentille de Rotmann de type quasi-optique [II.20], les matrices de Blass [II.21] et de Butler [II.22] de type circuit. D'importants travaux réalisés au CREAPE ont permis de mettre en évidence l'intérêt des matrices de Butler dans le domaine millimétrique [II.12].

IX.2.3. Matrice de Butler

Une matrice de Butler est composée de coupleurs 3 dB, de déphaseurs et dispose de N ports d'entrée et de N ports de sortie reliés au réseau d'antennes. L'antenne multifaisceaux ainsi composée permet d'obtenir N ou N+1 directions de faisceaux selon la version standard ou non standard, cette dernière permettant d'obtenir un faisceau dans l'axe. Un exemple d'architecture de matrice 4x4 est proposé **figure IX.4**.

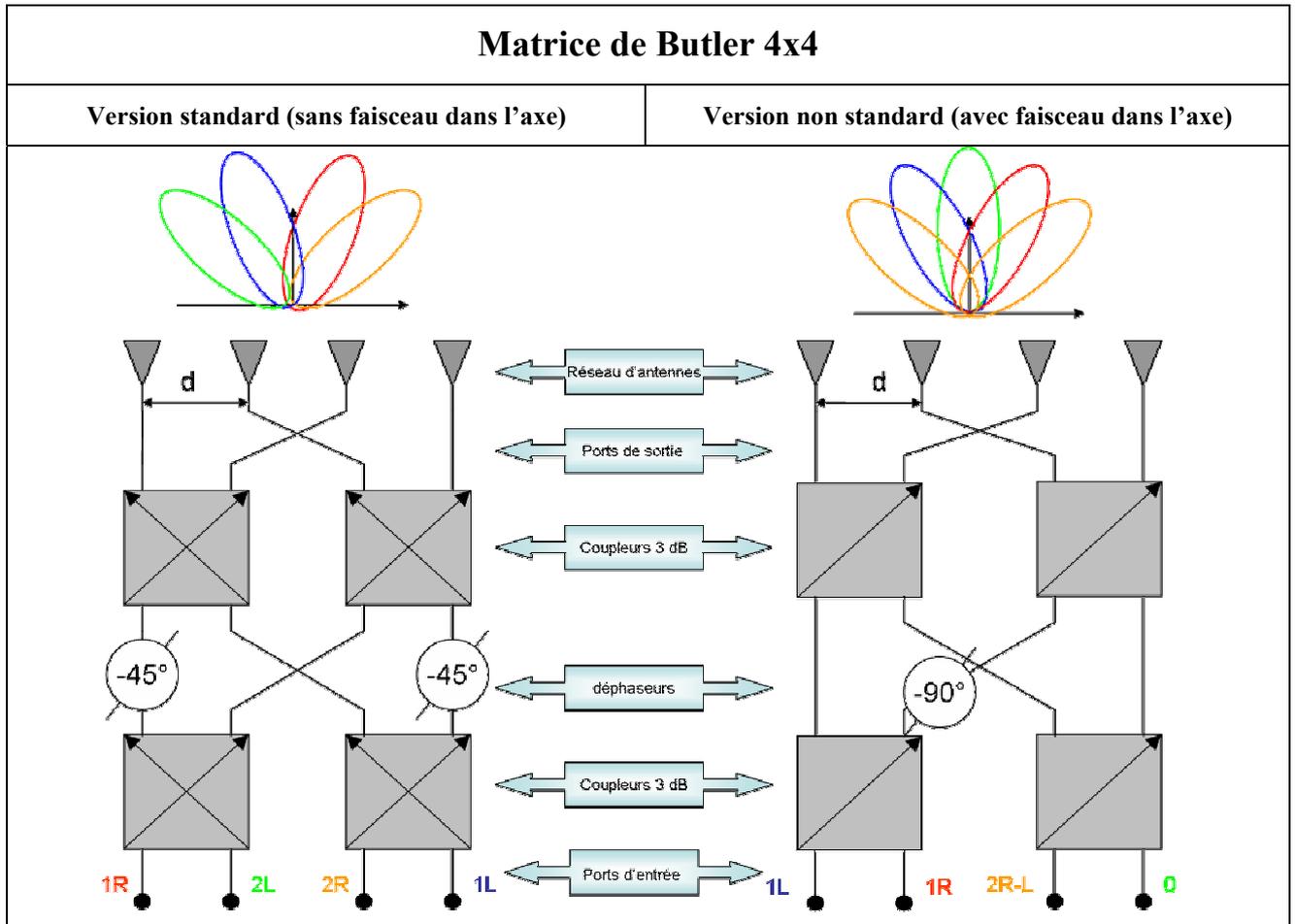


Figure IX.4 : Architecture d'une matrice de Butler 4x4

Le signal sur chaque port d'entrée est divisé en N signaux d'égale amplitude mais présentant un gradient de phase. Le réseau d'antenne recombinant ces signaux rayonne alors dans une direction privilégiée selon la formule (IX.1):

$$\varphi_m = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sin(\theta_m) \tag{IX.1}$$

avec : d : distance entre les éléments rayonnants

θ_m : angle entre la normale du réseau d'antenne et le faisceau d'indice m

λ_0 : longueur d'onde dans l'air

φ_m : gradients de phase entre deux éléments consécutifs

Les travaux réalisés dans l'équipe ont abouti à la conception d'une matrice 4x4 alimentant un réseau de 4x4 patches et permettant la formation de 4 faisceaux à ± 10 et $\pm 30^\circ$ (figure IX.5).

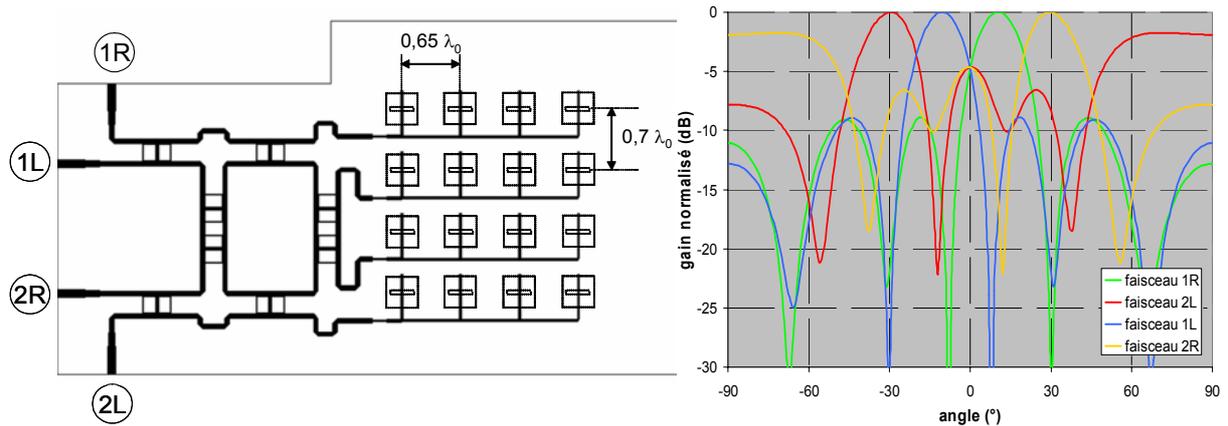


Figure IX.5 : Matrice de Butler réalisée et diagrammes de rayonnement correspondants

L'objectif consiste maintenant à coupler la matrice de Butler et l'antenne en cosécante carrée afin d'obtenir une couverture maximale pour le système LMDS. La figure IX.6 montre une comparaison de la couverture obtenue avec une antenne cosécante carrée – sectorielle et avec une antenne cosécante carrée à pointage électronique.

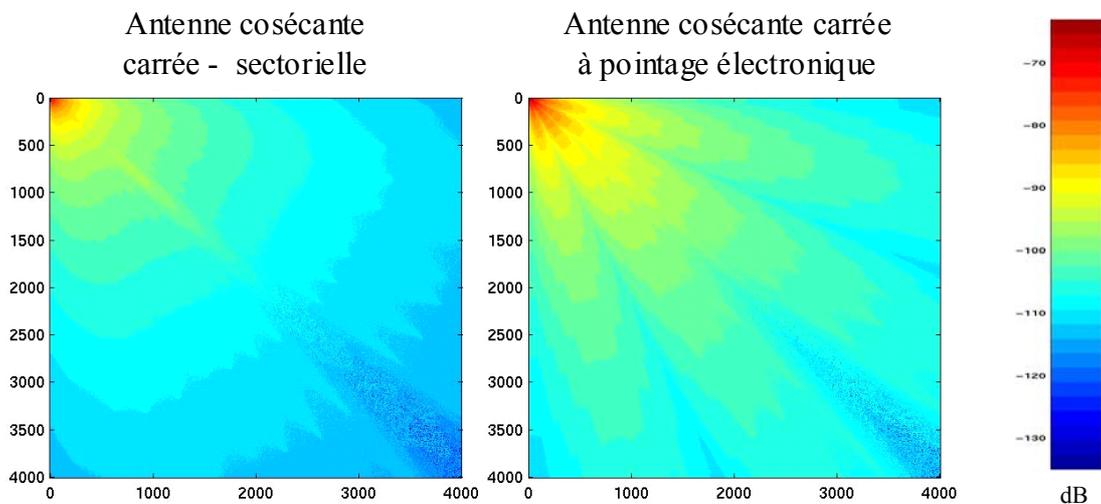


Figure IX.6 : Comparaison des couvertures obtenues avec une antenne sectorielle et une antenne à pointage électronique

Le gain obtenu avec la matrice de Butler étant plus important, on constate que la couverture obtenue est quasiment égale à 100%, le seuil de réception étant toujours fixé à -110 dB.

Cette solution est donc optimale puisqu'elle permet d'obtenir une meilleure couverture. Cependant, ces cartographies sont tracées sans prendre en compte les pertes dans le circuit de commutation et dans la matrice de Butler. Celles-ci sont assez importantes et compensent l'augmentation de gain due à la formation du faisceau. C'est pourquoi, l'utilisation d'amplificateurs peut être envisagée pour l'obtention de la couverture optimale.

Cette solution est à l'étude dans le cadre du projet Broadwan.

X. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'étudier en détail **la conception d'antennes en cosécante carrée à 40 GHz**.

Une première partie exposant **le principe et une étude théorique des diagrammes** en cosécante carrée nous a laissé entrevoir les performances que l'on pouvait attendre de ce type d'antenne. **L'étude de la couverture du système LMDS** a par la suite mis en évidence les **problèmes de zones d'ombre** dans la région proche de l'émetteur. **Le cahier des charges de notre antenne a alors pu être élaboré.**

La phase de conception a été abordée en plusieurs étapes :

- le choix de la technologie imprimée
- l'étude des pondérations afin d'obtenir le diagramme en cosécante carrée souhaité
- et finalement la conception des éléments rayonnants et de leur circuit d'alimentation.

Les performances de plusieurs antennes réalisées ont été présentées en terme de bande d'adaptation, de gain, de conformité du rayonnement ou encore de polarisation croisée. **Une dernière antenne a donné des résultats tout à fait satisfaisants.**

Finalement, l'étude de la couverture du système LMDS obtenue avec ces antennes en cosécante carrée nous a montré **l'élimination des zones de non réception** dues au rayonnement directif. **L'objectif premier de ces antennes a donc bien été atteint.**

Quelques développements ont été présentés avec la **formation du lobe dans le second plan** soit par la conception d'un **réseau sectoriel** soit par l'utilisation **d'une matrice de Butler pour réaliser un pointage électronique**. Ces solutions sont actuellement à l'étude.

La partie suivante de ce manuscrit est consacrée à l'étude d'une toute autre antenne : l'antenne BIE coaxiale. Cette antenne est elle aussi adaptée aux stations de base des réseaux de télécommunication sans fil puisqu'elle présente un rayonnement omnidirectionnel en azimut et un fort gain.

BIBLIOGRAPHIE

- [II.1] **L. THOUREL**
"Les antennes. Applications aux radars et aux techniques spatiales", Edition DUNOD
- [II.2] **M. BOGUAIS**
"Contribution à la synthèse de réseaux d'antennes. Réalisations en technologie imprimée"
Thèse de doctorat n° 72, U.E.R. Structure et Propriétés de la matière, Université de Rennes 1, novembre 1986.
- [II.3] **O. LAFOND**
"Conception et technologies d'antennes imprimées à 60 GHz" Thèse de doctorat n° 2399, U.E.R. Structure et Propriétés de la matière, Université de Rennes 1, décembre 2000.
- [II.4] **L. AGBA, L. FREYTAG, B. JECKO**
"Planning Tool for LMDS coverage using 3D Geographic Information System Data", ICETE 2004
- [II.5] **RECOMMANDATION UIT R P.837-4**
"Caractéristiques des précipitations pour la modélisation de la propagation" Question UIT-R 201/3, 2003
- [II.6] **RECOMMANDATION UIT R P.838-2**
"Modèle d'affaiblissement linéique dû à la pluie destiné aux méthodes de prévision" Question UIT-R 203/3, 2003
- [II.7] **RESEAU NATIONAL DE RECHERCHE EN TELECOMMUNICATIONS "ERASME"**
http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index_net.htm
- [II.8] **CONSORTIUM "Evaluation de Réseau d'Accès Sans Fil Multimédia en EHF"**
<http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/gpp/transparentes>
- [II.9] **O. BESSE**
"Contribution à l'étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique" Thèse de doctorat n° 41-00, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 2000.
- [II.10] **G.A. DESCHAMPS**
"Microstrip microwave antennas ", 3 rd USAF, Symposium on Antennas, 1953
- [II.11] **Hai Fong Lee & Wei Chen**
"Advances in Microstrip and printed Antennas", Wiley Series in Microwave and Optical Engineering
- [II.12] **C. DALL'OMO**
"Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler." Thèse de doctorat n° 42-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 2003.
- [II.13] **Y.T. LO and S.W. LEE**
"Antennas Handbook : Theory, Applications, and Design", Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1988.

[II.14] J.R. JAMES & P.S. HALL

"Handbook of Microstrip Antennas", IEE Electromagnetic Waves Series 28

[II.15] P.F. COMBES

"Micro-ondes 2 : Circuits passifs, propagation et antennes", Edition DUNOD, Paris, 1997

[II.16] M. RAMMAL

"Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés" Thèse de doctorat n° 3-93, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, janvier 1993.

[II.17] D. ECLERCY

"Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastiques." Thèse de doctorat n° 32-1998, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, septembre 1998.

[II.18] M. RAMESH, K.B. YIP

"Design Inset-Fed Microstrip Patch antennas", Microwaves & RF, décembre 2003,
<http://www.mwrf.com/Articles/Print.cfm?ArticleID=6993>

[II.19] CENTRE NATIONAL DE RECHERCHE SCIENTIFIQUE

"Europe – 6^{ième} PCRD : Résultats du 1^{er} appel IST" Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication.
<http://www2.cnrs.fr/STIC/AppelsOffresSTIC/6mePCRDappelIST.html>

[II.20] W. ROTMAN and R.F. TURNER

"Wide-angle Microwave Lens for Line Source Applications", IEEE Transactions on antennas and propagation, 1963, AP. 11, pp. 623-632

[II.21] J. BLASS

"Multi-directional antenna – new approach top stacked beams", IRE International Convention record, Pt.1, 1960, pp. 48-50

[II.22] J. BUTLER and R. LOWE

"Beam-forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas", Electronic Design, April 12, 1961

CHAPITRE III

Etude et conception d'antennes BIE coaxiales omnidirectionnelles en azimut pour stations de base

* * * * *

- PRESENTATION DES MATERIAUX BIE ET APPLICATION AUX ANTENNES**
- ETUDE MODALE DE L'ANTENNE BIE COAXIALE**
- ALIMENTATION**
- PROPRIETES ET PERFORMANCES**
- AMELIORATION DES PERFORMANCES**
- CONCEPTION D'UNE ANTENNE BIE COAXIALE A 5 GHZ**

I. INTRODUCTION

Dans le cadre du développement des réseaux sans fil, les antennes pour station de base tendent à devenir omnidirectionnelles. Un fort gain est alors nécessaire afin de couvrir des cellules toujours plus grandes. Dans cette partie, nous allons donc nous intéresser à la **conception d'antennes à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) omnidirectionnelles en azimut.**

Les antennes BIE planaires ont déjà suscité un vif intérêt auprès des scientifiques et des industriels de part leurs performances très intéressantes en termes de gain et d'encombrement.

Nous avons donc souhaité développer de nouvelles antennes BIE mais à **symétrie de révolution** afin d'obtenir **un rayonnement omnidirectionnel en azimut**. L'IRCOM a déposé en 1999 un premier brevet [III.1] sur les antennes BIE revendiquant ces structures omnidirectionnelles. Au cours des travaux présentés dans ce manuscrit un deuxième brevet [III.2] dédié entièrement aux antennes BIE omnidirectionnelles a été déposé. Très récemment, d'autres travaux sur ce type d'antennes ont vu le jour [III.3] [III.4]. La référence [III.3] propose l'utilisation d'une antenne à symétrie de révolution permettant de moduler l'ouverture dans le plan horizontal. La seconde propose une étude théorique de ces antennes. Le travail que nous présentons ici est différent de part la construction de la structure comme nous pourrons le voir ultérieurement.

Nous allons, dans un premier temps, étudier les **propriétés des matériaux BIE** puis les différentes applications dans le domaine des antennes seront abordées. En particulier, **l'antenne BIE planaire à défaut** sera présentée afin de bien comprendre le **principe de fonctionnement de telles antennes. Deux familles d'antennes BIE omnidirectionnelles sont issues de l'antenne planaire** : les antennes BIE cylindriques et les antennes BIE coaxiales. Nous montrerons les différences entre ces deux structures et nous justifierons le **choix de l'étude de l'antenne BIE coaxiale.**

Une **étude modale** de cette antenne sera réalisée dans un premier temps dans le but de la dimensionner. Ainsi, les caractéristiques permettant d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel en polarisation horizontale et verticale seront déterminées.

Cette étude analytique sera suivie par la **présentation des différentes techniques d'alimentation de l'antenne**, qui, comme nous pourrons le voir, sont déterminantes pour un bon fonctionnement de celle-ci.

L'antenne dimensionnée et alimentée pourra alors être simulée par la méthode FDTD. **Les performances des structures infinies puis finies** seront déterminées et des abaques permettant de regrouper l'ensemble des résultats seront tracés. Nous verrons que des performances très intéressantes peuvent être obtenues, en particulier au niveau du gain.

L'antenne BIE coaxiale étant une antenne résonante, son point faible est sans aucun doute la **bande en rayonnement relativement faible**. Nous étudierons alors **trois techniques permettant de pallier ce défaut**.

Finalement, afin de valider les résultats obtenus en simulation, **la conception et la réalisation d'une telle antenne à 5,8 GHz** suivant un cahier des charges fourni par la société RADIALL seront réalisées. La couverture obtenue avec ce prototype sera présentée.

II. PRESENTATION DES MATERIAUX BIE ET APPLICATION AUX ANTENNES

Après avoir présenté les caractéristiques des matériaux BIE, nous exposerons leurs domaines d'applications et plus particulièrement celui des antennes. L'antenne BIE omnidirectionnelle sera alors définie.

II.1. Matériau BIE

II.1.1. Définition

Les matériaux à bande interdite photonique (BIP) ou encore à bande interdite électromagnétique (BIE), sont des structures diélectriques ou métalliques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux. Cette périodicité peut exister dans une, deux ou bien dans les trois dimensions de l'espace (**figure II.1**).

Ils ont la propriété de **contrôler la propagation des ondes électromagnétiques**. Ces structures peuvent en effet jouer le rôle de **filtre fréquentiel ou de filtre spatial**.

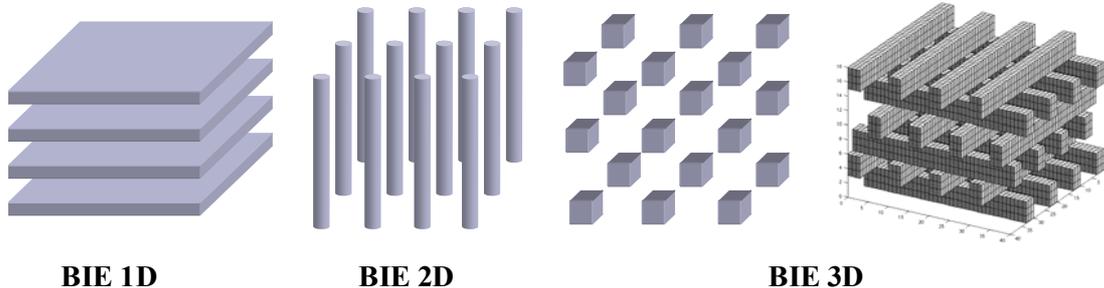


Figure II.1: Visualisation de structures BIE 1D, 2D et 3D

Le premier matériau à bande interdite photonique a été réalisé par le physicien William Laurence Bragg en 1915. Un empilement des surfaces planes transparentes, réalisant un miroir de Bragg, permet de réfléchir 99,5% de l'énergie incidente lorsque cette dernière attaque le miroir sous une incidence proche de zéro degré, propriété qu'aucun miroir classique ne peut atteindre.

L'incidence des ondes étant un facteur limitant, les chercheurs du monde entier ont tenté de développer des structures BIE isotropes, gardant leurs propriétés quelque soit l'angle d'incidence des ondes.

C'est en 1987 que le Professeur Eli Yablonovitch réussit à faire le rapprochement entre les propriétés des cristaux solides et des cristaux photoniques, grâce à l'analogie existant entre l'équation de Schrödinger et l'équation de propagation issue des équations de Maxwell [III.5]. Il a ainsi été démontré la possibilité d'obtenir des bandes de fréquences interdites totales pour des matériaux diélectriques périodiques 3D. Pour ces bandes de fréquences, aucune onde électromagnétique ne peut se propager dans le matériau et ceci quelque soit l'angle d'incidence considéré. Ces plages de fréquences ont été appelées Bandes Interdites Photoniques ou Bandes Interdites Electromagnétiques selon la gamme de fréquences considérée.

Etudions plus précisément les propriétés électromagnétiques de ces matériaux.

II.1.2. Propriétés électromagnétiques

Nous allons étudier les propriétés électromagnétiques des structures classiques puis des matériaux BIE présentant un défaut de périodicité.

(a) *Matériau BIE sans défaut*

Comme nous l'avons vu précédemment, la propriété fondamentale d'un matériau BIE est sa faculté à réfléchir les ondes électromagnétiques dans une certaine bande de fréquences. Afin de mettre en évidence ce phénomène, prenons l'exemple d'un matériau 1D.

On éclaire le matériau avec une onde plane en incidence normale et on calcule les coefficients de réflexion et de transmission de la structure (**figure II.2**). Cette étude peut être réalisée soit grâce à la méthode numérique FDTD [III.6] soit, pour les structures à une dimension, grâce à une méthode basée sur le calcul des impédances ramenées [III.7].

On constate la présence d'une bande de fréquences interdisant la transmission des ondes électromagnétiques, appelée **bande interdite**. Dans le cas des structures périodiques à une seule dimension, un empilement de n plaques d'épaisseur $\lambda_g/4$ séparées de $\lambda_0/4$ permet de créer une bande interdite centrée en f_0 .

La profondeur et la largeur de la bande interdite vont dépendre de la composition de la structure BIE : le nombre de périodes n composant la structure, la permittivité relative des matériaux utilisés dans le cas de structures BIE diélectriques [III.8] ou encore le diamètre des tiges et l'écartement entre celles-ci pour un matériau BIE métallique 2D [III.9].

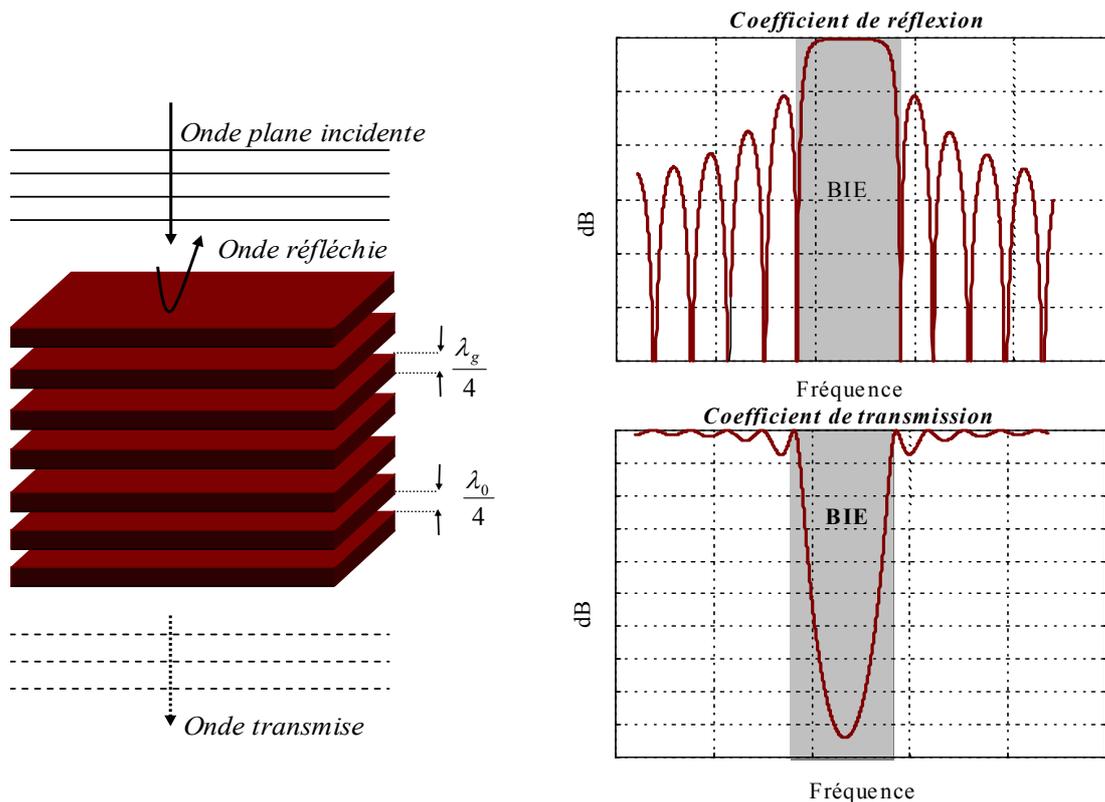


Figure II.2 : Coefficient de transmission et de réflexion d'une structure BIE 1D

Cependant, les propriétés des structures BIE deviennent particulièrement intéressantes lorsque l'on introduit un défaut dans la structure.

(b) Matériau BIE à défaut

L'introduction d'un défaut dans la structure peut être réalisé par une variation locale de la permittivité ou une rupture de la périodicité par la suppression d'un ou plusieurs éléments.

L'analogie entre les équations de Schrödinger et l'équation de propagation permet dans le cas des matériaux BIE à défaut d'expliquer encore une fois le phénomène [III.10].

Il apparaît que l'introduction d'un défaut dans le matériau BIE engendre l'apparition d'une bande de fréquences autorisée à l'intérieur de la bande interdite photonique. La **figure II.3** donne un exemple de résultat dans le cas d'une structure BIE 1D où le défaut a été réalisé par l'introduction d'un espace de hauteur λ_0 au centre de la structure.

On constate l'apparition d'un pic de transmission de fréquence centrale F_0 et de largeur à -3 dB Δf .

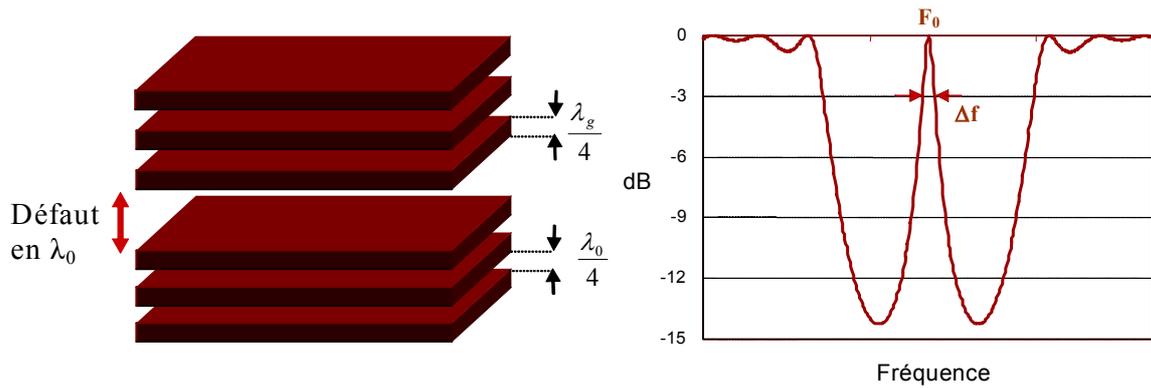


Figure II.3 : Coefficient de transmission d'une structure BIE à défaut

Les caractéristiques de ce pic de transmission varient avec les caractéristiques du défaut, à savoir sa nature et sa hauteur et bien sûr avec la structure BIE (nombre de plaques et permittivité relative pour le cas de structures BIE diélectriques). On définit le pic de transmission par l'intermédiaire du coefficient de qualité Q .

$$Q = \frac{F_0}{\Delta f} \quad (\text{II.1})$$

Avec F_0 : Fréquence du pic de transmission

Δf : Bande passante à - 3 dB

Le facteur de qualité de la structure BIE dépend du nombre de plaques et du contraste de permittivité diélectrique des matériaux de la structure, l'air pouvant être remplacé par un autre matériau. Cette grandeur nous permettra par la suite de caractériser complètement le matériau.

Ces principes sont bien sûr applicables aux structures périodiques à deux ou trois dimensions. De même, on peut observer ces propriétés avec des matériaux BIE métalliques 2D ou 3D. Des études plus détaillées ont été réalisées afin de caractériser ce pic de transmission en fonction de la structure [III.10].

Ces propriétés ont entraîné l'utilisation des matériaux BIE pour de nombreuses applications et en particulier pour la conception d'antennes.

II.2. Applications aux antennes

II.2.1. Introduction

De nombreuses applications ont été développées tout d'abord dans le domaine de l'optique, puis dans celui des fréquences centimétriques et millimétriques, les réalisations étant plus aisées. Les applications se classent alors notamment dans le domaine des circuits micro-ondes et des antennes.

Il est possible par exemple de réaliser des fonctions de filtrage, de créer des guides d'onde accordables en fréquence ou encore des circuits MEMS [III.11].

Cependant, le domaine qui nous intéresse ici est celui des antennes. Ainsi, on trouve des travaux permettant :

- de pallier aux problèmes de pertes dans les substrats diélectriques. L'utilisation d'un substrat BIE peut réduire les pertes et améliorer la directivité d'une antenne patch par exemple [III.12] [III.13].
- de contrôler les directions de propagation [III.14] et de réduire les lobes secondaires. Les propriétés en réflexion de ces matériaux permettent la réalisation de réflecteurs plans [III.15] ou paraboliques diélectriques [III.16].
- d'augmenter le gain des antennes en réduisant l'ouverture des faisceaux.

C'est cette dernière application des matériaux BIE qui va nous intéresser dans ce travail. Dès 1985, une équipe américaine met en évidence l'augmentation de directivité obtenue avec un radôme diélectrique périodique sur une antenne imprimée [III.17].

Par la suite, l'équipe CREAPE a mis en évidence le principe d'utilisation d'une structure BIE pour réaliser une antenne grand gain : **l'antenne planaire BIE à défaut** [III.18] [III.19] [III.8] [III.7].

II.2.2. Antennes planaires

A partir de la structure BIE à défaut, deux types d'antennes planaires peuvent être conçues :

- une antenne bidirectionnelle, constituée de la structure complète

- une antenne directive, constituée par un plan de masse et une demi-structure BIE.

(a) Antenne bidirectionnelle

L'antenne à résonateur BIE bidirectionnelle est la plus simple que l'on puisse concevoir à partir d'un matériau BIE à défaut. En effet, en conservant la structure BIE et en plaçant une source appropriée au centre de la cavité, deux directions de propagation seront privilégiées. La **figure II.4** montre un exemple d'antenne bidirectionnelle constituée à partir d'un matériau BIE diélectrique 1D et son diagramme de rayonnement dans un plan vertical.

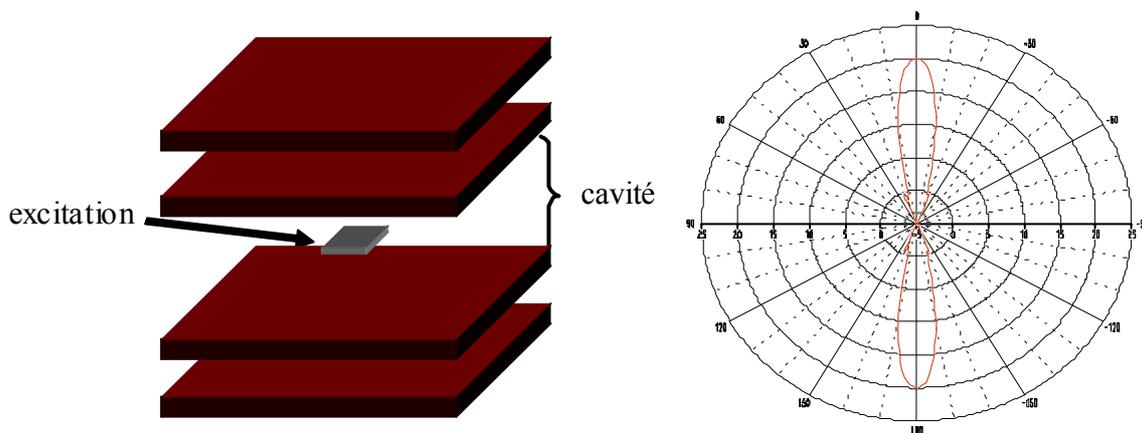


Figure II.4 : Schéma d'une antenne à matériau BIE bidirectionnelle et diagramme de rayonnement associé

(b) Antenne directive

Afin de concevoir des antennes directives, c'est-à-dire afin d'obtenir une seule direction de propagation des champs dans la structure BIE à défaut, il est possible d'insérer un plan de masse métallique à l'intérieur du défaut comme le montre la distribution du champ électrique dans la structure à la fréquence F_0 du pic de transmission (**figure II.5**).

On constate **que le champ électrique est principalement confiné au centre de la structure, au niveau du défaut.**

Le champ électrique tangentiel caractérisé par une valeur nulle satisfait la condition de court circuit électrique au milieu de la structure. De plus, le champ réparti de façon antisymétrique de part et d'autre du centre de la structure est en accord avec le principe de l'image électrique imposée par le plan de masse. Mais, il est nécessaire d'utiliser des structures BIE présentant un défaut multiple entier de λ_0 pour conserver ces propriétés.

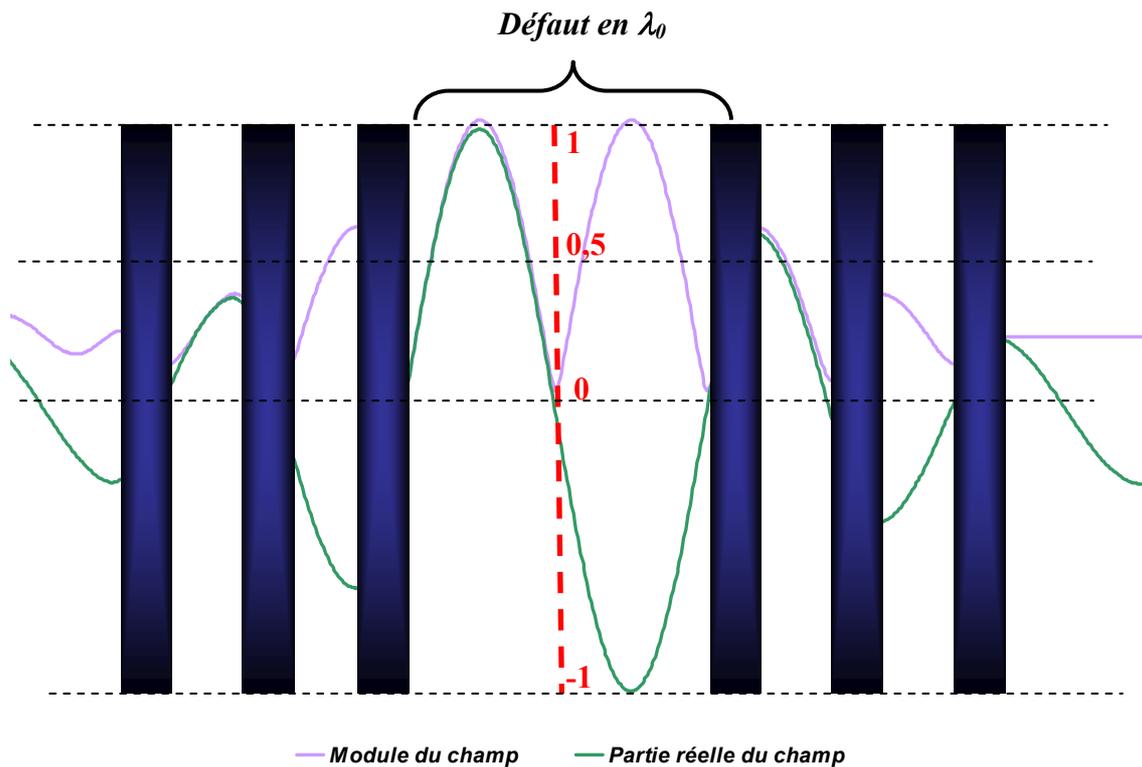


Figure II.5 : Distribution du champ électrique tangentiel dans une structure BIP 1D à défaut à F_0

L'insertion d'un plan de masse dans la structure à défaut va imposer une seule direction de propagation aux ondes électromagnétiques, celle-ci étant la direction de pointage de l'antenne directive ainsi réalisée.

Cette antenne, appelée BIE résonante à défaut a été créée pour la première fois à l'IRCOM [III.18].

Nous allons voir succinctement les propriétés de cette antenne plane directive avant de présenter les antennes omnidirectionnelles en azimut qui découlent des antennes planaires et qui constituent le travail essentiel de ce chapitre.

II.2.3. Propriétés de l'antenne BIE résonante à défaut

(a) Constitution

L'antenne à résonateur BIE est composée de trois parties comme le montre la **figure II.6**. Elle possède un **plan de masse** supportant le système d'excitation, une « **cavité** » située entre le plan de masse et le **matériau BIE**, qui constitue la troisième partie. Ce qui est nommé ici « **cavité** » est défini par l'espace d'air entre le plan de masse et le matériau BIE. Il ne s'agit

pas d'une cavité au sens électromagnétique du terme mais d'une expression qui nous permettra de définir ce volume. Il en sera de même dans toute la suite du manuscrit.

Sur la figure ci-dessous, le matériau BIE est composé d'un empilement de trois plaques diélectriques, espacées par de l'air.

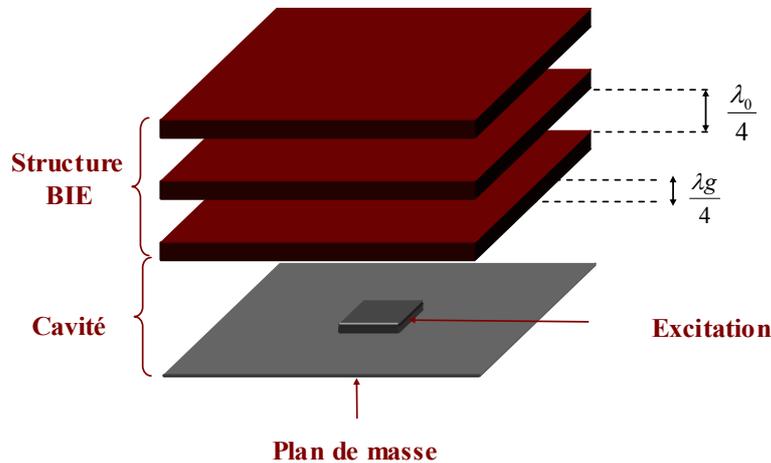


Figure II.6 : Antenne à résonateur BIE 1D

(b) Excitation de la structure

L'excitation de la structure doit répondre à un certain nombre de critères.

Tout d'abord, la source excitatrice doit être peu encombrante pour perturber le moins possible la cavité dans laquelle est emmagasinée l'énergie. De même, son alimentation doit être choisie pour ne pas perturber le champ dans la cavité. Dans ces conditions, une alimentation par la face inférieure du plan de masse semble idéale.

La sonde excitatrice doit de plus être capable d'exciter convenablement le mode de défaut du matériau (ou mode de cavité) à la fréquence souhaitée, c'est à dire qu'elle doit générer un champ E tangentiel aux plaques.

Finalement, le rayonnement de la source doit présenter un seul lobe principal à la verticale du plan de masse pour ne pas amener l'énergie à fuir par les parois latérales de la cavité. De tous ces critères, on peut dégager deux principaux types de sondes excitatrices qui sont les **antennes à fentes** et les **antennes plaquées**.

La conception de l'antenne planaire a été étudiée en détail au sein de l'IRCOM. Observons les différentes propriétés de ces antennes en termes de champ dans la cavité, d'impédance d'entrée et de rayonnement.

(c) Champ dans la cavité

Une cartographie du module du champ E tangentiel réalisée au milieu de l'antenne à résonateur BIE et à la fréquence F_0 du pic de transmission est donnée **figure II.7**. On constate que l'énergie est emmagasinée au centre de la cavité et ne peut fuir que dans la direction perpendiculaire au plan de masse.

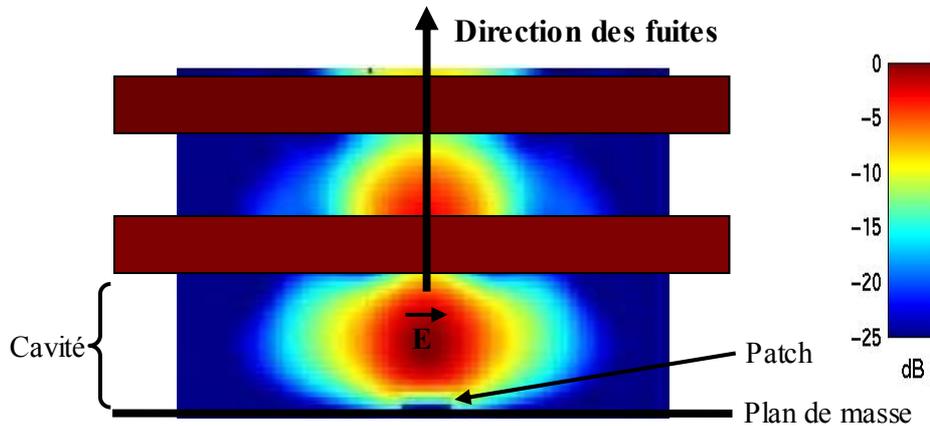


Figure II.7 : Cartographie verticale au milieu de l'antenne à résonateur BIE du module du champ E tangentiel

On constate aussi **une condition de court-circuit électrique (CCE) à l'interface entre la cavité et la première lame diélectrique** et une condition de court-circuit magnétique à l'interface entre la première lame diélectrique et la première lame d'air.

(d) Impédance d'entrée

L'observation de l'impédance d'entrée de cette antenne va nous permettre de mieux comprendre son fonctionnement (**Figure II.8**).

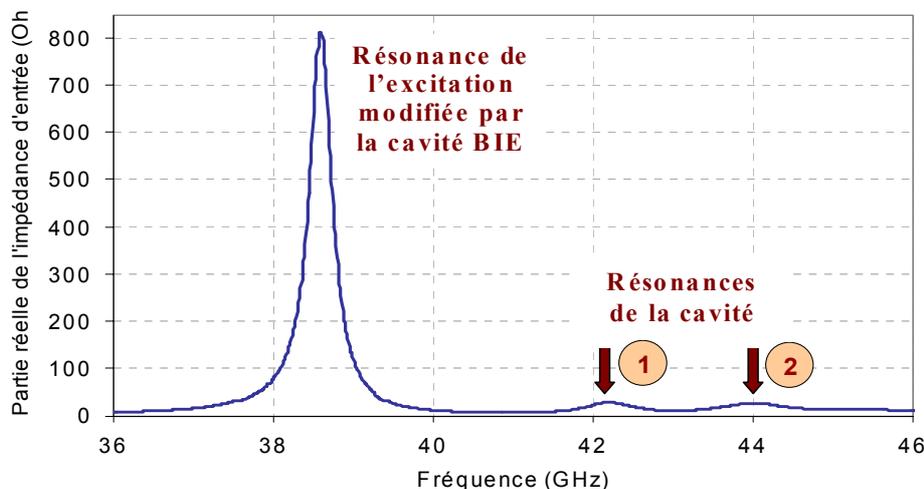


Figure II.8 : Exemple de partie réelle de l'impédance d'entrée d'une antenne résonante BIE 1D

On constate la présence d'un certain nombre de résonances. La première est directement liée à la source excitatrice, les suivantes correspondent à des résonances de la cavité BIE. En effet, la modification de la fréquence de résonance du patch n'entraîne qu'une variation de la fréquence du premier pic, les fréquences des suivants restant inchangées. Les cartographies du module du champ E tangentiel aux plaques à l'intérieur de la cavité pour ses différentes fréquences de résonances sont données **figure II.9**.

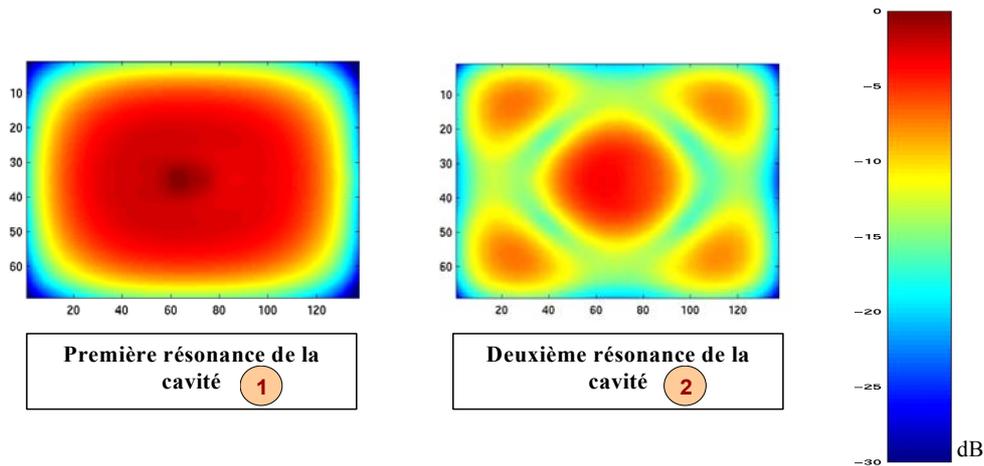


Figure II.9 : Cartographie horizontale du module du champ E tangentiel aux plaques au centre de la cavité

La répartition du module du champ E varie beaucoup avec la fréquence. Le mode de la cavité qui pour la réalisation d'antenne directive sera intéressant est le premier mode (correspondant à la fréquence F_0) où toute l'énergie est concentrée au centre de la structure. Le rayonnement associé présente un lobe directif dans l'axe avec de faibles lobes secondaires. Le BIE résonant à défaut est alors assimilable à une ouverture rayonnante. Ses dimensions latérales seront donc directement déduites des lois régissant ce type d'antenne [III.20].

Le deuxième mode de la cavité ne présentant plus un champ uniforme au centre de la cavité, engendrera l'apparition de lobes secondaires importants.

Le champ E tangentiel s'annule sur les bords de la cavité pour les deux modes. Cette constatation nous sera utile lors de l'analyse modale des antennes omnidirectionnelle.

(e) Rayonnement

Observons maintenant le rayonnement de cette antenne. Elle présente un diagramme de rayonnement directif avec des lobes secondaires faibles et une directivité importante à la

fréquence du pic de transmission F_0 comparée à une antenne plaquée seule (**figure II.10**).

Typiquement, ces antennes peuvent atteindre une directivité supérieure à 30 dB.

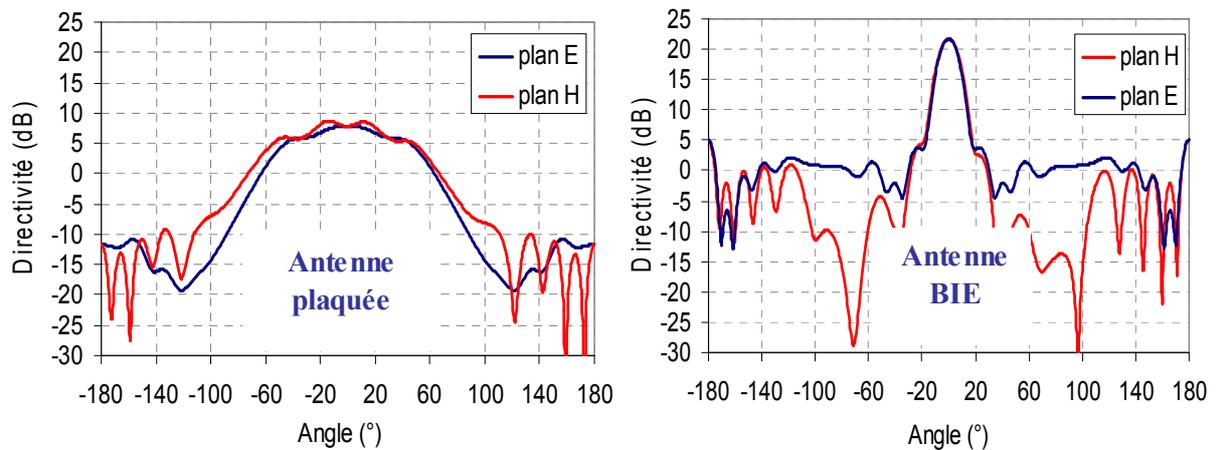


Figure II.10 : Comparaison d'exemples de diagrammes de rayonnement d'une antenne plaquée et d'une antenne à résonateur BIE 1D

Pour des fréquences supérieures (F_2 et F_3), se rapprochant des résonances suivantes, on observera une poussée progressive des lobes secondaires au détriment du lobe principal (**figure II.11**).

Les évolutions des diagrammes en fonction de la fréquence dans les plans E et H sont identiques.

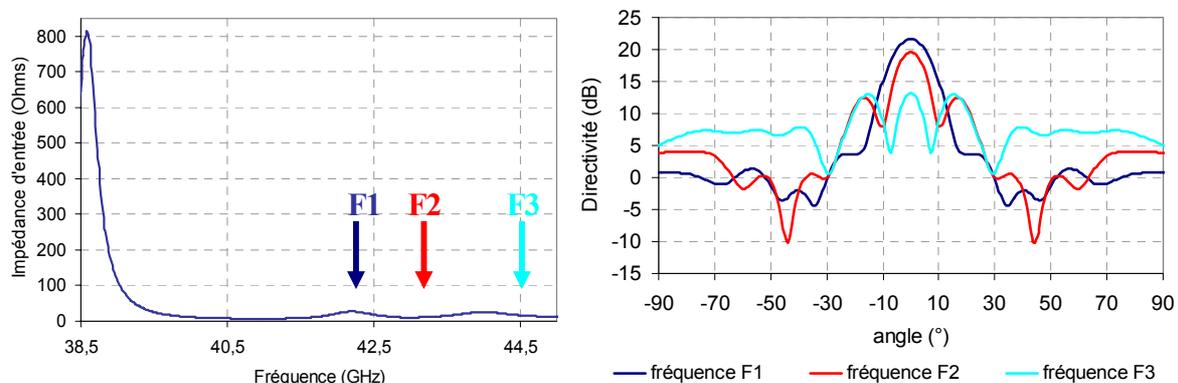


Figure II.11 : Evolution des diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence dans le plan E

Il est à noter que les performances de l'antenne en terme de directivité sont directement liées au coefficient de qualité du matériau BIE à défaut ainsi qu'aux dimensions latérales de l'antenne. **Le coefficient de qualité de la structure BIE à défaut donnera une directivité potentielle, qui sera atteinte si les dimensions latérales de la structure sont suffisantes [III.20].**

Les travaux de l'équipe [III.20] ont permis de tracer un certain nombre d'abaques permettant de prévoir les performances des antennes en fonction de la structure BIE utilisée.

(f) Abaques

La **figure II.12** donne le coefficient de qualité (déterminé à partir du coefficient de transmission du matériau BIE à défaut entier sans plan de masse) en fonction de la composition de la structure.

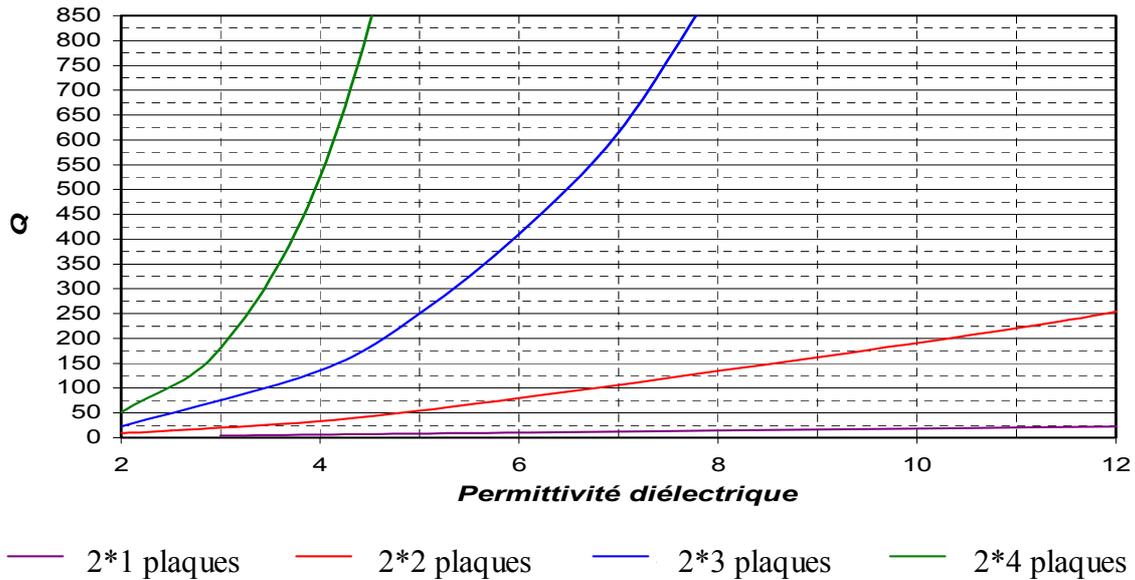


Figure II.12 : Evolution du coefficient de qualité en fonction de la composition de la structure BIE

On peut ainsi connaître facilement le coefficient de qualité d'une structure particulière ou bien, si l'on souhaite obtenir un facteur de qualité particulier, on peut lire rapidement la composition de la structure nécessaire à son obtention.

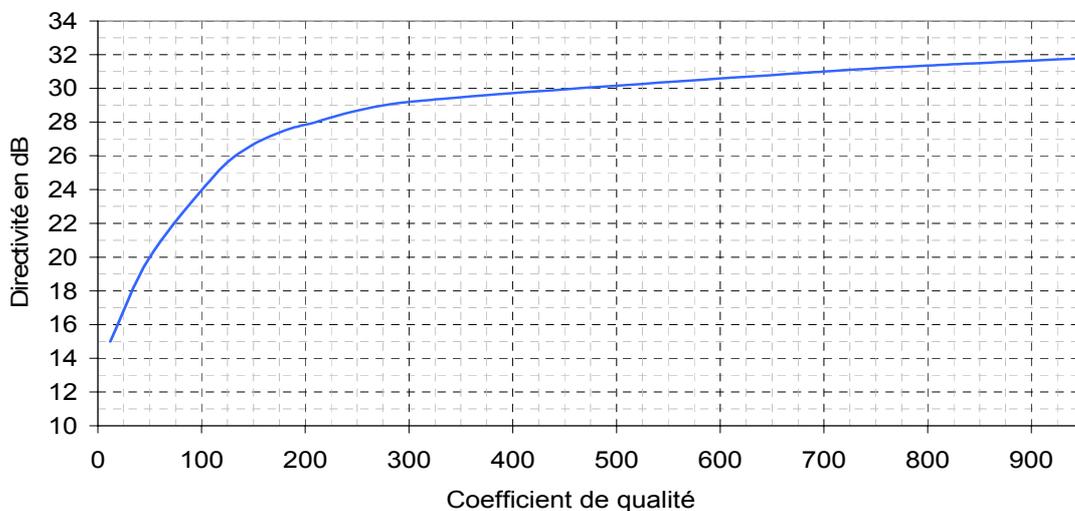


Figure II.13 : Evolution de la directivité en fonction du coefficient de qualité

De même, on observe **figure II.13**, la directivité potentielle de l'antenne à partir de ce même coefficient de qualité. La directivité augmente avec celui-ci et peut atteindre des valeurs supérieures à 30 dB.

Le dernier point très important concerne la bande passante en rayonnement de ces antennes, qui constitue leur point faible. La **figure II.14** montre que la bande passante en rayonnement à -3 dB décroît très rapidement lorsqu'on augmente le coefficient de qualité de la structure (donc la directivité).

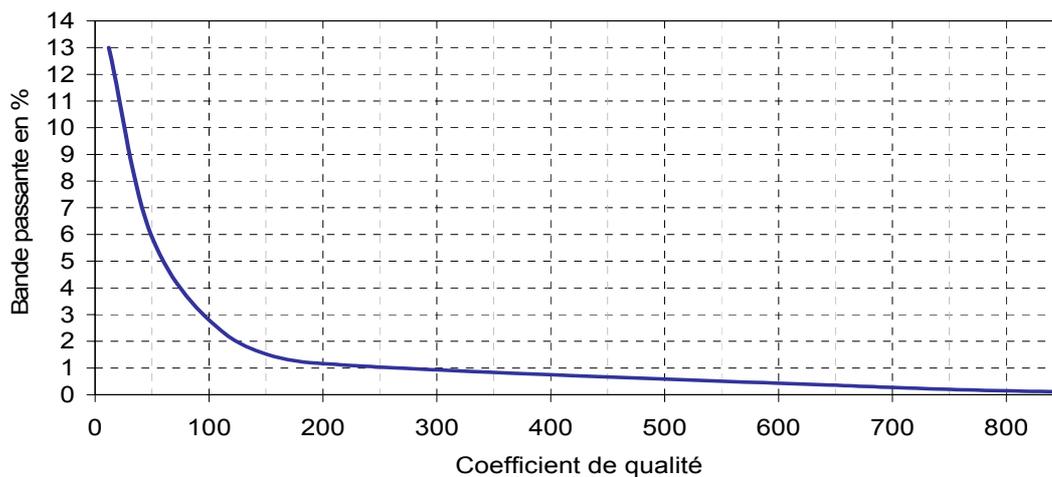


Figure II.14 : Evolution de la bande passante à -3 dB en fonction du coefficient de qualité

Cela s'explique par le fait que l'antenne BIE est une antenne résonante et fonctionne donc uniquement autour de la fréquence du pic de transmission. Plus le coefficient de qualité de la structure est élevé, plus la structure sera sélective en fréquence et donc plus la bande de fonctionnement à -3 dB sera réduite (et le gain fort).

(g) Développements récents

De nombreux travaux ont été réalisés à partir de cette antenne afin d'augmenter la bande passante [III.21], de réaliser une antenne bi-bande [III.22] ou encore de dépointer le lobe [III.23]. Aussi, très récemment, de nouvelles techniques d'analyse des modes de fonctionnement de ces antennes ont été développées [III.24] afin de mieux comprendre leur fonctionnement.

Les principales caractéristiques des antennes BIE planaires ayant été rappelées, la présentation et l'étude des antennes BIE résonantes omnidirectionnelles en azimut vont maintenant être abordées.

II.3. Antennes BIE résonantes omnidirectionnelles en azimuth

II.3.1. Introduction

Nous avons pu voir dans le paragraphe précédent le principe de fonctionnement et les propriétés des antennes BIE planaires. Cette étude va nous permettre de mieux comprendre le fonctionnement des antennes BIE omnidirectionnelles.

En effet, l'idée a été d'essayer d'obtenir des performances toutes aussi intéressantes mais avec un **rayonnement omnidirectionnel en azimuth**. Les nouvelles structures issues de cette réflexion sont à **symétrie de révolution**. La « cavité » parallélépipédique de l'antenne planaire a été conformée afin d'obtenir une « cavité » **cylindrique**. Ici encore, celle-ci n'est pas délimitée par des parois physiques à ses extrémités et l'appellation « cavité » n'est pas exacte. Nous utiliserons ce terme pas la suite en gardant à l'esprit qu'il ne s'agit pas d'une cavité électromagnétique parfaite. Ces structures ont été présentées dans un brevet [III.1] déposé en 1999 par l'IRCOM.

Le développement de ce nouveau type d'antennes est cependant récent et n'a fait l'objet que de peu de publications [III.3] [III.4]. La conformation de la cavité des antennes BIE planaires peut entraîner la conception de **deux types de structures** que nous appellerons : **antenne BIE cylindrique et antenne BIE coaxiale**. Un second brevet [III.2] a été déposé en mai 2004 par l'IRCOM revendiquant ces deux structures.

A présent, le principe, les avantages et les inconvénients de chacune de ces structures vont être exposés afin d'expliquer le choix qui a été fait de n'étudier qu'une seule de ces antennes de façon approfondie.

II.3.2. Antenne BIE cylindrique

Cette première structure a été conçue à partir de l'antenne planaire bidirectionnelle. La **figure II.15** présente l'antenne obtenue dans le cas d'un matériau 1D diélectrique.

L'antenne BIE cylindrique 1D diélectrique est donc composée de cylindres concentriques de hauteur H . La cavité résonante de cette antenne est délimitée par le premier cylindre diélectrique.

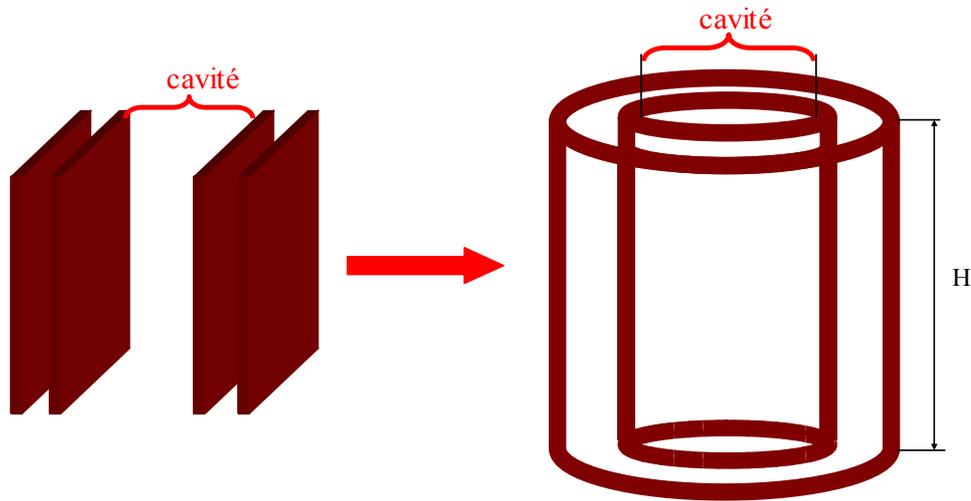


Figure II.15 : Schéma de l'antenne BIE cylindrique 1D

II.3.3. Antenne BIE coaxiale

Cette deuxième structure a été conçue par conformation de l'antenne BIE planaire à défaut directive. La **figure II.16** présente l'antenne obtenue.

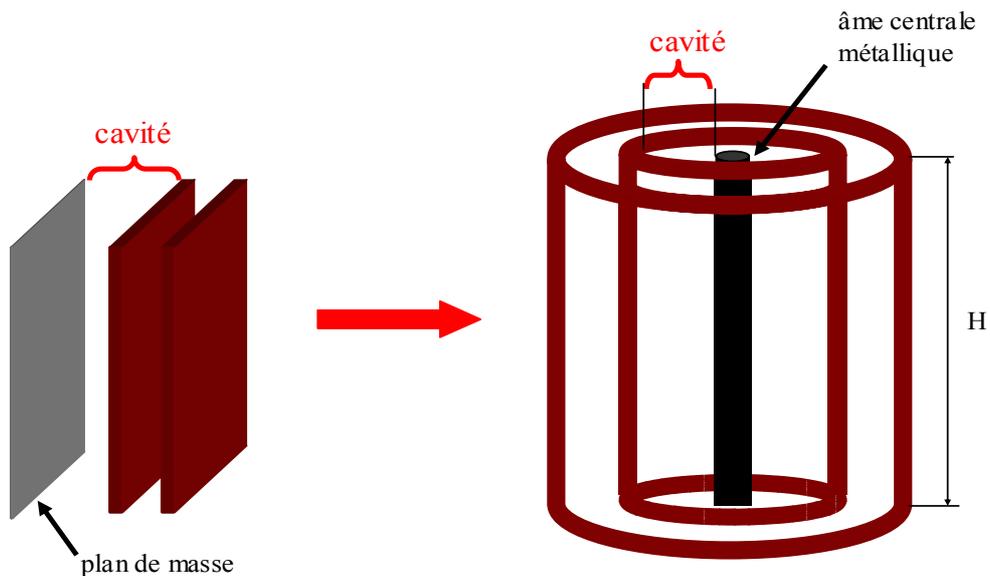


Figure II.16 : Schéma de l'antenne BIE coaxiale 1D

Cette structure 1D diélectrique est elle aussi composée de cylindres diélectriques concentriques mais présente une âme centrale métallique d'où lui vient son nom « coaxiale ». Cette tige centrale est l'équivalent du plan de masse de l'antenne directive.

La cavité résonante sera cette fois-ci délimitée par le premier cylindre diélectrique et par l'âme centrale.

II.3.4. Remarque

Il est à noter que ces antennes, présentées ici sous forme d'antennes BIE diélectriques 1D sont réalisables avec des matériaux BIE 2D et 3D diélectriques ou métalliques. Les cylindres pleins sont alors remplacés par des tiges disposées de manière circulaire ou encore par une grille conformée en cylindre (**figure II.17**).

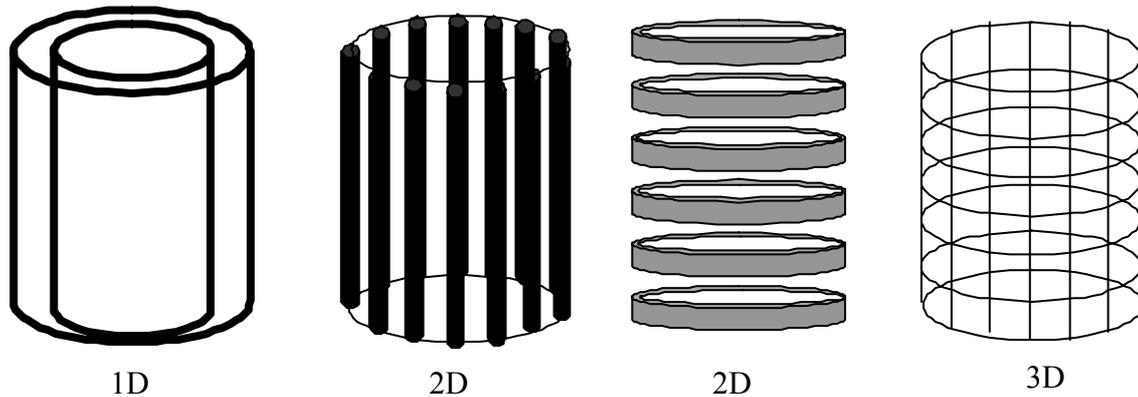


Figure II.17 : Représentations de l'antenne BIE omnidirectionnelle 1D, 2D et 3D

Le dimensionnement des cavités et des cylindres, ainsi que l'étude des performances en fonction de la composition de la structure représentant une certaine quantité de travail, nous avons choisi de n'étudier dans un premier temps que l'antenne coaxiale.

Afin de faire ce choix, les avantages et les inconvénients de chacune des deux solutions ont été identifiés.

II.3.5. Avantages et inconvénients des deux antennes

(a) Performances

Les deux antennes, cylindrique et coaxiale, pouvaient prétendre aux mêmes performances, le choix de l'une ou l'autre structure ne pouvait donc pas se baser sur ce critère. Cependant, d'autres paramètres étaient facilement observables.

(b) Encombrement

Le premier paramètre à prendre en compte est l'encombrement global de l'antenne. La présence de l'âme centrale métallique dans le cas de l'antenne BIE coaxiale entraîne obligatoirement une augmentation de son diamètre total. De plus, par la suite, l'étude modale

des antennes nous a montré que les dimensions de l'antenne cylindrique étaient inférieures à celle de sa concurrente.

(c) *Réalisation*

Un autre paramètre déterminant est la facilité de réalisation de ces antennes. A priori, la réalisation des cylindres diélectriques, des tiges ou autre ne posera pas plus de problème dans un cas que dans l'autre. Cependant, le point dur va concerner l'alimentation. En effet, comme dans le cas des antennes planaires, une sonde excitatrice devra être placée au centre de la cavité. Celle-ci devra être apte à exciter la structure et devra donc présenter des caractéristiques de rayonnement adaptées. Mais cette sonde devra aussi perturber le moins possible le fonctionnement de la cavité.

Prenons le cas de l'antenne BIE cylindrique. La source d'excitation doit être placée au centre de la cavité. Pour cela, un support diélectrique doit être utilisé et le fonctionnement de la cavité en sera perturbé. Mais le plus problématique est d'amener un câble coaxial pour alimenter cette sonde. Celui-ci traversera la cavité et signera obligatoirement le diagramme de rayonnement.

La présence de l'âme centrale métallique dans le cas de l'antenne BIE coaxiale résoud ces problèmes. En effet, d'une part la source d'excitation de la cavité pourra être fixée directement sur l'âme centrale et le câble d'alimentation sera logé à l'intérieur de cette dernière. Cependant, le choix de l'antenne excitatrice sera plus délicat comme nous le verrons par la suite.

II.3.6. Choix

Mon choix s'est donc porté sur **l'antenne BIE coaxiale** pour ses facilités d'alimentation malgré l'encombrement plus important de l'antenne.

Il est à noter que les différentes études réalisées sur des structures BIE omnidirectionnelles [III.3] [III.4] ont toujours considéré l'antenne BIE cylindrique. L'originalité et le côté innovant de ce travail s'en trouvent renforcés. D'autre part, l'étude de l'antenne BIE cylindrique a, depuis, été entreprise au sein de l'équipe CREAPE [III.25].

Maintenant que le choix de l'antenne BIE coaxiale a été expliqué, nous allons pouvoir aborder l'étude détaillée de cette antenne.

Celle-ci va être décomposée en deux parties :

- une étude théorique modale. Celle-ci aura plusieurs objectifs :
 - définir les modes de la cavité permettant de créer une polarisation horizontale ou verticale de l'antenne
 - dimensionner correctement la structure c'est à dire relier la taille de la cavité et l'épaisseur des cylindres diélectriques dans les deux polarisations à une fréquence de résonance
- une étude, par l'intermédiaire de simulations FDTD, des performances de l'antenne en fonction de la composition de la structure

Comme nous allons le voir, l'étude modale va nous permettre par une méthode approchée de réaliser un dimensionnement des antennes BIE coaxiales réduisant ainsi le nombre de simulations FDTD nécessaires à leur conception.

III. ETUDE MODALE DE L'ANTENNE BIE COAXIALE

III.1. Introduction

Cette étude modale comporte un certain nombre d'approximations sur les conditions aux limites au niveau des parois de notre « cavité ». Celles-ci vont être faites à partir de l'observation du comportement des champs dans la cavité de l'antenne BIE planaire. Les résultats obtenus ne seront donc pas exacts. Une validation de ceux-ci par des simulations rigoureuses utilisant la méthode FDTD nous permettra cependant d'affirmer que cette étude permet de dimensionner la structure en première approximation réduisant ainsi le nombre de simulations nécessaires à la conception d'une antenne BIE coaxiale.

Nous allons tenter au cours de cette étude de:

- déterminer les modes de la pseudo cavité
- définir les modes qui nous intéressent pour un comportement en antenne par analogie avec les structures planaires
- observer l'évolution des fréquences de résonances de ces modes en fonction de la composition de la structure.

L'objectif est de dimensionner l'antenne par une méthode approximative mais en aucun cas d'expliquer dans le détail le fonctionnement électromagnétique de la structure.

III.2. Approche du problème

La connaissance des antennes BIE planaires et les premières simulations de l'antenne BIE coaxiale nous ont permis de déterminer des similitudes entre les deux antennes en termes de champ dans la cavité, de rayonnement et de polarisation.

III.2.1. Distribution des champs

Observons le champ tangentiel aux plaques dans la cavité de l'antenne BIE planaire et tangentiel aux cylindres dans la cavité de l'antenne BIE coaxiale pour la fréquence de fonctionnement centrale de l'antenne (**figure III.1**).

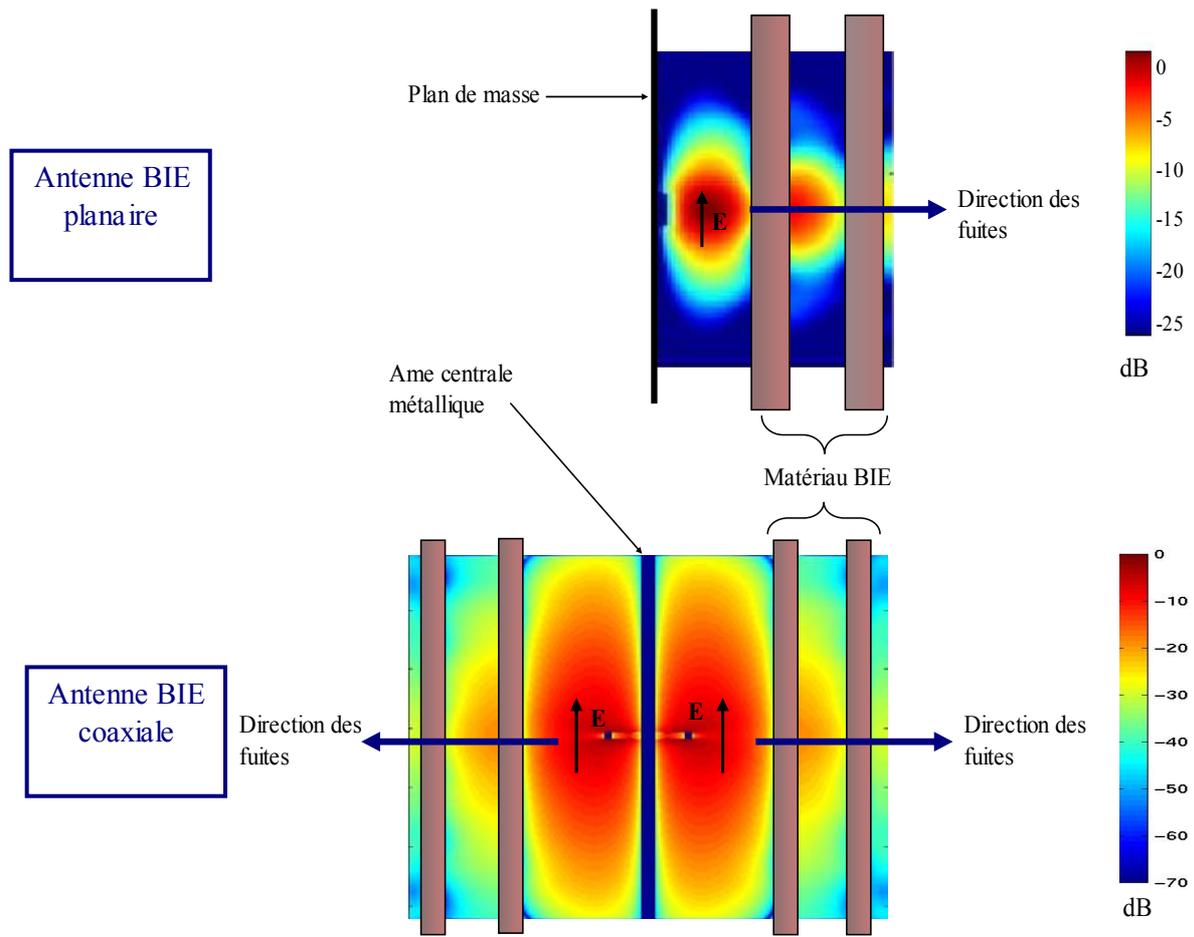


Figure III.1 : Module du champ E tangentiel au matériau BIE dans les cavités des antennes planaire et coaxiale à la fréquence centrale de fonctionnement de l'antenne

Il existe une grande similitude entre les antennes planaire et coaxiale. En effet, le module du champ tangentiel au matériau BIE est maximum au centre de la cavité et s'annule sur le matériau et sur les bords de l'antenne. Nous allons voir si cette répartition similaire des champs entraîne un comportement en rayonnement identique.

III.2.2. Rayonnements associés

Observons les diagrammes de rayonnement obtenus avec les deux antennes BIE planaire et coaxiale à leur fréquence centrale de fonctionnement (**figure III.2**).

Les diagrammes de rayonnement obtenus sont similaires dans le plan E. Dans le plan H, l'antenne planaire est directive alors que l'antenne coaxiale présente un rayonnement omnidirectionnel.

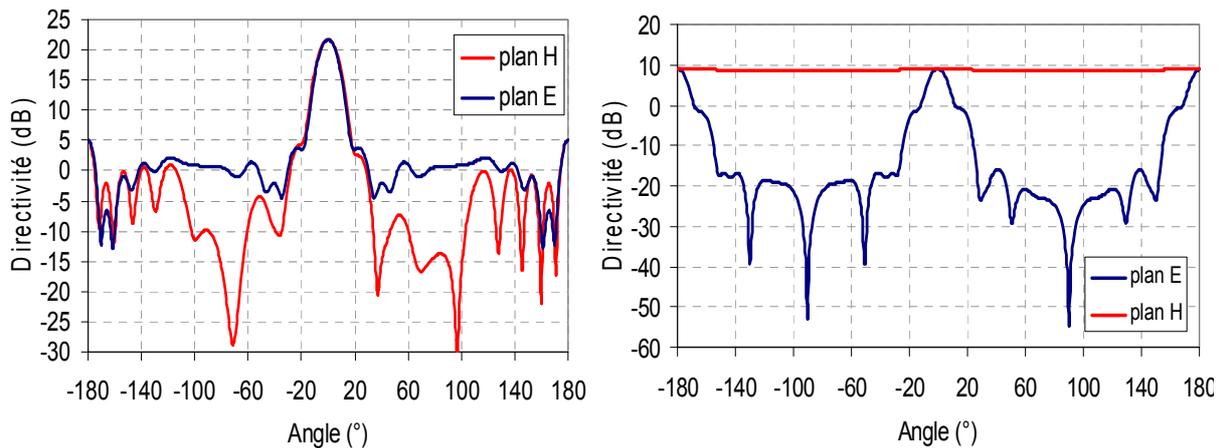


Figure III.2 : Diagrammes de rayonnement obtenus avec une antenne BIE planaire et une antenne BIE coaxiale

Ces diagrammes de rayonnement sont obtenus à la même fréquence que les cartographies de champ de la **figure III.1**. C'est donc bien la répartition des champs donnée **figure III.1** que nous chercherons à retrouver lors de l'étude modale. Les dimensions de l'antenne sur ce mode permettant d'obtenir le rayonnement souhaité pourront alors être déterminées.

Les observations sur les conditions aux limites dans la cavité vont nous permettre de définir les paramètres de l'étude modale. Avant cela, une dernière caractéristique reste à étudier : la polarisation de l'antenne.

III.2.3. Polarisation

L'antenne BIE planaire peut être utilisée pour réaliser de la polarisation horizontale ou verticale [III.19] (et même circulaire). Pour différencier ces deux cas, seule la polarisation de la source excitatrice doit être modifiée car l'antenne est carrée (**figure III.3**).

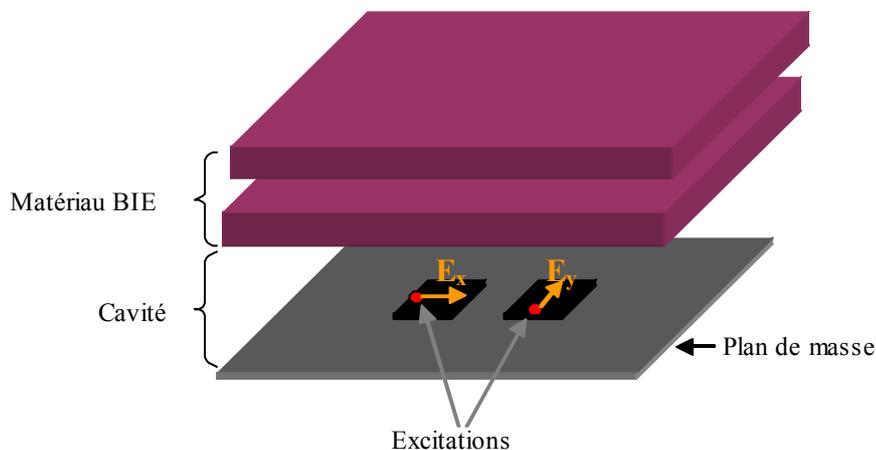


Figure III.3 : Représentation d'une antenne planaire fonctionnant sur deux polarisations

Le cas de l'antenne BIE coaxiale est différent. En effet, afin de réaliser une polarisation verticale, le champ E majoritaire doit être parallèle à l'axe du cylindre (**figure III.4**). Dans le cas de la polarisation horizontale, le champ E doit être orthoradial.

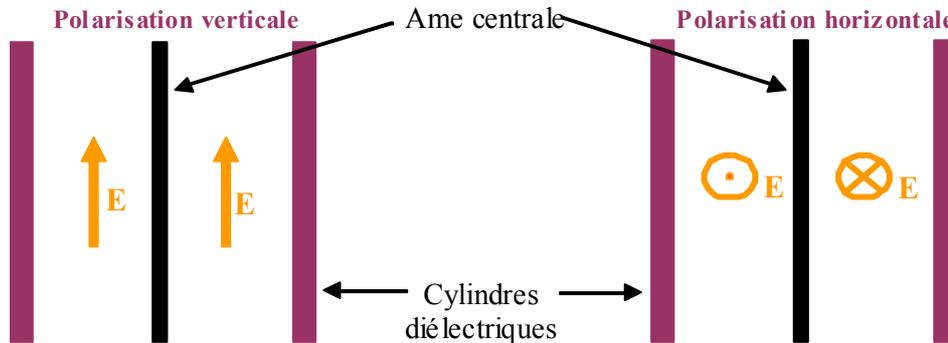


Figure III.4 : Mise en évidence des directions du champ E dans la cavité coaxiale (vue en coupe) pour obtenir une polarisation horizontale ou verticale.

Nous allons donc définir deux fonctionnements différents pour cette antenne.

III.3. Paramètres de l'étude modale

Les similitudes entre l'antenne planaire et l'antenne coaxiale vont nous permettre de définir les paramètres de notre étude modale permettant de dimensionner l'antenne BIE coaxiale.

III.3.1. Conditions aux limites

Afin de réaliser l'étude analytique de la structure, il nous était nécessaire de déterminer les conditions aux limites sur les parois de notre « pseudo cavité ».

Nous avons pu constater que, aussi bien dans le cas de l'antenne planaire que dans le cas de l'antenne coaxiale, le champ E tangentiel s'annule au niveau du matériau BIE. Il s'agit donc d'une condition de quasi court-circuit électrique (CCE) sur cette interface. Dans notre étude, la première approximation que nous ferons sera de considérer que cette condition est parfaite à l'interface entre la cavité et le matériau, ce qui n'est évidemment pas le cas (présence de fuites).

De même, nous avons pu constater que le champ E tangentiel (composante principale du champ) s'annule sur les extrémités. L'expérience nous a montré que l'annulation de la composante principale du champ sur ces parois était toujours vérifiée [III.26].

La **figure III.5** propose un récapitulatif des conditions aux limites observées dans le cas de l'antenne planaire et imposées à la structure coaxiale lors de l'étude modale qui va suivre.

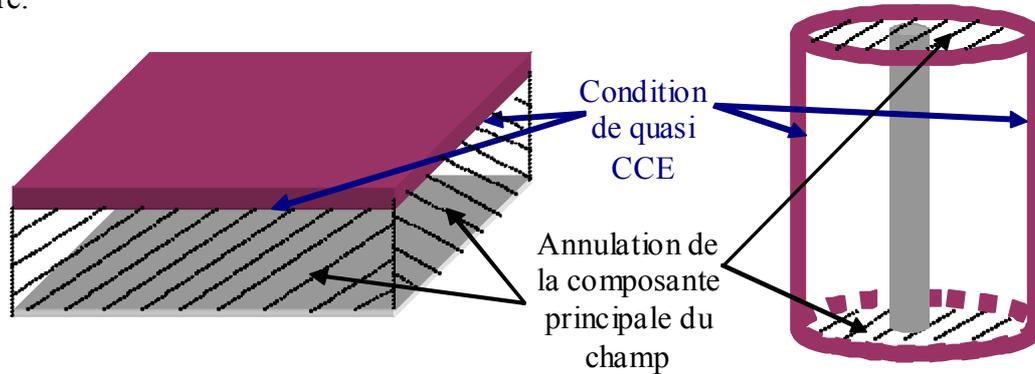


Figure III.5 : Conditions aux limites dans les cas des antennes BIE planaire et coaxiale

Remarque : la condition de quasi CCE observé à l'interface entre la cavité et le matériau BIE est nécessaire au fonctionnement de la structure et est obtenu en choisissant correctement les épaisseurs des différentes couches composant le matériau. Dans le cas de l'antenne BIE planaire, on obtient :

- $\approx \lambda_0/2$ pour la cavité
- $\lambda_g/4$ pour les matériaux diélectriques
- $\lambda_0/4$ pour les lames d'air

Nous retrouverons par le calcul de valeurs très proches de celles-ci dans le cas de l'antenne BIE coaxiale.

III.3.2. Modes de fonctionnement

Nous avons pu constater que le champ E dans la cavité coaxiale devait être parallèle à l'axe pour obtenir une polarisation verticale et orthoradial pour obtenir une polarisation horizontale.

Cela va entraîner deux types de modes de fonctionnement de la cavité coaxiale [III.27] :

- **les modes du type TM** pour lesquels le champ E est parallèle à l'axe. Ces modes permettront un rayonnement en **polarisation verticale**
- **les modes du type TE** pour lesquels le champ H est parallèle à l'axe. Ces modes permettront un rayonnement en **polarisation horizontale**.

Nous allons à présent étudier ces deux familles de modes, déterminer pour chacune les fréquences de résonance et l'allure des champs dans la cavité en fonction des dimensions de la structure et avec les conditions aux limites présentées précédemment. Nous calculerons dans chaque cas, les épaisseurs des cylindres afin d'obtenir la conditions de CCE à l'interface entre la cavité et le premier cylindre du matériau. Finalement, ces deux études seront validées par des simulations rigoureuses de l'antenne par la méthode FDTD.

III.4. Structure étudiée

La structure étudiée est présentée **figure III.6**.

La première approximation que nous allons faire pour notre étude est de considérer l'interface entre la cavité d'air et le matériau BIE (trait bleu) comme un court circuit électrique parfait (CCE).

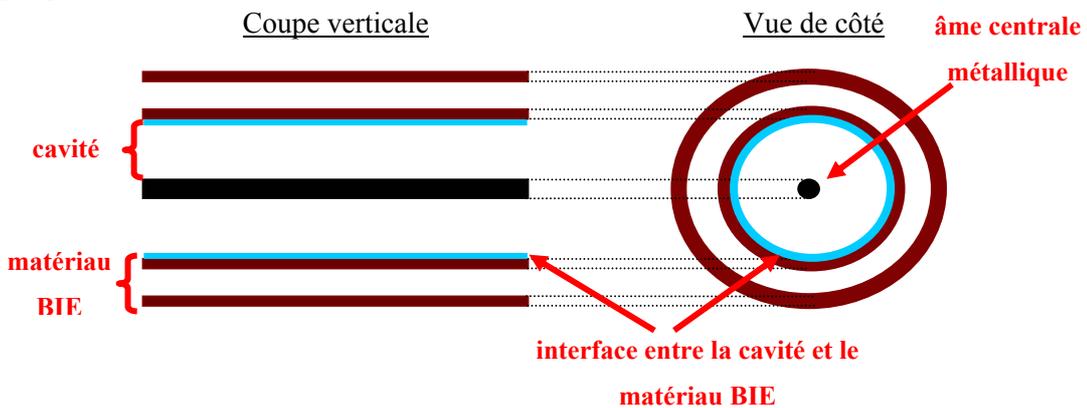


Figure III.6 : Structure de l'antenne BIE coaxiale

Le calcul des différents modes de la cavité va être fait pour les modes TM puis pour les modes TE.

III.5. Etude des modes TM

Notre étude va consister à calculer les champs dans un guide coaxial métallique infini puis à borner ce guide pour obtenir une cavité et en étudier les modes.

III.5.1. Calcul des champs dans le guide infini

(a) Structure infinie

La structure étudiée est présentée **figure III.7**.

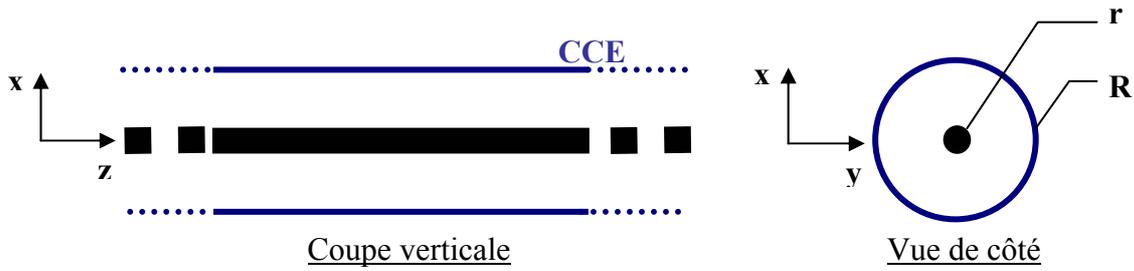


Figure III.7 : Guide coaxial étudié

Le guide est supposé infini et les rayons de l'âme centrale et du premier cylindre diélectrique sont notés respectivement r et R .

(b) Equation de propagation et expression générale des champs

Dans le cas des modes TM, le champ H_z parallèle à l'axe du cylindre sera nul. L'équation de propagation s'écrit alors [III.27] :

$$(\nabla^2 + kc^2)Ez = 0 \quad \text{(III.1)}$$

$$\text{avec : } kc^2 = k_0^2 \epsilon_r + \gamma^2 \quad \text{(III.2)}$$

où : k_0 est le vecteur d'onde dans le vide

ϵ_r est la permittivité relative du milieu

γ est la constante de propagation

Nous allons travailler en coordonnées cylindriques, l'équation (III.1) s'écrit alors :

$$\left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \Phi^2} + kc^2 \right) Ez = 0 \quad \text{(III.3)}$$

Les composantes du champ en coordonnées cylindriques sont données par les équations suivantes [III.27] :

$$k_c^2 H_\rho = \frac{j\omega\epsilon}{\rho} \frac{\partial Ez}{\partial \Phi} \quad \text{(III.4)}$$

$$k_c^2 H_\Phi = -j\omega\epsilon \frac{\partial Ez}{\partial \rho} \quad \text{(III.5)}$$

$$k_c^2 E_\rho = \frac{\delta^2 E_z}{\delta z \delta \rho} \quad (\text{III.6})$$

$$k_c^2 E_\Phi = \frac{\delta^2 E_z}{\rho \delta z \delta \Phi} \quad (\text{III.7})$$

(c) Résolution

La résolution de ce système va être faite par la méthode des variables séparées permettant de rendre indépendantes les variations suivant ρ , Φ et z . Le champ E_z s'écrira donc de la manière suivante :

$$E_z(\rho, \Phi, z) = F(\rho) G(\Phi) e^{-j\beta z} \quad (\text{III.8})$$

La résolution des équations aboutit à une solution de la forme :

$$E_z = [AJ_n(k_c \rho) + BY_n(k_c \rho)] e^{+/-jn\Phi} e^{+/-j\beta z} \quad (\text{III.9})$$

avec : A et B des constantes

J_n fonction de Bessel du $n^{\text{ième}}$ ordre de première espèce

Y_n fonction de Bessel du $n^{\text{ième}}$ ordre de deuxième espèce

ρ valeur du rayon considéré

Φ angle de rotation autour de l'axe

β constante de propagation

La forme générale du champ E_z étant maintenant connue, les conditions aux limites, à savoir des conditions de court circuit métallique, peuvent être appliquées pour ρ égal à r et R . Ces conditions imposent un champ E_z nul quelque soit Φ et z . Après résolution, on obtient :

$$\frac{-B}{A} = \frac{J_n(k_c r)}{Y_n(k_c r)} = \frac{J_n(k_c R)}{Y_n(k_c R)} \quad (\text{III.10})$$

Le champ E_z s'écrit alors :

$$E_z = E_0 e^{jn\Phi} e^{j\beta z} \left[J_n(k_c \rho) - \frac{J_n(k_c R)}{Y_n(k_c R)} Y_n(k_c \rho) \right] \quad (\text{III.11})$$

Ce champ se propage suivant l'axe du cylindre. Sa fréquence de coupure est :

$$fc_{m,n,p} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} kc_{m,n} \quad (\text{III.12})$$

Avec : $kc_{n,m}$ solution d'ordre m de l'équation (III.10)

Cette fréquence de coupure est directement liée aux rayons r et R de la structure.

Le champ E_z étant maintenant connu pour un guide coaxial infini sur les modes TM, il reste à appliquer des conditions aux limites aux extrémités du guide afin d'obtenir les champs dans la cavité coaxiale.

III.5.2. Structure finie : cavité

(a) Conditions aux limites

L'étude des antennes BIE planaires nous a montré que la composante principale du champ s'annule toujours au niveau des bords de la cavité. Ainsi, nous allons appliquer ici ce principe.

Nous imposerons donc un champ E_z nul aux extrémités de la cavité, à savoir en $z = 0$ et $z = H$, H étant la hauteur de la cavité cylindrique.

(b) Expression des champs dans la cavité

En superposant les champs incidents et réfléchis dans la cavité et en appliquant E_z nul aux extrémités, on obtient :

$$E_z = -2jE_o e^{jn\Phi} \left[J_n(k_c \rho) - \frac{J_n(k_c R)}{Y_n(k_c R)} Y_n(k_c \rho) \right] \sin \beta z \quad (\text{III.13})$$

$$\beta = \frac{p\pi}{H} \quad (\text{III.14})$$

Ce champ E_z est donc la composante principale du mode $TM_{m,n,p}$ où m, n et p sont des entiers et :

- m est le nombre de variations sur ρ , le minimum étant de 1
- n est le nombre de variations sur Φ

- p est le nombre de variations sur z

Les expressions des autres composantes du champ sont données ci-après :

$$H_{\rho} = 2j \frac{n\omega\epsilon E_o}{k_c^2 \rho} e^{jn\Phi} \sin \beta z \cdot [J_n(k_c \rho) - \frac{J_n(k_c r)}{Y_n(k_c r)} Y_n(k_c \rho)] \quad (\text{III.15})$$

$$H_{\Phi} = -\frac{2\omega\epsilon E_o}{k_c} e^{jn\Phi} \sin \beta z \cdot [J_n'(k_c \rho) - \frac{J_n(k_c r)}{Y_n(k_c r)} Y_n'(k_c \rho)] \quad (\text{III.16})$$

En considérant que J_n' et Y_n' sont des dérivées premières des fonctions de Bessel J_n et Y_n , on obtient les autres composantes du champ :

$$E_{\rho} = -\frac{2j\beta E_o}{k_c} e^{jn\Phi} \cos \beta z \cdot [J_n'(k_c \rho) - \frac{J_n(k_c r)}{Y_n(k_c r)} Y_n'(k_c \rho)] \quad (\text{III.17})$$

$$E_{\Phi} = \frac{2n\beta E_o}{\rho k_c^2} e^{jn\Phi} \cos \beta z \cdot [J_n(k_c \rho) - \frac{J_n(k_c r)}{Y_n(k_c r)} Y_n(k_c \rho)] \quad (\text{III.18})$$

(c) Fréquence de résonance

La fréquence de résonance des modes $TM_{m,n,p}$ est donnée par :

$$f_{c_{m,n,p}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{(kc_{m,n})^2 + \left(\frac{p\pi}{H}\right)^2} \quad (\text{III.19})$$

Tous les calculs nécessaires à la détermination des champs dans la cavité étant faits, il reste maintenant à analyser les différents modes et à en extraire celui qui nous intéresse afin d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel.

III.5.3. Analyse des différents modes de la cavité

Les équations et les fréquences de résonance des différents modes étant connues, nous devons à présent identifier le ou les modes qui nous intéressent. Nous pourrions ainsi déterminer les dimensions de la cavité adaptées à l'excitation de ce mode.

(a) Détermination du mode de fonctionnement

Afin de déterminer le mode de rayonnement en polarisation verticale, il était nécessaire de connaître l'allure du champ souhaité dans la cavité. En faisant l'analogie avec

les champs observés dans la cavité de l'antenne BIE planaire et de l'antenne coaxiale lors des premières simulations de celle-ci, le champ E_z vertical devait présenter :

- aucune variation sur la coordonnée Φ afin d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel
- un maximum de champ au centre de la cavité que ce soit en hauteur ou en largeur

Le mode de fonctionnement qui semble alors être intéressant est celui qui présente :

- une variation suivant ρ
- aucune variation suivant Φ (pour obtenir un champ homogène sur toute la circonférence donc un rayonnement omnidirectionnel).
- une seule variation suivant z

Il s'agit donc du mode $TM_{1,0,1}$. Nous allons observer la variation de la fréquence de résonance de ce mode en fonction de la taille de la cavité.

(b) Cavité et fréquence de résonance du mode $TM_{0,1,0}$

Observons (**figure III.8**) la fréquence de résonance de la cavité sur ce mode en fonction du rayon $R-r$ de la. Les rayons sont comparés à des multiples de $\lambda_0/2$.

La valeur du rayon r de l'âme centrale est fixée dans un premier temps arbitrairement à 5 mm et celle de la hauteur à 250 mm.

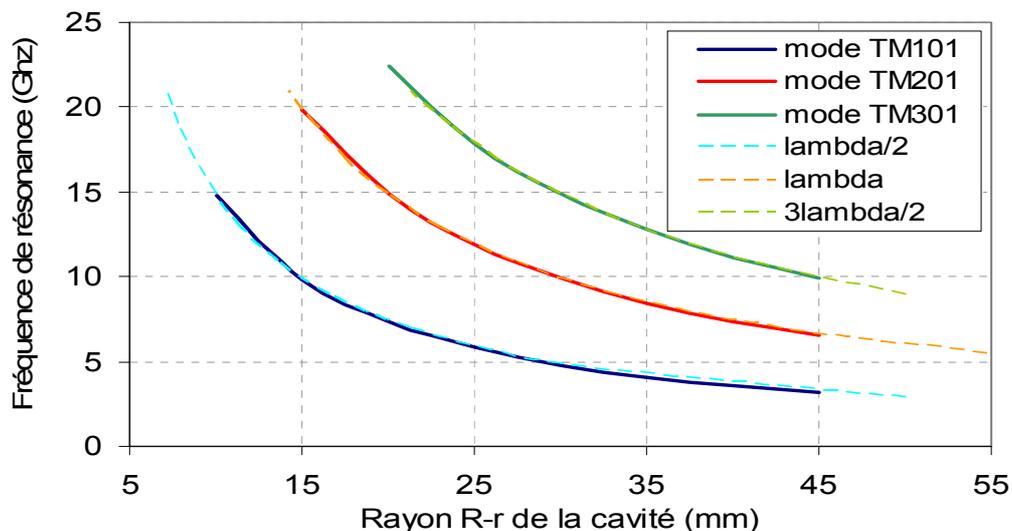


Figure III.8 : Fréquence de résonance des modes $TM_{m,0,1}$ en fonction du rayon $R-r$ de la cavité

On peut remarquer que le **rayon de la cavité R-r** (rayon du premier cylindre moins rayon de l'âme centrale) correspond quasiment parfaitement :

- à $\lambda_0/2$ pour les modes $TM_{1,0,1}$
- à λ_0 pour les modes $TM_{2,0,1}$
- $3\lambda_0/2$ pour les modes $TM_{3,0,1}$...

On retrouve donc une cavité de dimension caractéristique proche de $\lambda_0/2$, tout comme l'antenne BIE planaire présente une cavité de hauteur $\lambda_0/2$. Regardons l'influence des autres paramètres sur le fonctionnement de la cavité.

(c) Influence du rayon de l'âme centrale r

Prenons une cavité de rayon R-r égal à 25 mm, ce qui entraîne une fréquence de résonance de 5,8 GHz et une hauteur de 250 mm.

La variation du rayon r de l'âme centrale va avoir une légère influence sur la fréquence de résonance de notre mode (**figure III.9**) ce qui n'est pas un problème. Par contre, on peut constater que la fréquence de résonance du mode $TM_{1,1,1}$ varie aussi avec ce paramètre. Ce mode est gênant pour notre application puisqu'il présente une variation sur la coordonnée Φ . **On constate que pour éloigner les deux résonances, il est nécessaire de choisir un rayon r de l'âme centrale assez faible.**

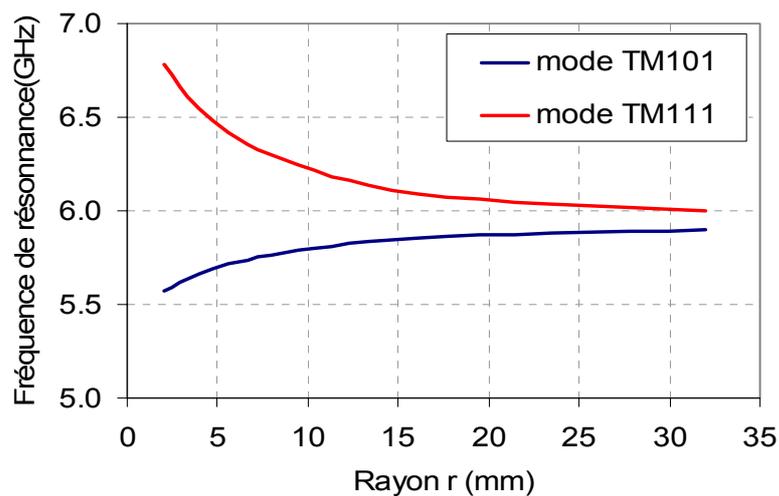


Figure III.9 : Fréquence de résonance des modes $TM_{1,n,1}$ en fonction du rayon de l'âme centrale

Globalement, le rayon de l'âme centrale doit rester inférieur à $\lambda_0/5$ pour conserver un écart suffisamment important entre les modes TM_{101} et $TM_{1,1,1}$.

(d) *Influence de la hauteur*

Finalement, la dernière famille de modes à étudier est celle des modes $TM_{1,0,p}$. La fréquence de résonance de ces modes est directement liée à la hauteur de la cavité coaxiale comme le montre la **figure III.10**. Le diamètre de la cavité ($R-r$) est fixé à 25 mm avec $r=5\text{mm}$.

Ces modes, présentant plusieurs variations sur la coordonnée z , ne permettent pas d'obtenir un rayonnement satisfaisant. Ils correspondent aux modes supérieurs de l'antenne BIE planaire présentés précédemment (§ II.2.3). Le rayonnement présente des lobes secondaires importants pour ces modes de fonctionnement. Il sera donc nécessaire de les écarter le plus possible de notre mode fondamental $TM_{1,0,1}$. Pour cela, **une réduction de la hauteur sera nécessaire** (nous verrons cependant par la suite, que la hauteur de l'antenne a aussi une très grande influence sur le gain de celle-ci).

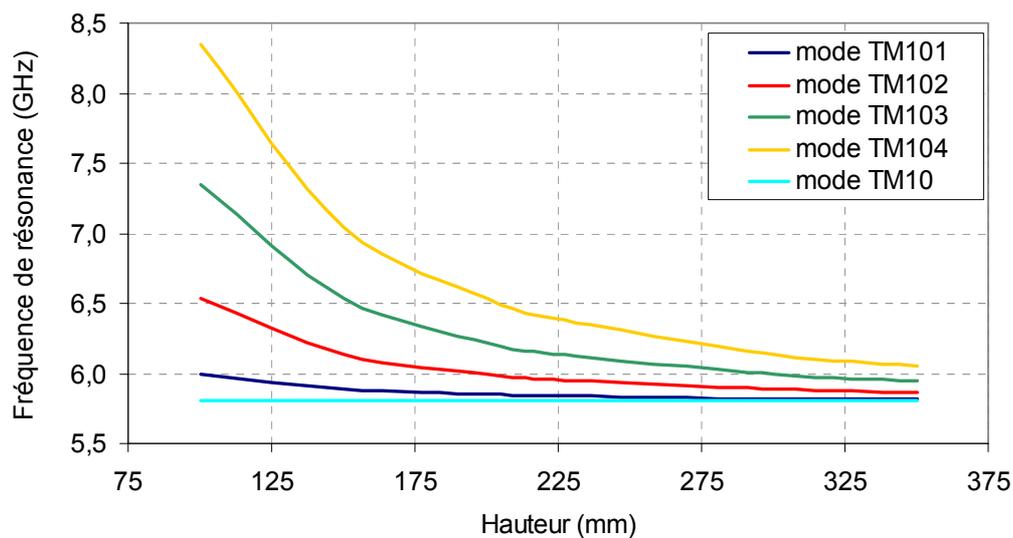


Figure III.10 : Evolution de la fréquence de résonance des modes $TM_{1,0,p}$ en fonction de la hauteur de la cavité

Nous avons reporté sur cette figure la fréquence de coupure du guide infini sur le mode $TM_{1,0}$. En effet, **avant la fréquence de résonance du premier mode de la cavité (le $TM_{1,0,1}$), l'énergie se propage dans le guide sans « voir » les bords. Entre ces deux fréquences, le champ E présente donc des caractéristiques qui nous intéressent pour le fonctionnement de notre antenne, c'est à dire une seule variation suivant ρ et aucune variation suivant Φ** . Cette fréquence de coupure est bien sûr indépendante de la hauteur du guide.

Encore une fois, une hauteur faible entraînera une bande de fonctionnement plus importante puisque l'écart entre la fréquence de coupure du guide et la première fréquence de résonance de la cavité sera plus importante.

(e) Allure des champs dans la cavité

Visualisons à présent les champs dans la cavité pour le mode $TM_{1,0,1}$.

Les composantes H_ρ et E_Φ sont nulles pour ce mode et la composante H_Φ est extrêmement faible ($H_{\Phi\max} < 0.01 E_{z\max}$).

Les allures des composantes E_z et E_ρ sont données **figure III.11** pour une cavité de rayon R-r égal à 25 mm, une hauteur de 250 mm et pour les trois premiers modes $TM_{1,0,p}$.

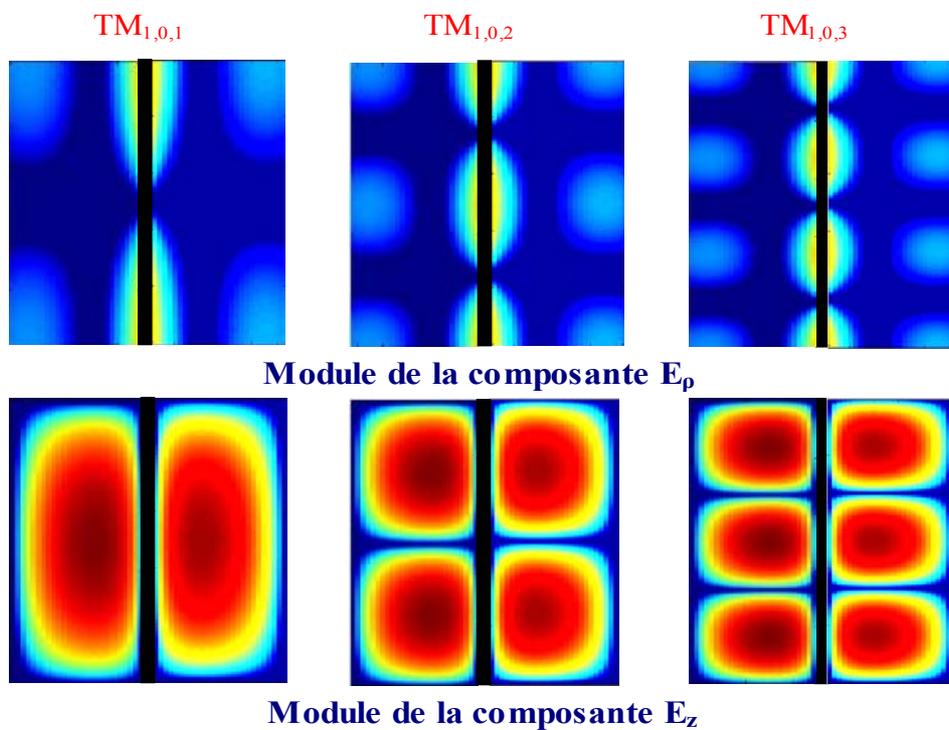


Figure III.11 : Cartographies des modules des champs à l'intérieur de la cavité

Pour la composante E_z , on obtient un seul maximum de champ sur la hauteur de la cavité pour le mode $TM_{1,0,1}$. Les autres modes présentent plusieurs maxima. Nous aurons l'occasion par la suite de visualiser ces modes en simulation.

Ayant bien identifié et caractérisé les modes TM permettant de créer et donc de rayonner un champ E_z parallèle à l'axe du cylindre, nous allons nous intéresser à présent au dimensionnement des cylindres en épaisseur afin d'obtenir la condition de CCE à l'interface entre la cavité et le matériau BIE que nous avons imposée au début de cette étude.

III.5.4. Epaisseur des cylindres

(a) Structure étudiée

La condition que nous avons imposée est, rappelons-le, une approximation. Afin de calculer l'épaisseur des cylindres, d'autres approximations sur les conditions aux limites à obtenir vont être faites comme le montre la **figure III.12**.

Les approximations de CCM et CCE aux interfaces sont issues de l'observation des champs dans le cas de l'antenne planaire.

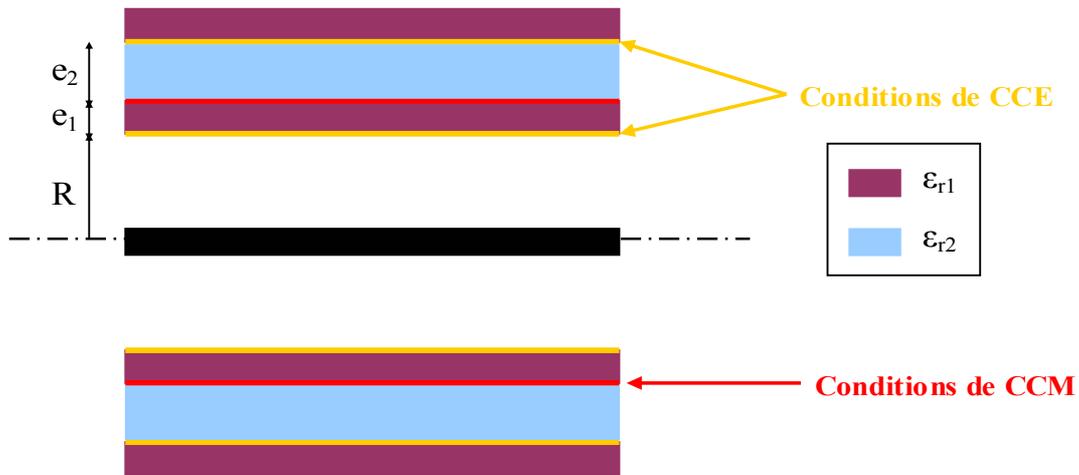


Figure III.12 : Conditions aux limites sur l'ensemble de la structure

On note e_1 l'épaisseur du premier cylindre diélectrique de permittivité ϵ_{r1} et e_2 l'épaisseur du deuxième cylindre diélectrique (qui peut être de l'air) de permittivité ϵ_{r2} . On procède comme auparavant en imposant les conditions aux limites pour déterminer ces épaisseurs.

(b) Epaisseur du premier cylindre diélectrique

(i) Calcul de l'épaisseur

On s'intéresse tout d'abord au premier milieu diélectrique. On reprend l'expression générale du champ E_z (**formule III.9**) et on impose les conditions suivantes :

- CCE en $\rho=R$ d'où $H_\rho(R)=0$
- CCM en $\rho=R+e_1$ d'où $H_\phi(R+e_1) = 0$

On obtient alors les deux équations suivantes :

$$A J_n(k_c R) + B Y_n(k_c R) = 0 \quad (\text{III.20})$$

$$A J'_n(k_c(R+e_1)) + B Y'_n(k_c(R+e_1)) = 0 \quad (\text{III.21})$$

La résolution de l'équation (III.22) obtenue avec les deux équations précédentes, nous donne alors l'épaisseur du cylindre. Celle-ci dépend bien sur du rayon de la cavité (donc de la fréquence de résonance) mais aussi de la permittivité du matériau diélectrique utilisé (par l'intermédiaire de k_c).

$$\frac{J_0(k_c R)}{Y_0(k_c R)} - \frac{J_1(k_c(R+e_1))}{Y_1(k_c(R+e_1))} = 0 \quad (\text{III.22})$$

(ii) Paramétrage

Nous avons calculé l'épaisseur de ce premier cylindre pour plusieurs rayons de cavité et pour plusieurs valeurs de la permittivité ϵ_{r1} et nous l'avons exprimé en fonction de λ_g . Ces résultats sont rassemblés sur les **figures III.13** et **III.14**.

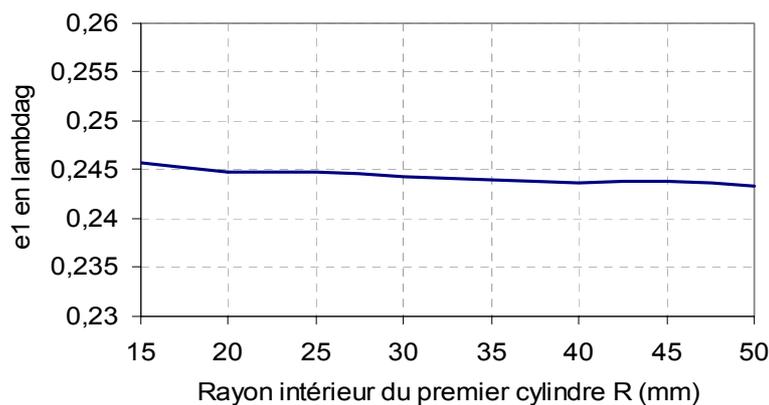


Figure III.13 : Evolution de e_1 exprimé en λ_g en fonction du rayon intérieur du premier cylindre R pour $\epsilon_{r1} = 9$

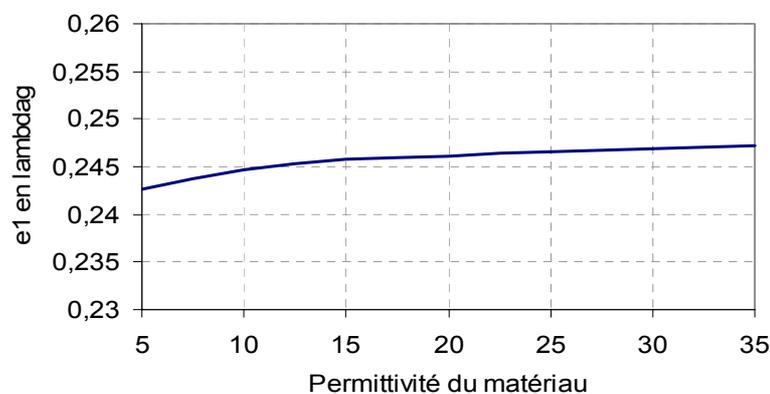


Figure III.14 : Evolution de e_1 exprimé en λ_g en fonction de la permittivité du matériau ϵ_{r1} pour $R = 30$ mm

On constate que l'épaisseur e_1 du premier cylindre est très proche de $\lambda_g/4$. L'écart entre ces deux grandeurs est plus important pour des rayons R importants et pour des valeurs de ϵ_{r1} faible.

Globalement, l'épaisseur du premier cylindre diélectrique est comprise entre $0,24$ et $0,25 \lambda_g$, fonction de la fréquence et de la permittivité du matériau.

(c) Epaisseur du deuxième cylindre diélectrique

On impose cette fois-ci les conditions suivantes :

- CCM en $\rho=R+e_1$ d'où $H_\phi(R+e_1)=0$
- CCE en $\rho=R+e_1+e_2$ d'où $H_\rho(R+e_1+e_2) = 0$

On obtient alors l'équation suivante :

$$\frac{J_0(k_c(R+e_1+e_2))}{Y_0(k_c(R+e_1+e_2))} - \frac{J_1(k_c(R+e_1))}{Y_1(k_c(R+e_1))} = 0 \quad \text{(III.23)}$$

On observe le même type de résultats que pour le premier cylindre avec une épaisseur proche de $\lambda_g/4$. Mais cette fois-ci **l'épaisseur e_2 est légèrement supérieure à $\lambda_g/4$, comprise entre $0,25$ et $0,26 \lambda_g$.**

(d) Généralisation

Le calcul des dimensions des épaisseurs suivantes donne le même type de résultat, il n'est donc pas exposé ici. Cependant, il est à noter que plus on s'écarte de l'axe de symétrie de la structure, plus l'épaisseur des cylindres se rapproche de $\lambda_g/4$ c'est à dire qu'on se rapproche du cas planaire. Cela semble logique puisque l'onde arrive sur une surface de plus en plus « plane » et on retrouve des dimensions « classiques » des résonateurs planaires.

Globalement, on retrouve donc des dimensions caractéristiques similaires à celles obtenues en planaire avec :

- **une cavité en $\lambda_0/2$**
- **des épaisseurs de cylindre de l'ordre de $\lambda_g/4$**

Ces dimensions permettront d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel en azimut en polarisation verticale autour de la fréquence de résonance f_0 .

Afin de valider cette étude, c'est à dire de vérifier que les approximations déduites du cas des antennes planaires sont valables, nous allons réaliser une simulation rigoureuse par la méthode FDTD de l'antenne sur son mode de fonctionnement. Nous observerons l'allure des champs dans la cavité ainsi que les différentes fréquences de résonances des modes.

III.5.5. Validation de la méthode

(a) *Structure étudiée*

La structure que nous allons étudier est composée d'un seul cylindre de permittivité forte ($\epsilon_r=90$). Les dimensions de la structure simulée (méthode FDTD) sont les suivantes :

- rayon de l'âme centrale $r = 2$ mm
- rayon intérieur du cylindre diélectrique $R = 27,5$ mm
- épaisseur du cylindre $e_1 = 1,5$ mm
- hauteur de la structure $H = 200$ mm (celle-ci a été choisie de manière à écarter suffisamment les modes les uns des autres)

Celles-ci donnent par la méthode de calcul les fréquences de résonances suivantes :

- mode $TM_{1,0,1}$: 5,57 GHz
- mode $TM_{1,0,2}$: 5,72 GHz
- mode $TM_{1,0,3}$: 5,96 GHz

Il est à noter que l'épaisseur théorique des cylindres est égale à 1,4 mm. Cependant, pour des raisons de maillage FDTD, celle-ci a été simulée avec une valeur de 1,5 mm. De même, l'âme centrale a été simulée parallélépipédique.

La structure a été excitée à l'aide d'une fil-plaque anneau qui sera présentée au paragraphe IV. Elle permet d'exciter un champ E_z autour de l'âme centrale et est de faible taille ce qui réalise une excitation relativement localisée.

Deux simulations ont été réalisées pour différentes positions de cette sonde. Ces deux simulations ont pour but de valider la méthode théorique par l'observation des fréquences de résonance obtenues en simulation ainsi que des répartitions du module du champ E_z pour les différents modes.

(b) Résultats

(i) Choix de la position de l'excitation

Dans un premier temps, l'excitation n'a pas été placée au centre de la cavité afin d'exciter tous les modes. En effet, l'allure du champ E_z est présentée sur la **figure III.15** pour les trois premiers modes.

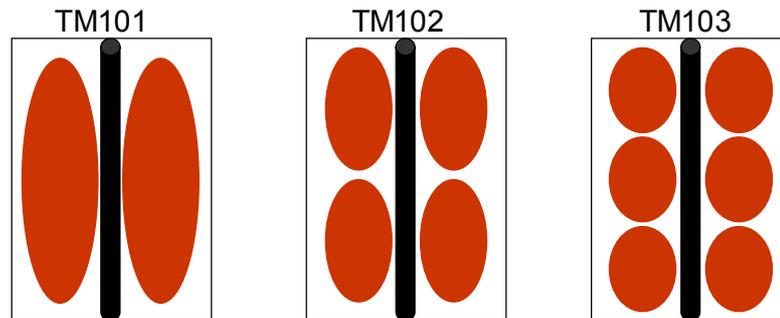


Figure III.15 : Représentation du champ E_z vertical dans la cavité coaxiale pour les trois premiers modes

On constate que le second mode présente un minimum de champ au centre de la cavité. L'excitation sera donc placée dans un premier temps en dehors des zones de champ nul pour les trois modes.

Les fréquences de résonances peuvent être observées sur l'impédance d'entrée.

(ii) Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée obtenue est présentée **figure III.16**.

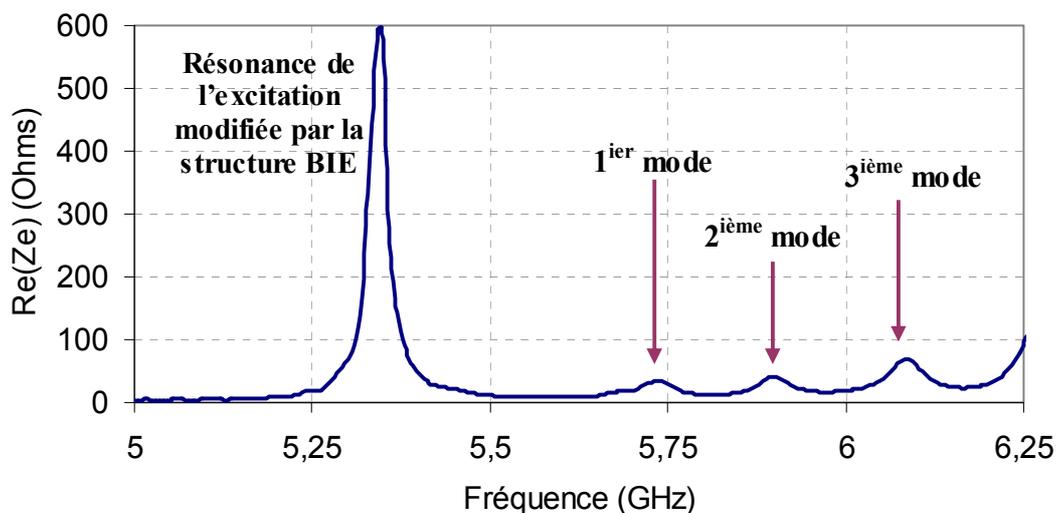


Figure III.16 : Impédance d'entrée d'une structure finie avec une excitation décentrée

La première résonance est celle de l'excitation modifiée par le matériau BIE. En effet, si on modifie la sonde, seule la fréquence de cette résonance change. On observe ensuite trois résonances qui comme nous allons le vérifier correspondent aux trois premiers modes de cavité.

Les fréquences de résonances obtenues en simulation et en théorie pour les trois premiers modes sont regroupées dans le **tableau III.1**.

	mode TM101	mode TM102	mode TM103
Fréquence de résonance théorique (GHz)	5,57	5,72	5,96
Fréquence de résonance simulée (GHz)	5,73	5,89	6,08
erreur (GHz)	0,16	0,17	0,12

Tableau III.1 : Fréquences de résonance théorique et simulée des trois premiers modes

On constate un décalage fréquentiel de 160 MHz entre les fréquences théorique et simulée ce qui correspond à environ 3 % d'erreur. Ce décalage peut avoir plusieurs raisons :

- les approximations faites lors du calcul théorique au niveau des conditions aux limites. Comme nous avons pu le voir, les conditions appliquées sont vérifiées « au niveau » des interfaces mais pas exactement « sur » les interfaces.
- les approximations faites lors de la simulation sur l'épaisseur du cylindre diélectrique. L'âme centrale a d'autre part été simulée parallélépipédique ce qui modifie légèrement la taille de la cavité.
- le fait que la simulation soit réalisée à l'aide d'une excitation localisée alors que le calcul ne prend pas en compte l'excitation, c'est un calcul en oscillations libres.

Cependant, les fréquences obtenues en simulation ne sont pas si éloignées des fréquences théoriques. Visualisons à présent les champs dans la cavité.

(iii) Champs dans la cavité

Les modules du champ E_z dans la cavité obtenus à ces trois fréquences de résonance sont donnés **figure III.17**.

On retrouve ici les allures des répartitions du module du champ E_z calculées pour les trois premiers modes. L'excitation présente sur les cartographies perturbe légèrement les champs dans la cavité et les variations des champs sur la hauteur sont moins régulières que sur la **figure III.11**.

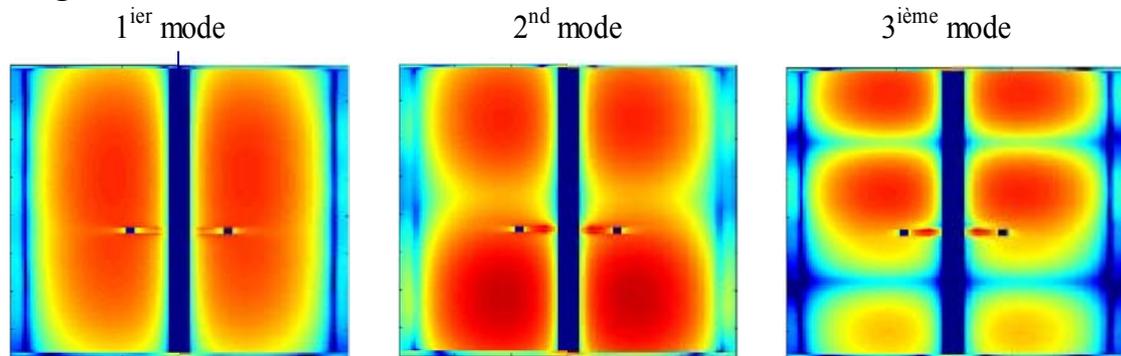


Figure III.17 : Champ E_z dans la cavité coaxiale aux fréquences de résonance des trois premiers modes pour une excitation décentrée

Cependant, ces cartographies nous permettent de confirmer que les trois premiers modes obtenus en simulation correspondent aux modes de cavité calculés théoriquement.

Nous allons à présent placer l'excitation au centre de la cavité.

(iv) Excitation au centre de la cavité

Le fait de placer l'excitation au centre de la cavité va permettre d'imposer un maximum de champ E_z là où le deuxième mode impose un zéro. Ainsi on pourra empêcher l'installation de celui-ci. La **figure III.18** confirme ce phénomène avec l'absence du second mode sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

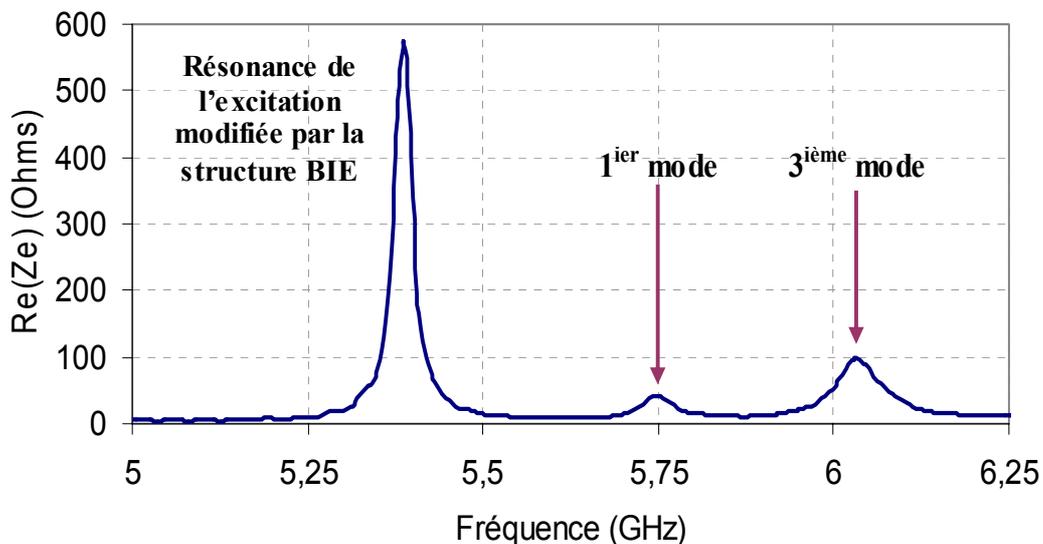


Figure III.18 : Impédance d'entrée d'une structure finie avec une excitation centrée

Encore une fois, cette observation apporte la confirmation que les modes simulés correspondent à ceux calculés théoriquement.

(c) Conclusion

Bien que les fréquences obtenues par la méthode rigoureuse FDTD soient différentes des calculs théoriques en raison des approximations faites en théorie et en simulation, les allures des champs dans la cavité sont conformes aux répartitions calculées pour les trois premiers modes. L'écart fréquentiel est bon, on observe simplement un décalage de toutes les fréquences de la même valeur.

Cette méthode bien que basée sur des approximations aux niveaux des conditions aux limites de la cavité permet de prévoir de façon correcte le fonctionnement de la cavité.

Bien sûr, la taille de la cavité devra être optimisée par la méthode FDTD pour chaque antenne en fonction de la fréquence de résonance souhaitée.

Une étude similaire va maintenant être faite dans le cas des modes du type TE afin de déterminer les conditions de résonances des modes pour l'obtention d'un rayonnement omnidirectionnel en azimut en polarisation horizontale.

III.6. Etude des modes TE

La structure étudiée est bien sûr la même que pour le cas des modes TM (**figure III.7**). Nous allons considérer un guide métallique coaxial infini puis le borner pour obtenir une cavité. On note R le rayon extérieur du guide et r le rayon du conducteur central.

Comme dans le cas des modes TM, nous calculerons dans un deuxième temps les épaisseurs des cylindres afin d'obtenir la condition de CCE à l'interface entre la cavité et les cylindres.

III.6.1. Calcul des champs dans le guide infini

(a) Equation de propagation et expression générale des champs

Le champ E_z parallèle à l'axe du cylindre est maintenant nul, il est remplacé par le champ H_z dans l'équation de propagation [III.27].

$$(\nabla_t^2 + kc^2)H_z = 0 \quad \text{(III.24)}$$

Les autres composantes du champ s'expriment comme suit :

$$k_c^2 E_\rho = -\frac{j\mu\omega}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \Phi} \quad (\text{III.25})$$

$$k_c^2 E_\Phi = j\mu\omega \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \quad (\text{III.26})$$

$$k_c^2 H_\rho = \frac{\partial^2 H_z}{\partial \rho \partial z} \quad (\text{III.27})$$

$$k_c^2 H_\Phi = \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \Phi \partial z} \quad (\text{III.28})$$

(b) Résolution

La résolution de l'équation de propagation est réalisée par la méthode des variables séparées et des conditions parfaites de CCE sont appliquée pour ρ égal r et R . (Rappelons que ces conditions sont des approximations.)

On obtient alors :

$$H_z = -2jH_0 [J_n(k_c \rho) - \text{const} \cdot Y_n(k_c \rho)] e^{j\beta z} \cdot e^{jn\Phi} \quad (\text{III.29})$$

$$\text{avec : } \text{const} = \frac{k_c J_{n+1}(k_c r) - \frac{n}{r} J_n(k_c r)}{k_c Y_{n+1}(k_c r) - \frac{n}{r} Y_n(k_c r)} = \frac{k_c J_{n+1}(k_c R) - \frac{n}{R} J_n(k_c R)}{k_c Y_{n+1}(k_c R) - \frac{n}{R} Y_n(k_c R)} \quad (\text{III.30})$$

Ce champ H_z se propage suivant l'axe du cylindre. La fréquence de coupure de ce mode est :

$$f_{c_{m,n,p}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} kc_{m,n} \quad (\text{III.31})$$

Avec : $kc_{n,m}$ solution d'ordre m de l'équation (III.30)

Cette fréquence de coupure est directement liée aux rayons r et R de la structure.

Le champ H_z guidé étant maintenant connu, nous allons borner la structure afin d'obtenir une cavité et d'en calculer les modes.

III.6.2. Structure finie : cavité

(a) Conditions aux limites

Comme précédemment, l'étude des antennes planaires ayant permis de constater l'annulation de la composante principale du champ au niveau des extrémités de la cavité, nous allons imposer cette même condition au champ H_z de notre guide.

Le champ H_z va donc être annulé pour $z = 0$ et $z = H$, H étant la hauteur de la cavité cylindrique.

(b) Résolution

La résolution par variable séparée et à l'aide des conditions aux limites, permet d'obtenir les relations suivantes :

$$H_z = -2jH_0 [J_n(k_c \rho) - \text{const} \cdot Y_n(k_c \rho)] \sin(\beta z) \cdot e^{jn\Phi} \quad (\text{III.32})$$

avec $\beta = \frac{p\pi}{H}$ (III.33)

Les autres composantes sont données ci-après, on note J_n' et Y_n' les dérivées premières des fonctions de Bessel J_n et Y_n :

$$E_\rho = -\frac{\omega\mu n}{k_c^2 \rho} \cdot 2H_0 [J_n(k_c \rho) - \text{const} \cdot Y_n(k_c \rho)] \sin(\beta z) \cdot e^{jn\Phi} \quad (\text{III.34})$$

$$E_\Phi = \frac{\omega\mu}{k_c^2} \cdot 2H_0 [J_n'(k_c \rho) - \text{const} \cdot Y_n'(k_c \rho)] \sin(\beta z) \cdot e^{jn\Phi} \quad (\text{III.35})$$

$$H_\rho = \frac{2jH_0\beta}{k_c^2} [J_n'(k_c \rho) - \text{const} \cdot Y_n'(k_c \rho)] \cos(\beta z) \cdot e^{jn\Phi} \quad (\text{III.36})$$

$$H_\Phi = \frac{-n\beta}{k_c^2 \rho} \cdot 2H_0 [J_n(k_c \rho) - \text{const} \cdot Y_n(k_c \rho)] \cos(\beta z) \cdot e^{jn\Phi} \quad (\text{III.37})$$

Ces champs sont donc les différentes composantes du mode $TE_{m,n,p}$ où :

- m est le nombre de variation sur ρ , le minimum étant de 1
- n est le nombre de variation sur Φ
- p est le nombre de variation sur z

(c) Fréquence de résonance

Les fréquences de résonance de ces modes sont données par :

$$fc_{m,n,p} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{(kc_{m,n})^2 + \left(\frac{p\pi}{H}\right)^2} \quad (\text{III.38})$$

Etudions ces modes, comme précédemment, pour différentes valeurs de m, n et p.

III.6.3. Analyse des différents modes de la cavité

(a) Détermination du mode de fonctionnement

Comme dans le cas des modes TM, nous avons recherché le mode ne présentant aucune variation sur la coordonnée Φ et un maximum de champ E_Φ au centre de la cavité. En effet, le champ E_Φ est celui qui sera rayonné en polarisation horizontale.

On peut déjà dire que notre mode ne doit présenter aucune variation sur Φ et un seul maximum sur la coordonnée z. Il sera donc du type $TE_{n,0,1}$. Il faut cependant vérifier que pour $m = 1$ (c'est à dire une variation du champ H_z sur la coordonnée ρ), le champ E_Φ présente un maximum de champ au centre de la cavité.

Pour cela, nous avons tracé les champs H_z et E_Φ dans la cavité sur le mode $TE_{1,0,1}$ à l'aide des formules (III.32) et (III.35) déterminées précédemment (**figure III.19**).

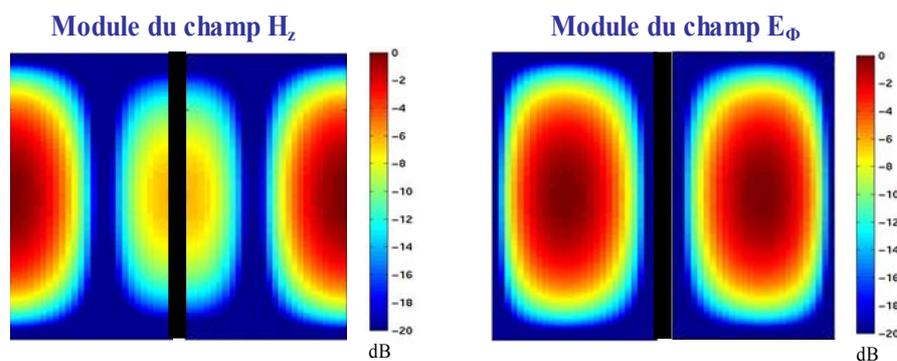


Figure III.19 : Module des champs H_z et E_Φ dans la cavité sur le mode $TE_{1,0,1}$

Les dimensions de la cavité ont été fixées arbitrairement, nous avons choisi $r = 5$ mm, $R = 30$ mm et $H = 250$ mm.

Le mode de fonctionnement pour notre application antenne est donc le $TE_{1,0,1}$. Ce mode doit permettre d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel en polarisation horizontale.

Nous allons à présent observer la fréquence de résonance de ce mode en fonction des dimensions de la cavité et sa position par rapport aux autres modes.

(b) *Cavité et fréquence de fonctionnement*

La **figure III.20** donne les fréquences de résonance des modes $TE_{1,n,1}$ en fonction du rayon $R-r$ de la cavité pour un rayon r de l'âme centrale fixé à 5 mm.

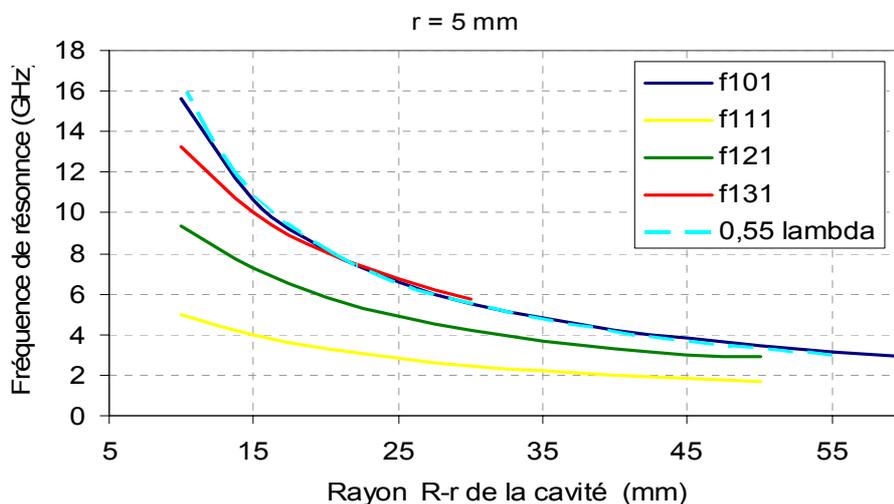


Figure III.20 : Fréquence de résonance des modes $TE_{1,n,1}$ en fonction du rayon $R-r$ de la cavité pour $r = 5$ mm

On remarque tout d'abord que la fréquence de résonance du mode $TE_{1,0,1}$ (en bleu) n'est plus obtenue pour $\lambda_0/2$ mais pour **une cavité de rayon $R-r$ égal à $0,55 \lambda_0$** (dans le cas $r=5$ mm).

D'autre part, on peut constater que le mode qui nous intéresse, le $TE_{1,0,1}$ n'est pas le premier mode dans la cavité. En fonction du rayon extérieur de la cavité, il se trouve en deuxième ou troisième place.

Sa fréquence de résonance peut être confondue avec celles des autres modes. Ces autres modes présentent plusieurs variations sur la coordonnée Φ et ne permettront donc pas l'obtention d'un rayonnement omnidirectionnel.

Nous allons essayer d'isoler le mode qui nous intéresse.

(c) *Influence du rayon de l'âme centrale r*

La **figure III.21** présente les mêmes courbes que précédemment mais pour des valeurs du rayon de l'âme centrale différentes, à savoir 10 et 15 mm.

On constate donc, qu'il est possible d'éloigner les fréquences de résonance des modes les unes des autres en augmentant le rayon de l'âme centrale. Le rayon de la cavité sur notre mode $TE_{1,0,1}$ varie légèrement avec le rayon de l'âme centrale. Ainsi, pour des rayons d'âme centrale de 10 et 15 mm, on obtient respectivement une cavité de $0,54$ et $0,53 \lambda_0$.

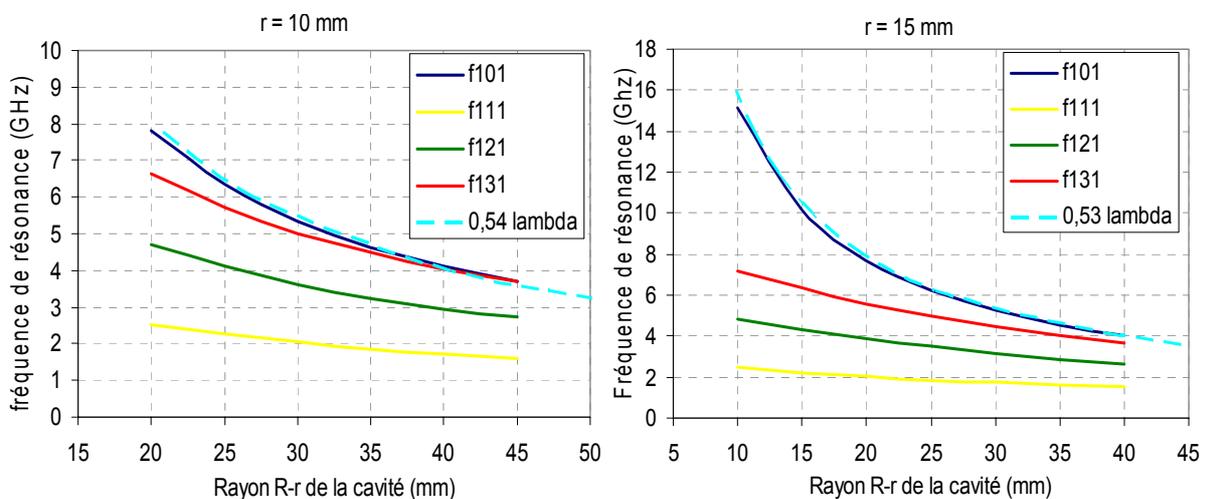


Figure III.21 : Fréquence de résonance des modes $TE_{1,n,1}$ en fonction du rayon du premier cylindre pour $r = 10$ mm et $r = 15$ mm

Il faut aussi considérer les modes présentant deux variations sur la coordonnée ρ . En effet, la fréquence de résonance du mode $TE_{2,1,1}$ se rapproche beaucoup de la fréquence du mode qui nous intéresse et ce mode présente aussi une variation suivant la coordonnée Φ gênante pour l'obtention d'un rayonnement omnidirectionnel.

(d) *Influence de la hauteur*

Finalement, une dernière famille de modes est à prendre en considération : ceux qui présentent plusieurs variations sur la coordonnée z . La **figure III.22** montre par exemple les fréquences de résonances des modes $TE_{1,3,p}$ qui varient avec la hauteur de la cavité en comparaison avec la fréquence de résonance de notre mode (en bleu).

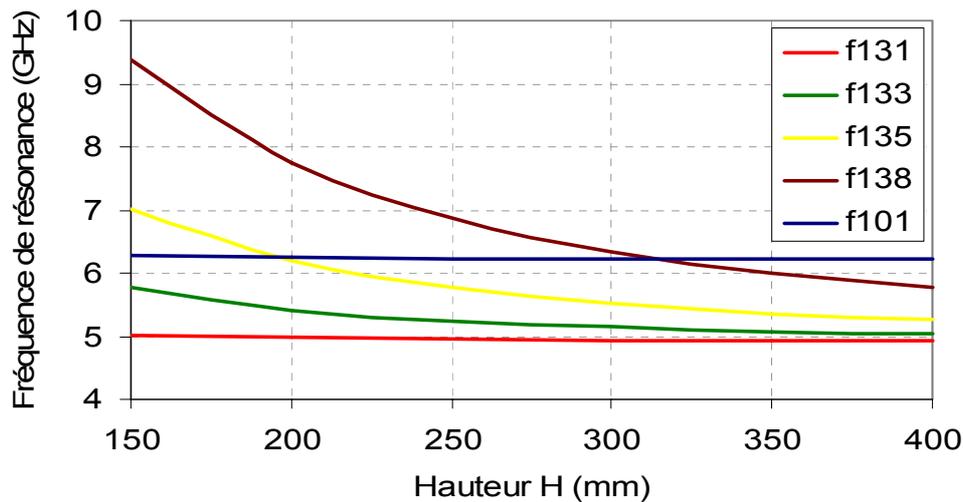


Figure III.22 : Fréquence de résonance des modes $TE_{1,3,p}$ en fonction de la hauteur de la cavité

Encore une fois notre mode se retrouve mêlé aux autres. Cette étude permet de constater, que contrairement aux modes TM, le mode TE autorisant un rayonnement en polarisation horizontale, est noyé au milieu des autres modes de la cavité.

Cela rendra difficile la conception d'une antenne BIE coaxiale en polarisation horizontale.

Cependant, un **dimensionnement correct de la cavité** (en particulier en jouant sur le rayon de l'âme centrale) associé à **une excitation adaptée**, permettant de ne pas exciter les modes gênants, **peuvent conduire à la conception d'une telle antenne**.

Nous allons à présent calculer l'épaisseur des cylindres diélectriques dans le cas des modes du type TE afin d'obtenir la condition de court-circuit électrique à l'interface entre la cavité et le premier cylindre diélectrique.

III.6.4. Epaisseur des cylindres

(a) *Structure étudiée*

Comme dans le cas des modes TM, nous allons utiliser d'autres approximations pour le calcul des épaisseurs des cylindres. Celles-ci sont identiques à celles utilisées dans le cas précédent (**figure III.12**) et sont toujours des approximations issues de l'observation de l'antenne planaire directive.

Nous allons donc appliquer :

- une condition de CCE à l'interface entre la cavité et le premier cylindre diélectrique
- une condition de CCM à l'interface entre le premier cylindre diélectrique et le deuxième
- une condition de CCE à l'interface entre le deuxième cylindre diélectrique et le troisième...

On note e_1 l'épaisseur du premier cylindre diélectrique de permittivité ϵ_{r1} et e_2 l'épaisseur du deuxième cylindre diélectrique (qui peut être de l'air) de permittivité ϵ_{r2} . On procède comme auparavant en imposant les conditions aux limites pour déterminer ces épaisseurs.

(b) Epaisseur du premier cylindre diélectrique

(i) Calcul de l'épaisseur

On s'intéresse tout d'abord au premier milieu diélectrique. On reprend l'expression générale du champ H_z :

$$H_z = [A J_n(k_c \rho) + B Y_n(k_c \rho)] e^{+/-jn\Phi} e^{+/-j\beta z} \quad \text{(III.39)}$$

On impose les conditions suivantes :

- CCE en $\rho=R$ d'où $H_\rho(R)=0$
- CCM en $\rho=R+e_1$ d'où $H_z(R+e_1) = 0$

On obtient alors les deux équations suivantes :

$$A J_n(k_c(R+e_1)) + B Y_n(k_c(R+e_1)) = 0 \quad \text{(III.40)}$$

$$A J'_n(k_c R) + B Y'_n(k_c R) = 0 \quad \text{(III.41)}$$

La résolution de l'équation (III.42) obtenue avec les deux équations précédentes, nous donne alors l'épaisseur du cylindre. Celle-ci dépend bien sûr du rayon de la cavité (donc de la fréquence de résonance) mais aussi de la permittivité du matériau diélectrique utilisé par l'intermédiaire du facteur k_c .

$$\frac{J_1(k_c R)}{Y_1(k_c R)} - \frac{J_0(k_c (R + e_1))}{Y_0(k_c (R + e_1))} = 0 \quad (\text{III.42})$$

(ii) Paramétrage

Nous avons calculé l'épaisseur de ce premier cylindre pour plusieurs rayons de cavité et pour plusieurs valeurs de la permittivité ϵ_{r1} et nous l'avons exprimé en fonction de λ_g . Ces résultats sont rassemblés sur la **figure III.23**.

On constate que l'épaisseur e_1 du premier cylindre est proche de $\lambda_g/4$, comprise entre 0,25 et 0,26 λ_g .

On retrouve donc dans le cas des modes TE, une structure semblable à celle calculée précédemment pour les modes TM.

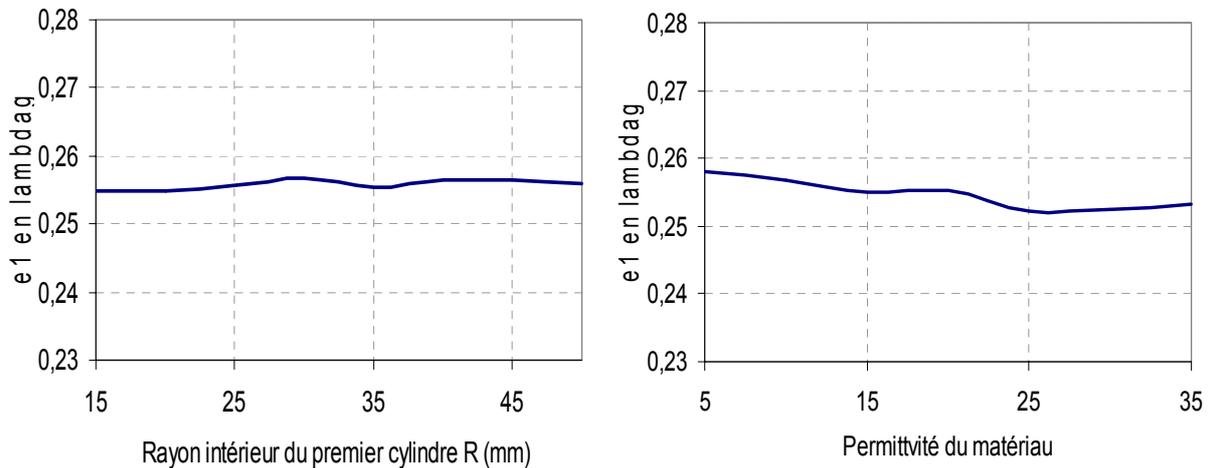


Figure III.23 : Evolution de e_1 exprimé en λ_g en fonction du rayon intérieur du premier cylindre R pour $\epsilon_{r1} = 9$ et en fonction de la permittivité du matériau ϵ_{r1} pour $R = 30$ mm

(c) Epaisseur du deuxième cylindre

On applique de nouvelles conditions aux limites pour le calcul de l'épaisseur du deuxième cylindre diélectrique :

- CCM en $\rho=R+e_1$ d'où $H_z(R+e_1)=0$
- CCE en $\rho=R+e_1+e_2$ d'où $H_\rho(R+e_1+e_2) = 0$

D'où :

$$\frac{J_1(k_c (R + e_1 + e_2))}{Y_1(k_c (R + e_1 + e_2))} - \frac{J_0(k_c (R + e_1))}{Y_0(k_c (R + e_1))} = 0 \quad (\text{III.43})$$

La résolution de cette dernière équation permet de calculer l'épaisseur e_2 . On obtient ici encore **des valeurs comprises entre 0,24 et 0,25 λ_g** .

(d) Généralisation

Globalement, la condition de CCE à l'interface entre la cavité et le premier cylindre diélectrique est obtenue pour des épaisseurs des cylindres comprises entre 0,24 et 0,26 λ_g .

Ces épaisseurs sont à calculer précisément pour chaque matériau et chaque fréquence de résonance. Cependant, ces valeurs ont été déterminées tout comme la taille de la cavité à partir d'approximations issues de l'antenne planaire.

Afin de valider ces résultats, nous allons à présent simuler de manière rigoureuse (FDTD) une antenne BIE coaxiale fonctionnant sur un mode TE.

III.6.5. Validation de la méthode

(a) Introduction

La validation de la méthode n'a pas pu être faite sur le mode $TE_{1,0,1}$. En effet, ce mode étant mêlé aux autres modes de la cavité, son observation nécessite de posséder une sonde d'excitation adaptée c'est à dire capable d'exciter le champ H_z de façon omnidirectionnelle autour de l'âme centrale.

N'ayant pas à disposition une telle sonde, nous avons choisi d'observer deux modes de cavité présentant plusieurs variations sur la coordonnée Φ car ces modes sont facilement reconnaissables.

Les fréquences de résonance des modes $TE_{1,1,1}$ et $TE_{1,2,1}$ vont donc être déterminées théoriquement ainsi que l'allure du module du champ H_z pour une structure particulière. Une simulation par la méthode FDTD permettra par la suite de retrouver les résultats théoriques.

(b) Structure étudiée

Les dimensions de la structure sont les suivantes :

- rayon de l'âme centrale $r = 5$ mm
- rayon intérieur du premier cylindre $R = 35$ mm.
- hauteur de la structure $H = 250$ mm

La structure simulée par la méthode FDTD est composée d'un seul cylindre diélectrique de permittivité 90.

Afin de réaliser la condition de court-circuit électrique à l'interface entre la cavité et le matériau, des valeurs particulières de l'épaisseur e_1 doivent être choisies. Celles-ci sont différentes sur les modes $TE_{1,1,1}$ et $TE_{1,2,1}$. Dans les deux cas, l'épaisseur du matériau doit être proche de $\lambda_g/4$ mais les deux modes ne présentant pas des fréquences de résonance identiques, les épaisseurs sont différentes.

(c) Résultats théoriques

Les fréquences de résonances théoriques de ces deux modes sont les suivantes :

- 2,47 GHz pour le mode $TE_{1,1,1}$
- 4,2 GHz pour le mode $TE_{1,2,1}$

Nous avons tracé pour les deux modes, l'allure du module du champ H_z dans la cavité (figure III.24).

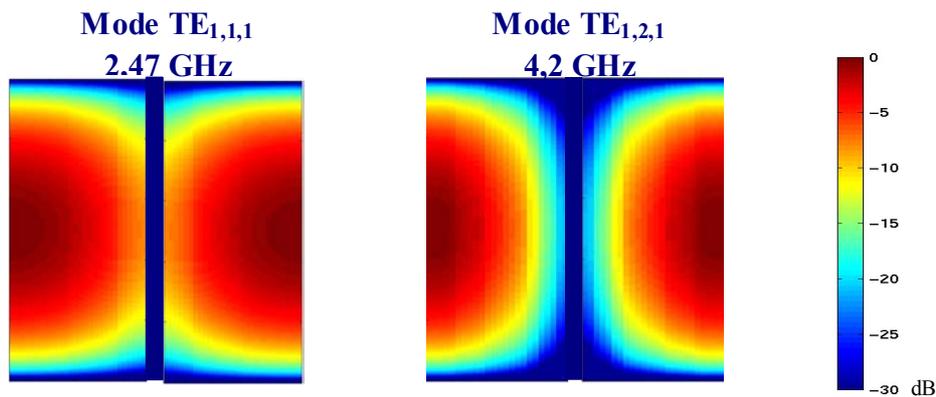


Figure III.24 : Cartographies des modules des champs H_z dans la cavité sur les modes $TE_{1,1,1}$ et $TE_{1,2,1}$

Dans les deux cas, le champ H_z est maximum sur les extrémités de la cavité ($\rho = R$) et présente une décroissance en direction de l'âme centrale. On remarquera que le niveau de champ sur l'âme centrale est d'environ -10 dB pour le mode $TE_{1,1,1}$ et de -20 dB pour le second mode.

La différence essentielle reste le nombre de variation sur la coordonnée Φ :

- **deux pour le mode $TE_{1,1,1}$**
- **quatre pour le mode $TE_{1,2,1}$**

Une simulation d'une structure BIE coaxiale va maintenant être présentée afin de retrouver ces résultats.

(d) Résultats de simulation

La structure simulée dans le cas du mode $TE_{1,1,1}$ présente une épaisseur e_1 de son cylindre diélectrique égale à 3,2 mm. Une cartographie du champ H_z dans la cavité a été relevée à 2,47 GHz.

La seconde structure a une épaisseur e_1 égale à 1,88 mm et le champ a été observé à 4,2 GHz, fréquence de résonance théorique du mode $TE_{1,2,1}$.

Dans les deux cas, l'alimentation est réalisée par des dipôles élémentaires placés dans la cavité perpendiculairement à l'âme centrale.

Observons les résultats obtenus en terme de champ dans la cavité dans un plan perpendiculaire à l'âme centrale (**figure III.25**).

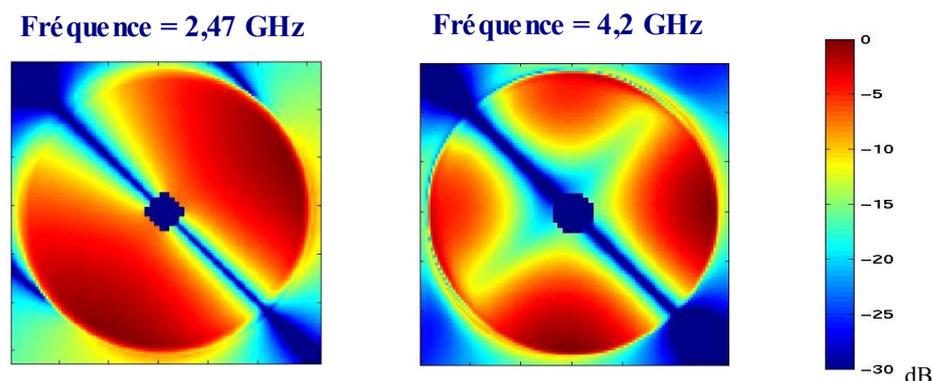


Figure III.25 : Cartographies du module du champ H_z dans un plan perpendiculaire à l'âme centrale obtenues par simulation FDTD

On peut retrouver sur ces cartographies :

- deux variations du champ sur la coordonnée Φ à 2,47 GHz et quatre variations à 4,2 GHz
- un niveau de champ moins important au bord de l'âme centrale à 4,2 GHz qu'à 2,47 GHz

On retrouve donc bien par la simulation FDTD, les modes $TE_{1,1,1}$ et $TE_{1,2,1}$ calculés théoriquement.

L'observation des champs nous permet de valider les calculs théoriques.

III.7. Possibilités offertes

Cette étude modale nous a permis de mettre en évidence les différents modes de la cavité, les champs associés ainsi que les fréquences de résonance de ces modes. Nous avons pu identifier deux modes de fonctionnement particulièrement intéressants :

- le **mode $TM_{1,0,1}$** , permettant de créer un champ E_z parallèle à l'axe du cylindre, et donc de rayonner une **polarisation verticale**.
- le **mode $TE_{1,0,1}$** , permettant de créer un champs H_z parallèle à l'axe du cylindre mais surtout un champ E_ϕ , ce dernier pouvant être rayonné en **polarisation horizontale**.

Dans les deux cas, le rayon de la cavité $R-r$ est proche de $\lambda_0/2$. Des variations de cette valeur peuvent être entraînées par la modification de la hauteur de l'antenne ou encore du rayon de l'âme centrale r . Les deux modes peuvent alors avoir des fréquences de résonances différentes pour des dimensions identiques.

Malgré cette différence, l'antenne BIE coaxiale offre la possibilité de travailler en double polarisation (à la même fréquence ou à deux fréquences distinctes) et même en polarisation circulaire.

En effet, un matériau BIE 2D (sous forme de tige par exemple) est transparent pour une polarisation [III.19]. On peut donc dans ces conditions, imaginer une antenne constituée :

- d'une cavité délimitée par des tiges (métalliques ou diélectriques) afin de rayonner une polarisation verticale à la fréquence f_1
- d'une deuxième cavité concentrique mais de taille différente, délimitée par des anneaux (diélectriques ou métalliques) permettant de rayonner une polarisation horizontale à une fréquence f_2

Les dimensions peuvent être choisies de manière à obtenir $f_1=f_2$ et un choix judicieux de deux excitations en quadrature de phase permettra de rayonner une polarisation circulaire.

Dans ce manuscrit, seule l'antenne BIE coaxiale en polarisation verticale sera présentée. Cependant, l'étude modale a permis de mettre en évidence la faisabilité d'antenne BIE coaxiale à polarisation horizontale et même circulaire.

Cette étude modale, bien que basée sur des approximations issues de l'observation de l'antenne planaire, a pu être validée par des simulations rigoureuses et nous a permis de dimensionner la structure.

Avant de s'intéresser aux propriétés et aux performances de ce type d'antenne, la question importante de l'excitation doit être étudiée.

IV. ALIMENTATION DE L'ANTENNE BIE COAXIALE

IV.1. Présentation du problème

Le problème de l'alimentation de l'antenne BIE coaxiale est de ne pas exciter le mode guidé, c'est à dire le mode TEM, mode fondamental qui ne présente aucune fréquence de coupure.

Ce mode présente un champ E radial E_ρ et un champ H orthoradial H_Φ [III.27]. Le mode de fonctionnement qui nous intéresse ici, le $TM_{1,0,1}$ présente comme nous l'avons vu auparavant une composante E_z , une composante E_ρ mais aussi, bien qu'elle soit très faible, une composante H_Φ (figure IV.1).

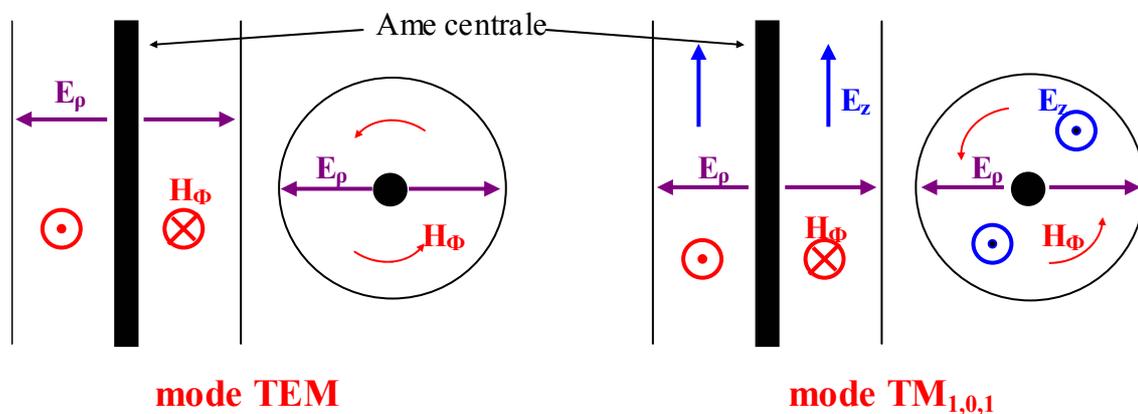


Figure IV.1 : Représentation des champs dans la cavité coaxiale

Afin de n'exciter que le mode TM, la seule possibilité est de **générer un champ E_z dans la cavité**. Pour cela, il faut créer **une source équivalente à un dipôle électrique élémentaire vertical**. Il existe plusieurs types de sonde capables de remplir cet objectif : le **dipôle classique, la fil-plaque** ou encore comme nous allons le voir les **dipôles imprimés**. Les cas du patch imprimé sur l'âme centrale ou des fentes dans l'âme centrale ne peuvent pas être envisagés puisque ces deux types de sources sont équivalents à un dipôle magnétique et génèrent donc un champ H_Φ dans la cavité.

Il est aussi nécessaire d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel dans la cavité, c'est à dire un rayonnement omnidirectionnel autour de l'âme centrale. Pour cela, les sondes précédemment citées doivent être adaptées à la géométrie de l'antenne BIE coaxiale.

IV.2. Dipôle en $\lambda_0/2$

IV.2.1. Rayonnement d'un dipôle

L'excitation la plus simple que l'on puisse placer à l'intérieur de la cavité est un dipôle classique de longueur $\lambda_0/2$. Le champ rayonné par le dipôle fonctionnant sur son mode fondamental est à polarisation rectiligne verticale. Le diagramme de rayonnement est maximum à l'horizon et à symétrie de révolution (**figure IV.2**).

Le principal problème réside dans la présence de l'âme centrale qui ne permet pas d'obtenir une répartition omnidirectionnelle du champ autour de celle-ci (**figure IV.2**).

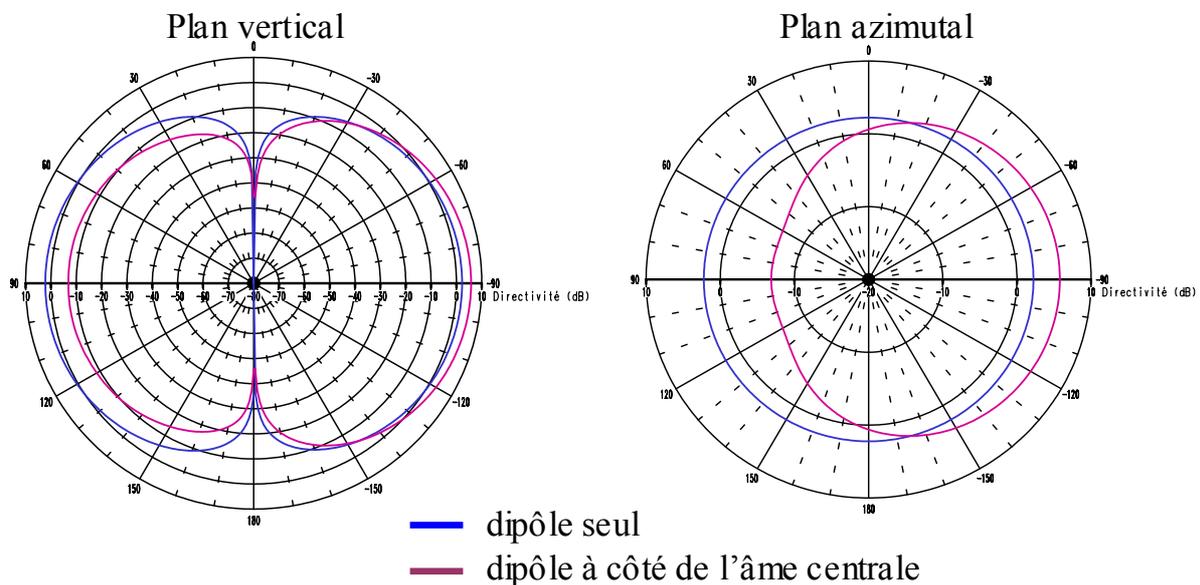


Figure IV.2 : Comparaison d'exemples de diagramme de rayonnement obtenus avec un dipôle seul et un dipôle placé à coté d'une âme centrale métallique

IV.2.2. Résolution du problème de l'âme centrale

Afin de résoudre ce problème, l'idée a été de placer plusieurs dipôles autour de l'âme centrale afin de se rapprocher de l'omnidirectionnalité recherchée.

La **figure IV.3** présente le diagramme de rayonnement obtenu avec deux dipôles placés de part à d'autre d'une âme centrale métallique de 10 mm de côté. On peut constater que les diagrammes dans le plan vertical correspondent tout à fait à ceux obtenus avec un seul dipôle et dans le plan azimuthal l'ondulation est de l'ordre de 2,5 dB. Une petite optimisation de la distance entre les dipôles et l'âme centrale a été nécessaire afin d'obtenir cette valeur d'ondulation. La distance obtenue est de l'ordre de $\lambda_0/15$.

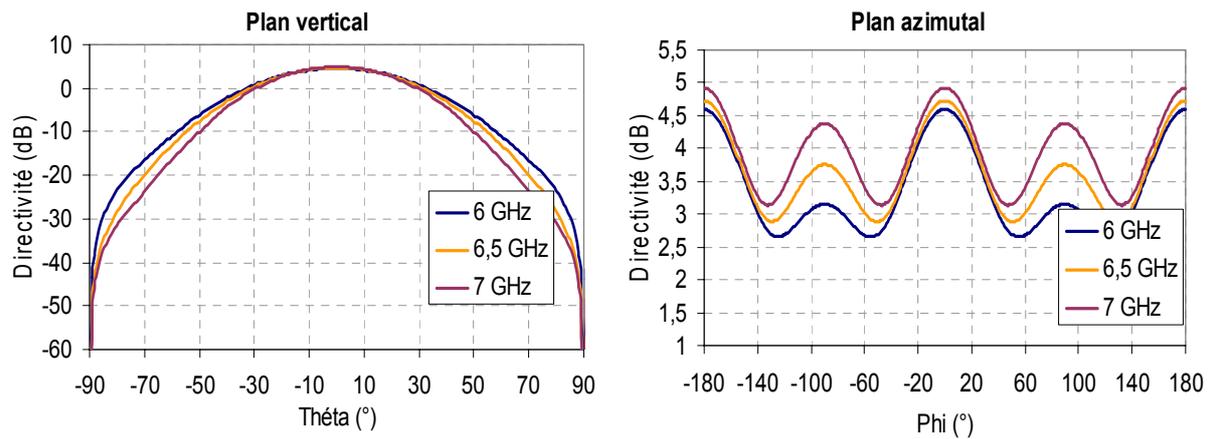


Figure IV.3 : Exemple de diagrammes de rayonnement de deux dipôles disposés de part et d'autre de l'âme centrale

La variation de la directivité dans le plan azimutal peut sembler importante mais, comme nous le verrons par la suite, l'installation du mode dans la cavité permet de lisser la directivité obtenue en azimut.

Dans un souci de réalisation, les dipôles simples ont été remplacés par des dipôles imprimés.

IV.2.3. Utilisation de dipôles imprimés

(a) *Design et propriétés*

Les dipôles imprimés [III.28] [III.29] sont constitués de deux éléments métalliques imprimés sur les deux faces opposées d'un substrat (**figure IV.4**).

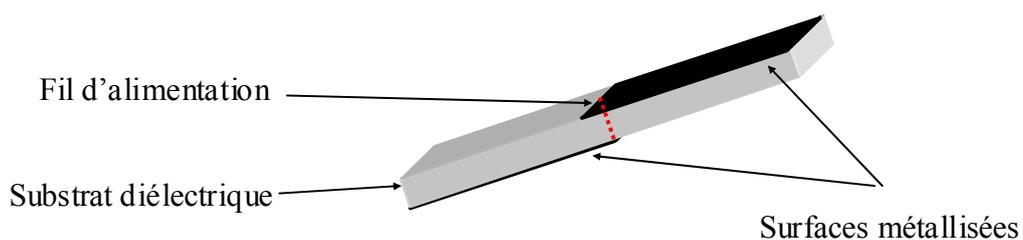


Figure IV.4 : Représentation d'un dipôle imprimé

Leur fréquence de résonance varie comme pour les dipôles classiques en fonction de la longueur des éléments imprimés, et la polarisation obtenue est linéaire et verticale. La variation du gain en azimut est légèrement plus importante qu'avec un dipôle classique. Ils ont pour avantage d'être plus aisés à adapter et à réaliser.

Un paramétrage de la fréquence de résonance des dipôles imprimés en fonction des dimensions de ceux-ci est proposé en **annexe 10 [III.28]**.

(b) Utilisation pour l'excitation de l'antenne BIE coaxiale

Au niveau des résultats autour de l'âme centrale, ils sont très proches de ceux obtenus avec des dipôles classiques (**figures IV.5 et IV.6**)

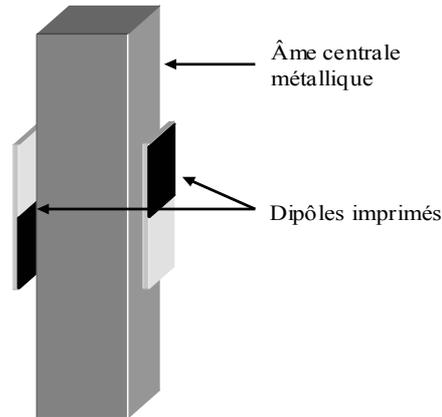


Figure IV.5 : Représentation de deux dipôles imprimés de chaque côté de l'âme centrale

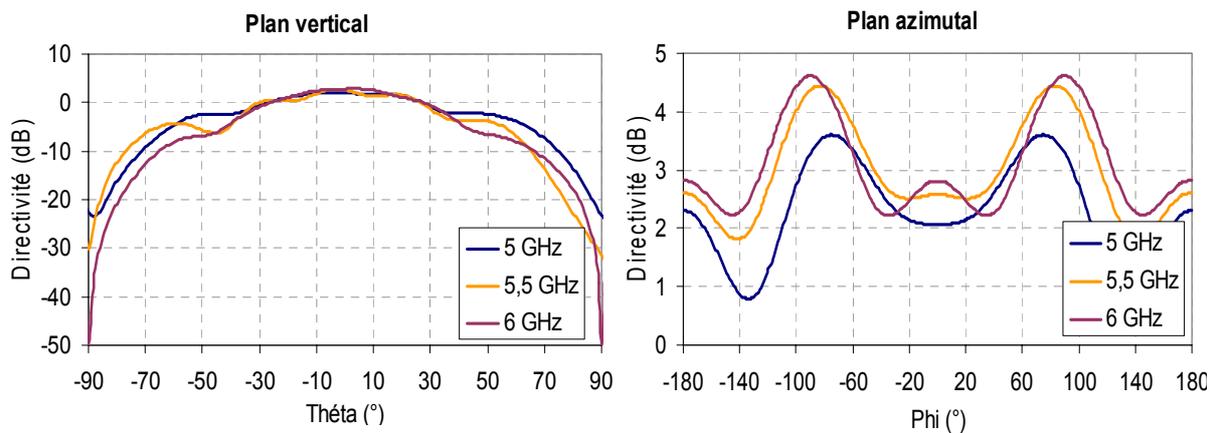


Figure IV.6 : Exemple de diagrammes de rayonnement de deux dipôles imprimés disposés de part et d'autre de l'âme centrale

On retrouve des performances similaires malgré quelques ondulations sur le lobe principal dans le plan vertical et une variation de directivité un peu plus élevée qu'avec des dipôles normaux (3 dB au maximum) dans le plan azimutal. La directivité maximum est aussi un peu plus faible.

Par la suite, cette excitation sera souvent utilisée pour exciter la structure complète de l'antenne. Cependant, une autre sonde, composée d'une fil plaque, a été étudiée afin d'obtenir une meilleure omnidirectionnalité.

IV.3. Fil-plaque anneau

IV.3.1. Design et propriétés

Les fil-plaques sont constituées d'un plan de masse et d'un élément rayonnant de forme quelconque imprimés sur un substrat diélectrique. Ces deux éléments sont reliés par un fil d'alimentation et un fil de retour à la masse [III.30] (**figure IV.7**).

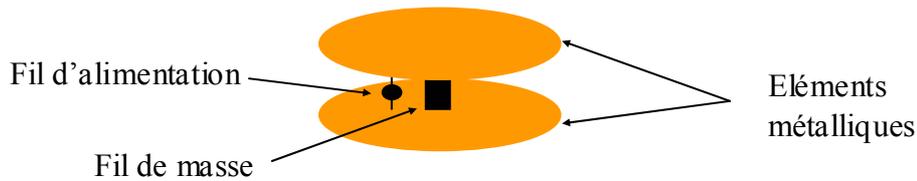


Figure IV.7 : Représentation d'une fil-plaque sur un substrat d'air

Les positions des fils de masse et d'alimentation, la forme des éléments métalliques ainsi que la hauteur du substrat (en air sur la figure) permettent de définir la fréquence de résonance ainsi que le facteur de qualité de la résonance [III.31].

Le rayonnement est similaire à celui obtenu avec un dipôle mais avec un encombrement beaucoup plus faible, de l'ordre de $\lambda_0/10$. Nous avons cependant retrouvé le même problème lié à la présence de l'âme centrale.

IV.3.2. Adaptation de la structure à la présence de l'âme centrale

La structure de la fil-plaque a été modifiée afin d'avoir la possibilité de passer l'âme centrale au centre de celle-ci : les éléments rayonnants ont été pris en forme d'anneau et nous avons placé quatre fils de retour à la masse sur le pourtour de la structure (**figure IV.8**).

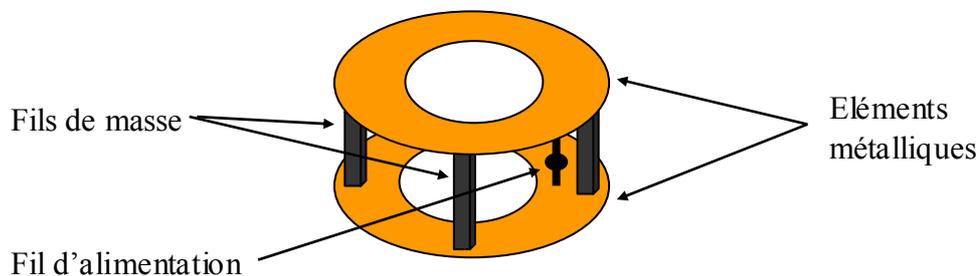


Figure IV.8 : Représentation d'une fil-plaque anneau

Les diagrammes de rayonnement de cette excitation dans le plan vertical avec et sans la présence de l'âme centrale sont présentés **figure IV.9**. On constate que l'âme centrale

entraîne la présence d'ondulations dans le lobe principal. Dans le plan azimutal, on obtient un diagramme extrêmement propre avec moins de 1 dB d'ondulation.

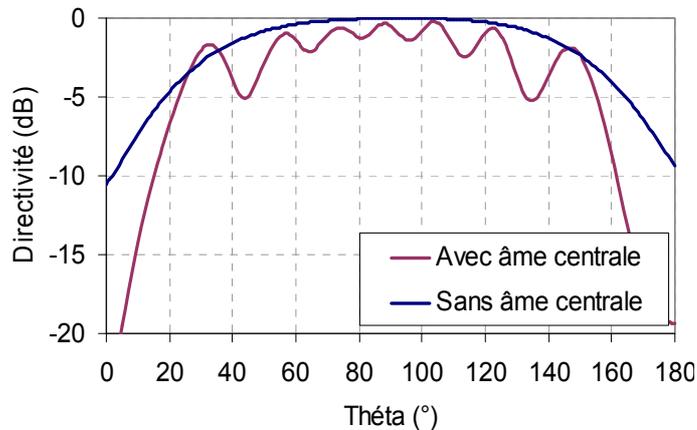


Figure IV.9 : Exemple de diagrammes de rayonnement dans le plan vertical de la fil-plaque anneau avec et sans âme centrale

Pour exciter la structure BIE coaxiale, nous devons faire un choix entre les dipôles et la fil-plaque anneau.

IV.4. Comparaison des deux excitations

En considérant l'omnidirectionnalité, cette dernière excitation semblait préférable à la solution utilisant deux dipôles imprimés. Mais la comparaison des diagrammes des dipôles et de la fil plaque anneau avec âme centrale dans le plan vertical nous montre que le lobe principal obtenu avec la fil plaque est plus large que celui obtenu avec les dipôles (**figure IV.10**).

Nous nous sommes rendu compte au cours de l'étude qu'un niveau de directivité de la source plus important pour des angles autour de 30 et 150° entraînent des lobes secondaires plus importants dans le rayonnement de l'antenne BIE.

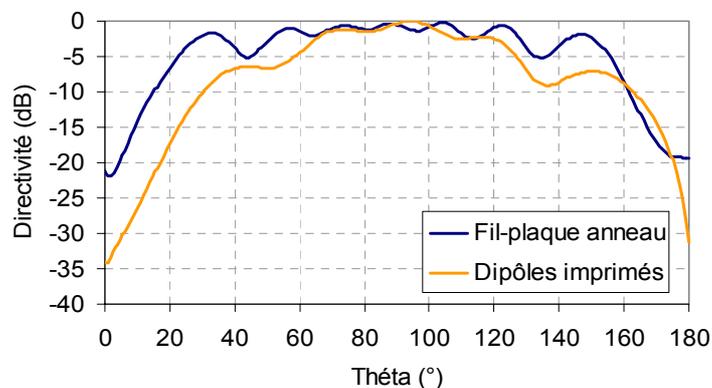


Figure IV.10 : Comparaison du rayonnement dans le plan vertical obtenu avec une fil-plaque anneau et deux dipôles imprimés

Les deux antennes présentées ici ont donc chacune leur inconvénient :

- la variation de 3 dB de l'omnidirectionnalité pour les dipôles
- la largeur du lobe dans le plan vertical pour la fil-plaque anneau

Après un certain nombre de simulations de l'antenne BIE coaxiale excitée avec ces deux sources, il s'est avéré que l'omnidirectionnalité était peu dégradée avec les dipôles alors que les lobes secondaires étaient réellement plus élevés avec la fil-plaque anneau [III.32].

Par la suite, nous allons donc utilisé deux dipôles (imprimés ou non) afin d'exciter l'antenne BIE coaxiale.

Les dimensions de la structure BIE ainsi que la technique d'alimentation de celle-ci étant connues, nous allons nous intéresser aux propriétés et aux caractéristiques de cette nouvelle antenne en termes d'impédance d'entrée, de modes de fonctionnement et de rayonnement.

V. PROPRIETES ET PERFORMANCES DE L'ANTENNE BIE COAXIALE

Afin d'étudier toutes les caractéristiques de cette antenne, nous nous sommes tout d'abord intéressés à la structure infinie pour s'affranchir de la présence des extrémités et donc de l'influence de la hauteur et des modes secondaires.

V.1. Etude de la structure infinie

V.1.1. Structure étudiée

La structure étudiée est donc un guide coaxial infini composé d'une âme centrale métallique et de plusieurs cylindres diélectriques de permittivités différentes.

Par souci de simplicité, nous avons toujours par la suite considéré des structures composées de cylindres diélectriques de permittivité ϵ_r séparés par des cylindres d'air (**figure V.1**).

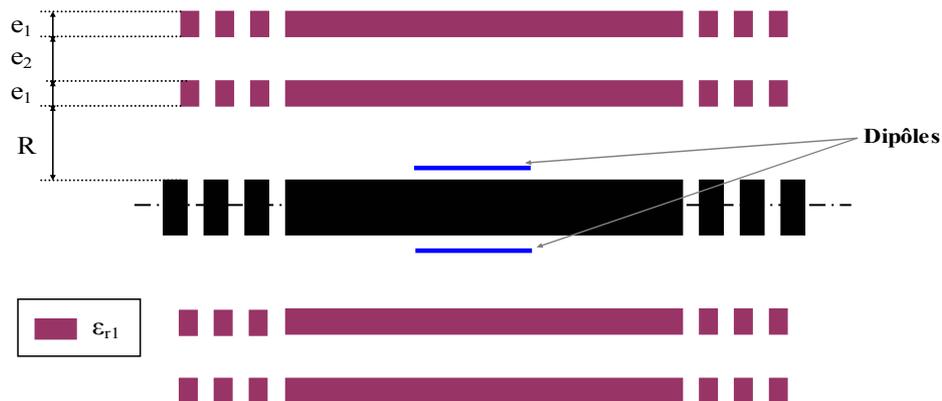


Figure V.1 : Type de structure étudiée

La structure a été dimensionnée comme expliqué au paragraphe III pour que la fréquence de coupure du mode de guide soit égale à 5,68 GHz. Le rayon de la cavité R est alors égal à 25,5 mm.

Afin de simuler une structure infinie, les extrémités du guide sont placées dans les couches absorbantes ou PML (**annexe 2**), la structure étant étudiée à l'aide de la méthode FDTD. On obtient ainsi une bonne approximation de la structure infinie.

L'âme centrale a été simulée rectangulaire pour simplifier le maillage de la structure, cela ayant peu d'influence sur son fonctionnement.

V.1.2. Impédance d'entrée et champ E_z dans le guide coaxial infini

Nous avons observé dans un premier temps l'impédance d'entrée de cette structure infinie (**figure V.2**) composée d'un seul cylindre de matériau diélectrique ($\epsilon_r = 50$). La résonance que l'on voit ici est celle de l'excitation modifiée par le matériau BIE. Il n'y a pas de résonance des modes de la cavité puisqu'on s'intéresse ici à un guide infini.

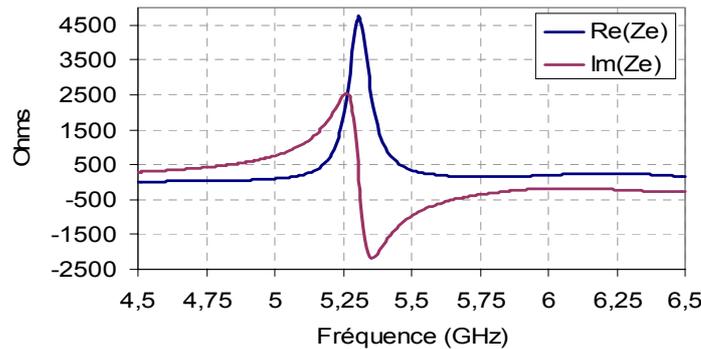


Figure V.2 : Impédance d'entrée de la structure

Le module du champ E_z (parallèle à l'axe du cylindre) dans le guide est donné **figure V.3** pour différentes fréquences.

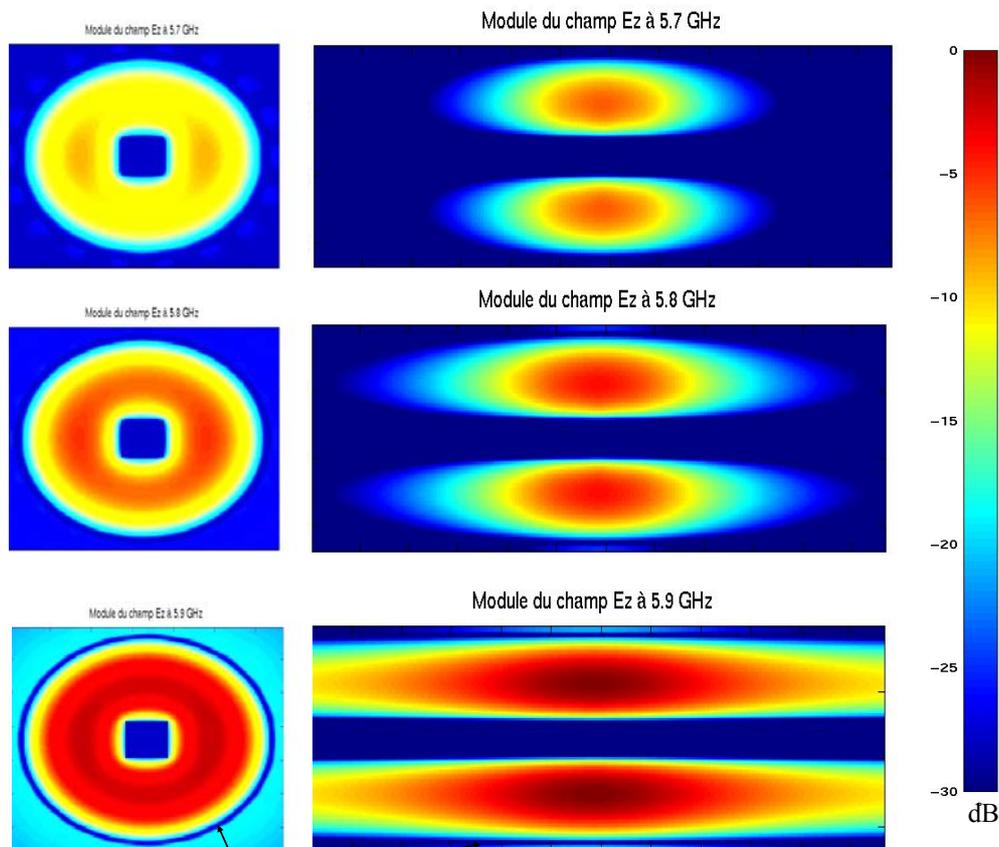


Figure V.3 : Module du champ E parallèle à l'axe du cylindre

On voit qu'à 5,7 GHz, le champ E_z est encore concentré au centre de la structure au niveau de l'excitation. Puis lorsqu'on monte en fréquence, celui-ci se propage dans le guide. (Rappelons que 5,7 GHz est la fréquence de coupure du mode étudié.)

On peut constater qu'il n'y a pas de variation sur la circonférence et on retrouve les conditions de court-circuit électrique à l'interface entre la cavité d'air et le premier cylindre diélectrique.

Le champ dans le guide satisfait donc les conditions, déterminées lors de l'étude des antenne planaires, permettant d'obtenir a priori le rayonnement souhaité.

V.1.3. Etude en rayonnement de la structure infinie

Les diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence dans un plan parallèle à l'axe du cylindre sont donnés **figure V.4**. On considère toujours une structure composée d'un seul cylindre diélectrique de forte permittivité.

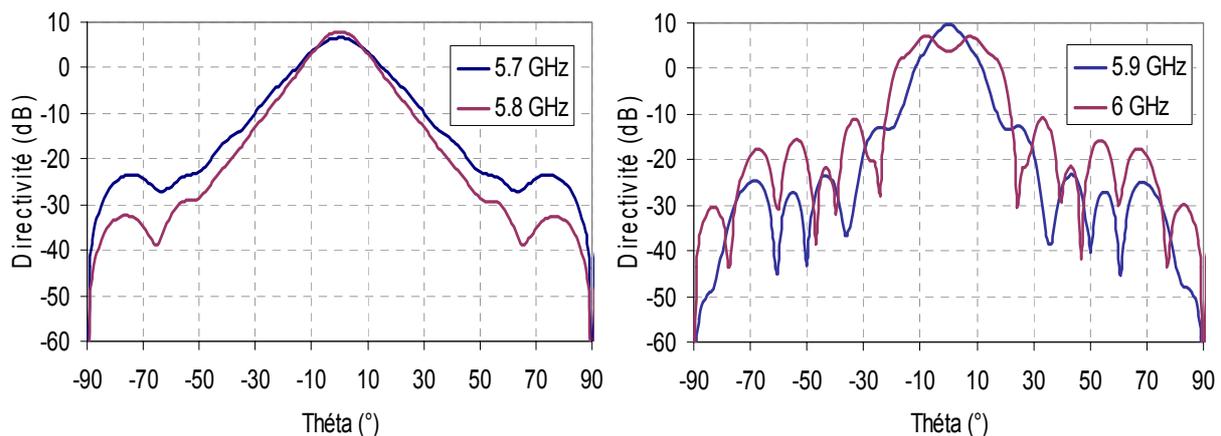


Figure V.4 : Diagramme de rayonnement de la structure infinie dans un plan parallèle à l'axe du cylindre ($\epsilon_r=50$)

La directivité augmente progressivement avec la fréquence jusqu'à l'apparition à 6 GHz de deux lobes dépointés. La directivité dans l'axe est alors décroissante. On peut observer que les diagrammes présentent des lobes secondaires très bas, inférieurs à -20 dBc.

La variation de directivité dans le plan azimutal est faible, inférieure à 1 dB (**figure V.5**), malgré l'excitation par les dipôles plans.

On obtient donc bien une antenne omnidirectionnelle présentant moins de 1 dB de variation dans le plan azimutal et un faisceau étroit avec des lobes secondaires très faible dans le plan vertical.

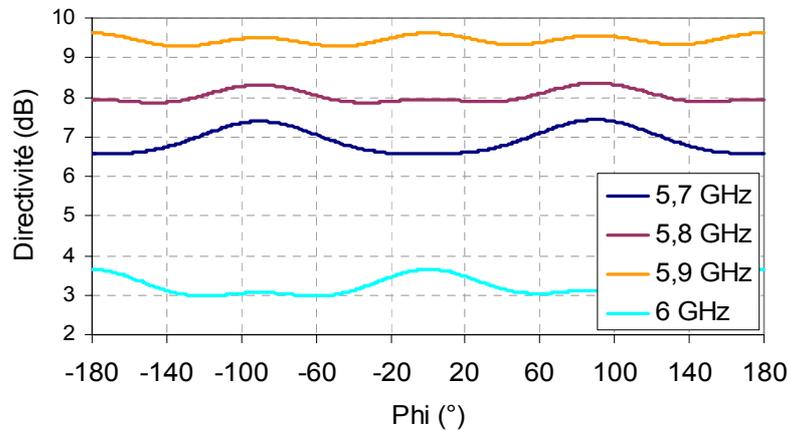


Figure V.5 : Diagrammes de rayonnement dans un plan perpendiculaire à l'axe du cylindre

V.1.4. Directivité de l'antenne

Nous avons observé la variation de la directivité en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de permittivité du cylindre diélectrique (**figure V.6**).

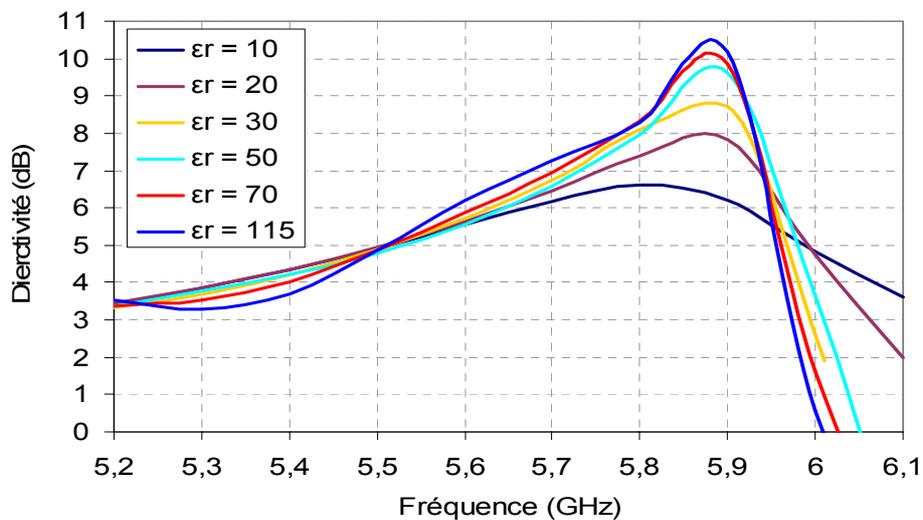


Figure V.6 : Directivité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la permittivité diélectrique du cylindre

La directivité maximum augmente avec la permittivité diélectrique du cylindre. Ainsi, pour des permittivités diélectriques supérieure à 70, les directivités obtenues sont supérieures à 10 dB. Malheureusement, comme pour toute antenne, une augmentation de la directivité entraîne une diminution de la bande passante en rayonnement. Ainsi **pour une directivité de 10 dB, la bande passante est égale à 4,3 % alors qu'elle est égale à plus de 8 % pour une directivité de 8 dB.**

L'obtention de directivités importantes (de l'ordre de 10 dB) nécessite d'avoir recours à de fortes permittivités, ce qui est difficile dans la pratique.

Une autre solution peut être d'augmenter le nombre d'épaisseurs du matériau BIE c'est à dire le nombre de cylindres diélectriques.

V.1.5. Structure infinie à plusieurs cylindres

Ce type de structure est plus difficile à simuler correctement avec la méthode FDTD. En effet, comme nous l'avons vu lors de l'étude théorique, l'épaisseur du premier cylindre diélectrique est comprise entre $0,24$ et $0,25 \lambda_g$ alors que l'épaisseur du cylindre suivant est quasiment égale à $0,25 \lambda_g$. Par exemple, pour une permittivité du matériau égale à $6,5$, l'épaisseur du premier cylindre est de $4,86$ mm et celle du deuxième 5 mm. Afin de faire la différence entre ces deux épaisseurs, il serait nécessaire de prendre une taille de maille extrêmement fine pour la simulation FDTD, augmentant considérablement les temps et volume de calcul. Cela ne pouvant être fait, nous avons choisi de prendre $0,25 \lambda_g$ d'épaisseur pour les deux cylindres. Bien sûr, cela a une influence sur le fonctionnement de la structure, comme nous allons le constater.

Nous avons pu vérifier dans un premier temps l'augmentation de la directivité et la diminution de la bande passante lorsqu'on augmente le nombre de cylindres (**figure V.7**).

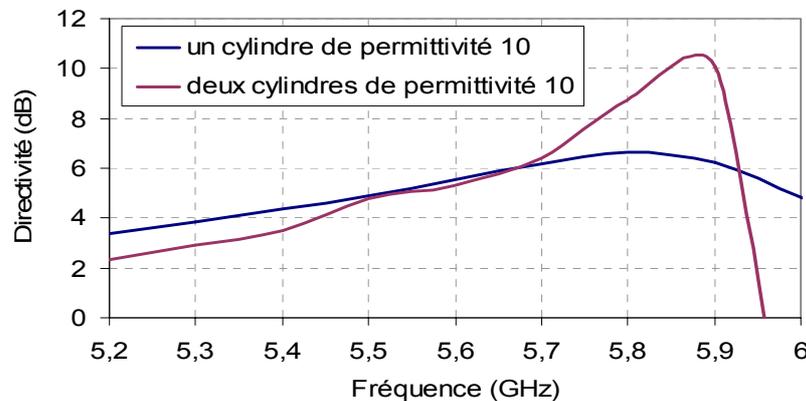


Figure V.7 : Comparaison des directivités obtenues avec un et deux cylindres de permittivité diélectrique $\epsilon_r = 10$

Nous avons souhaité comparer les performances obtenues avec des structures composées de :

- un seul cylindre de forte permittivité
- deux cylindres de faible permittivité

V.1.6. Comparaison des structures à un et deux cylindres

(a) Méthode de comparaison

Afin d'effectuer une comparaison entre des structures composées de un et plusieurs cylindres, nous nous sommes basés sur le coefficient de qualité du matériau BIE utilisé. Ce coefficient de qualité Q est défini par le calcul du coefficient de transmission de la structure plane infinie, en incidence normale (**figure V.8**).

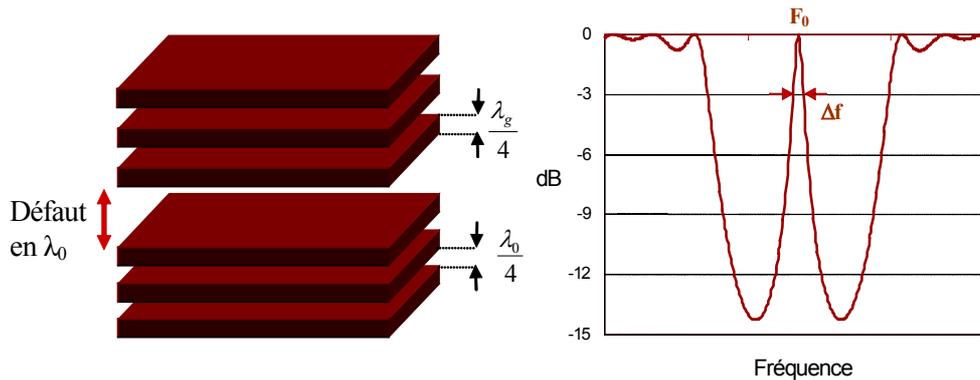


Figure V.8 : Coefficient de transmission de la structure plane à défaut

Le coefficient de qualité est alors donné par :

$$Q = \frac{F_0}{\Delta f} \tag{V.1}$$

Avec F_0 : Fréquence du pic de transmission

Δf : Bande passante à - 3 dB

(b) Résultats en terme de directivité

Nous avons donc comparé deux structures présentant le même coefficient de qualité en planeaire (**figure V.9**) :

- un cylindre de permittivité $\epsilon_r = 115$
- deux cylindres de permittivité $\epsilon_r = 10$

On constate que la directivité maximum est la même pour les deux structures. Les écarts entre les deux courbes peuvent venir des problèmes de simulation et de maillage évoqués précédemment. Cependant la bande passante semble légèrement plus faible avec la structure composée de deux cylindres.

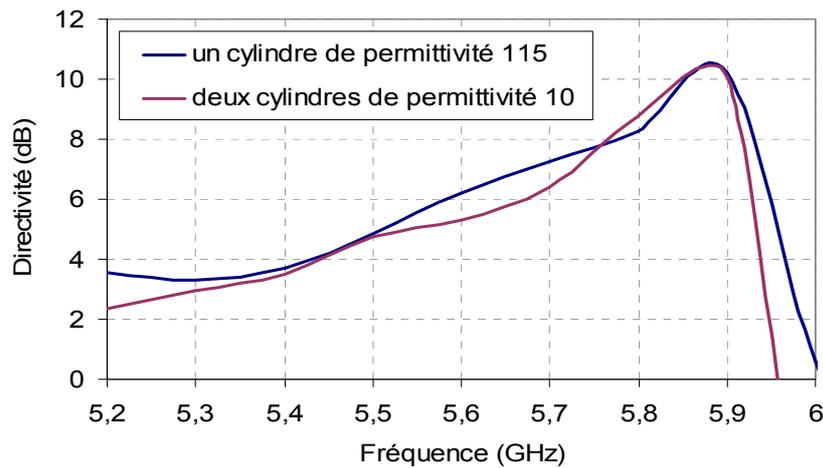


Figure V.9 : Comparaison des directivités obtenues avec deux structures présentant le même coefficient de qualité Q

(c) Niveaux des lobes secondaires

La **figure V.10** permet de comparer les diagrammes de rayonnement obtenus avec les deux structures dans le plan vertical.

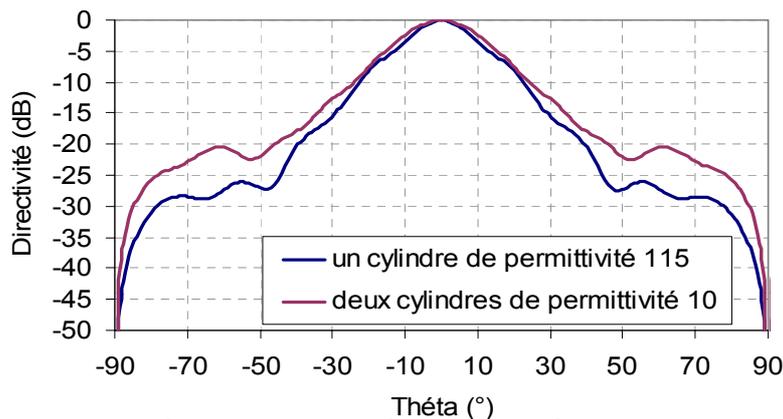


Figure V.10 : Diagrammes de rayonnement obtenus avec deux structures présentant le même coefficient de qualité Q

On constate que les lobes secondaires sont plus élevés avec une structure composée de deux cylindres.

(d) Conclusion

En conclusion, les structures composées de plusieurs cylindres diélectriques permettent de retrouver des directivités identiques aux structures à un seul cylindre de permittivité forte. Cependant, la bande passante en rayonnement est légèrement plus faible et les lobes secondaires plus élevés bien que restant très acceptables. Malgré ces inconvénients, **ces structures à plusieurs cylindres seront les seules qui pourront être utilisées dans la pratique pour obtenir des directivités élevées.**

Il est temps à présent d'envisager une structure finie. Nous allons pouvoir observer l'influence de la hauteur de l'antenne.

V.2. Etude de la structure finie

L'antenne est composée comme précédemment de plusieurs cylindres diélectriques espacés par des cylindres d'air. Nous noterons sa hauteur H .

L'étude de l'impédance d'entrée et des champs dans la cavité ayant été faite au paragraphe III afin de valider l'étude modale, nous nous intéresserons ici uniquement à l'étude en rayonnement.

V.2.1. Etude en rayonnement

Cette étude a été réalisée en fonction de la hauteur de la structure. En effet, la directivité des antennes BIE coaxiales est certes directement reliée au matériau utilisé, mais aussi à la hauteur de l'antenne comme nous allons le voir à présent.

(a) Hauteur et directivité

La **figure V.11** donne l'évolution de la directivité en fonction de la hauteur de l'antenne et de la permittivité du matériau, l'antenne étudiée dans ce cas étant composée d'un seul cylindre diélectrique.

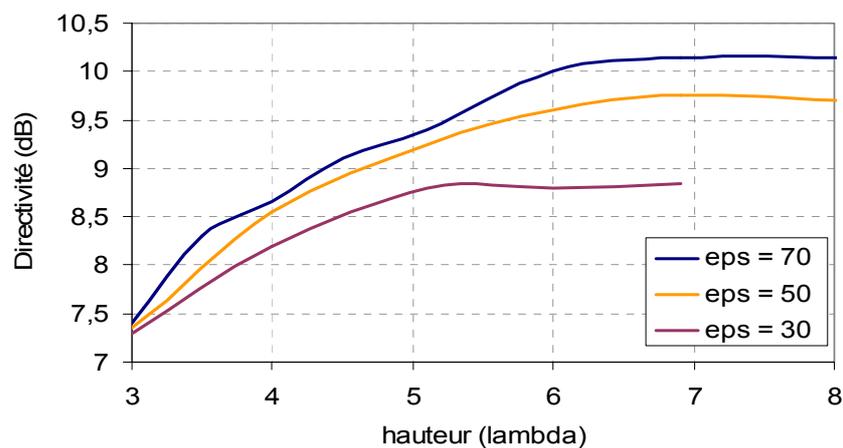


Figure V.11 : Evolution de la directivité en fonction de la hauteur (en multiple de λ_0) pour différentes valeurs de permittivité

On constate que chaque permittivité propose une directivité maximum potentielle qui peut être atteinte si la hauteur de l'antenne est suffisante. Ce phénomène va être expliqué grâce à la théorie des ouvertures rayonnantes.

(b) Calcul de la directivité en fonction de l'ouverture rayonnante

La hauteur détermine la surface rayonnante de l'antenne et donc sa directivité selon le processus suivant.

La gain d'une antenne directive est donnée par :

$$G_{dir} = \frac{4\pi \cdot S_e}{\lambda_0^2} \quad (\text{IV.1})$$

Avec : G_{dir} = gain de l'antenne directive

S_e = surface effective (surface de l'ouverture rayonnante) = $2 \cdot \pi \cdot R \cdot H$

A l'aide de la formule empirique (IV.2), donnant le rapport entre le gain et les ouvertures à -3 dB dans les deux plans principaux d'une antenne, on peut convertir le gain de l'antenne directive G_{dir} en gain d'une antenne omnidirectionnelle G_{omni} .

$$G_{max} = \frac{36000}{\theta_{site} \theta_{azimut}} \quad (\text{IV.2})$$

On obtient alors :

$$G_{omni} = 100 \cdot \sqrt{\frac{G_{dir}}{36000}} = \frac{100}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\frac{4\pi \cdot S_e}{36000}} \quad (\text{IV.3})$$

La comparaison des gains simulés et calculés par cette méthode, donnée **figure V.12**, nous confirme bien ce phénomène.

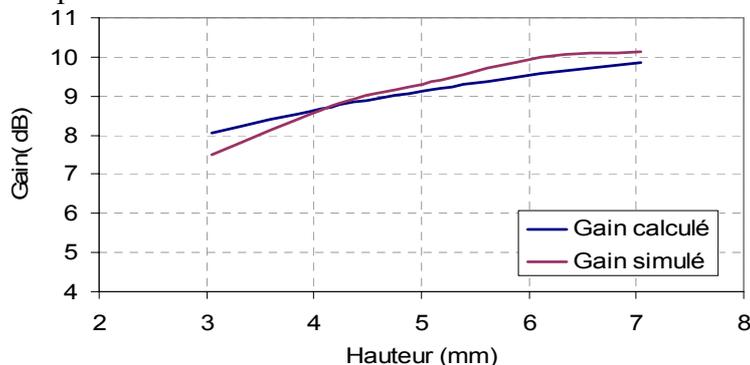


Figure V.12 : Comparaison des gains simulé et calculé en fonction de la hauteur de l'antenne

L'antenne se comporte comme une ouverture rayonnante. Sa surface (et donc sa hauteur) doit être suffisante pour obtenir un gain élevé.

Observons les diagrammes de rayonnement obtenus avec cette antenne.

(c) *Diagrammes de rayonnement*

L'allure des diagrammes de rayonnement obtenus avec deux structures composées d'un cylindre de permittivité $\epsilon_r=50$ et de hauteur 5 et $6 \lambda_0$ est donnée **figure V.13**.

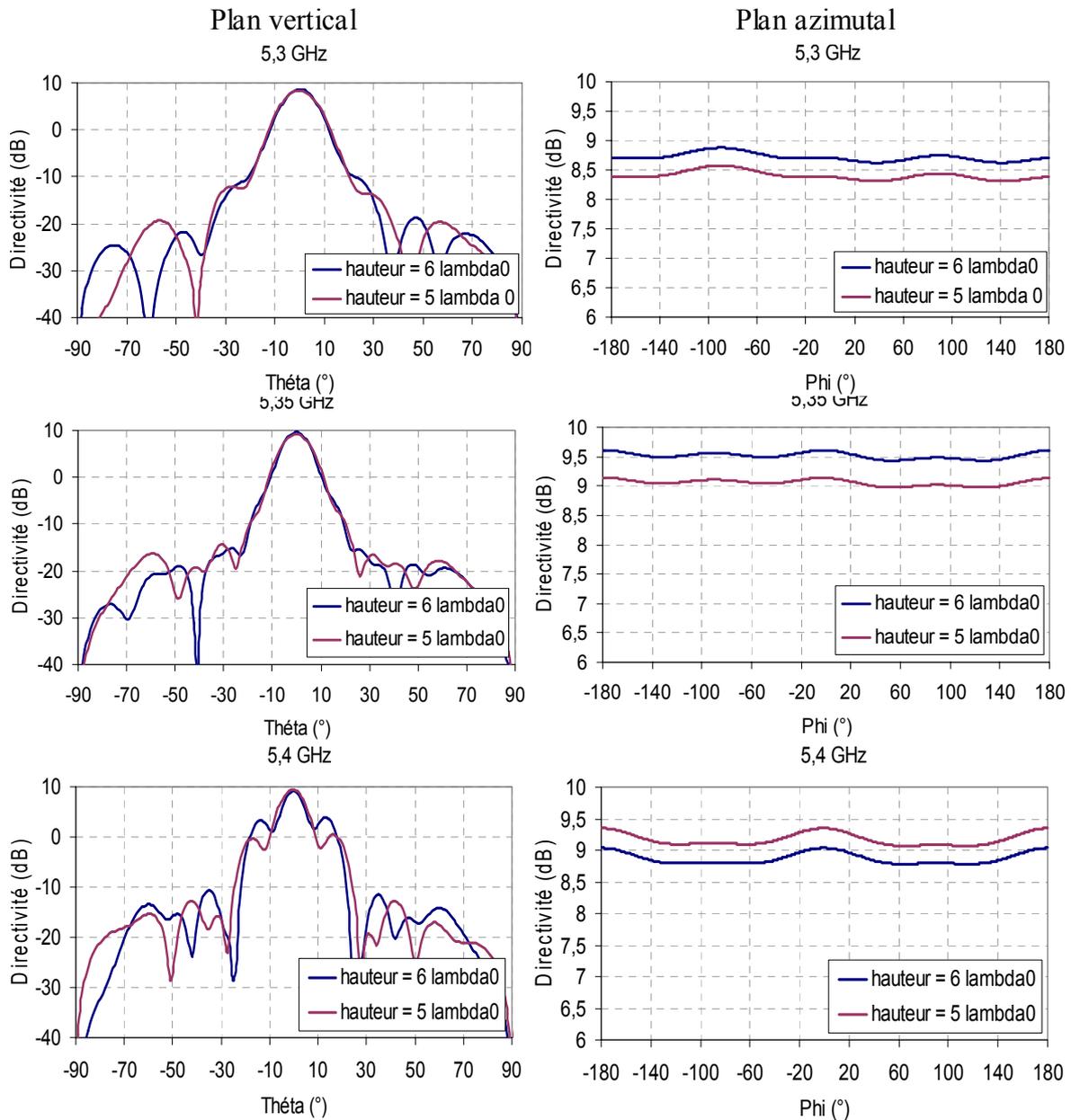


Figure V.13: Diagrammes de rayonnement obtenus avec deux structures composées d'un cylindre de permittivité 90 et de hauteur 5 et $6 \lambda_0$

On constate, comme dans le cas de la structure infinie, une augmentation progressive du gain en début de bande et une poussée des lobes secondaires ensuite. L'omnidirectionnalité dans le plan azimutal est très bonne puisque l'ondulation reste inférieure à 0,5 dB.

Les lobes secondaires augmentent plus ou moins vite selon la hauteur de la structure. En effet, on constate que les lobes secondaires de la structure la plus haute ($6 \lambda_0$) augmentent plus rapidement et le gain dans l'axe diminue de ce fait à partir de 5,4 GHz contrairement à la seconde structure. Cela s'explique par l'observation de l'impédance d'entrée des deux antennes.

(d) Comparaison des impédances d'entrée

L'impédance d'entrée des deux structures de hauteur 5 et $6 \lambda_0$ est présentée **figure V.14**.

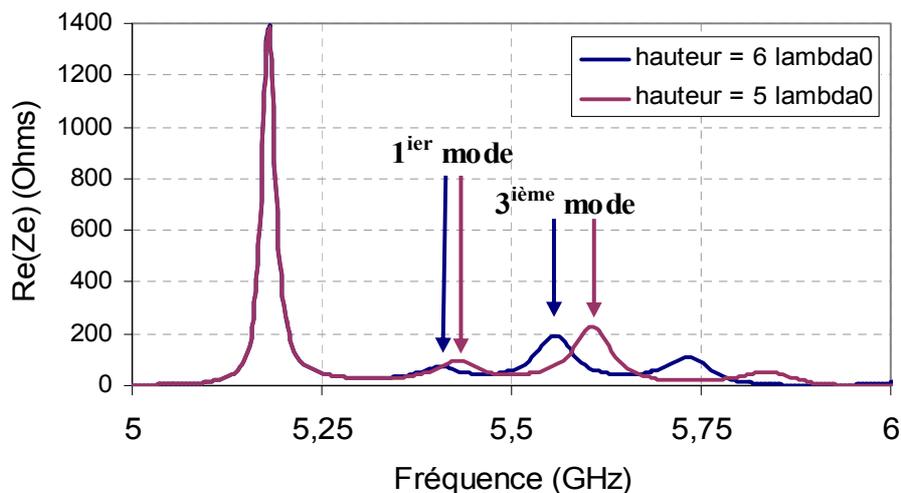


Figure V.14 : Comparaison des impédances d'entrée obtenues avec deux structures composées d'un cylindre de permittivité 90 et de hauteur 5 et $6 \lambda_0$

La fréquence de résonance du 3^{ème} mode est plus faible pour une structure plus haute. Ainsi les lobes secondaires étant reliés au troisième mode de l'antenne, on constate une apparition de ceux-ci plus rapide pour une structure plus haute.

(e) Bande en rayonnement

L'augmentation des lobes secondaires a pour conséquence de réduire la bande passante en rayonnement de l'antenne.

On ne tient compte pour le calcul de celle-ci que des diagrammes présentant des lobes secondaires inférieurs de - 10 dB du lobe principal. Ainsi, **une augmentation de la hauteur entraîne une augmentation du gain de l'antenne mais aussi une diminution de la bande passante.**

Il est important de noter que lorsqu'une certaine hauteur est atteinte le gain n'augmente plus (comme nous avons pu le voir précédemment) mais la bande passante continue de décroître légèrement (**figure V.15**).

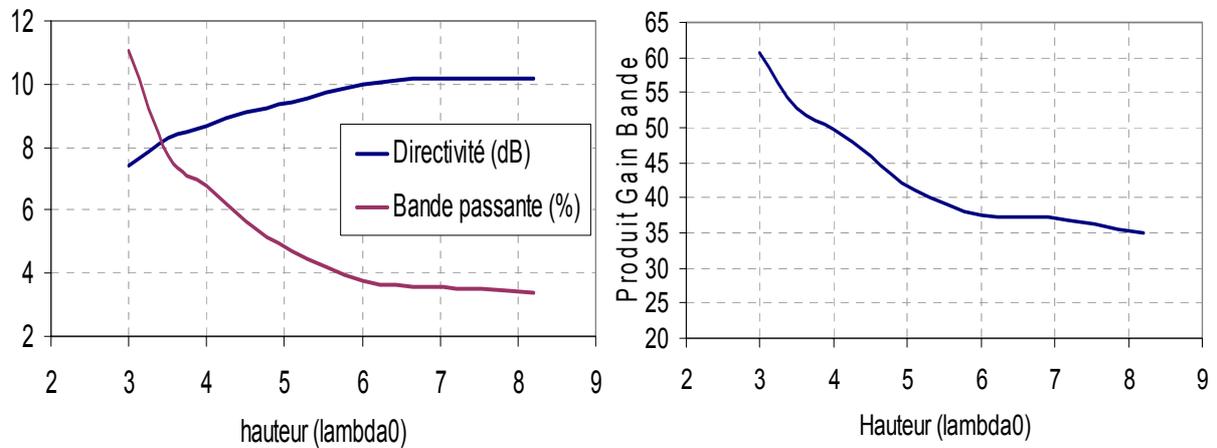


Figure V.15 : Evolution de la directivité, de la bande en rayonnement et du produit gain bande en fonction de la hauteur

Le produit gain bande est obtenu en multipliant le gain en linéaire par la bande en rayonnement exprimée en pourcentage. Il permet une appréciation globale des performances de l'antenne. On constate sur la **figure V.15**, que celui-ci décroît lorsque la hauteur augmente.

Dans ces conditions, il est important de choisir la hauteur de l'antenne correctement afin d'obtenir des performances maximales.

(f) Polarisation croisée

Les niveaux de polarisation croisée de cette antenne sont très bons, inférieurs à -30 dB du maximum et ce quelque soit la fréquence (**figure V.16**).

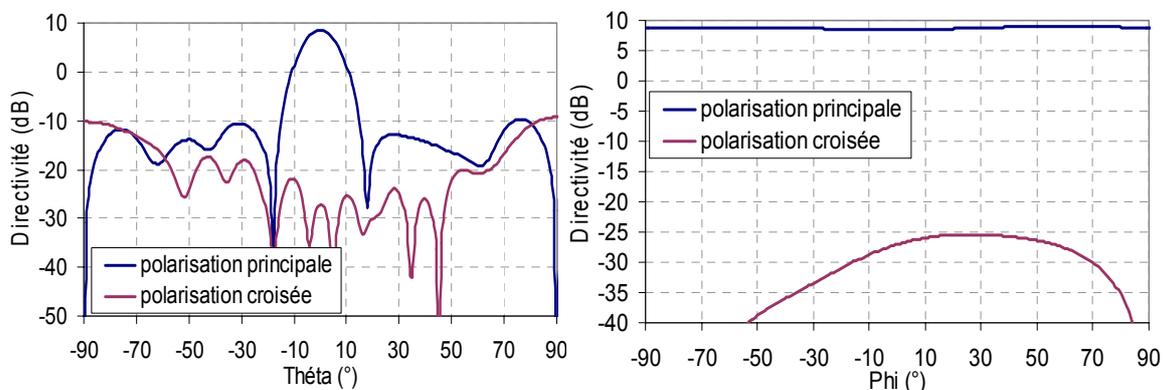


Figure V.16 : Mise en évidence des faibles niveaux de polarisation croisée dans les deux plans principaux de l'antenne

Les différentes simulations réalisées au cours de ces travaux nous ont permis de tracer des abaques permettant de prévoir les performances de l'antenne en fonction du matériau BIE choisi.

V.2.2. Abaques

Le premier abaque donne la directivité maximum que l'on peut obtenir pour un coefficient de qualité donné (**figure V.17**). Rappelons que le coefficient de qualité est celui de la structure planaire de dimensions infinies en incidence normale.

Ces directivités sont obtenues pour une hauteur suffisante de l'antenne.

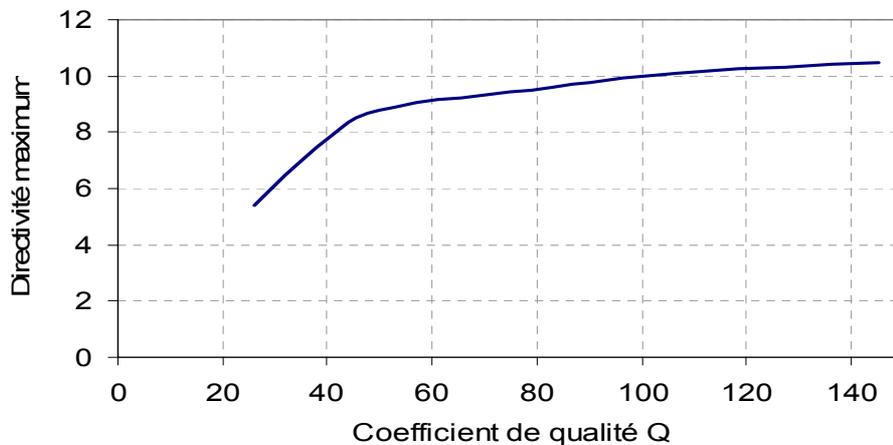


Figure V.17 : Directivité maximum en fonction du coefficient de qualité du matériau

Le deuxième abaque (**figure V.18**) donne la bande passante en rayonnement à -3 dB que l'on peut atteindre pour une directivité donnée.

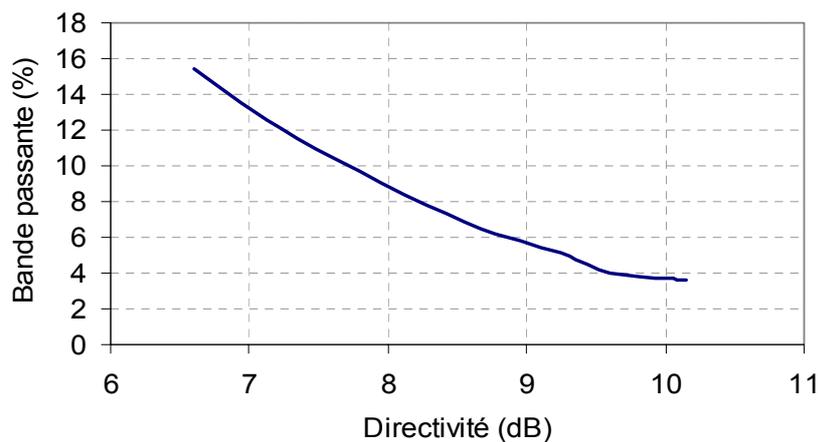


Figure V.18 : Bande passante en rayonnement à -3 dB en fonction de la directivité

Ces abaques sont très utiles lors de la conception d'une antenne. Leur utilisation permet de prévoir les performances en fonction des matériaux utilisés.

Un dernier point dans l'étude de ces antennes doit être abordé : l'adaptation.

V.3. Adaptation en entrée

V.3.1. Mise en évidence du problème

L'adaptation de ces antennes sur une large bande n'est pas très aisée. En effet, les différentes résonances présentes entraînent de fortes variations de l'impédance d'entrée sur la bande de rayonnement. Cependant, certaines observations concernant l'influence de l'excitation sur les modes de cavité permettent d'ajuster plus aisément l'adaptation.

V.3.2. Influence de l'excitation

Nous allons prendre un exemple sur une structure choisie : un cylindre de permittivité $\epsilon_r = 50$ et de hauteur $5 \lambda_0$.

La structure a été étudiée avec différents dipôles, présentant des fréquences et des pics de résonance différents. Il est à noter que l'on ne retrouve pas avec l'antenne BIE la fréquence de résonance du dipôle seul mais la fréquence de résonance du dipôle modifiée par la structure BIE.

Nous avons choisi de comparer l'impédance d'entrée de l'antenne obtenue avec :

- deux dipôles résonant à la même fréquence mais présentant des pics de résonance de hauteurs différentes (cas n°1 et 2)
- deux dipôles présentant des pics de résonance de hauteurs similaires mais résonant à deux fréquences distinctes (cas n°3 et 4)

L'impédance d'entrée de l'antenne obtenue dans les quatre cas est présentée sur la **figure V.19** et dans le **tableau IV.1**.

	Dipôle		1er mode de la cavité	
	Fréquence de résonance (GHz)	Pic de résonance (Ohms)	Fréquence de résonance (GHz)	Pic de résonance (Ohms)
cas n°1	5	740	5,4	38
cas n°2	5	350	5,4	25
cas n°3	5,08	290	5,4	17
cas n°4	5,16	250	5,4	28

Tableau IV.1 : Partie réelle de l'impédance d'entrée relevée dans les quatre cas

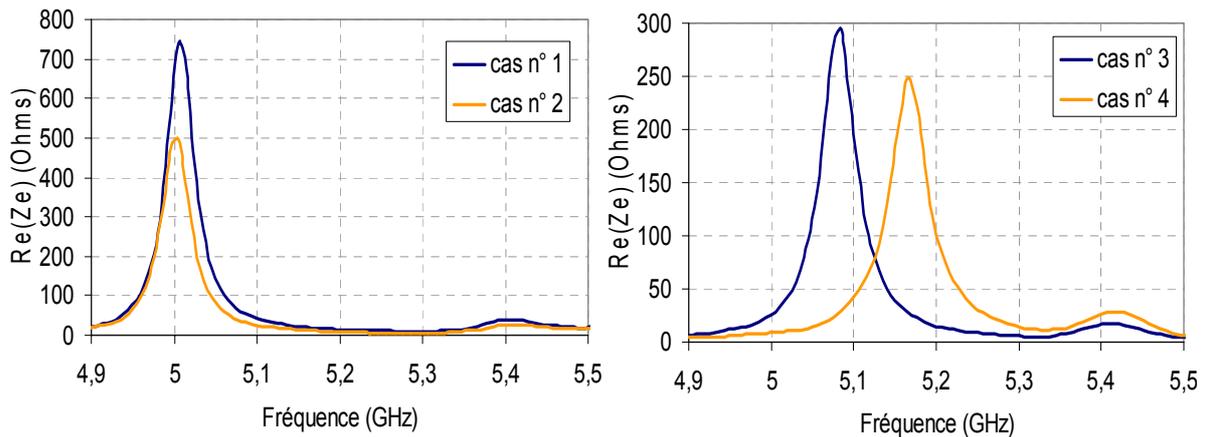


Figure V.19 : Partie réelle de l'impédance d'entrée dans les quatre cas

On peut constater que l'adaptation de la structure est directement liée à la résonance de l'excitation. A partir de ces observations, deux principes peuvent alors être établis afin de faciliter l'adaptation de la structure.

V.3.3. Principes

On peut constater deux phénomènes :

- plus le pic de résonance du dipôle est élevé, plus le pic de résonance du premier mode est important.
- plus la fréquence de résonance du dipôle est proche de la résonance de la cavité :
 - plus le pic de résonance du premier mode est élevé
 - plus le pic de résonance du dipôle est faible

Ces deux principes vont permettre d'ajuster l'adaptation de l'antenne en travaillant sur les dipôles.

V.3.4. Remarques

Le but est d'obtenir une adaptation de l'antenne sur toute sa bande de rayonnement ou éventuellement pour certaines applications dans deux sous-bandes (une bande pour l'émission et une bande pour la réception par exemple).

Il est à noter que plus l'antenne sera résonante et donc présentera un fort gain, plus l'adaptation sera difficile (les résonances présentant des coefficients de qualité plus importants).

De ce fait, l'équipe CREAPE en collaboration avec l'équipe CDM (Circuits et Dispositifs Microondes) s'oriente désormais vers la conception de « filtre-antenne » [III.33], en intégrant directement la conception du filtre adaptatif dans l'étude de l'antenne. Nous présenterons cette technique au paragraphe VIII, celle-ci étant en cours de réalisation pour l'adaptation en entrée sur une large bande de fréquence du prototype réalisé.

V.4. Conclusion

Cette étude des propriétés et performances des antennes BIE coaxiales nous a permis de mettre en avant les différents points clés afin d'obtenir des résultats intéressants :

- le choix du matériau BIE par l'intermédiaire de son coefficient de qualité en structure planaire permet de choisir la directivité maximum que l'on peut atteindre.
- le dimensionnement de l'antenne est le suivant : la cavité présente un rayon égal à environ $\lambda_0/2$ auquel on doit ajouter le rayon de l'âme centrale, celui-ci ayant peu d'influence mais devant rester inférieur à $\lambda_0/5$. Les cylindres diélectriques ont une épaisseur comprise entre $0,24 \lambda_g$ et $0,26 \lambda_g$.
- la hauteur de l'antenne est un facteur essentiel, elle détermine la directivité de celle-ci. Mais elle ne doit pas être trop importante pour ne pas diminuer sa bande passante en rayonnement.
- les lobes secondaires obtenus avec des structures composées de plusieurs cylindres diélectriques sont légèrement plus élevés que ceux obtenus avec une structure comprenant un seul cylindre.

Les performances des antennes BIE coaxiales sont très intéressantes. Les directivités obtenues sont élevées et l'ondulation dans le plan azimutal est très faible. Cependant, le point faible concerne la bande en rayonnement comme pour toutes les antennes résonantes.

Nous avons tenté par différentes techniques d'améliorer ce dernier point.

VI. AMELIORATION DES PERFORMANCES

L'objectif de ce paragraphe est de proposer des solutions afin d'augmenter les performances de l'antenne BIE coaxiale c'est à dire améliorer son gain et sa bande en rayonnement.

Pour cela, trois techniques vont être étudiées dans ce paragraphe :

- le « multisources »
- la conformation de la cavité
- l'utilisation des matériaux BIE métalliques

Nous verrons dans chaque cas, les améliorations apportées aux performances de l'antenne BIE coaxiale.

VI.1. Technique « multisources »

VI.1.1. Introduction

Cette technique d'amélioration des performances a été développée dans un premier temps pour les antennes planaires [III.21]. Elle permet d'augmenter les performances d'une antenne en terme de gain et de bande en rayonnement sans modifier le matériau BIE utilisé. Il s'agit de mettre plusieurs sources à différentes hauteurs dans la cavité de l'antenne BIE coaxiale.

Comme nous l'avons vu précédemment, la directivité de l'antenne BIE coaxiale est directement liée à l'ouverture rayonnante. La hauteur de l'antenne permet de définir cette ouverture et donc la directivité maximum de l'antenne. Mais la directivité maximum n'est atteinte que pour une faible bande de fréquence.

Le principe de mettre plusieurs sources dans la cavité est de répartir le champ E_z et donc d'avoir une ouverture rayonnante importante sur une plus grande bande de fréquence et donc un gain plus important. On augmente aussi la bande passante en rayonnement. De plus, cela permet, pour une hauteur suffisante, d'obtenir une directivité supérieure à la directivité potentielle du matériau BIE en monosource.

Deux paramètres sont à étudier dans ce cas : le nombre de sources et l'écartement entre les sources.

VI.1.2. Nombre de sources

La structure étudiée est composée d'un seul cylindre de permittivité $\epsilon_r = 105$ et de hauteur 400 mm.

(a) Directivité et bande en rayonnement

Nous avons observé l'évolution de la directivité en fonction de la fréquence avec différentes excitations (**figure VI.1 et VI.2**):

- cas n° 1 : 2 dipôles placés à la même hauteur
- cas n° 2 : 2 dipôles espacés de $1,5 \lambda_0$
- cas n° 3 : 3 dipôles espacés de $1,5 \lambda_0$
- cas n° 4 : 4 dipôles espacés de $1,5 \lambda_0$

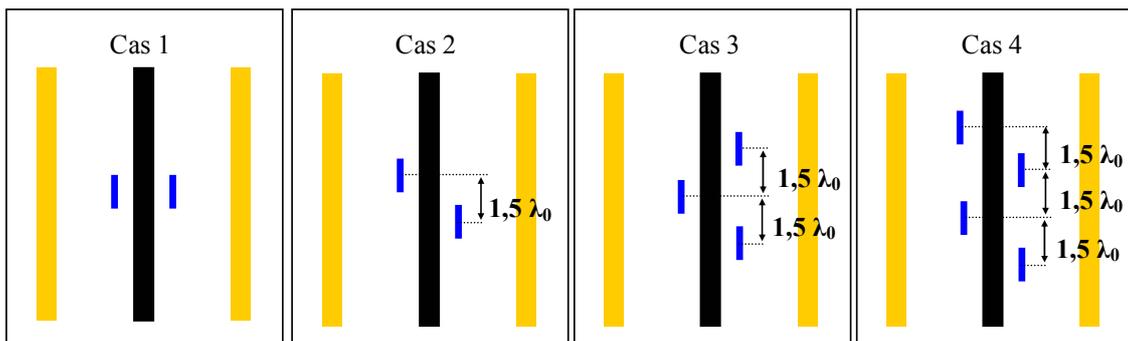


Figure VI.1 : Différentes configurations étudiées

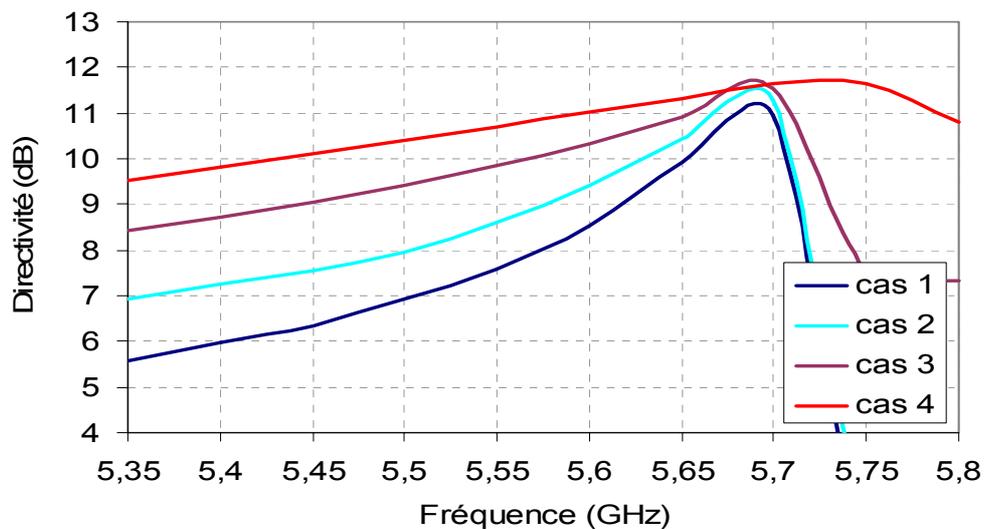


Figure VI.2 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence pour différentes excitations

On peut constater que les performances obtenues avec plusieurs sources sont très intéressantes : on augmente à la fois la directivité et la bande en rayonnement.

La directivité en début de bande augmente quelque soit le nombre de sources alors qu'en fin de bande c'est à dire après la directivité maximum, un autre phénomène intervient. On peut voir qu'avec 3 sources (cas n° 3), la directivité après 5,7 GHz chute moins rapidement que dans les deux premiers cas et c'est encore plus net lorsque l'on place quatre sources.

Cela s'explique en observant les cartographies de champ dans la cavité.

(b) Champ dans la cavité

Observons le module du champ E vertical dans la demi cavité pour les cas 1 et 4 (figure VI.3).

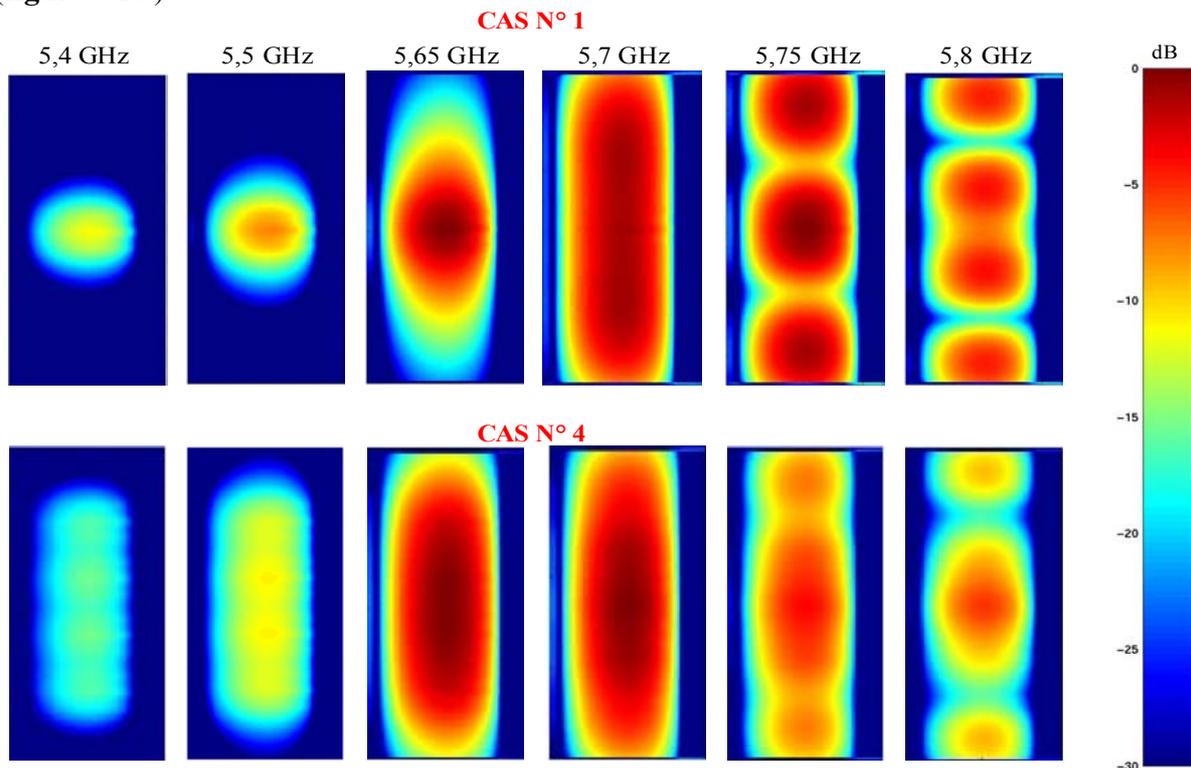


Figure VI.3 : Evolution du champ E_z dans la demi cavité pour les cas n° 1 et n° 4

L'évolution des modes est différente selon le nombre de sources. On constate très nettement l'augmentation de la surface de répartition du champ dans la cavité pour les trois premières fréquences, ce qui explique l'augmentation de la directivité.

Puis à 5,75 GHz, on voit apparaître le mode présentant 3 maxima de champ pour le cas n° 1 alors que l'installation de celui-ci est beaucoup plus difficile à cause de la présence des quatre sources, dans le cas n° 4. Finalement, le mode parvient à s'installer à 5,8 GHz.

La bande passante est donc plus importante puisque les lobes secondaires associés au 3^{ème} mode apparaissent plus tardivement.

(c) *Diagrammes de rayonnement*

Les diagrammes de rayonnement obtenus dans ces deux cas sont comparés **figure**

VI.4.

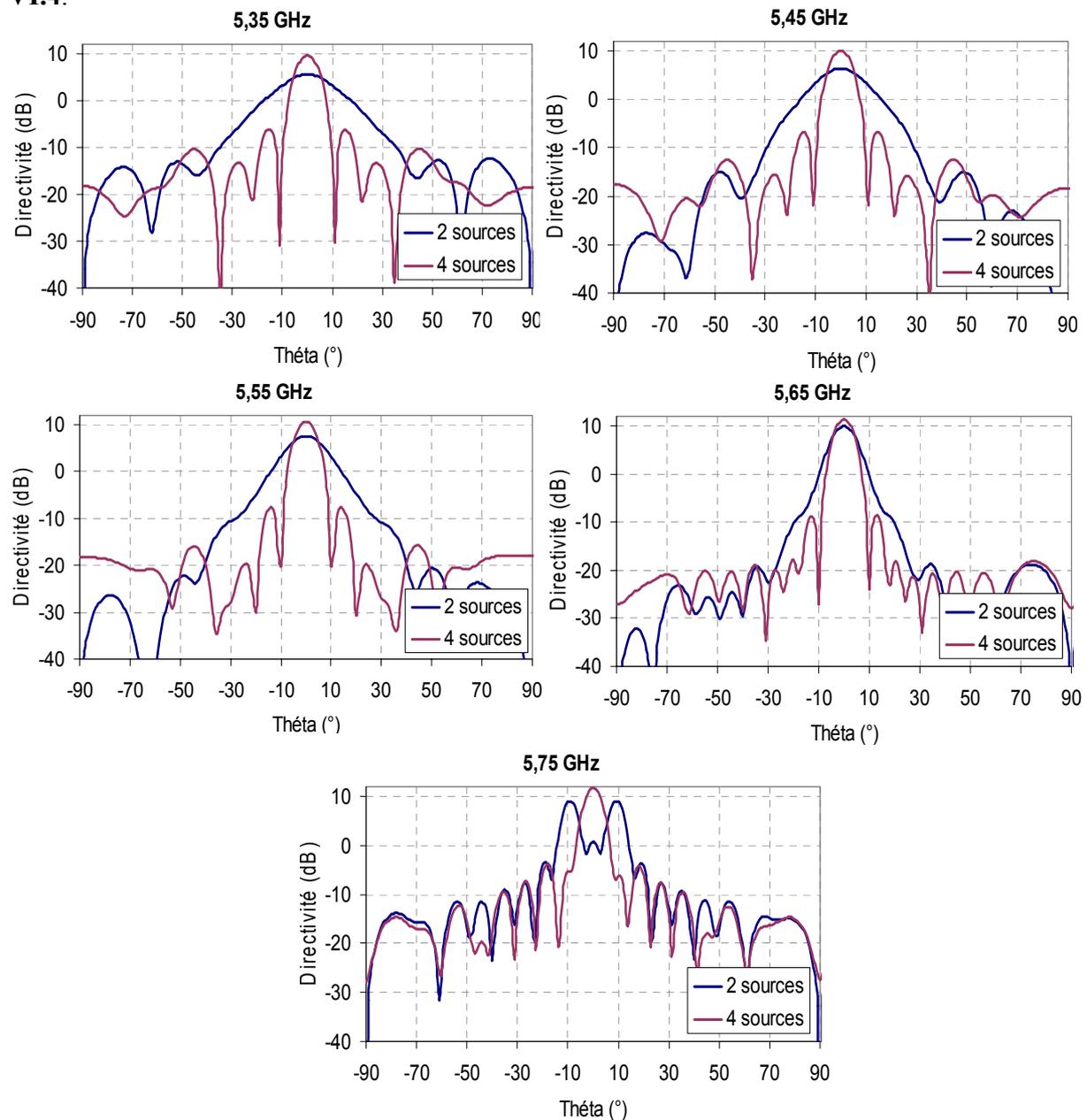


Figure VI.4 : Evolution des diagrammes dans le plan vertical en fonction de la fréquence pour les cas n° 1 et n° 4

On voit ici très nettement l'augmentation du gain en début de bande et le retard dans l'apparition des lobes secondaires en fin de bande pour le cas n°4. Les lobes secondaires sont dans les deux cas inférieurs de -20 dB du maximum. Les diagrammes dans le plan azimutal présentent tous des ondulations inférieures à 0,5 dB.

On constate donc que cette technique peut donner des résultats très intéressants : entre les deux cas extrêmes, **le gain est augmenté de 0,6 dB (de 11,1 à 11,7 dB) et la bande passante passe de 2,4% à 10%.**

Bien que les performances obtenues soient très intéressantes, le cas n° 4 impose la présence de quatre sources ce qui devient difficilement réalisable dans la pratique. Par la suite nous nous sommes donc limité à 2 sources, et nous avons fait varier l'écart entre celles-ci afin d'obtenir les meilleurs performances.

VI.1.3. Ecart entre les sources

Nous allons considérer en premier lieu une structure composée d'un seul cylindre de permittivité $\epsilon_r = 30$ et excitée par deux dipôles.

(a) Directivité et bande en rayonnement

La directivité obtenue en fonction de la fréquence pour des espacements de 0, 0.8, 1.1, 1.5 et 1.75 λ_0 entre les sources a été comparée (**figure VI.5**). La hauteur de l'antenne a été prise suffisamment importante pour ne pas réduire la directivité de l'antenne.

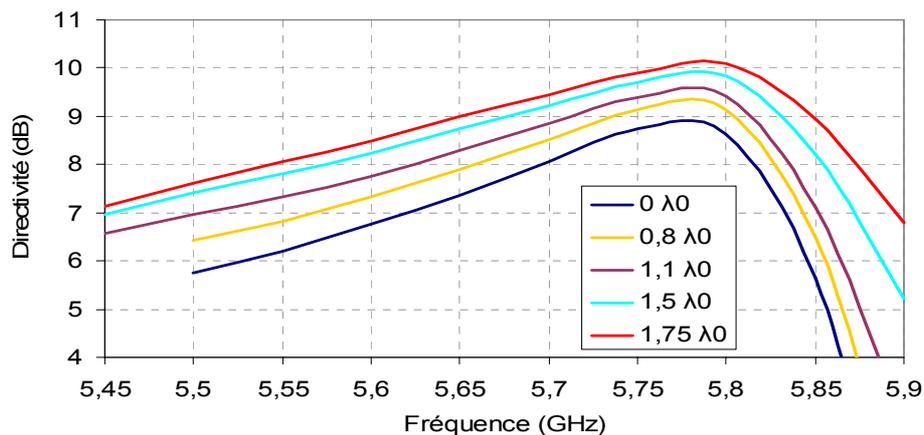


Figure VI.5 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence pour différents écarts entre les sources

L'écart entre les sources joue un rôle important puisqu'il détermine la directivité et la bande passante que l'on va pouvoir obtenir avec une structure donnée. **Plus l'écart entre**

sources est important, plus la courbe de la directivité en fonction de la fréquence est aplaniée. Ainsi, les performances sont résumées dans le **tableau V.1**.

écart entre les sources	0 λ_0	0,8 λ_0	1,1 λ_0	1,5 λ_0	1,75 λ_0
Directivité (dB)	9	9,35	9,6	10	10,2
Bande passante en rayonnement (%)	4,08	4,79	6,56	7,25	7,76

Tableau V.1 : Performances obtenues en fonction de l'écart entre les sources

Bien que les performances obtenues soient moins intéressantes avec deux sources qu'avec quatre sources, on peut, avec cette technique, **gagner plus de 1 dB de directivité et quasiment doubler la bande passante en rayonnement**.

On constate donc que plus l'écart entre sources augmente, plus le gain et la bande en rayonnement augmentent. Cependant, il y a une limite et celle-ci est définie par la hauteur de l'antenne.

(b) Influence de la hauteur

Comme nous l'avons vu auparavant, la hauteur de l'antenne définit la directivité maximum que l'on peut atteindre. Ainsi, si la hauteur n'est plus suffisante, seule la bande passante augmente avec l'écartement des sources mais la directivité reste constante (**figure VI.6**).

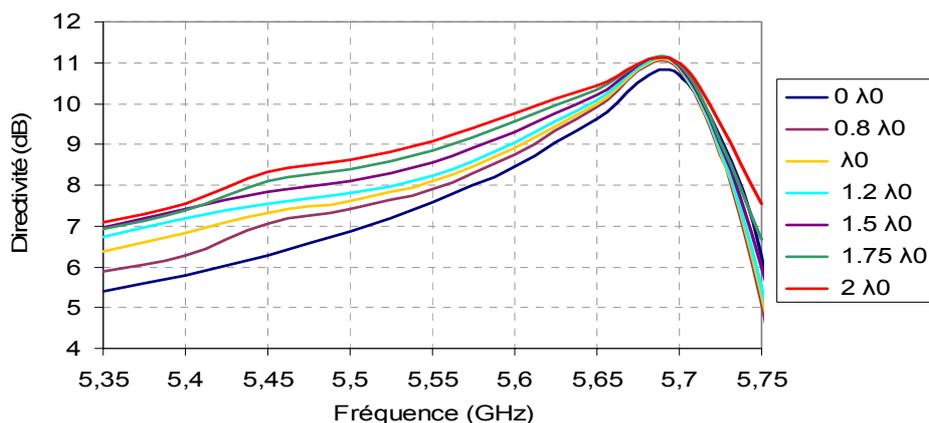


Figure VI.6 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence pour différents écartements entre les sources et pour une hauteur limitée

La limite est atteinte lorsque des lobes secondaires élevés apparaissent, l'écartement entre sources est alors trop important.

Les diagrammes de rayonnement obtenus pour des écartements de $1,5$ et $2 \lambda_0$ sont comparés **figure VI.7**.

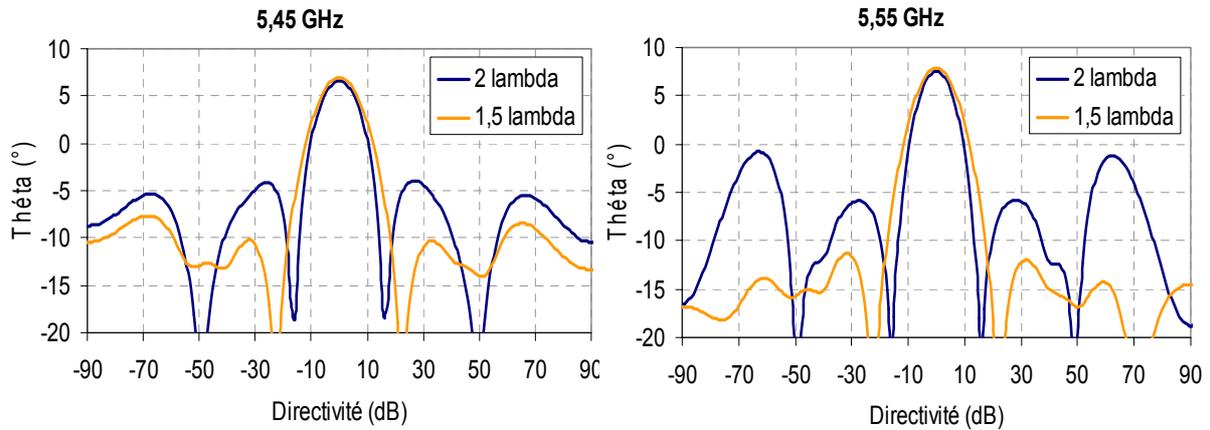


Figure VI.7 : Mise en évidence des lobes secondaires pour un écart entre sources de $2 \lambda_0$

On constate très nettement l'augmentation des lobes secondaires pour un écartement entre sources de $2 \lambda_0$. Dans ce cas-là, la limite est donc atteinte pour un écartement de $1,5 \lambda_0$.

VI.1.4. Conclusion

Cette technique multisources permet finalement d'améliorer nettement et de « régler » les performances de l'antenne sans modification du matériau BIE. Celle-ci est très utile afin de remplir un cahier des charges donné. Cependant, il faut rester prudent sur la possibilité de réalisation de l'antenne : au delà de deux sources, l'alimentation de l'antenne sera plus complexe à réaliser.

Il existe d'autres techniques afin d'améliorer les performances de ces antennes.

VI.2. Conformation de la cavité

Dans un premier temps, l'idée a été de conformer la cavité coaxiale tout comme il a été étudié des antennes planaires utilisant une cavité Fabry-Pérot présentant une surface semi réfléchissante courbée [III.34].

Il existe deux possibilités pour conformer la cavité cylindrique :

- soit conformer les cylindres
- soit conformer l'âme centrale

Nous allons étudier les deux cas.

VI.2.1. Conformation des cylindres

(a) Structure étudiée

Les structures étudiées sont les suivantes (**figure VI.8**) :

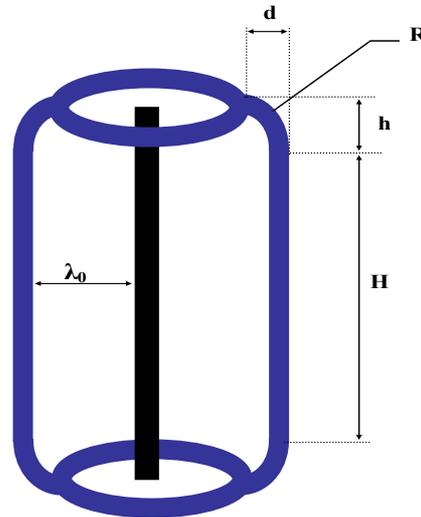


Figure VI.8 : Représentation des structures étudiées

On conserve un cylindre droit sur une hauteur H et seules les extrémités des cylindres sont conformées avec un rayon de courbure R.

Ce rayon de courbure peut être exprimé en fonction de d et h suivant la formule suivante :

$$R = \frac{d^2 + h^2}{2 \cdot d} \quad (\text{V.1})$$

Nous avons considéré une antenne composée d'un cylindre de permittivité $\epsilon_r = 30$ et nous avons fait varier d et h.

Par la simulation FDTD, le rayon de courbure est approximé en fonction de la taille des mailles. Celles-ci ont été prises égales à 0,47 mm pour obtenir un temps de calcul raisonnable ce qui explique les pas choisis pour la distance d. A cause de cette approximation, nous ne parlerons plus de rayon de courbure mais directement des valeurs de d et h.

(b) Remarque

Nous avons dans un premier temps imposé un rayon de courbure R aux cylindres sur toute leur hauteur (**figure VI.9**).

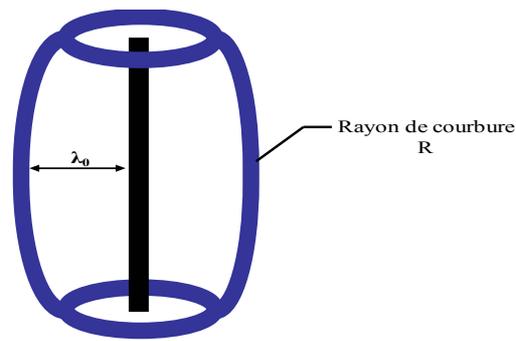


Figure VI.9 : Représentation de l'antenne présentant un cylindre conformé

Il s'est avéré que ce type de structure ne semblait pas améliorer les performances de manière significative. Leur étude a donc été abandonnée dans un premier temps.

(c) Influence de la hauteur h

Nous avons fixé la distance d et fait varier la hauteur h (**figure VI.10**). La hauteur totale de l'antenne a été fixée à 280 mm.

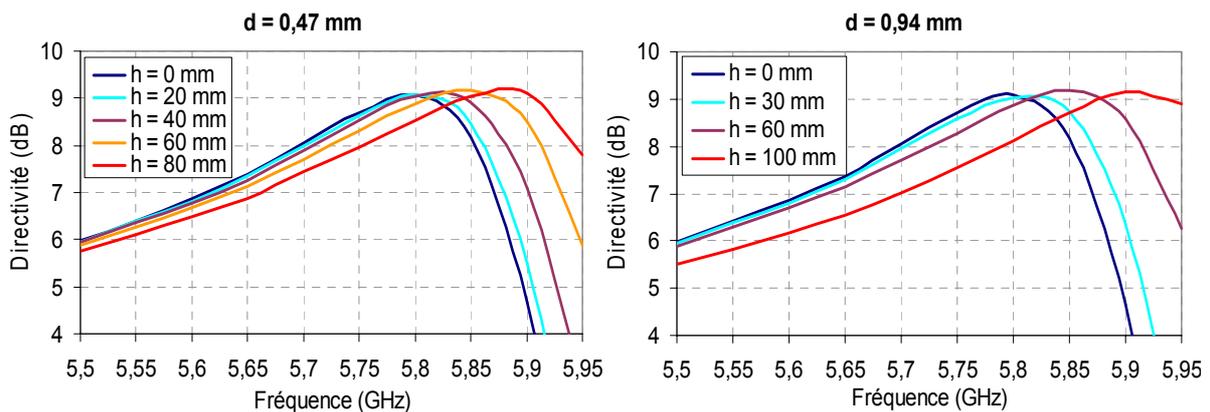


Figure VI.10 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de d et h

On peut constater que pour les deux valeurs de d, plus la hauteur h augmente, plus la bande en rayonnement augmente sans modification de la directivité maximum. La hauteur h maximum est atteinte lorsque le gain diminue en début de bande. Dans les deux cas on peut constater que la hauteur h maximum est de l'ordre de 60 mm soit $1,2 \lambda_0$.

(d) Influence de la distance d

Nous avons observé les performances de la structure pour h = 60 mm et pour différentes valeurs de d (**figure VI.11**).

On constate encore une fois que la bande passante augmente lorsque d augmente jusqu'à une certaine limite (ici de l'ordre de 2 mm).

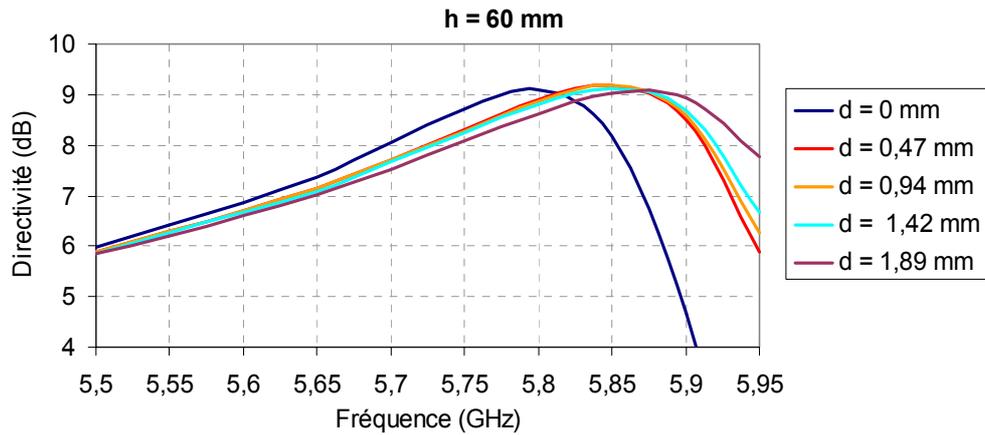


Figure VI.11 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence pour $h = 60$ mm et différentes valeurs de d

(e) Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement obtenus pour $d = 0$ mm et $d = 1,89$ mm sont comparés **figure VI.12**.

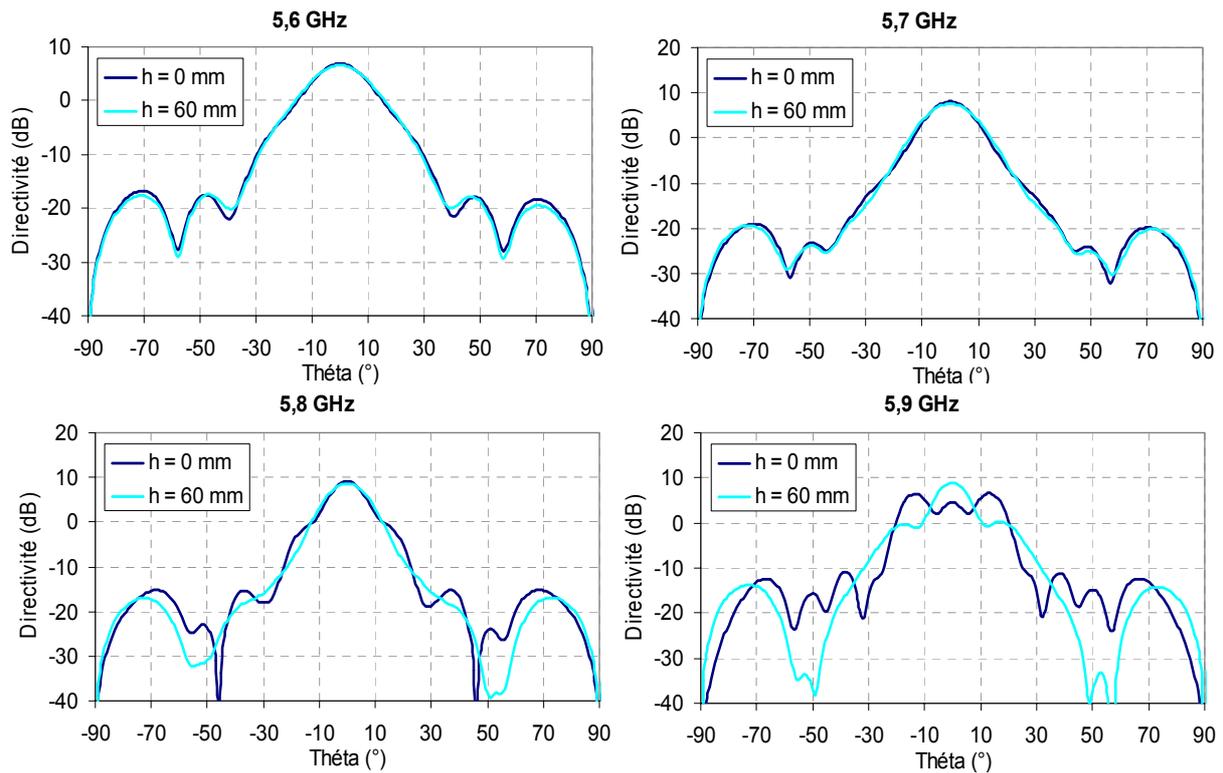


Figure VI.12 : Comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus pour $h = 0$ et 60 mm

Les diagrammes sont parfaitement confondus entre 5,5 et 5,75 GHz. A partir de 5,8 GHz, les lobes secondaires apparaissent pour $h = 0$ mm alors qu'ils attendent 5,9 GHz pour $h = 60$ mm. Ainsi la bande passante est plus importante lorsque les cylindres sont conformés.

(f) Conclusion

L'amélioration obtenue dans ce cas au niveau de la bande passante est d'environ 1,6 % (de 5,4 à 7%) ce qui correspond à **un tiers de bande supplémentaire**. Cette augmentation est relativement faible comparée au cas multisources mais reste cependant intéressante.

La hauteur h est donc le paramètre essentiel dans le cas de la cavité conformée. La valeur optimale varie avec la permittivité du matériau utilisé et la hauteur totale de l'antenne : elle est donc à optimiser pour chaque cas.

La réalisation de cylindres diélectriques conformés n'étant pas des plus aisées, nous sommes intéressés à la conformation de l'âme centrale.

VI.2.2. Conformation de l'âme centrale

(a) Structures étudiées

Les structures étudiées sont maintenant les suivantes (**figure VI.13**) :

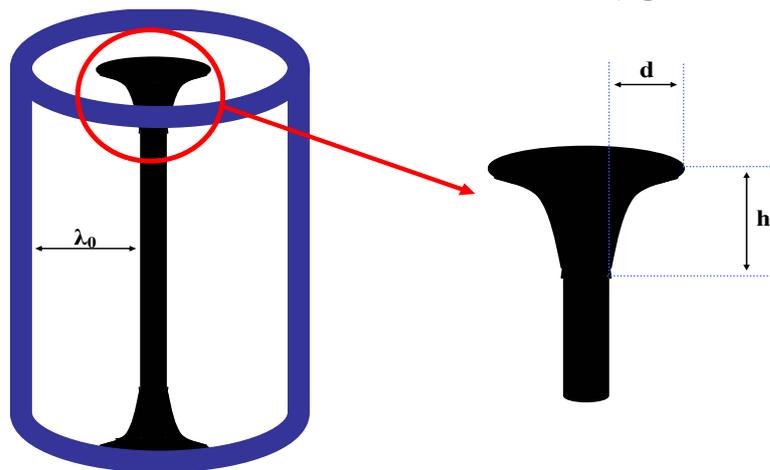


Figure VI.13 : Structure présentant une âme centrale conformée

Comme précédemment, l'approximation due au maillage nous amène à considérer les valeurs des grandeurs d et h .

(b) Comparaison des résultats obtenus par conformation des cylindres et de l'âme centrale

Nous avons comparé les résultats obtenus dans le cas de conformation du cylindre diélectrique et de l'âme centrale avec les mêmes valeurs pour d et h (**figure VI.14**). La structure simulée est de même hauteur et de même permittivité qu'au paragraphe précédent.

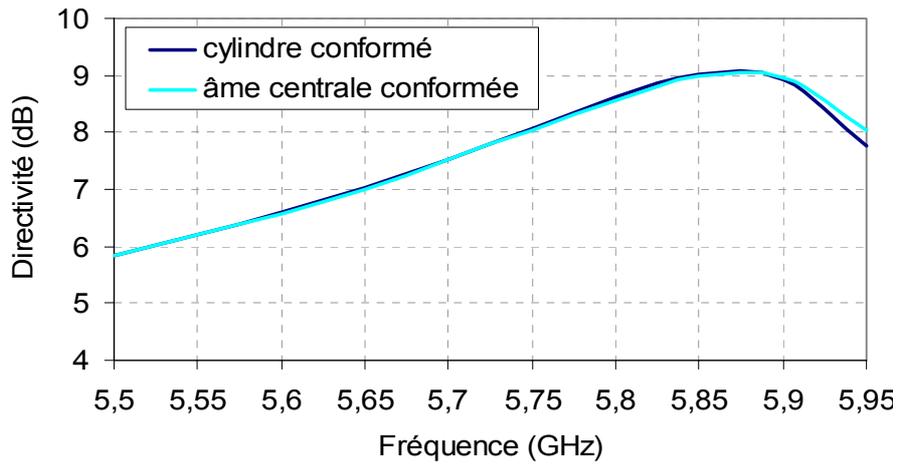


Figure VI.14 : Comparaison des résultats obtenus en conformant l'âme centrale et le cylindre diélectrique ($h = 60 \text{ mm}$ et $d = 1,89 \text{ mm}$)

Les résultats obtenus sont tout à fait comparables. La cavité se comporte de la même manière, qu'elle soit conformée à partir du centre ou de la périphérie. Ainsi, nous pourrions utiliser la technique de conformation de l'âme centrale beaucoup plus facile à réaliser.

Cette technique, certes moins intéressante au niveau des résultats que la technique multisources, permet cependant d'augmenter la bande passante en rayonnement.

Nous allons à présent voir en quoi les structures métalliques peuvent permettre une amélioration des performances des antennes BIE coaxiales

VI.3. Structures métalliques

VI.3.1. Introduction

Les structures métalliques étudiées ici sont composées de tiges cylindriques parallèles à l'âme centrale (**figure VI.15**).

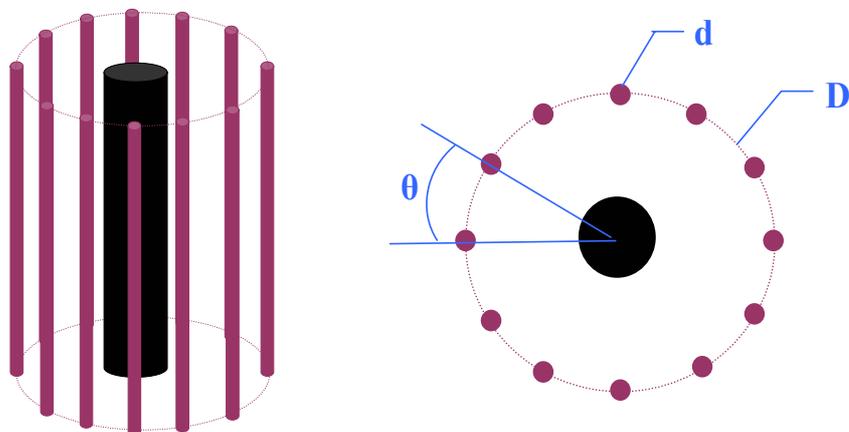


Figure VI.15 : Représentation des structures métalliques étudiées

On définit le matériau BIE métallique par son taux de remplissage. Celui-ci est donné pour les structures cylindriques par la formule (V.2).

$$\tau = \frac{360 \cdot d}{\pi \cdot D \cdot \theta} \quad (\text{V.2})$$

Il varie avec les diamètres de la cavité et des tiges mais aussi avec l'angle θ entre les tiges. Plus ce taux de remplissage est élevé, plus le coefficient de qualité du matériau est élevé [III.9].

Nous allons expliciter les raisons qui nous ont conduit à étudier des structures métalliques avant d'exposer les premiers résultats de simulations obtenus.

VI.3.2. Pourquoi s'orienter vers les structures métalliques ?

Il existe plusieurs inconvénients à utiliser des structures diélectriques :

- les performances de l'antenne sont très dépendantes du matériau diélectrique utilisé et de ses pertes
- il est nécessaire d'utiliser deux cylindres diélectriques pour obtenir des directivités élevées : l'encombrement de l'antenne est alors plus important et les performances dégradées comme le montre la **figure VI.16**.
- la réalisation des matériaux de forte permittivité et leur moulage et/ou usinage en cylindres est difficile. Le coût de fabrication est alors assez important.

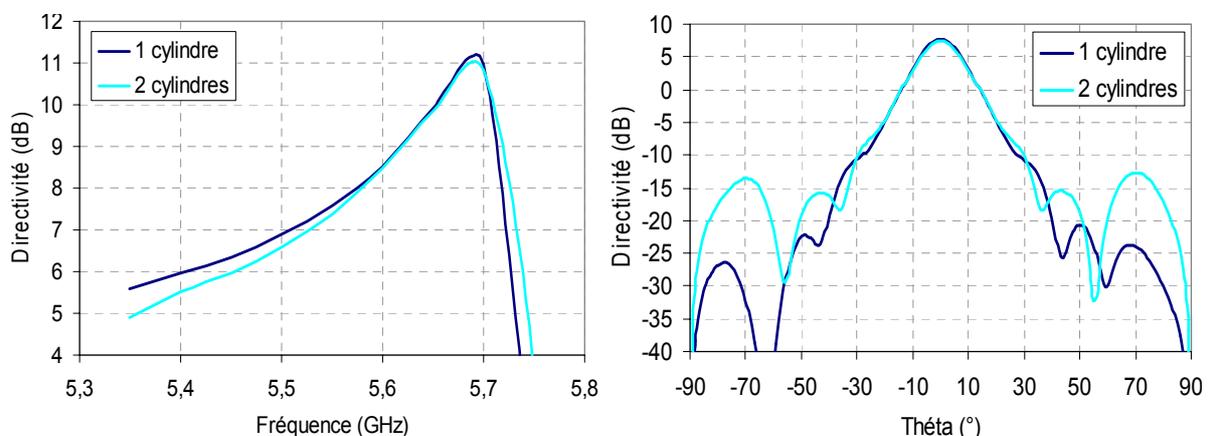


Figure VI.16 : Comparaison des performances obtenues avec un cylindre de permittivité $\epsilon_r = 105$ et deux cylindres de permittivité $\epsilon_r = 9,6$

Les structures métalliques présentent au contraire beaucoup d'avantages :

- le coefficient de qualité du matériau BIE est déterminé par le taux de remplissage [III.9]
- ainsi pour des taux de remplissage élevés, on peut atteindre de fort coefficient de qualité et donc des gains intéressants
- l'encombrement est réduit à un seul « cylindre »
- la réalisation est plus simple et faible coût

Dans ce manuscrit, une étude très succincte de ces structures métalliques a été réalisée. Seuls quelques résultats sont présentés.

VI.3.3. Premiers résultats

La structure étudiée est celle de la **figure VI.14** avec R, le rayon extérieur de la cavité égal à 30 mm et le rayon r de l'âme centrale 5 mm.

Les valeurs de d et de θ permettent de choisir le taux de remplissage.

(a) Directivité en fonction de la fréquence

La **figure VI.17** donne l'évolution de la directivité en fonction de la fréquence pour un taux de remplissage égal à 12,5 %.

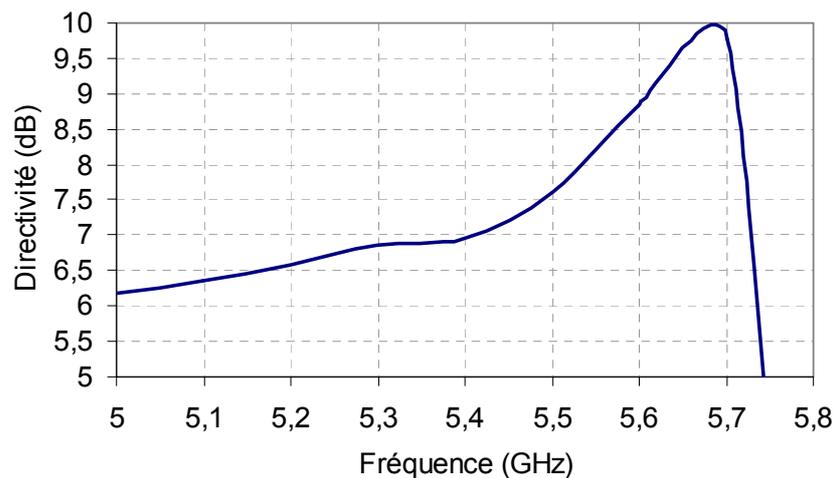


Figure VI.17 : Evolution du gain en fonction de la fréquence ($\tau = 12,5\%$ et $H = 400\text{ mm}$)

On peut constater que l'on retrouve exactement la même allure que dans le cas des antennes diélectriques.

(b) Influence de la hauteur

De même, l'évolution de la directivité en fonction de la hauteur pour un taux de remplissage fixé est donnée **figure VI.18**.

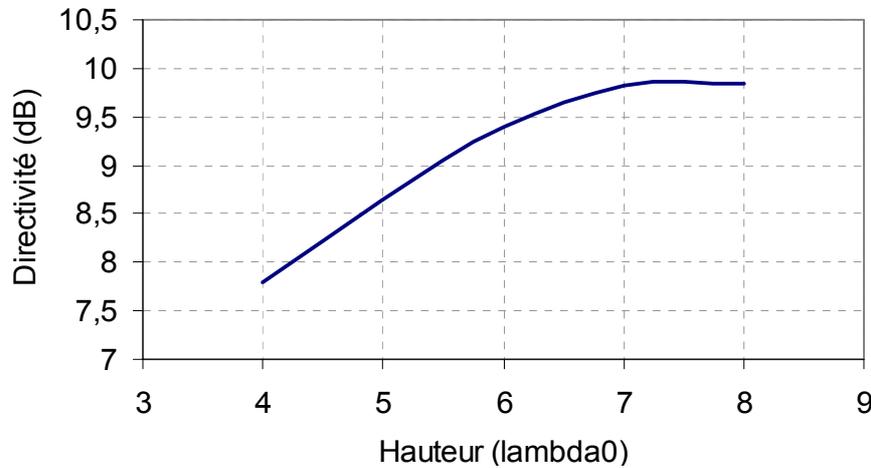


Figure VI.18 : Evolution de la directivité en fonction de la hauteur pour $\tau = 12,5 \%$

Le même comportement que dans le cas des structures diélectriques est observé: la directivité augmente avec la hauteur jusqu'à atteindre un palier variant avec le taux de remplissage du matériau BIE.

(c) Directivité et taux de remplissage

Finalement nous avons fait varier le taux de remplissage tout en conservant une hauteur constante. Pour cette étude, nous avons choisi de conserver un angle θ constant et égal à 20° . Afin de faire varier le taux de remplissage, nous avons pris différentes valeurs de d , le diamètre des tiges métalliques.

L'évolution de la directivité en fonction du taux de remplissage est donnée **figure VI.19**.

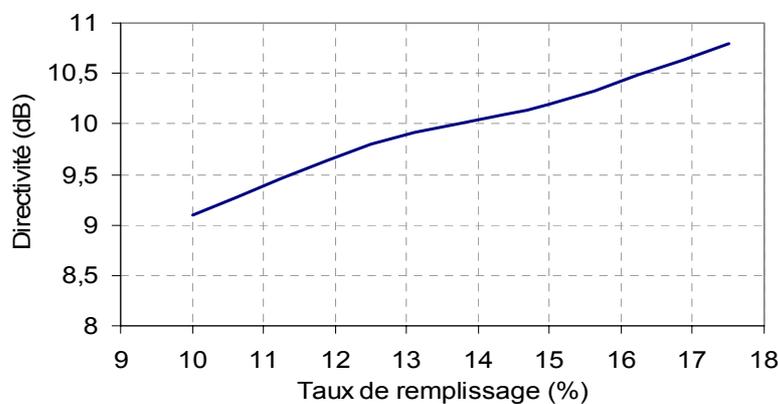


Figure VI.19 : Evolution de la directivité en fonction du taux de remplissage pour une hauteur fixée ($H = 400 \text{ mm}$)

Comme prévu, la directivité augmente avec le taux de remplissage.

(d) *Bande en rayonnement*

Nous avons alors comparé les bandes passantes en rayonnement en fonction des directivités obtenues avec une structure diélectrique et une structure métallique (**figure VI.20**).

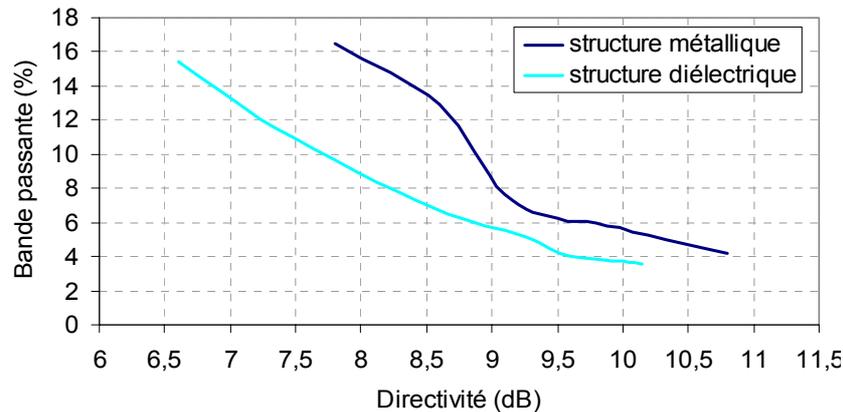


Figure VI.20 : Bandes passantes en rayonnement en fonction de la directivité

Il semble que les bandes en rayonnement obtenues soient plus importantes dans le cas des structures métalliques en particulier pour de faibles directivités.

Pour une directivité de 8,5 dB par exemple, on constate que la bande en rayonnement à -3 dB est deux fois plus grande avec une structure métallique qu'avec une structure diélectrique.

Une tentative d'explication peut être que la cavité délimitée par des tiges métalliques a des dimensions moins « bornées » que par des cylindres diélectriques. Ainsi, la plage de fréquences de fonctionnement est plus large.

Cela augmente encore l'intérêt de cette technologie par rapport au diélectrique.

VI.3.4. Conclusion

Les structures métalliques sont donc très prometteuses. Il serait intéressant de faire un certain nombre de paramétrages :

- directivité en fonction du coefficient de qualité du matériau
- variation de celui-ci en fonction du diamètre des tiges, de l'angle θ entre celles-ci

- influence de ces paramètres sur l'omnidirectionnalité et les lobes secondaires...

Ces études n'ont pas été réalisées faute de temps mais une rapide approche a déjà pu démontrer le grand intérêt des structures métalliques aussi bien en terme de coût, de réalisation que de performances.

VI.4. Conclusion

Nous avons donc étudié différentes techniques afin d'améliorer les performances des antennes BIE omnidirectionnelles :

- le mutlisources qui consiste à alimenter la cavité à l'aide de plusieurs sources
- la conformation de la cavité qui permet d'augmenter la bande en rayonnement de l'antenne
- l'utilisation d'un matériau BIE métallique

Ainsi, le multisources est la meilleure technique pour augmenter le gain et la bande passante d'une antenne BIE diélectrique de façon significative.

La conformation de la cavité permet de gagner environ 30% de bande passante en repoussant les modes supérieurs de la cavité. Cette technique devient très intéressante si on accepte une diminution du gain de l'antenne. Nous aurons l'occasion de le montrer dans le paragraphe suivant.

Finalement, l'utilisation de matériau BIE métallique permet d'augmenter les performances de l'antenne en bande en rayonnement pour des directivités inférieures à 9 dB et facilite grandement la réalisation de l'antenne.

Toutes ces solutions peuvent être utilisées simultanément afin d'obtenir les meilleurs résultats.

Ainsi, nous allons étudier à présent la conception et la réalisation d'un prototype en utilisant deux de ces techniques pour essayer de remplir un cahier des charges : le multisources et la conformation de la cavité.

VII. CONCEPTION ET REALISATION D'UNE ANTENNE BIE COAXIALE A 5 GHz

VII.1. Simulation de l'antenne

VII.1.1. Cahier des charges

L'entreprise RADIALL, souhaitant développer de nouvelles antennes pour stations de base, nous a demandé la conception d'une antenne BIE omnidirectionnelle. Le cahier des charges est le suivant (**tableau VII.1**).

La bande de fréquences (5,15 à 5,875 GHz) a été séparée en deux sous-bandes de 3,8 et 7,14 % avec la possibilité de réaliser une antenne par sous bande. La première antenne étant assez facilement réalisable, nous nous sommes intéressés à la seconde pour laquelle la bande en rayonnement était plus difficile à atteindre compte tenu du gain demandé (10 dB).

Bandes de fréquence :	5,15 à 5,35 GHz =3,8 % 5,47 à 5,875 GHz=7,14 %
TOS :	1,5 max
Rayonnement :	
Gain :	10 dBi
Diagramme plan H :	Omi
Ondulation dans le plan H :	1 dB
Ouverture plan E :	8° minimum
Polarisation :	Verticale
Polarisation croisée :	-20 dB maxi
Dimensions :	
Diamètre :	180 mm maxi
Hauteur :	570 mm maxi

Tableau VII.1 : Cahier des charges

VII.1.2. Choix technologiques

Le choix s'est porté vers une antenne BIE diélectrique, l'entreprise RADIALL prenant en charge la réalisation des cylindres diélectriques. En effet, la stratégie de RADIALL est de

réaliser une antenne difficilement reproductible afin de s'affranchir des contrefaçons. L'étude et la conception d'un matériau particulier ont alors été entreprises.

(a) Matériau

Le matériau utilisé est un mélange original spécialement conçu pour des applications antennes BIE. C'est un matériau composite avec une matrice polymère et très fortement chargé en céramique.

La permittivité est obtenue en contrôlant le volume des produits mélangés [III.35]. Les polymères ont été choisis pour leur stabilité en température et leur faible absorption de l'humidité. Les céramiques sont quand à elles sélectionnées pour leur propriétés aux fréquences microondes c'est à dire de faibles pertes avec une permittivité élevée.

Le matériau proposé présente une permittivité diélectrique ϵ_r variant entre 8,5 et 8,8 à 20 °C et une tangente de pertes inférieure à $1.10e-3$ (**annexe 11**), celui-ci ayant été caractérisé entre 2,1 et 7,4 GHz.

Afin d'obtenir le gain souhaité, il est nécessaire d'utiliser deux cylindres diélectriques (avec les conséquences que cela peut avoir sur les performances de l'antenne). La hauteur minimum pour atteindre le gain demandé est de $6 \lambda_0$.

(b) Alimentation

L'alimentation de l'antenne a été réalisée par deux dipôles imprimés. Ces dipôles ont bien sûr été placés dans la cavité à différentes hauteurs afin de bénéficier des améliorations apportées par la technique multisources. Encore une fois, on n'utilise ici que deux dipôles afin de pouvoir réaliser plus facilement l'alimentation.

La conformation de l'âme centrale a elle aussi été étudiée afin d'améliorer les performances.

VII.1.3. Résultats de simulation

La simulation de cette antenne a été réalisée en plusieurs étapes :

- structure « normale » c'est à dire sans conformation de l'âme centrale et sans écartement entre les dipôles

- structure multisources avec l'optimisation de l'écartement entre les deux dipôles
- structure multisources avec conformation de l'âme centrale pour obtenir les performances optimales

Les performances dans les trois cas ci-dessus sont résumées **figure VII.1**.

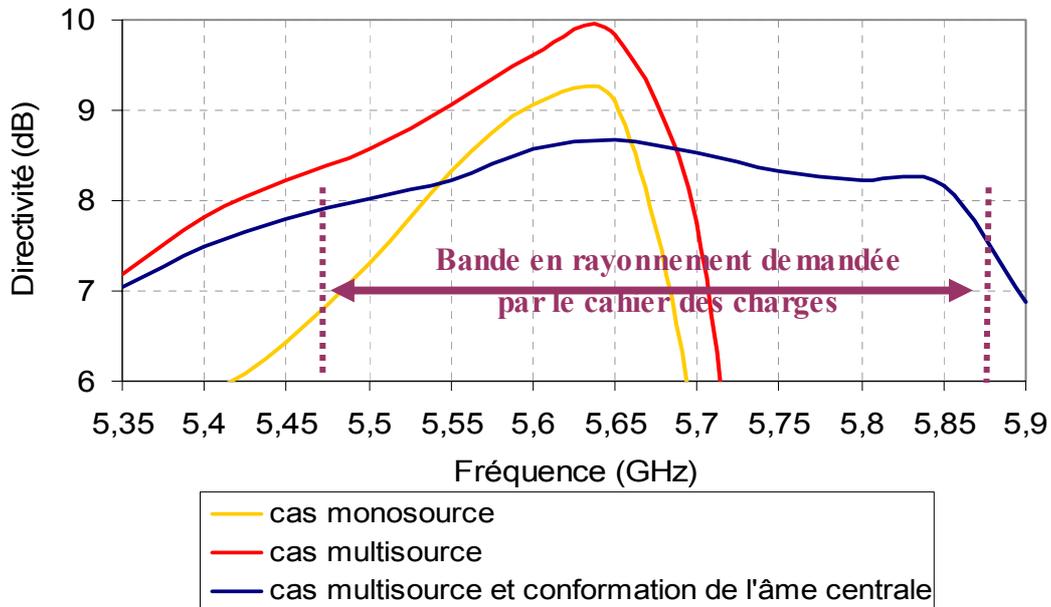


Figure VII.1 : Evolution du gain en fonction de la fréquence pour les 3 structures

On constate qu'il est nécessaire d'utiliser les deux techniques multisources et conformation de l'âme centrale afin d'approcher le cahier des charges. On voit ici que la conformation de l'âme centrale permet d'augmenter nettement la bande passante si on tolère une diminution du gain de l'antenne. Pour un gain supérieur à 7 dB, la bande passante en rayonnement est égale à :

- 3,6 % dans le cas monosource
- 5,9 % dans le cas multisources
- 9,8 % dans le cas multisources et conformation de la cavité

Bien que la directivité obtenue avec la dernière structure soit de 8,8 dB maximum donc inférieure aux 10 dB demandés par le cahier des charges, la bande passante en rayonnement est satisfaisante. En effet, pour une directivité comprise entre 7 et 10 dB, la bande passante est comprise entre 5,35 GHz et 5,9 GHz alors que le cahier des charges demande une bande de 5,47 à 5,875 GHz

VII.1.4. Dimensions de l'antenne

Les dimensions exactes de l'antenne sont données **figure VII.2**.

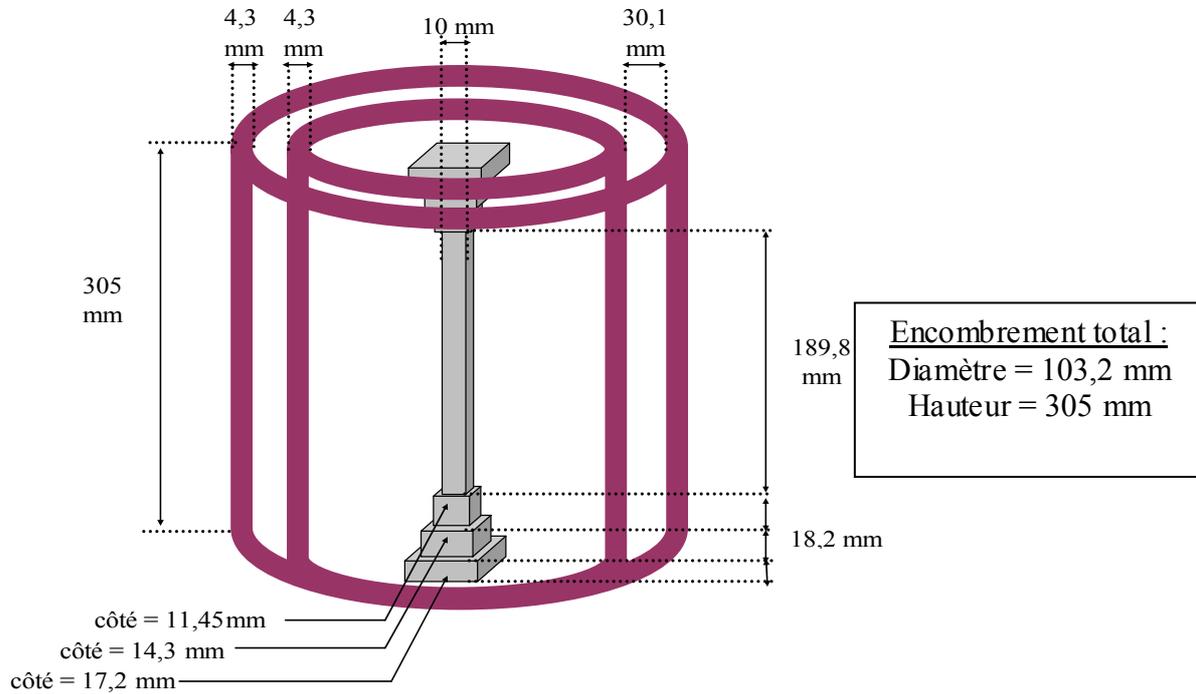


Figure VII.2 : Dimensions de l'antenne

La conformation de l'âme centrale n'est pas « lisse » à cause du maillage FDTD. L'encombrement total de l'antenne est inférieur aux spécifications.

VII.1.5. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement dans les plans verticaux et horizontaux sont donnés **figure VII.3** et **VII.4** dans la bande de fréquence demandée par le cahier des charges.

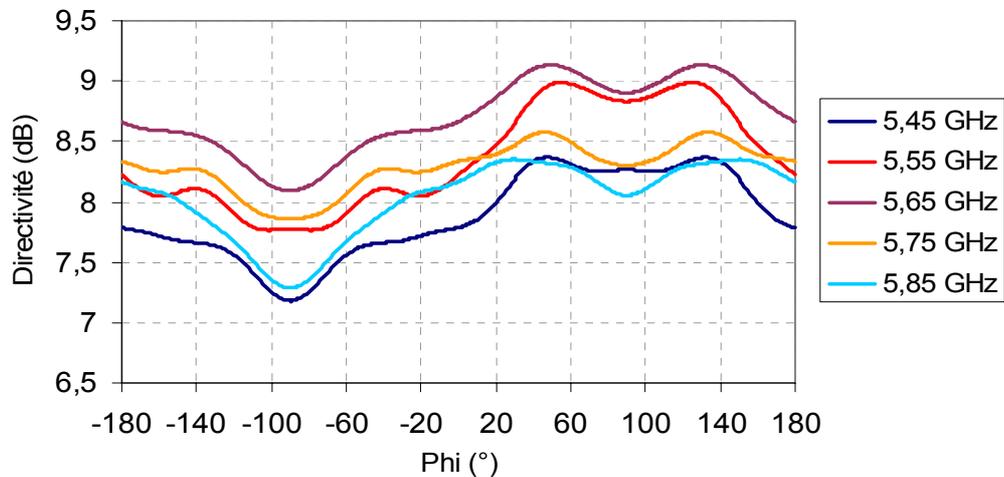


Figure VII.3 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans le plan azimutal

On peut constater que la variation de la directivité dans le plan azimutal est très légèrement supérieure à 1 dB pour certaines fréquences. Cependant, la directivité reste supérieure à 7 dB quels que soient la fréquence et l'angle considérés.

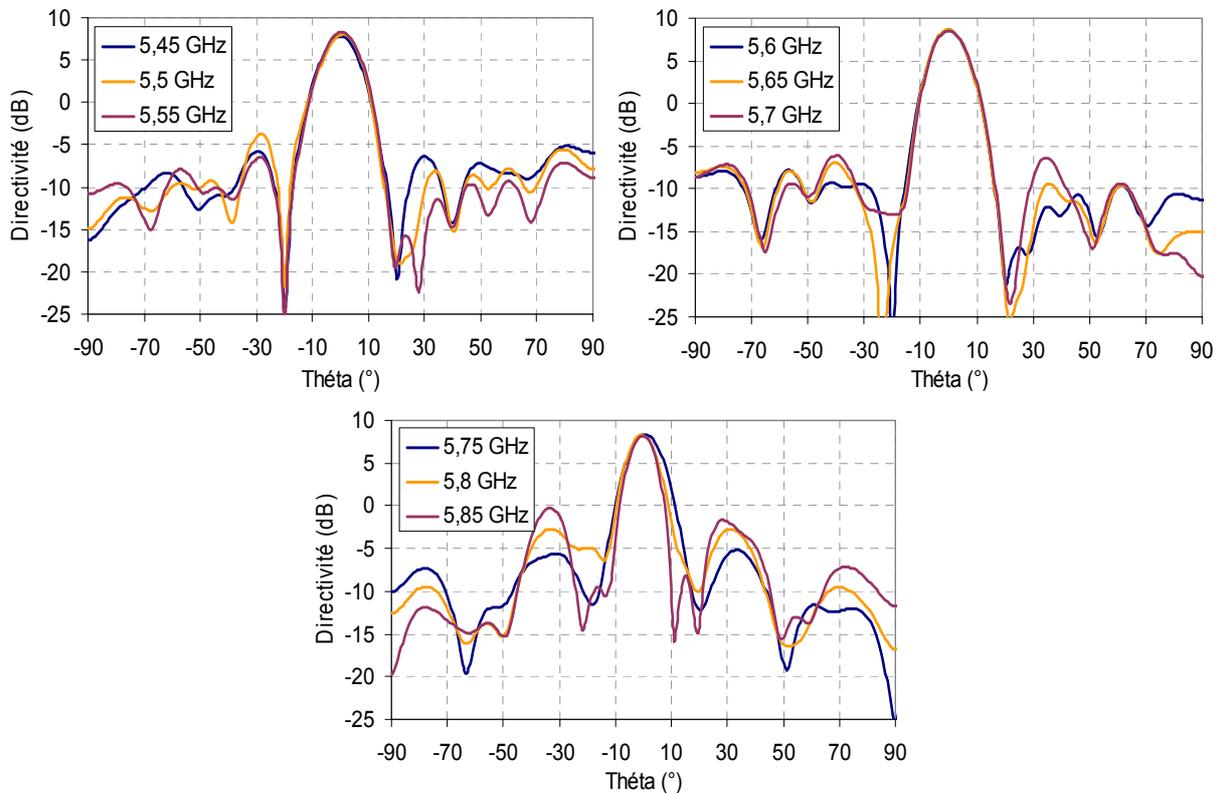


Figure VII.4 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne dans le plan vertical

Les lobes secondaires sont inférieurs à 10 dBc sauf pour la dernière fréquence.

Le rayonnement de cette antenne est donc tout à fait acceptable et correspond au cahier des charges. La réalisation d'un prototype a alors été envisagée.

VII.2. Réalisation et mesures

VII.2.1. Prototype

Le prototype réalisé ne correspond pas exactement à l'antenne que nous venons de présenter. En effet, pour une question de quantité de matière, la hauteur des cylindres réalisés est égale à 290 mm au lieu des 305 mm souhaité. Dans ces conditions, l'étude de la conformation de l'âme centrale aurait été à reprendre pour optimiser à nouveau les performances avec cette nouvelle hauteur.

Cette étude n'ayant pas été faite faute de temps, nous avons choisi de réaliser une antenne multisources uniquement. L'adaptation de cette antenne ainsi que son rayonnement ont été étudiés en simulation puis en mesure.

Le prototype réalisé est présenté **figure VII.5**.

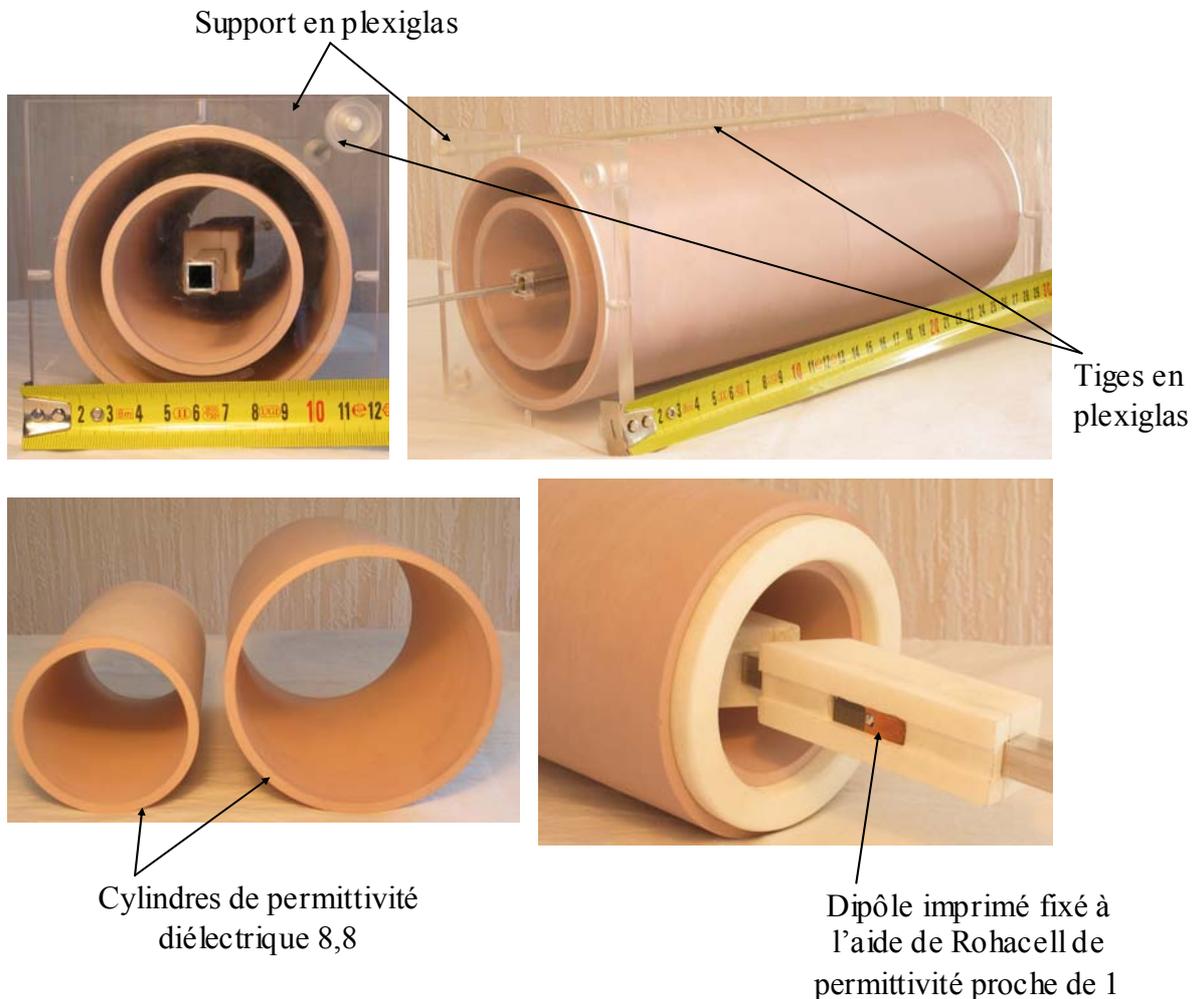


Figure VII.5 : Photographies du prototype

L'antenne réalisée est composée de deux cylindres de permittivité relative égale à 8,8. L'alimentation est réalisée par deux dipôles imprimés fixés par l'intermédiaire de support en Rohacell dont la permittivité est proche de celle de l'air. Le tout est maintenu par deux supports et deux tiges en plexiglas.

VII.2.2. Simulation

L'antenne a été simulée avec et sans les supports en plexiglas afin de mettre en évidence leur influence sur les performances.

(a) *Directivité*

La **figure VII.6** donne l'évolution de la directivité en fonction de la fréquence dans les deux cas.

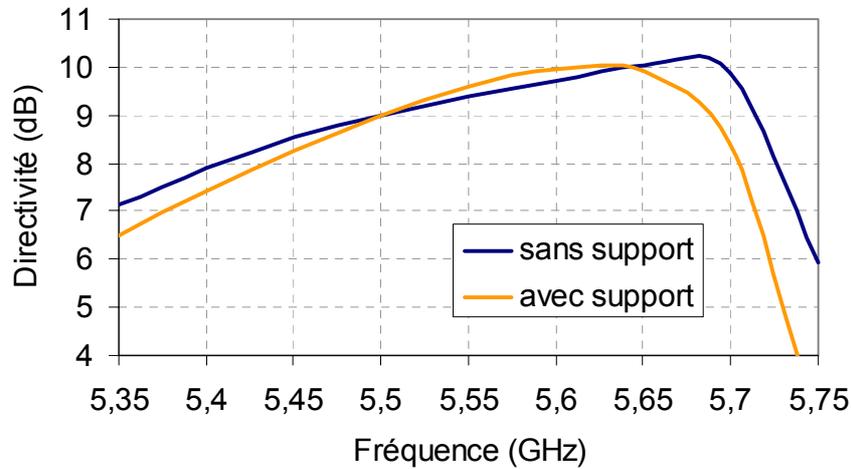


Figure VII.6 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence

Il est à noter que les supports ont de l'influence sur la directivité en début et en fin de bande de fonctionnement. En effet, la directivité est plus faible et chute plus rapidement, réduisant la bande en rayonnement. Celle-ci passe de **6,3 à 5,4 %**, pour un gain supérieur à **7 dB**.

(b) *Diagrammes de rayonnement*

La chute de la directivité est due à la poussée des lobes secondaires (à 5,7 GHz), plus rapide dans le cas avec support (**figure VII.7**).

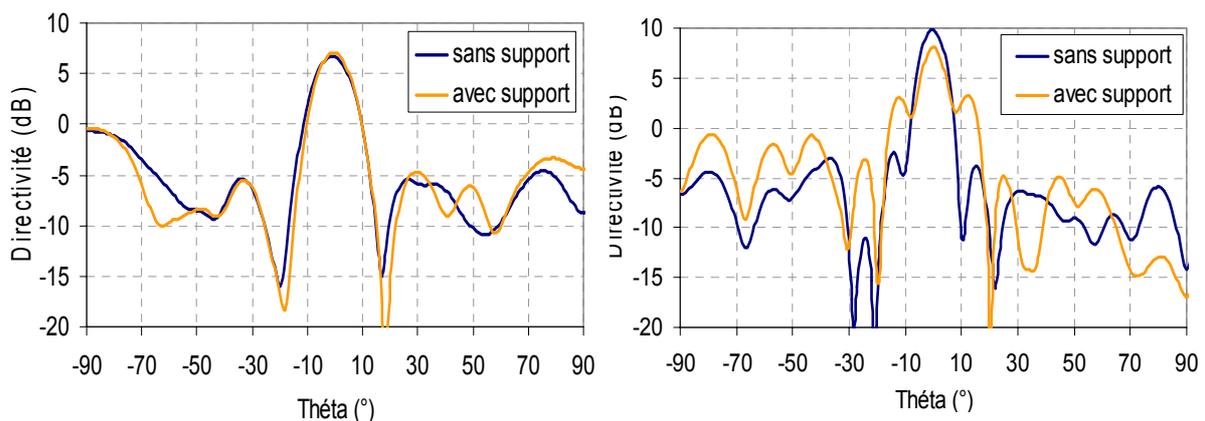


Figure VII.7 : Comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus avec et sans le support à 5,4 et 5,7 GHz

On remarquera qu'à 5,4 GHz, les lobes secondaires ne sont inférieurs au lobe principal que de 7 dB.

Finalement, les tiges verticales en plexiglas ont elles aussi une influence sur le rayonnement. La variation de directivité dans le plan azimutal est plus importante avec la présence des tiges qui « signent » le diagramme de rayonnement. L'ondulation est alors de l'ordre de 1,1 dB (**figure VII.8**).

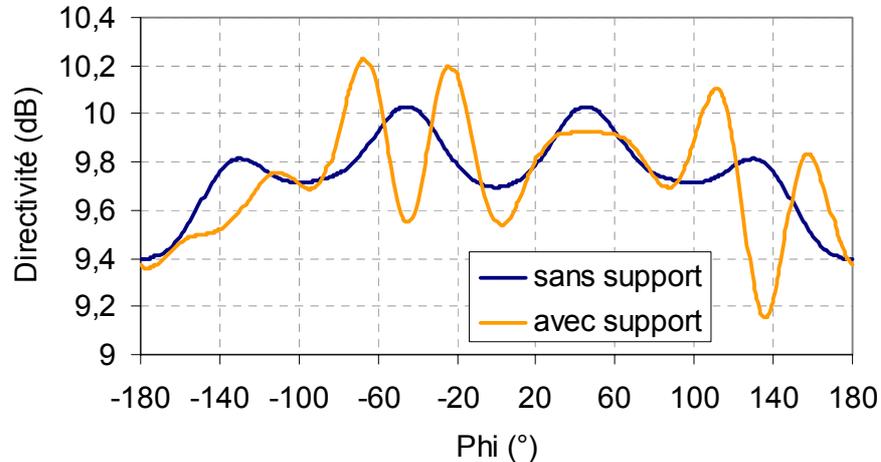


Figure VII.8 : Diagramme de rayonnement dans le plan azimutal à 5,65GHz

En conclusion, il est important de noter que l'influence du support est non négligeable. Cependant, les performances restent intéressantes et le concept de l'antenne BIE coaxiale peut être validé par ce prototype.

VII.2.3. Adaptation

L'adaptation de cette antenne sur sa bande de fonctionnement n'est pas aisée voire impossible. En effet, le fort coefficient de qualité du matériau engendre de fortes résonances. Ainsi, l'impédance d'entrée de l'antenne présente des variations importantes de la partie réelle ce qui rend difficile l'adaptation de ce prototype sur toute sa bande. La solution est alors de réaliser un filtre pour obtenir une bonne adaptation sur toute la bande de rayonnement.

(a) Principe de fonctionnement

L'objectif d'un filtre-antenne [III.36] est double :

- adapter l'antenne sur sa bande de fonctionnement
- obtenir la directivité maximum dans la bande de fonctionnement et diminuer celle-ci au maximum en dehors

Le principe de conception est donné **figure VII.9**.

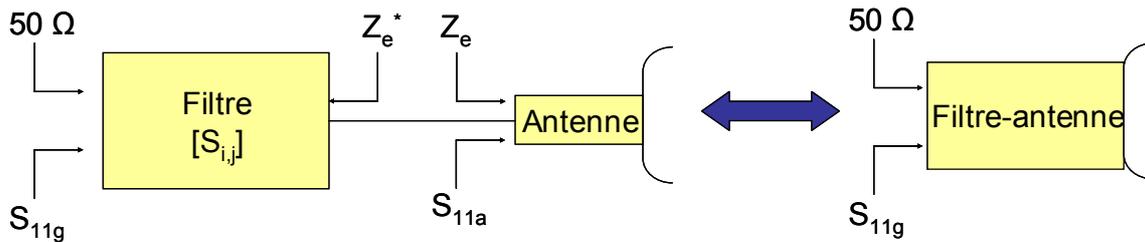


Figure VII.9 : Principe de conception d'un filtre antenne

L'impédance d'entrée du filtre est égale à 50 Ohms et l'impédance à la sortie doit être égale au conjugué de l'impédance d'entrée de l'antenne.

Le coefficient d'adaptation du système global s'écrit :

$$S_{11g} = S_{11f} + \frac{S_{12f} \cdot S_{21f} \cdot e^{-2j\beta L} \cdot S_{11a}}{1 - S_{22f} \cdot S_{11a} \cdot e^{-2j\beta L}} \quad (\text{VII.1})$$

Avec : S_{ijf} paramètres S du filtre

S_{11a} coefficient d'adaptation de l'antenne

S_{11g} coefficient d'adaptation du système global

L longueur de ligne entre le filtre et l'antenne

Afin de réaliser la sélectivité de la directivité en fréquence, un gabarit est choisi. Il s'agit d'une fonction de Chebychev [III.37] dont le nombre de pôles est déterminé en fonction des caractéristiques du dispositif. Le filtre est ensuite synthétisé à l'aide d'éléments localisés.

Nous allons voir une application de cette technique dans le cas de notre antenne.

(b) Impédance d'entrée mesurée

L'impédance d'entrée mesurée est donnée **figure VII.10** et est comparée à celle obtenue en simulation. On peut constater un écart important entre les fréquences de résonance des dipôles simulée et mesurée. Il peut y avoir plusieurs raisons à cela :

- les dimensions des dipôles en réalisation ne sont peut être pas exactement les mêmes que celles qui ont été simulées

- de même, le positionnement des dipôles par rapport à l'âme centrale est difficile à réaliser
- l'épaisseur du substrat en simulation est approchée en raison du maillage FDTD
- les caractéristiques du matériau ne sont pas constantes d'un échantillon à un autre (**annexe 11**)

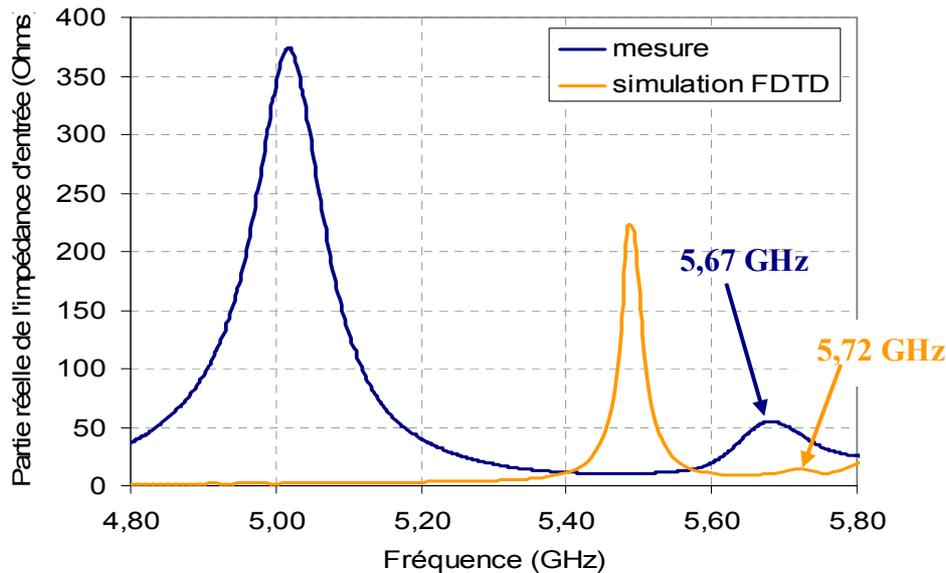


Figure VII.10 : Partie réelle de l'impédance d'entée simulée et mesurée

On peut constater de plus un décalage de 50 MHz entre les fréquences de résonance de la cavité mesurée et simulée. Celui-ci est très certainement dû encore une fois à l'approximation du maillage FDTD.

Dans les deux cas, l'adaptation de l'antenne n'est pas correcte. L'adaptation de l'antenne par un filtre est actuellement à l'étude.

VII.2.4. Mesures en rayonnement

Les mesures ont été réalisées dans la chambre anéchoïde de l'IRCOM.

(a) Directivité

L'adaptation n'étant pas réalisée, la directivité de l'antenne a été calculée à partir des diagrammes de rayonnement selon la méthode présentée en **annexe 9**. La directivité en fonction de la fréquence est présentée **figure VII.11**.

Il est à noter que la méthode utilisée pour le calcul est approximative. En effet, celle-ci nécessite pour être précise un nombre important de plans de mesure. Nous n'en avons utilisé ici que deux.

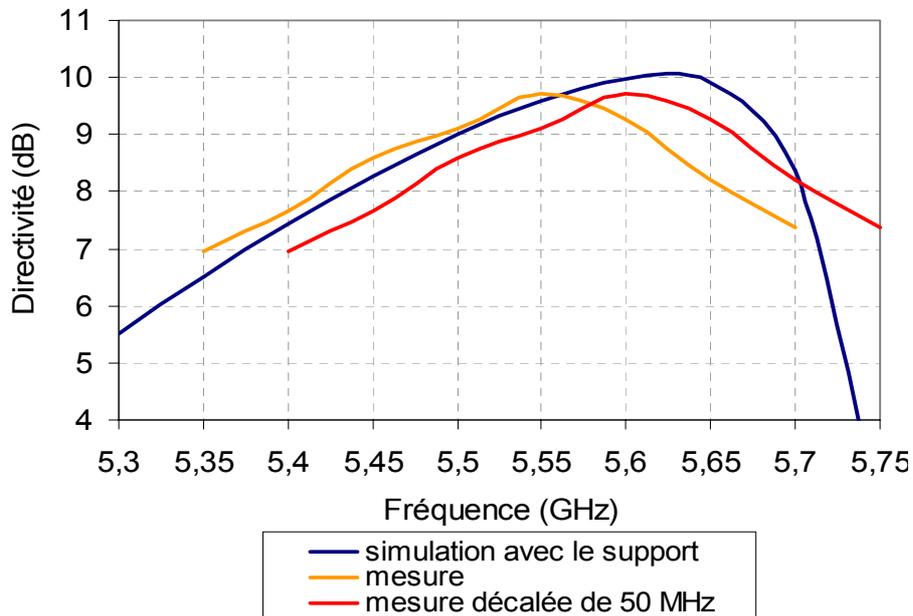


Figure VII.11 : Directivité simulée et mesurée en fonction de la fréquence

On constate que la directivité mesurée (courbe orange) présente un maximum à 5,55 GHz et non à 5,62 GHz comme en simulation (courbe bleu). Ceci est dû au décalage de la fréquence de résonance de la cavité observé précédemment sur l'impédance d'entrée. Afin de mieux comparer les niveaux obtenus, nous avons translaté la courbe de 50 MHz (courbe rouge).

Ainsi, on peut se rendre compte d'une perte d'environ 0,5 dB de directivité sur toute la bande de fonctionnement. Cela provient probablement des pertes dans le matériau et dans le substrat des dipôles qui n'ont pas été prises en compte lors de la simulation. Le maximum obtenu est de 9,7 dB.

Observons à présent les diagrammes de rayonnement.

(b) Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans deux plans E et dans le plan H. Afin de les comparer à ceux obtenus en simulation, nous avons opéré le même décalage fréquentiel de 50 MHz que précédemment.

Les diagrammes obtenus sont présentés **figure VII.12**.

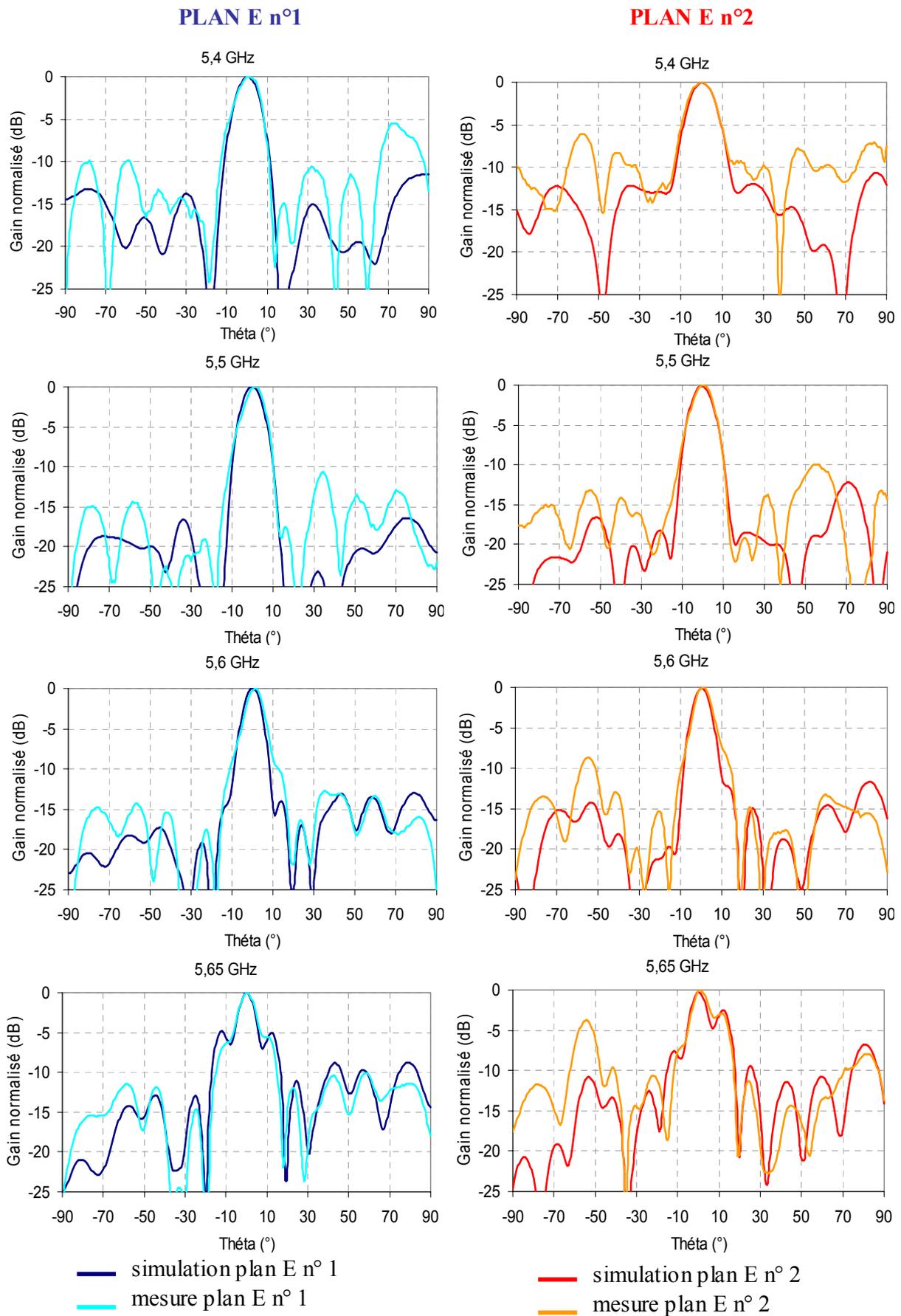


Figure VII.12 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés

La corrélation entre simulation et mesure est assez satisfaisante au niveau du lobe principal. Ainsi, l'ouverture des diagrammes est identique en simulation et en mesure ainsi que la poussée des lobes secondaires en fin de bande (5,65 GHz).

Cependant, des lobes secondaires très importants apparaissent en mesure en particulier pour les fréquences basses (5,4 GHz). Certains de ces lobes sont probablement créés lors de la mesure par les câbles d'alimentation des dipôles ainsi que par le diviseur de puissance utilisé.

On peut noter que le plan E n°2 présente en mesure plus de lobes secondaires que le plan E n°1 ce qui n'est pas le cas en simulation. Peut être que ceux-ci sont engendrés par la présence du support en mesure ou encore une fois par la gêne occasionnée par les câbles d'alimentation.

Dans tous les cas, afin de diminuer les lobes secondaires de l'antenne, la hauteur pourra être augmentée.

Finalement, on obtient :

- une directivité supérieure à 8,5 dB entre 5,45 et 5,6 GHz
- des lobes secondaires faibles dans cette même bande de fréquences

Observons les diagrammes mesurés dans le plan azimutal (**figure VII.13**)

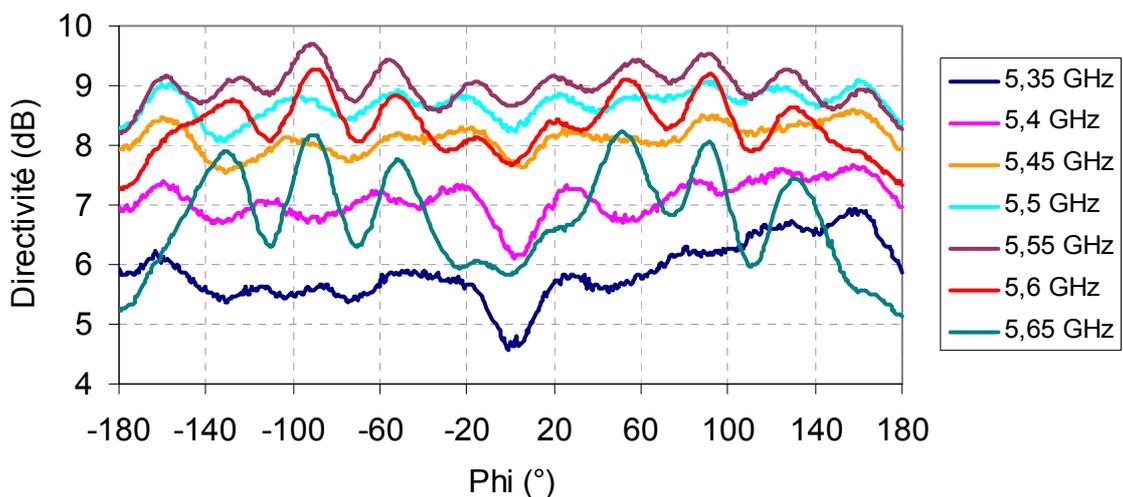


Figure VII.13 : Diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal

L'ondulation obtenue est de l'ordre de 2 dB en début et en fin de bande (5,35 et 5,65 GHz). Cependant entre ces deux valeurs, l'omnidirectionnalité est respectée à 1,2 dB près ce qui est tout à fait conforme à ce que nous avons obtenu en simulation avec le support.

VII.2.5. Conclusion

Globalement, les performances du prototype sont tout à fait correctes sur une bande de 3 % autour de 5,5 GHz. Cette bande est assez faible, réduite par la présence de lobes secondaires importants. La directivité obtenue est quasiment de 10 dB.

Certains points sont à améliorer :

- l'adaptation doit être réalisée afin de mesurer une valeur de gain réalisé
- la hauteur de l'antenne doit être augmentée afin de diminuer les lobes secondaires
- le support devrait peut-être être différent afin d'influencer le moins possible les performances
- finalement, l'excitation doit être modifiée afin de ne pas perturber le rayonnement

Les résultats de ce premier prototype sont cependant très encourageants car démontrant la faisabilité d'une antenne BIE coaxiale présentant un rayonnement omnidirectionnel en azimuth et un gain élevé.

Observons finalement la couverture obtenue avec cette antenne.

VIII. COUVERTURE OBTENUE AVEC LE PROTOTYPE REALISE

Afin d'observer la couverture obtenue avec notre antenne dans des conditions réalistes, nous avons utilisé les caractéristiques d'un système existant [III.38].

VIII.1. Paramètres de la liaison

Les paramètres utilisés sont les suivants :

- Puissance d'émission : 17 dBm
- Fréquence : 5,55 GHz
- Gain de l'antenne de réception : 25 dB
- Différence de hauteur entre l'émetteur et le récepteur : 20 mètres
- Seuil de réception : -77 dBm

Le diagramme utilisé pour l'émetteur est celui du prototype mesuré à 5,55 GHz. La directivité maximum est alors égale à 9,7 dB.

Observons le bilan de liaison obtenu avec le logiciel LIBUS.

VIII.2. Cartographie de puissance

Dans l'étude suivante, seule la voie descendante et la puissance issue du rayon direct sont prises en compte et l'influence de la pluie ou les pertes dans les câbles d'alimentation sont négligées.

La cartographie de puissance obtenue est donnée **figure VIII.1**.

On peut constater que le bilan de liaison est supérieur au seuil de réception (-107 dB) pour des distances supérieures à 4 km autour de la station de base.

Ainsi avec ce type d'antenne, les cellules couvertes sont de très grande taille. Cela est cependant à nuancer puisque ici, les réflexions sur le sol et l'influence de la pluie n'ont pas été prises en compte. De plus, la voie montante du système pourra limiter la portée de celui-ci, la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) devant rester inférieure à 20 dBm.

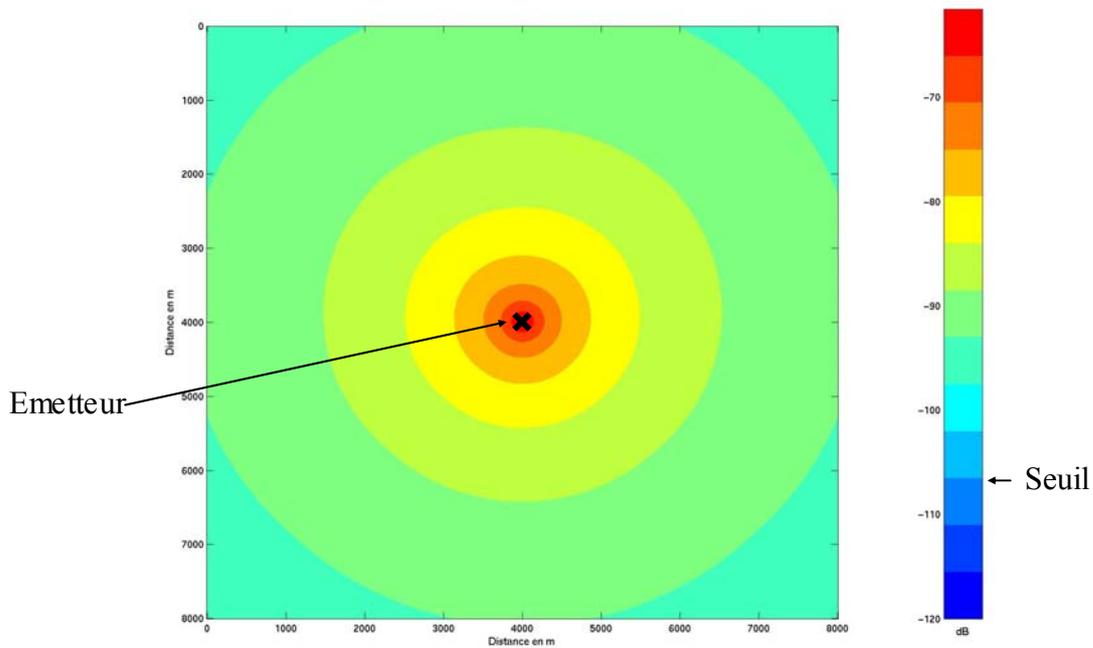


Figure VIII.1 : Bilan de liaison obtenue avec l'antenne réalisée

Dans tous les cas, ce type d'antenne pourra permettre d'augmenter la taille des cellules des réseaux de télécommunications sans fil.

Une couverture équivalente pourrait être obtenue avec un réseau de six dipôles avec des problèmes d'alimentation entraînant des pertes et dégradant fortement l'omnidirectionnalité. Une autre solution serait celle présentée par [III.39] qui est constituée par un agencement hexagonal de six réseaux de trois patches. Encore une fois, l'alimentation est compliquée et la variation du gain dans le plan azimutal est plus importante que celle obtenue avec l'antenne BIE coaxiale. De plus cette antenne propose un gain maximum de 7 dB, inférieur à celui obtenu avec notre prototype.

Cette antenne BIE omnidirectionnelle propose une alternative à ces solutions « réseau » et permet d'obtenir de fort gain pour un encombrement tout à fait acceptable. Ce type d'antenne permet donc d'augmenter la portée des réseaux de télécommunications sans fil.

IX. CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis de réaliser **une étude détaillée d'un nouveau type d'antenne BIE à symétrie de révolution permettant d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel en azimut et un gain élevé, de l'ordre de 10 dB.**

Dans une première partie, les matériaux BIE ont été présentés ainsi que leur propriétés nécessaires à leur utilisation dans le domaine des antennes. Ils permettent de réaliser des antennes grand gain à faible encombrement.

A partir de l'antenne BIE planaire, deux nouvelles antennes ont été conçues : **l'antenne BIE cylindrique et l'antenne BIE coaxiale.** Après les avoir présentées, nous avons évoqué les raisons qui nous ont poussé à étudier en détail l'antenne BIE coaxiale.

Une **étude modale** de cette structure a alors été réalisée afin de déterminer les dimensions nécessaires à l'obtention d'un **rayonnement en polarisation horizontale ou verticale**, même si par la suite, nous nous sommes focalisés sur la polarisation verticale.

Après avoir présenté les **différents systèmes d'alimentation** de l'antenne, les **performances ont été étudiées.** Nous avons pu mettre en évidence l'influence de la hauteur de l'antenne sur le gain et la bande en rayonnement.

Plusieurs **techniques d'amélioration des performances** peuvent être utilisés comme le multisources, la conformation de l'âme centrale ou encore l'utilisation de matériaux BIE métalliques, qui permettent d'augmenter le gain et la bande en rayonnement.

Finalement, à partir d'un **cahier des charges** fourni par l'entreprise RADIALL, la **conception d'une antenne BIE coaxiale à 5,8 GHz a été réalisée ainsi qu'un prototype.** Celui-ci donne des résultats satisfaisants bien que certains points soient à améliorer et en particulier l'adaptation, à l'étude en ce moment.

Cette étude complète a permis de mettre à jour un nouveau type d'antenne, présentant des **performances particulièrement intéressantes dans le cadre des antennes pour stations de base des réseaux de télécommunications sans fil terrestres.**

Il est temps à présent de conclure ce manuscrit et de dégager des perspectives à ces travaux.

BIBLIOGRAPHIE

- [III.1] **B. JECKO, A. REINEX, M. THEVENOT**
"Antenne pourvue d'un assemblage de matériaux filtrant", Brevet français n° Fr 99 14521 déposé le 18 novembre 1999
- [III.2] **L. FREYTAG, B. JECKO, E. POINTEREAU**
"Antenne à matériau BIP (Bande Interdite Photonique) à paroi latérale entourant un axe", Demande de brevet français déposée le 19 mai 2004 sous la référence n° 04 05485
- [III.3] **H. BOUTAYEB**
"Etude des structures périodiques planaires et conformées associées aux antennes. Application aux communications mobiles.", Thèse de doctorat n° 2942, U.E.R. Structure et Propriétés de la matière, Université de Rennes 1, décembre 2003
- [III.4] **L. BERNARD**
"Techniques d'amélioration du gain par empilements diélectriques. Applicabilité à la réduction de la taille des antennes pour station de base UMTS", Thèse de doctorat n° D 03-21, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, décembre 2003
- [III.5] **E. YABLONOVITCH**
"Photonic Band-Gap crystals", Phys.: Condens. Matter 5, n°16, April 1993, pp. 2443-2460
- [III.6] **M. THEVENOT, A. REINEX, B. JECKO**
"F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure", 1999 IOP Publishing Ltd
- [III.7] **C. SERIER**
"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain", Thèse de doctorat n° 57-2002, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 2002
- [III.8] **C. CHEYPE**
"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes", Thèse de doctorat n° 34-2001, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, septembre 2001
- [III.9] **R. SAULEAU, Ph. COQUET, J.P. DANIEL**
"Validity and accuracy of equivalent circuit models of passive inductive meshes. Definition of a novel model for 2D grids", International Journal of Infrared and Millimeter Waves, vol. 23, n°3, March 2002
- [III.10] **R. CHANTALAT**
"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources", Thèse de doctorat n° 36-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 2003
- [III.11] **P. DE MAAGT**
"Photonic Bandgap Antennas and Components for Microwave and (Sub)millimetre wave applications", International Symposium on antennas, JINA 2002, Nice, France, pp 27-36
- [III.12] **R. GONZALO, B. MARTINEZ, P. DE MAAGT, M. SOROLLA**
"Improved patch antenna performance by using photonic bandgap substrates", Microwave Opt. Technol. Lett., Vol. 24, 2000, PP 213-215

[III.13] J.S. COLBURN, Y. RAHMAT-AMII

"Printed antenna pattern improvement through substrate perforation of high dielectric constant material : An FDTD evaluation", Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 18, 1998, pp. 27-32

[III.14] G. POILASNE, P. POULIGUEN, K. MAHDJOUBI, L. DESCLOS, C. TERRET

"Active metallic photonic band gap materials (MEBG) : experimental results on beam shaper", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 48, n°1, May 1998, pp. 32-41

[III.15] M.P. KESLER, J.G. MALONEY, B.L. SHIRLEY, G.S. SMITH

"Antenna design with the use of photonic band-gap materials as all dielectric planar reflectors", Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 11, n° 4, March 1996, pp. 169-174

[III.16] M. THEVENOT, A. REINEX, B. JECKO

"A dielectric photonic parabolic reflector", Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 21, n° 6, June 1999, pp. 411-414

[III.17] D.R. JACKSON, N.G. ALEXOPOULOS

"Gain enhancement methods for printed circuit antennas", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 33, n°7, September 1985, pp. 976-987

[III.18] M.S. DENIS

"Contribution à l'étude des matériaux à bande interdite photonique. Application dans le domaine des antennes imprimées", Thèse de doctorat n° 40-1998, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 1998

[III.19] M. THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux à bande interdite photonique; Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne", Thèse de doctorat n° 34-1999, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 1999

[III.20] L. LEGER, C. SERIER, R. CHANTALAT, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, B. JECKO

"1D dielectric EBG resonator antenna design", Annales des télécommunications, Vol. 59, n° 3-4, mars-avril 2004

[III.21] L. LEGER, T. MONEDIERE, M. THEVENOT, B. JECKO

"Methodology to design high gain EBG antennas. Enhancement of gain and bandwidth", PIERS 2004, 28-31 March 2004, Pisa, Italy

[III.22] L. LEGER, R. GRANGER, T. MONEDIERE, M. THEVENOT, B. JECKO

"Multifrequency dielectric EBG antenna", Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 40, n° 5, March 2004, pp. 420-423

[III.23] L. LEGER, T. MONEDIERE, M. THEVENOT, B. JECKO

"Multifrequency and beam steered electromagnetic band gap antennas", APS 2004, 20-26 June 2004, Monterey, USA (CA)

[III.24] J. DROUET

"Nouvelles techniques pour étudier les modes de fonctionnement de l'antenne BIP résonante à défaut", Rapport de DEA, Université de Limoges, 2 juillet 2004

[III.25] E. POINTEREAU

"Antenne cylindrique à bande interdite photonique omnidirectionnelle en azimut", Rapport de DEA, Université de Limoges, juillet 2003

[III.26] L. LEGER

"Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire", Thèse de doctorat n°, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 2004

[III.27] P.F. COMBES

"Micro-ondes 1 : Lignes, guides et cavités", Edition DUNOD, Paris, 1996

[III.28] N. LE BAIL

"Optimisation et réalisation d'une antenne à bande interdite photonique métallique", rapport de stage ENSIL, Université de Limoges, septembre 2004

[III.29] K.L. WONG, J.W. LAI, F.R. HSIAO

"Omnidirectional Planar Dipole-Array Antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Acces Points", Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 39, n° 1, October 2003, pp. 33-36

[III.30] Ch. DELAVEAUD, Ph. LEVEQUE, B. JECKO

"New kind of microstrip antenna : the monopolar wire-patch antenna", Electronics Letters, January 1994, Vol. 30, n°1

[III.31] Ch. DELAVEAUD

"Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles", Thèse de doctorat n°40/96, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 1996

[III.32] L. FREYTAG

"Omnidirectional dielectric electromagnetic band gap for base station of wireless network", APS 2004, 20-26 June 2004, Monterey, USA (CA)

[III.33] M. TROUBAT

"Développement d'une méthodologie de conception de dispositifs rayonnants intégrant des fonctions de filtrage", Rapport de DEA, Université de Limoges, juillet 2003

[III.34] R. SAULEAU

"Etude de résonateurs de Pérot-Fabry et d'antennes imprimées en ondes millimétriques. Conception d'antennes à faisceau gaussien.", Thèse de l'Université de Rennes 1, Décembre 1999

[III.35] V. LARREY, L. FREYTAG, L. LEGER, E. POINTEREAU, A. MADELEINE, B. JECKO

"Directional and Omnidirectional Dielectric Electromagnetic Band Gap Antennas for Base Station of Wireless Network ", 13th IST Mobile & Wireless Communications, 27-30 June 2004, Lyon, France

[III.36] M.TROUBAT, S. BILA, M. THEVENOT, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, T. MONEDIERE, B. JECKO

"Synthesis of combined functions applied to the design of a filter-antenna", International Workshop on Microwave filters, 13-15th september 2004, Toulouse, France

[III.37] P.F. COMBES

"Micro-ondes 2 : Circuits passifs, propagation et antennes", Edition DUNOD, Paris, 1997

[III.38] <http://www.proxim.com/products/bwa/multipoint/>

[III.39] A.R. RUIZ, J. BASTERRECHEA

"Omnidirectional Antenna for 17 GHz Frequency Band", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2002

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés tout au long de ce manuscrit ont permis de concevoir **deux types d'antennes adaptées aux stations de base des réseaux de télécommunication sans fil**.

Le très fort développement des réseaux ces dernières années a été motivé par un besoin nouveau : celui d'être connecté à un réseau de télécommunication en permanence et quel que soit le lieu où l'on se trouve. Ainsi, une grande quantité de réseaux sans fil a vu le jour qu'ils soient destinés à des applications de téléphonie, de proximité ou de diffusion haut débit. **Un état de l'art de ces réseaux a été réalisé au début de ce manuscrit afin de mettre en évidence leur grande diversité**. Celle-ci entraîne le développement de nouveaux équipements nécessaires à leur fonctionnement et en particulier **d'antennes pour station de base**.

Nous nous sommes donc intéressés aux différentes antennes d'émission existantes et aux couvertures radioélectriques associées à celles-ci. Cela nous a permis de mettre en évidence **un certain nombre de problèmes récurrents ne permettant pas d'obtenir une couverture optimale du système**. En particulier, nous avons démontré la nécessité d'obtenir **des antennes grand gain afin de couvrir des cellules de grande taille ou des antennes permettant d'éliminer les zones d'ombre observées dans la région proche de l'émetteur**.

Notre intérêt s'est alors porté sur deux antennes particulières : **une antenne sectorielle dans un plan et en cosécante carrée dans le second réalisée en technologie planaire dans le domaine millimétrique et une antenne à Bande Interdite Electromagnétique omnidirectionnelle en azimut présentant un gain élevé**.

L'étude de l'antenne en cosécante carrée a été motivée par un constat sur la couverture du système LMDS à 40 GHz : la présence de zones d'ombre dans la région proche de l'émetteur. Nous avons pu montrer, par **une étude théorique des diagrammes en cosécante carrée**, que ceux-ci permettaient de répartir la puissance équitablement entre les abonnés et donc d'éliminer les zones d'ombre. Une **étude de la couverture du système LMDS à 40 GHz**, nous a permis de dimensionner et de définir le cahier des charges de notre antenne. **La conception, la réalisation et les mesures d'un premier réseau de patches ont été faites**. Nous avons pu alors conclure sur les points positifs en particulier au niveau de la couverture du système LMDS et les points à améliorer comme le gain ou la polarisation croisée. **Cela nous a amené à concevoir une seconde antenne. Celle-ci est formée par un réseau plan**

de 2*8 patchs et permet d'augmenter le gain, d'annuler la polarisation et bien sûr d'éliminer les zones d'ombre dans la région proche de l'émetteur. Cette dernière antenne a donc été conçue afin d'optimiser la couverture du système LMDS dans un plan vertical. Un dernier point restait à traiter : celui de **la couverture sectorielle dans le plan horizontal.** Nous avons donc proposé plusieurs solutions allant du réseau plan monocouche à la solution de pointage électronique par l'utilisation d'une matrice de Butler.

Les perspectives de ce travail se trouvent précisément dans ce dernier point. L'utilisation d'une antenne composée d'une matrice de Butler permettant de faire un pointage du faisceau associée à des sous-réseaux de patchs réalisant un diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical est la solution idéale pour la couverture du système LMDS. La conception et la réalisation d'une telle antenne est actuellement à l'étude dans le cadre du projet européen Broadwan. De plus, l'utilisation d'éléments actifs afin de compenser les pertes dans la matrice et ainsi d'augmenter le gain devra être étudié. Une telle solution permettra d'obtenir une couverture étendue et sans zone d'ombre par l'utilisation d'une antenne planaire et facilement intégrable.

Le deuxième sujet traité dans ce manuscrit concerne **une antenne omnidirectionnelle en azimut et présentant un gain important.** En effet, de plus en plus de réseaux de télécommunication sans fil utilisent pour leur station de base des antennes omnidirectionnelles. Leur principal défaut réside dans le peu de gain qu'elles présentent. En effet, il est difficile d'augmenter le gain de manière omnidirectionnelle.

La solution que nous avons proposée est d'utiliser des **matériaux à Bande Interdite Electromagnétique (BIE).** Ceux-ci ont des propriétés de contrôle de la propagation des ondes électromagnétiques et leur utilisation dans le domaine des antennes est particulièrement intéressante afin d'augmenter le gain de celles-ci. Après avoir présenté l'antenne BIE résonante planaire développée au CREAPE depuis quelques années, nous avons présenté **deux nouvelles antennes permettant d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel en azimut : l'antenne BIE cylindrique et l'antenne BIE coaxiale.** Celles-ci ont fait l'objet d'un **dépôt d'un brevet** au cours de cette thèse. Le choix de s'intéresser seulement l'antenne coaxiale a été justifié et l'étude de celle-ci a été débutée avec une **analyse modale.** Nous avons ainsi défini les différents modes de fonctionnement de la structure et leur fréquence de résonance. Ses dimensions ont été déterminées pour un **rayonnement en polarisation horizontale ou verticale.**

L'alimentation de l'antenne en polarisation verticale étudiée, nous avons pu **paramétrer les performances de l'antenne BIE coaxiale en terme de gain et de bande en rayonnement, en fonction des caractéristiques du matériau et de la hauteur de l'antenne.** Plusieurs améliorations de la structure ont été étudiées : **la technique « multisources », la conformation de l'âme centrale ou encore l'utilisation de matériaux BIE métalliques.** Toutes ces techniques permettent d'augmenter le gain et la bande de l'antenne BIE coaxiale.

Finalement, afin de valider toutes ces études, **la réalisation d'un prototype** en collaboration avec la société RADIALL a été entreprise. Les résultats obtenus sont très encourageants puisqu'ils montrent **la faisabilité d'une antenne BIE omnidirectionnelle présentant plus de 9 dB de directivité.** Cependant, certaines difficultés ont été mises en avant et en particulier l'adaptation de la structure.

Dans l'avenir, beaucoup d'études seront probablement menées sur cette nouvelle antenne. L'étude de techniques d'adaptation (utilisation d'un filtre par exemple) est maintenant essentielle afin de rendre possible la commercialisation.

L'utilisation des matériaux métalliques sera probablement préférable. En effet, ceux-ci sont moins coûteux, plus malléables et nous avons vu que les performances obtenues semblent meilleures que dans le cas de matériau diélectrique. Ceci devra être expliqué et un paramétrage de ces structures réalisé.

D'autre part, la conception et la réalisation d'antennes BIE omnidirectionnelles en polarisation horizontale et même circulaire devront être étudiées. On pourra ainsi travailler avec ce type d'antenne en double polarisation.

Afin d'optimiser encore la couverture des réseaux de télécommunication sans fil, l'étude de la formation d'un lobe plus complexe dans le plan vertical devra être envisagée. Un dépointage a déjà été réalisé avec une antenne planaire et la technique utilisée pourra être adaptée au cas de l'antenne BIE coaxiale. Ainsi la conception d'une antenne BIE omnidirectionnelle tiltée ou formant un diagramme en cosécante carrée dans le plan vertical pourra être étudiée. Finalement, l'antenne BIE omnidirectionnelle pourra travailler sur plusieurs bandes de fréquences tout comme l'antenne BIE planaire.

Celle-ci offre donc une très grande polyvalence (multipolarisations, multifréquences, dépointage...) et de nombreuses perspectives d'applications.

Annexes

* * * * *

- PRESENTATION DU LOGICIEL MOMENTUM**
- PRESENTATION DU LOGICIEL BASE SUR LA METHODE FDTD**
- LES ANTENNES IMPRIMEES**
- LES MATERIAUX DIELECTRIQUES**
- LISTE DES MATERIAUX DIELECTRIQUES (LABTECH)**
- LES LIGNES MICRORUBANS**
- METHODE DE PONDERATION EN AMPLITUDE D'UN RESEAU DE PATCHS**
- DIAGRAMMES MESURES DE LA DEUXIEME ANTENNE EN COSECANTE CARREE**
- DETERMINATION DE LA DIRECTIVITE A PARTIR DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE**
- LES DIPOLES IMPRIMEES**
- CARACTERISATION DES MATERIAUX RADIALL**

Annexe 1

Présentation du logiciel MOMENTUM

MOMENTUM (HP – EEsof) est un simulateur électromagnétique 2D^{1/2} qui permet à la fois une analyse de circuit et une analyse électromagnétique. En effet, il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites.

MOMENTUM peut alors être utilisé lorsque les modèles de circuit n'existent pas ou ne sont plus valables (ce qui est souvent le cas dans le domaine du millimétrique).

Cependant, quelques conditions sont nécessaires pour utiliser ce type de logiciel :

- les substrats doivent être homogènes et isotropes et de dimensions **transversales infinies**
- les plans de masse de dimensions infinies

Principe de fonctionnement et de simulation.

Technique de maillage

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée Méthode des Moments. Par cette technique, les conducteurs sont "maillés", divisés en éléments simples triangles ou rectangles. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées.

Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème.

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne microruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (fonction *Edge Mesh* du logiciel), pour représenter de façon plus précise le courant, tout en minimisant le temps de calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage efficace.

De plus, les nouvelles versions de *MOMENTUM* génèrent maintenant automatiquement le maillage des arcs et des cercles.

Principe de superposition des couches

Bien qu'il ne soit pas un logiciel 3D, *MOMENTUM* permet cependant de simuler des structures volumiques, si les conditions énoncées au début de ce paragraphe sont respectées.

Les éléments (**Strip** ou **hole**) sont alors superposés et les différentes couches peuvent être reliées entre elles par des **vias**. On définit l'ordre des couches c'est à dire leur positionnement par rapport aux substrats mis en jeu.

Il est donc important de noter ici que ce logiciel n'est pas adapté lorsque l'on cherche à étudier une **antenne alimentée par sonde coaxiale**. Pour simuler un tel dispositif, il faut insérer une ligne microruban sous le plan de masse et relier l'élément rayonnant à la ligne par un via, ce qui souvent s'éloigne de la structure initialement souhaitée.

Par contre, lors d'une **excitation par fente** dans le plan de masse, *MOMENTUM* convient parfaitement. En effet la ligne microruban sous le plan de masse et l'antenne sont définies en tant que *STRIP* et l'ouverture dans le plan de masse en tant que *HOLE*. Ainsi, la fente, souvent de très petites dimensions par rapport à celle de l'antenne, peut être correctement maillée, sans pour autant augmenter ni le volume ni le temps de calcul, ce qui est souvent le cas avec un logiciel 3D.

Compilation des substrats et génération du maillage

Une fois que les éléments sont dessinés et que le positionnement des différentes couches est effectué, on réalise une compilation des substrats dans la bande de fréquence utile, qui par l'intermédiaire des fonctions de Green va déterminer les caractéristiques sur tout le volume (soit à l'infini). Ces données pourront être sauvegardées et être ainsi réutilisées chaque fois que l'on se trouve dans les mêmes conditions d'utilisation.

La dernière étape avant la compilation est donc la génération automatique du maillage de la structure, généralement calculé à la plus haute fréquence.

Caractérisation de l'élément étudié

MOMENTUM utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul important si le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée **Adaptive Frequency Sampling**, est un algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et interpole les données. Des détails sur d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres S évoluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres.

Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. Pour des lignes microruban, les ports d'accès permettent de déterminer tous les paramètres S_{ij} en module et phase.

Dans le cas d'antennes imprimées, en plus des paramètres S , des visualisations de courant animées, un abaque de Smith (ou un tracé séparé des impédances), ainsi que les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. *MOMENTUM* simule les circuits conçus avec des conditions aux limites ouvertes ou fermées. Ces accès sont générés automatiquement et ne demandent pas de temps de calculs supplémentaires ou une augmentation en place mémoire.

Annexe 2

Présentation du logiciel basé sur la méthode FDTD

Le volume de calcul utilisé par la méthode des différences finies comprend le maillage de l'obstacle diffractant étudié mais également celui de l'espace qui l'entoure. La discrétisation de l'espace libre est délicate et le volume de calcul doit être fini. Des couches absorbantes dites P.M.L. (*Perfectly Matched Layers*), permettent de créer un milieu non physique, dont le coefficient de réflexion est indépendant de l'angle d'incidence de l'onde à absorber. Les caractéristiques des couches P.M.L. sont calculées en fonction des paramètres suivants :

- la précision voulue qui fixe l'épaisseur des couches,
- le coefficient de réflexion sous incidence normale,
- la position des couches P.M.L., par rapport à la zone neutre comprenant les éléments métalliques et d'une surface fictive nécessaire au calcul du diagramme de rayonnement.

Techniques de modélisation.

Chaque élément est divisé en cellules parallélépipédiques. Ainsi, l'objet de plus petite dimension fixe la taille du maillage. Dans le cas des réseaux d'antennes, la disparité des éléments (notamment entre les lignes et le patch, ou lors d'une excitation à fente) fait que les volumes de calcul croissent très rapidement.

Les **surfaces métalliques** sont obtenues en annulant les composantes tangentielles du champ électrique (condition de court circuit parfait), la conductivité de ces plaques étant considérée comme infinie. Cette annulation sur les contours de la plaque métallique soulève une ambiguïté quant à ses limites exactes. Une étude paramétrique [A2.1] a montré qu'une plaque de longueur L modélisée par n cellules élémentaires de dimension Δ sera égale à $L = (n+0.75)\Delta$.

La difficulté associée à ce maillage non adaptatif est la représentation des dimensions réelles de chaque élément.

Les **interfaces diélectriques** séparant deux milieux linéaires, homogènes et isotropes posent problème lors de la discrétisation des équations de Maxwell. Mais on montre aisément

que les composantes tangentielles du champ \vec{E} à l'interface du diélectrique sont considérées dans un milieu équivalent de permittivité relative correspondant à la moyenne des permittivités relatives des matériaux situés à l'interface.

Choix de l'excitation

Un élément rayonnant imprimé peut être alimenté directement par sonde coaxiale, ou par l'intermédiaire d'une ligne microruban. Cette sonde, généralement de très petite taille devant l'antenne ou la ligne, imposerait une augmentation considérable du volume de calcul si elle devait être maillée. Aussi, la méthode des fils minces basée sur le principe de Holland a été implantée dans le logiciel. Ce concept repose sur la détermination, en plus des composantes électromagnétiques, des deux grandeurs supplémentaires que sont le courant I et la charge linéique Q induits sur le fil, obtenus à partir des équations de Maxwell en rotationnel exprimées dans un repère en coordonnées polaires [A2.2].

Un deuxième type d'excitation, particulièrement utilisée pour caractériser des lignes microrubans, consiste à imposer un champ électrique vertical uniforme sur toute la largeur de la ligne (**figure A2.1**).

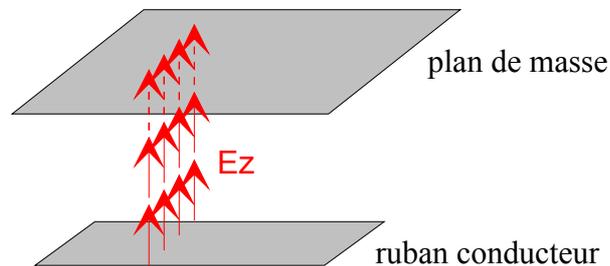


Figure A2.1 : Excitation de la ligne microruban.

Quelques précautions sont nécessaires afin d'obtenir une bonne propagation sur la structure de transmission :

- une discrétisation suffisamment fine suivant la direction transversale ($\Delta < \frac{\lambda_g \min}{40}$)
- une distance égale à environ $\frac{\lambda_g \min}{2}$ entre le plan d'excitation et le premier plan d'observation.

Caractérisation de l'élément étudié

Pour une antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale, la détermination des caractéristiques fréquentielles de l'antenne est obtenue à partir des courant et tension d'excitation.

L'impédance d'entrée $Z_e(f)$, dont le plan de référence est choisi au niveau du plan de masse, est obtenue par :

$$Z_e(f) = \frac{\text{TF}[e_g(t)]}{\text{TF}[i_e(t)]} - Z_g$$

où Z_g est l'impédance du générateur, $e_g(t)$ la tension temporelle d'excitation imposée (généralement de forme gaussienne ou de sinusoïde modulée), et $i_e(t)$ le courant temporel relevé sur le fil.

Le grand avantage de cette méthode temporelle est qu'elle permet, par simple transformée de FOURIER, d'obtenir les caractéristiques désirées sur un large spectre de fréquences.

Avec le principe de HOLLAND, la sonde simulée n'est pas de dimension réelle. Elle modifie alors la valeur de la réactance. Cette partie selfique peut être déterminée, voire corrigée pour être adaptée à des diamètres réels de coaxiaux, au moyen de la formule de Bailey :

$$X_{\text{sonde}} = 60 k_0 h \ln \left(\frac{2}{k_0 d \sqrt{\epsilon_r}} \right)$$

avec d : diamètre de la sonde

$$k_0 = 2\pi f/c$$

ϵ_r , h : permittivité relative et hauteur du substrat.

Le coefficient de réflexion se déduit par :

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0}$$

où Z_0 est l'impédance de normalisation.

Lors d'une excitation par un champ électrique, la détermination des paramètres est un peu plus longue car elle demande deux cas de calcul. Cependant cette méthode est très souvent employée, notamment pour les caractérisations de ligne. Le coefficient de réflexion de l'antenne, excitée au travers d'une ligne microruban de longueur infinie, peut être déterminé en utilisant le principe de superposition des courants (ou des tensions).

La connaissance du courant incident sur la structure à étudier et du courant réfléchi par celle-ci est nécessaire (**figure A2.2**) :

- le courant calculé dans le plan d'entrée, $I_{\text{entrée}}(t)$, représente la superposition, dans le domaine temporel, de l'onde incidente et de l'onde réfléchi ;
- le courant incident, $I_{\text{incident}}(t)$, est obtenu sur une ligne de propagation identique à celle présentée en entrée de la structure, supposée infinie, dans les mêmes conditions d'excitation et de discrétisation, et dans le même plan de calcul ;
- le courant réfléchi correspond alors à la soustraction de ces deux quantités :

$$I_{\text{réfléchi}}(t) = I_{\text{entrée}}(t) - I_{\text{incident}}(t)$$

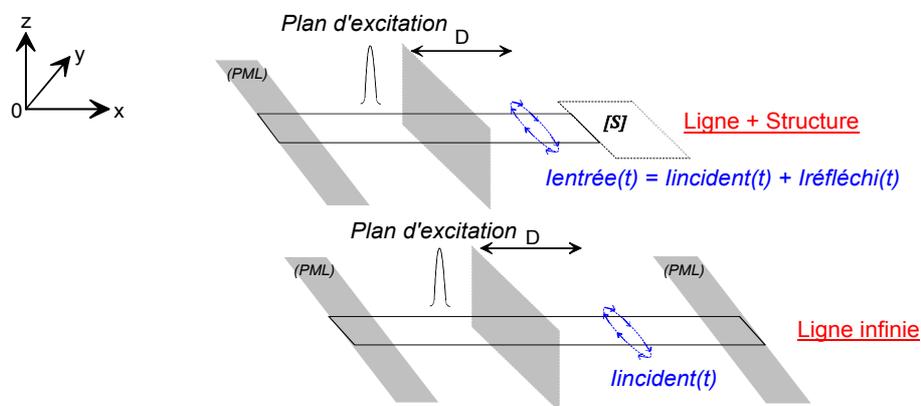


Figure A2.2 : Calculs des courants $I_{\text{entrée}}(t)$ et $I_{\text{incident}}(t)$ dans les mêmes conditions d'excitation et de discrétisation.

Le coefficient de réflexion s'exprime comme le rapport des transformés de Fourier du signal réfléchi sur le signal incident :

$$S_{11}(f) = \left[\frac{-\text{TF}[I_{\text{réfléchi}}(t)]}{\text{TF}[I_{\text{incident}}(t)]} \right]$$

Le coefficient de transmission s'exprime par le rapport des transformés de Fourier du signal transmis par la structure à étudier sur le signal incident :

$$S_{21}(f) = \left[\frac{\text{TF}[I_{\text{transmis}}(t)]}{\text{TF}[I_{\text{incident}}(t)]} \right] \text{ avec } |S_{ij}(f)|_{\text{dB}} = 20 \log |S_{ij}(f)|$$

Du coefficient de réflexion on en déduit l'impédance d'entrée de la structure :

$$Z_e(f) = Z_c(f) \left[\frac{S_{11}(f) + 1}{S_{11}(f) - 1} \right]$$

avec $Z_c(f)$: impédance caractéristique de la ligne microruban.

En ce qui concerne la détermination des caractéristiques en rayonnement, une méthode harmonique a été introduite dans le logiciel des différences finies pour calculer les champs lointains en fréquentiel. Cette méthode repose sur le principe d'Huygens et permet de calculer ces champs à partir des sources électromagnétiques équivalentes (courant électriques $\vec{J} = \vec{n} \wedge \vec{H}$ et courants magnétiques $\vec{M} = -\vec{n} \wedge \vec{E}$) disposées sur une surface fermée fictive (**figure A2.3**) qui entoure toutes les sources de rayonnement. Les champs à distance sont alors déduits par les intégrales de rayonnement.

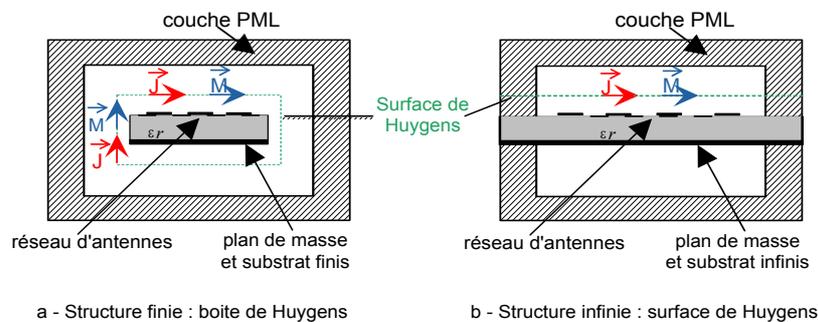


Figure A2.3 : Surface de Huygens.

Annexe 3

Les antennes imprimées

Introduction

Les antennes imprimées peuvent être classées en trois catégories [A3.1] [A3.2] [A3.3] principalement liées à leur mécanisme de fonctionnement :

□ Les antennes à ondes progressives : l'élément rayonnant est un ruban conducteur sur lequel la répartition du courant est due à la propagation d'une onde électromagnétique le long de la structure. De l'ordre de quelques longueurs d'onde, l'extrémité est fermée sur une charge adaptée (**figure A3.1**) évitant tout phénomène d'ondes stationnaires en supprimant quasiment les réflexions à l'extrémité de l'antenne. Ces antennes fonctionnent dans des bandes passantes plus larges que celles des antennes résonantes. Par contre, leur lobe de rayonnement varie en fonction de la fréquence.

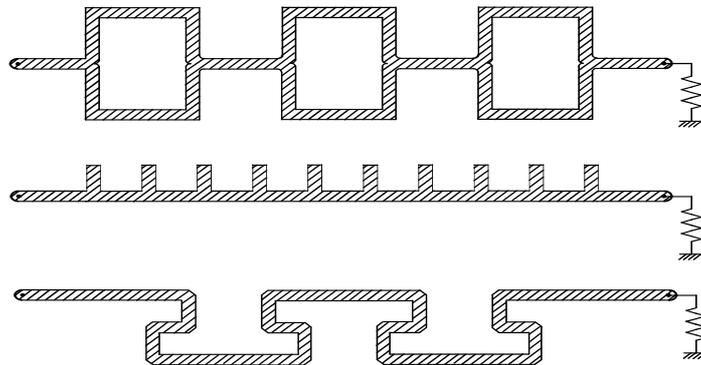


Figure A3.1 : Antennes à ondes progressives

□ Les fentes rayonnantes (**antennes résonantes**) dont l'ouverture généralement rectangulaire ou circulaire est pratiquée dans un plan conducteur et alimenté par une ligne microruban (**figure A3.2**).

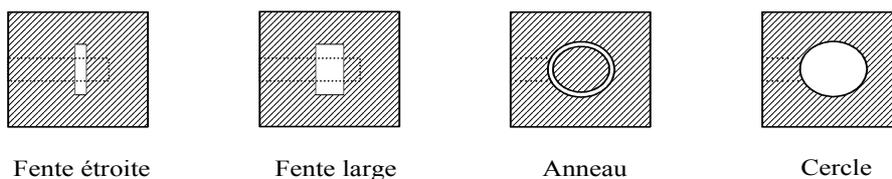


Figure A3.2 : Antennes à fentes

□ Les antennes plaques résonantes, retenues pour nos études.

Description des antennes plaquées

Dans sa structure de base, une antenne plaque est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35 μm d'épaisseur en hyperfréquence et 9 μm en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.

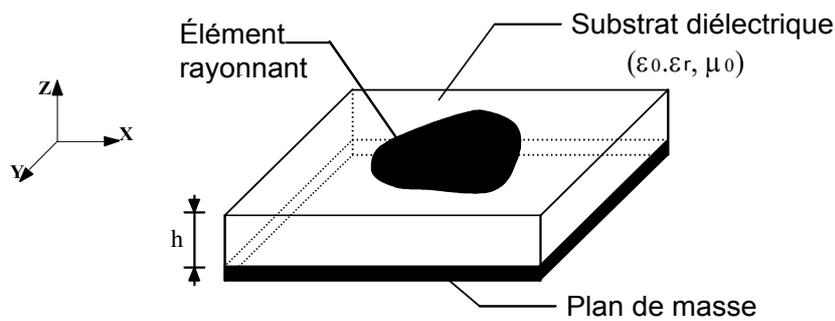


Figure A3.3 : Présentation d'une antenne plaque

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées, de dimensions réduites (de l'ordre de $\lambda/2$ à λ), sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

Le substrat diélectrique de faible épaisseur ($h \ll \lambda$) sert de support à l'antenne, mais surtout influe directement sur ses performances. On préférera des matériaux de faible permittivité ($\epsilon_r < 3$), évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité, et de faibles pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 2 \cdot 10^{-3}$) favorisant un meilleur rendement de l'aérien. De plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes plaques comportent souvent "radôme".

Principe de fonctionnement

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par deux "murs magnétiques" transversaux à pertes (**figure A3.4**).

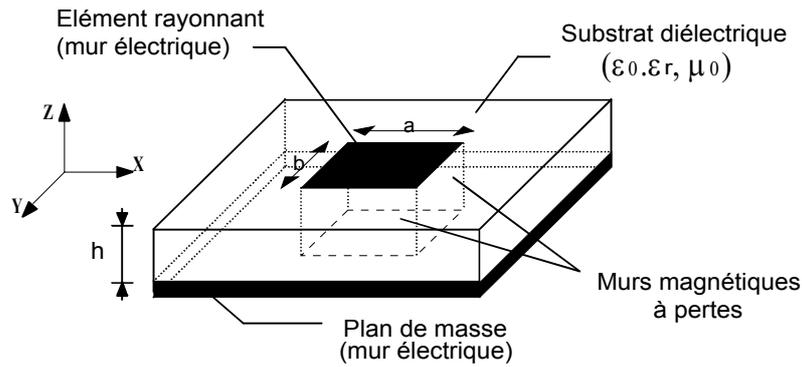


Figure A3.4 : Modèle de la cavité à fuite

Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{mnp} (selon la direction z) avec $p = 0$, pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement.

Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance f_{mn} et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension (a,b) [A3.3] :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{\text{eff}}}\right)^2}$$

où
$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\alpha(u)\beta(\epsilon_r)}$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[\ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3 \right]$$

$$\beta(\epsilon_r) = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053}$$

$$u = \frac{W}{h} \quad (\text{avec } w = a \text{ ou } b)$$

$$a_{\text{eff}} = a + \frac{h}{2}$$

$$b_{\text{eff}} = b + \frac{h}{2}$$

Les pertes dans les parois transversales traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Le phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des bords de l'élément rayonnant.

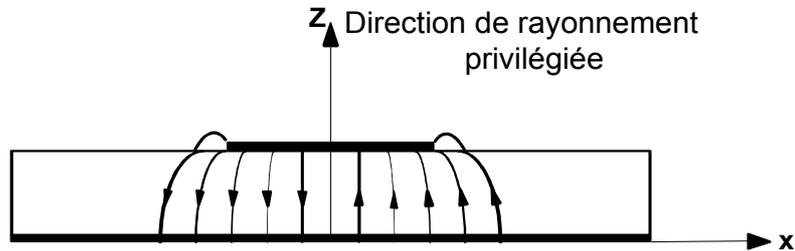
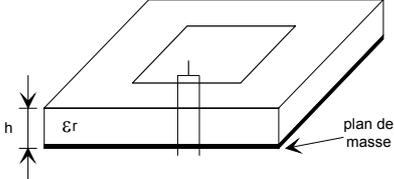
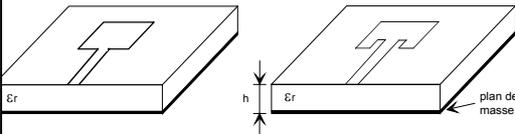
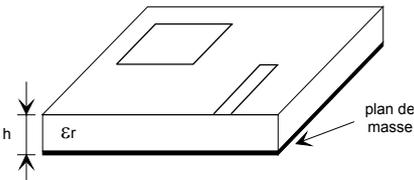
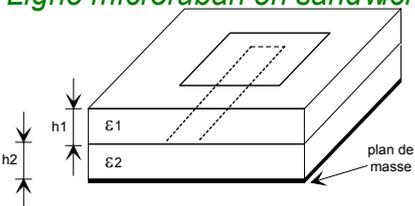


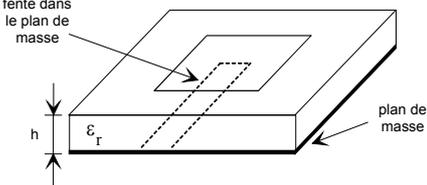
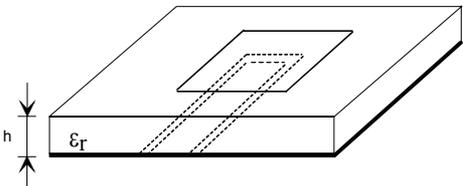
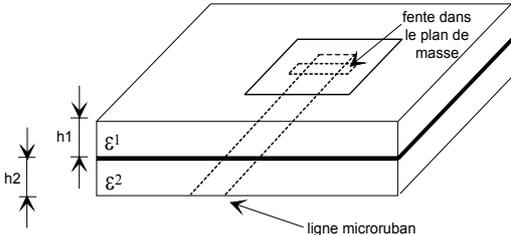
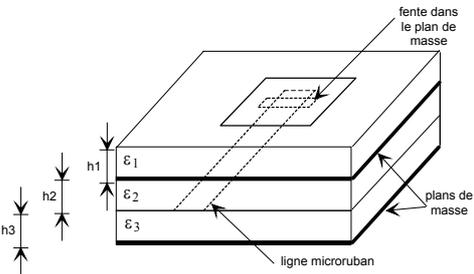
Figure A3.5 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale).

Ainsi, le fonctionnement des antennes imprimées plaques et certaines de leurs caractéristiques comme le gain, l'efficacité, la bande passante, peuvent être expliqués simplement par le modèle de la cavité à fuite. Toutefois une telle approche ne permet pas de prendre en compte l'influence des ondes de surface et du circuit d'alimentation sur le comportement de l'antenne.

Alimentation des antennes plaquées

Les différentes méthodes d'alimentation des antennes plaquées peuvent être regroupées en deux grandes catégories [A3.4] : les **alimentations par contact** (par sonde ou ligne microruban) et les **alimentations par proximité** (couplage électromagnétique par ligne ou fente). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne : les avantages et les inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p><u>Alimentation par contact</u></p> <p><i>Sonde coaxiale</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - pas de pertes par rayonnement de ligne - sélection possible d'un mode privilégié - obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde - prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur - technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire - partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte - technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique - rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité
<p><i>Ligne microruban</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation - adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure
<p><u>Alimentations par proximité</u></p> <p><i>Ligne microruban en circuit ouvert</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure - paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne
<p><i>Ligne microruban en sandwich</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens - bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h1 + h2 > h1$) 	<ul style="list-style-type: none"> - deux couches de substrat requises - difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur

<p style="text-align: center;">Ligne à fente</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique simple - facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement arrière parasite possible de la fente - transition fente - ligne de transmission
<p style="text-align: center;">Guide d'onde coplanaire</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - faible rayonnement arrière - transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC 	<ul style="list-style-type: none"> - génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique
<p style="text-align: center;">Couplage par fente</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - réalisations du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes - séparation électromagnétique des deux couches - possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) - intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions - rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément
<p style="text-align: center;">Couplage par fente d'une ligne encastrée</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - rayonnement arrière nul 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie très coûteuse - apparition possible de modes parasites microrubans de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente

Annexe 4

Les matériaux diélectriques

Les matériaux diélectriques se divisent en différentes catégories :

- **Les matériaux céramiques**, couramment employés pour les circuits microrubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité, mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevées et ils présentent de faibles pertes ($\tan \delta < 10^{-3}$). Cependant ils ne peuvent être fabriqués qu'en petites plaques de quelques centimètres à plus d'une dizaine de centimètres de côté et sont par conséquent utilisés pour des applications hyperfréquences et donc millimétriques.

- **Les matériaux semi-conducteurs** de type Arseniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si) permettent couramment la fabrication des circuits M.M.I.C.. La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, les destine à des applications dans le domaine millimétrique.

- **Les matériaux ferrimagnétiques** qui comprennent les substrats Ferrite et YIG. L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

- **Les matériaux synthétiques**, comme le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc. La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques: une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ($\tan \delta \approx 0,003$). A ceux-ci viennent s'ajouter aujourd'hui les mousses ROHACELL dont la permittivité relative est proche de l'air ($\epsilon_r \approx 1$), cependant les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ($\tan \delta > 0,01$ à 26,5 GHz).

- **Les matériaux composites** proviennent d'un désir de combiner les qualités radioélectriques et mécaniques d'un substrat. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre

de verre (cas du DUROÏD 5870, du TLC, ARLON 320) ou de la poudre de céramique (ARLON 340) les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité. Des produits comme le DUROÏD sont couramment utilisés pour réaliser des antennes imprimées.

- **Les matériaux T.M.M.** (Thermoset Microwave Material), constitués de résines chargées de différents composants céramiques, génèrent une gamme de substrats TMM-3, TMM-4, TMM-6, TMM-10 de faibles pertes ($\tan \delta < 0,0018$) pour des permittivités respectivement égales à 3,25 ; 4,5 ; 6,5 ; 9,8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

- **Les matériaux RO3000** sont de permittivité relative stable en température et en fréquence. Ils sont fabriqués par ajout de poudre céramique au Téflon et peuvent être utilisés à haute fréquence (> 30 GHz).

Annexe 5

Liste des matériaux diélectriques (Source Labtech)



microwave materials list

DK @ 10MHz	MATERIAL	SUPPLIER	Df @ 10MHz	CTE (ppm/°C)			Tg °C	Peel Strength (lb/in)	Thermal Cond. (W/mK)	DK Breakdown (kV/mm)	UL-94	MIL S-1349B	IPC L-125A	Available Thickness shown in mils (0.001") ¹⁰	Max. Size Blank (In)	COMMENTS
				X	Y	Z										
2.10	DiClad 880	Arlon	0.0009	25	34	252	X	X	0.261	>45	X	GY	5/10/15/20/30/60/125	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.10	Isoclاد 917	Arlon	0.0013	46	47	236	X	X	0.263	>45	X	GP,GR	5/10/15/20/31/45/62	36 x 72	Non-woven PTFE/Glass	
2.10	CuFon	Polytron	0.0045	12.9	12.9	12.9	X	8	X	X	X	X	0.25/0.5/1/2/3/4/5/10/15/20/31/62/125	12 x 18	Pure PTFE	
2.17	CuClad 217GY & LX	Arlon	0.0009	29	28	246	X	X	0.261	>45	V0	GY	5/10/15/20/25/31/45/62/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.17	MYIM 217	Meclad	0.0013	36	36	260	X	12-16	0.272	60	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.17	MYST 217	Meclad	0.0080	25	36	260	X	12.0	0.272	60	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.17	TLY5A	Taconic	0.0009*	20*	20*	280*	X	12.0*	0.400*	X	GYN	X	31 and up	36 x 48	PTFE/Glass	
2.20	CuClad 217GY & LX	Arlon	0.0009	29	28	246	X	X	0.261	>45	V0	GY	5/10/15/20/25/31/45/62/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.20	DiClad 880	Arlon	0.0009	25	34	252	X	X	0.261	>45	X	GY	5/10/15/20/30/60/125	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.20	Isoclاد 917	Arlon	0.0013	46	47	236	X	X	0.263	>45	X	GP,GR	5/10/15/20/31/45/62	36 x 72	Non-woven PTFE/Glass	
2.20	MYIM 220	Meclad	0.0013	36	36	260	X	12-16	0.272	60	V0	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.20	MYST 220	Meclad	0.0090	25	36	260	X	12.0	0.272	60	V0	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.20	RTDunad 580	Rogers	0.0009	31	48	237	X	X	0.200	X	X	X	5/10/15/20/31/62/125	18 x 48	Glass microfibres/PTFE	
2.20	606	Taconic	0.0090*	20*	20*	280*	X	12.0*	0.400*	X	V0	X	5 and up	36 x 48	PTFE/Glass Equivalent to TLY-5	
2.20	602	Taconic	0.0009*	20*	20*	280*	X	12.0*	0.400*	X	V0	X	5 and up	36 x 48	PTFE/Glass Equivalent to TLY-5	
2.20	TLY5	Taconic	0.0009*	20*	20*	280*	X	12.0*	0.400*	X	GYN	X	5 and up	36 x 48	PTFE/Glass	
2.32	Polyguide	Polytron	0.0005	10.8	10.8	10.8	X	X	X	X	X	X	20/60/125/187	22.5 x 32	High density polyolefin	
2.33	CuClad 233GY & LX	Arlon	0.0013	23	24	194	X	X	0.268	>45	V0	GY	5/10/15/20/31/45/62/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.33	Isoclاد 870	Arlon	0.0013	17	29	217	X	X	0.267	>45	X	GY	5/10/15/20/30/40/60/125	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.33	Isoclاد 933	Arlon	0.0016	31	36	203	X	X	0.263	>45	X	GP	5/10/15/20/31/45/62	36 x 72	Non-woven PTFE/Glass	
2.33	MYIM 233	Meclad	0.0013	36	36	260	X	12-16	0.272	60	V0	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.33	MYST 233	Meclad	0.0011	25	36	260	X	12.0	0.272	60	V0	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.33	RTDunad 5870	Rogers	0.0012	22	28	173	X	X	0.220	X	X	X	5/10/15/20/30/31/60/62/125	18 x 48	Glass microfibres/PTFE	
2.33	TLY3	Taconic	0.0009*	20*	20*	280*	X	12.0*	0.400*	X	V0	X	3 and up	36 x 48	PTFE/Glass	
2.40	CuClad 260 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	GX	4/30/60	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.407	DiClad 522	Arlon	0.0010	14	21	173	X	X	0.264	>45	V0	GT	10/15/20/24/31/47/62/93/128/187/260	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.40	DiClad 527	Arlon	0.0022	14	21	182	X	X	0.264	>45	V0	GX	20/31/62	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.40-2.60	Ultralam 2000	Rogers	0.0022	9.5	9.5	120	X	3.0	X	>60	X	X	40/101/147/190/300/600	18 x 48	Woven glass/PTFE	
2.41	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	X	60	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.42	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	X	60	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.43	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	X	19.3/60	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.43	MXIM 243	Meclad	0.0016	12	18	190	X	12.0	0.261	60	V0	YES	X	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.43	MXST 243	Meclad	0.0016	12	18	190	X	12.0	0.261	60	V0	YES	X	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.44	CuClad 260 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	GX	14.7	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.44	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	X	14.7	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.45	CuClad 260 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	GX	10/20/30/31/60/62/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.45	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	X	30/31/60/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.467	DiClad 522	Arlon	0.0010	14	21	173	X	X	0.264	>45	V0	GT	31/62	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.45	DiClad 527	Arlon	0.0022	14	21	182	X	X	0.264	>45	V0	GX	10/15/20/31/62/93/125	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.45	MXIM 245	Meclad	0.0016	12	18	190	X	12.0	0.261	60	V0	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.45	MXST 245	Meclad	0.0016	12	18	190	X	12.0	0.261	60	V0	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
2.45	TLT07	Taconic	0.0006*	9-12*	9-12*	140*	X	12.0*	0.340*	X	V0	G1N	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass	
2.45	TLX06	Taconic	0.0009*	9-12*	9-12*	140*	X	12.0*	0.340*	X	V0	G1N	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass	
2.48	CuClad 260 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	GX	10/14.7/20/93	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.48	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.264	>45	V0	X	10.1	48 x 54	Woven PTFE Crossplid	
2.48	MXIM 248	Meclad	0.0017	12	18	150	X	12.0	0.261	60	V0	YES	X	36 x 48	Woven glass/PTFE	

microwave materials list



Dk @ 10MHz	MATERIAL	SUPPLIER	Df @ 10MHz	CTE (ppm/C)			Tg °C	Peel Strength (lbs/in)	Thermal Cond. (W/mK)	Dk Breakdown (kV/mm)	UL-94	MIL S-13849	IPC L-125A	Available Thickness shown in mils (0.001") ¹⁰	Max. Master Blank (lbs)	COMMENTS
				X	Y	Z										
2.48	MXST 248	Miclad	0.0002	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.50.7	CuClad 250 GT 2	Arion	0.0010	18	19	177	0.03	X	0.254	> 45	V0	GT	12501	10/15/20/31/47/62/93/125/187/250	48 x 54	Woven PTFE Crossplid
2.50	CuClad 250 GX 3	Arion	0.0022	18	19	177	0.03	X	0.254	> 45	V0	GX	12502	20/30/47/60/62/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid
2.50	CuClad 250 LX	Arion	0.0022	18	19	177	0.03	X	0.254	> 45	V0	X	X	30/60/62.5/90/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid
2.50.7	DiClad 522	Arion	0.0010	14	21	173	0.03	X	0.254	> 45	V0	GT	12501	10/15/20/24/31/47/62/125/187/250	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional
2.50	DiClad 527	Arion	0.0020	14	21	182	0.03	X	0.254	> 45	V0	GK	12502	5/10/15/20/30/31/47/62/128	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional
2.50	AD 250	Arion	0.0030	12	15	95	0.07	X	0.235	> 45	V0	N/A	N/A	20/31/62	48 x 54	Woven glass/PTFE
2.50	MXIM250	Miclad	0.0017	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.50	MXST 250	Miclad	0.0017	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.50	601	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	X	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass. Equivalent to TLI-8/TLX-9
2.50	602	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	X	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass. Equivalent to TLI-8/TLX-8
2.50	TL19.7	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	GTN	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass
2.50	TLX9.6	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	GXN	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass
2.53	CuClad 250 LX	Arion	0.0022	18	19	177	0.03	X	0.254	> 45	V0	X	X	5.3	48 x 54	Woven PTFE Crossplid
2.54	601	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	X	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass. Equivalent to TLI-8/TLX-8
2.55	CuClad 250 GX 3	Arion	0.0022	18	19	177	0.03	X	0.254	> 45	V0	GK	12502	10/14.7/20/30/60/62/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid
2.55.7	DiClad 250 LX	Arion	0.0022	18	19	177	0.03	X	0.254	> 45	V0	X	X	10/11/14.7/30/60/62.5/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplid
2.55.7	DiClad 522	Arion	0.0010	14	21	173	0.03	X	0.254	> 45	V0	GT	12501	10/15/31/47/62/93/128/250	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional
2.55	DiClad 527	Arion	0.0022	14	21	182	0.03	X	0.254	> 45	V0	GK	12502	5/10/15/50/31/62/93/125	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional
2.55	MXIM 255	Miclad	0.0018	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.55	MXST 255	Miclad	0.0018	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.55.5	Nocelad	Polyflon	0.0011.5	53	53	53	0.06	X	8	X	X	X	X	60/125	20 x 22	Thermoplastic Polyphenylene Oxide 4
2.55	602	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	X	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass. Equivalent to TLI-8/TLX-8
2.55	TL18.7	Taocnic	0.0006*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	GTN	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass
2.55	TLX9.6	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	GXN	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass
2.60.7	DiClad 522	Arion	0.0010	14	21	173	0.03	X	0.254	> 45	V0	GT	12501	24/31/47/62/128/250	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional
2.60	MXIM 260	Miclad	0.0019	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.60	ComClad HF	Sheldah	0.0032.5*	59*	59*	59*	0.07*	X	0.190*	X	V2	X	X	20/30/60/90	18 x 24	Noryl Thermoset Resin
2.60	MXST 260	Miclad	0.0019	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	30/60	24 x 110	Noryl Thermoset Resin
2.60	TL17.7	Taocnic	0.0006*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	GTN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.60	TLX7.6	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	GXN	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass
2.65	TL16.7	Taocnic	0.0006*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	GTN	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass
2.65	TLX6.6	Taocnic	0.0019*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.340*	X	V0	GXN	X	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE/Glass
2.70	AD 270	Arion	0.0030	12	15	95	0.07	X	0.235	> 45	V0	N/A	N/A	15/20/31/62	48 x 54	Woven glass/PTFE
2.70	MXST 270	Miclad	0.0020	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.70	TLX27	Taocnic	0.0030*	9-12*	140*	140*	-0.02*	X	0.320*	X	V0	X	X	14.5	36 x 48	PTFE/Glass
2.80	MXST 280	Miclad	0.0021	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.94	CLTE	Arion	0.0025	10	12	40	0.04	X	0.600	> 45	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.94	CLTE-LC	Arion	0.0025	10	12	35	0.04	X	0.600	> 45	V0	N/A	N/A	5/10/20/24/31/47/62/93/125/150	36 x 72	Ceramic/Woven PTFE
2.94	MXIM 294	Miclad	x	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Ceramic/Woven PTFE
2.94	MHST 294	Miclad	0.0022	9	12	71	0.08	X	0.230	45	V0	X	YES	5/10/15	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.94	MXST 294	Miclad	x	12	18	150	0.05	X	0.251	50	V0	X	YES	20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Ceramic filled woven glass
2.94	RTDuroid 6002	Rogers	0.0012	16	16	24	0.10	X	0.600	X	X	X	X	5/10/20/30/60	18 x 48	PTFE composite
2.95	AD 295	Arion	0.0030	12	15	95	0.07	X	0.235	> 45	V0	N/A	N/A	62	48 x 54	Woven glass/PTFE

microwave materials list



Dk @ 10MHz	MATERIAL	SUPPLIER	Df @ 10MHz	CTE (ppm/°C)			Tg °C	Peel Strength (lbs/in)	Thermal Cond. (W/mK)	Dk Breakdown (kV/mil)	UL-94	MIL S-13249	IPC L-125A	Available Thickness shown in mils (0.001") ¹⁰	Max Masker Blank (ins)	COMMENTS
				X	Y	Z										
2.95	TL956	Taconic	0.0030*	9-12*	9-12*	70*	X	12.0*	0.320*	> 45	V0	X	5.2	36 x 48	PTFE/Glass	
3.00	AD 300	Arton	0.0030	12	15	95	X	0.235	0.235	> 45	V0	N/A	20/31/62	48 x 54	Woven glass/PTFE	
3.00	MHST 300	Macclad	0.0023	9	12	71	X	12.0	0.230	45	V0	X	10/15	36 x 48	Ceramic filled woven glass	
3.00	MXST 300	Macclad	X	12	18	150	X	12.0	0.251	50	V0	X	20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
3.00	RO3003	Rogers	0.0013	17	17	24	X	6.0	0.600	X	V0	X	5/10/20/30/60	18 x 24	Ceramic filled PTFE	
3.00	TL30	Taconic	0.0030*	9-12*	9-12*	70*	X	12.0*	0.320*	X	V0	X	20/30/67	36 x 48	PTFE/Glass	
3.05 5	Ultram	Polytron	0.0030 5	56	56	56	X	X	X	X	X	X	30/60	12 x 18	Polyetherimide	
3.20	GML 1032	GIL	0.0040	30	30	70	X	5.0	0.264	X	V0	X	30	36 x 120	Polyester	
3.20	GML 1032	GIL	0.0040	30	34	70	X	5.0	0.276	X	V0	X	60	36 x 120	Polyester	
3.20	GML 2032	GIL	0.0029	20	32	80	X	5.0	0.289	X	V0	X	30	36 x 120	Polyester	
3.20	GML 2032	GIL	0.0029	24	25	95	X	5.0	0.289	X	V0	X	20	36 x 120	Polyester	
3.20	MXM 320	Macclad	x	12	18	150	X	12.0	0.251	50	V0	X	30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
3.20	AR 320	Arton	0.0030	10	12	71	X	X	0.230	> 45	V0	N/A	24/31/47/52/93/125	48 x 54	Ceramic filled PTFE/Glass	
3.20	MHST 320	Macclad	0.0024	9	12	71	X	12.0	0.230	45	V0	X	5/10/15/20	36 x 48	Ceramic filled woven glass	
3.20	MXST 320	Macclad	X	12	18	150	X	12.0	0.251	50	V0	X	30/31/50/60/62/125	36 x 48	Woven glass/PTFE	
3.20	TL32	Taconic	0.0030*	9-12*	9-12*	70*	X	12.0*	0.320*	X	V0	X	30 and up	36 x 48	PTFE/Glass	
3.25	AD 325	Arton	0.0030	12	15	95	X	X	0.235	> 45	V0	N/A	31/62	48 x 54	Woven glass/PTFE	
3.25	AR 25N	Arton	0.0024	17	17	70	X	X	0.446	X	N/A	N/A	6/8/10/12/18/20/24/30/60	36 x 48	Ceramic filled plastic	
3.26	MHST 326	Macclad	0.0025	9	12	71	X	12.0	0.230	45	V0	X	X	36 x 48	Ceramic filled woven glass	
3.27	TMM 3	Rogers	0.0016	16	16	20	X	3.0	0.700	X	X	X	15/20/30/60/125	18 x 24	Ceramic/Thermoset Polymer	
3.29	GML 1100	GIL	0.0040	22	19	76	X	7.0	0.840	X	V0	X	9.3	36 x 120	Polyester	
3.30	LNB	Arton	0.0030	17	17	70	X	0.08	0.450	X	X	X	19/31	X	Ceramic filled plastic	
3.32	GML 1100	GIL	0.0040	22	19	80	X	5.0	0.208	X	V0	X	3.1	36 x 120	Polyester	
3.38	GML 1034	GIL	0.0040	24	26	80	X	4.5	0.253	X	V0	X	20	36 x 120	Polyester	
3.38	MHST 338	Macclad	0.0025	9	12	71	X	12.0	0.230	45	V0	X	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Ceramic filled woven glass	
3.38	RO4003	Rogers	0.0020	11	14	46	X	6.0	0.640	X	X	X	8/20/32/60	18 x 24	Glass reinforced ceramic	
3.48	MHST 348	Macclad	0.0030	9	12	71	X	12.0	0.230	45	V0	X	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 x 48	Ceramic filled woven glass	
3.48	RO4350 (B)	Rogers	0.0040	14	16	50	X	5.0	0.620	X	V0	X	10/20/30/60	18 x 24	Glass reinforced ceramic	
3.60	AR 360	Arton	0.0026	33	34	107	X	X	0.310	> 45	V0	N/A	6/10/15/20/24/31/47/93/125	36 x 72	Ceramic filled PTFE/Glass	
3.60	MHST 360	Macclad	0.0030	9	12	71	X	12.0	0.230	45	V0	X	X	36 x 48	Ceramic filled woven glass	
3.60	RF-35.8	Taconic	0.0018	19-24	19-24	64	X	>10.0	0.200*	X	V0	X	10/20/30/60	36 x 48	Ceramic/PTFE/Woven glass	
3.66	AR25FR	Arton	0.0035	16	18	59	X	X	0.450	X	V0	N/A	6/8/10/12/18/20/24/30/68	36 x 48	Ceramic filled plastic	
3.66	AD 360	Arton	0.0030	12	15	95	X	X	0.235	> 45	V0	N/A	62	48 x 54	Woven glass/PTFE	
4.60	AR 450	Arton	0.0026	30	32	102	X	X	0.320	> 45	V0	N/A	20/24/31/47/62/93	36 x 72	Ceramic filled PTFE/Glass	
4.60	TMM 4	Rogers	0.0017	14	14	20	X	3.0	0.700	X	X	X	15/20/30/60/125	18 x 24	Ceramic/Thermoset Polymer	
6.00	AR 600	Arton	0.0035	10	13	62	X	X	0.431	> 45	V0	N/A	10/15/20/24/31/50/62/93/125	36 x 72	Ceramic filled PTFE/Glass	
6.00	TMM 6	Rogers	0.0018	16	16	20	X	3.0	0.720	X	X	X	15/25/50/75/100	12 x 18	Ceramic/Thermoset Polymer	
6.15	RO3006	Rogers	0.0025	17	17	24	X	6.0	0.610	X	V0	X	5/10/25/50	18 x 24	Ceramic filled PTFE	
6.15	RTDuroid 6006	Rogers	0.0019	47	34	117	X	X	0.490	X	X	X	10/25/50/75/100	20 x 20	PTFE composite	
9.20	TMM 10	Rogers	0.0017	16	16	20	X	3.0	0.760	X	X	X	15/25/50/75/100	12 x 18	Ceramic/Thermoset Polymer	
9.80	TMM 10	Rogers	0.0018	16	16	20	X	3.0	0.700	X	X	X	15/25/50/75/100	12 x 18	Ceramic/Thermoset Polymer	
10.01	AR 1000	Arton	0.0035	14	16	37	X	X	0.645	> 45	V0	N/A	5/10/15/20/24/31/47/50/62/93/100/200	36 x 72	Ceramic filled PTFE/Glass	
10.0	CER-10	Taconic	0.0035	13-15	13-15	46	X	5.0	0.290*	X	V0	X	254/750/662	36 x 48	Ceramic/PTFE/Woven glass	
10.20	RO3010	Rogers	0.0035	17	17	24	X	6.0	0.660	X	V0	X	5/10/25/50	18 x 24	Ceramic filled PTFE	
10.20	RTDuroid 6010	Rogers	0.0023	24	24	24	X	X	0.780	X	X	X	10/25/50/75/100	20 x 20	PTFE composite	

microwave materials list - bond films



DK @ 10MHz	MATERIAL	SUPPLIER	Df @ 10MHz	CTE (ppm/°C)			Tg °C	Peel Strength (lbs/in)	Thermal Cond. (W/mK)	DK Breakdown (kV/mil)	UL-94	MIL S-13849	IPC L-125A	Available Thickness shown in mils (0.001") ¹⁰	Max Master Blank (ins)	COMMENTS
				X	Y	Z										
2.07	FEPA	DuPont	-0.00027	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.5/1/2/3/5/7.5/10/20	X	PTFE thermo-plastic film	
2.07	FEP-C	DuPont	-0.00027	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.5/1/2/3/5	X	PTFE thermo-plastic film	
2.07	FEP-C-20	DuPont	-0.00027	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.5/1/2/5	X	PTFE thermo-plastic film	
2.07	FEP-L	DuPont	-0.00027	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.3/1/2/3/7.5	X	PTFE thermo-plastic film	
2.07	PFA-LP	DuPont	-0.00057	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.5/1/2/5/7.5/10/20/30/60/90/125	X	PTFE thermo-plastic film	
2.07	PFA-CLP	DuPont	-0.00057	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	1/2/5	X	PTFE thermo-plastic film	
2.28	RO3001	Rogers	0.0030	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1.5	12" wide roll	Bond Film	
2.32	CuClad 6250	Arlon	0.0013	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1.5	24" x 150' Roll	Bond Film	
2.35	CuClad 6700	Arlon	0.0025	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1.5/3.0	24" x 150' Roll	Bond Film	
2.35	FV6700	MacIsaac	0.0025	X	X	X	X	X	3.75	X	X	X	1.5	X	Bond Film	
2.35	TadBond HT 1.5	Taconic	0.0025	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1.5	X	Bond Film	
2.60	Speedboard C	Gore	0.0036	X	X	X	220	X	X	V0	X	X	1.5/2/2/3/4	18 X 24	Pre-preg	
2.94	CLTE-P	Arlon	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3.2	X	Pre-preg	
3.0	Speedboard N	Gore	X	X	X	X	140	X	X	X	X	X	1.5/2/3/3.5/4.5	18 X 24	Pre-preg	
3.17	RO4403	Rogers	0.0005	19	16	80	>280	0.46	X	X	X	X	4	18 X 24	Pre-preg	
X	Ablefilm 6025E	E and C9	X	65	65	65	90	3.50	X	X	X	X	2/3/4/5/6	X	Silver filled epoxy adhesive	
X	Ablefilm ECF 561	E and C9	X	100	100	100	47	1.60	X	X	X	X	4/5/6	X	Silver filled epoxy adhesive	
X	Ablefilm ECF 561E	E and C9	X	100	100	100	44	1.60	X	X	X	X	4/5/6	X	Silver filled epoxy adhesive	
X	CF 3350	E and C9	X	65	65	65	90	7.0	X	X	X	X	2/3/4/5/6	X	Silver filled epoxy adhesive	

* All values shown are typical only. Please contact Labtech Ltd or the supplier for further details.

- 1 Varies with thickness
- 2 Thickness over copper
- 3 Thickness over dielectric
- 4 Requires solvent based processing
- 5 Tested at 3GHz
- 6 Values shown measured at 10GHz
- 7 Values shown measured at 1MHz
- 8 Tested at 1.90GHz
- 9 Emerson and Cumings
- 10 Other thicknesses may be available other than those shown. Please contact Labtech Ltd or the supplier for further details

Please Note

All values given are nominal.
No tolerances are quoted.
For all values listed as (X) please contact either Labtech Ltd or the supplier.

Annexe 6

Les lignes microrubans

Dans le cas d'applications fort gain, l'alimentation des différents éléments s'effectue le plus souvent par l'intermédiaire de ligne de transmission types microruban. Plus la fréquence augmente, plus l'étude de la ligne doit être minutieuse, puisqu'elle contribue à un rayonnement parasite souvent dû à sa géométrie.

Paramètres des lignes microrubans

Les expressions données ci-dessous sont valables pour des lignes droites, uniformes et infiniment longues (**figure A6.1**), Les grandeurs d'impédance caractéristiques et de permittivité dans lesquelles n'apparaissent pas explicitement la fréquence f sont valables en régime statique.

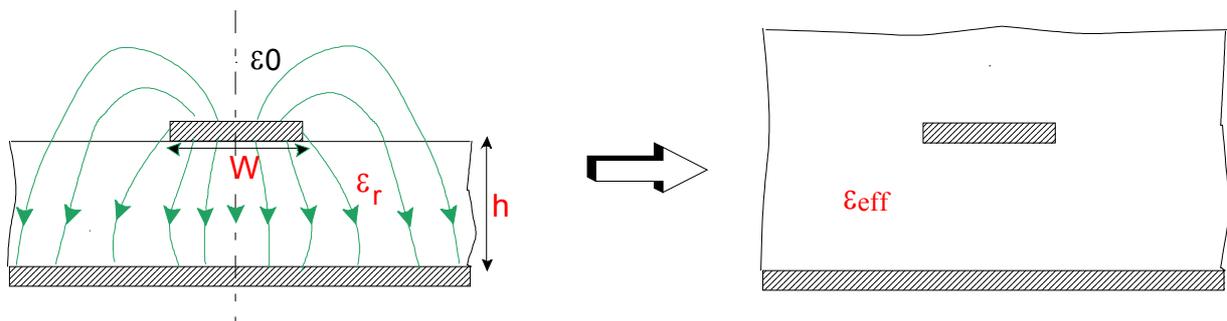


Figure A6.1: Lignes de champs et principe d'équivalence

La présence de l'interface air-diélectrique ne permet pas la propagation d'un mode purement transversal. La distribution du champ est cependant proche de celle du mode TEM.

Ainsi, pour simplifier l'analyse, une ligne microruban peut être remplacée par une ligne homogène équivalente (**figure A6.1**) entourée d'un milieu diélectrique de permittivité effective ϵ_{eff} établie à partir des paramètres la caractérisant, soit :

- la largeur du ruban W
- la hauteur du substrat h

- la constante diélectrique du substrat ϵ_r .

Les formules théoriques permettant de déterminer la permittivité effective sont maintenant données.

Formule de GARDIOL [A6.1]

La permittivité effective s'écrit :

$$\epsilon_{\text{eff0}} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{Q}\right)^{-\alpha \cdot \gamma}$$

avec :

$$\alpha = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[\frac{Q^4 + \left(\frac{Q}{52}\right)^2}{Q^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{Q}{18,1}\right)^3 \right]$$

$$\gamma = [(\epsilon_r - 0,9) / (\epsilon_r + 3)]^{0,053}$$

$$Q = \frac{W}{h}$$

L'impédance caractéristique est donnée en fonction de ϵ_{eff0} , selon :

$$Z_{c_0} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff0}}}} \cdot \ln \left[\frac{A}{Q} + \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \right]$$

avec :

$$A = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp\left[-(30,666 / Q)^{0,7528}\right]$$

$$Z_0 = 120 \pi \Omega$$

L'erreur relative est de l'ordre de 1% pour $0,01 \leq Q \leq 100$ et $1 \leq \epsilon_r \leq 128$.

Formule de GUPTA [A6.2]

L'expression de la permittivité effective est :

$$\varepsilon_{\text{eff}0} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{Q}\right)^{-1/2}$$

avec :

$$Q = \frac{W}{h}$$

L'impédance caractéristique dépend ensuite de la valeur de Q :

$$Z_{c0} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}0}}} \cdot \ln\left(\frac{8}{Q} + 0,25Q\right) \quad \text{pour } Q \leq 1$$

ou :

$$Z_{c0} = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}0}}} \cdot [Q + 1,393 + 0,667 \cdot \ln(Q + 1,444)]^{-1} \quad \text{pour } Q \geq 1$$

L'erreur relative est inférieure à 2 %.

L'impédance caractéristique de la ligne est, aussi, calculée en fonction de ε_{eff} . Cette grandeur traduit le rapport tension - courant d'une onde se propageant sur une ligne infinie

Effet de la dispersion

$$Z_{c0}(f) = Z_{c0} - \frac{Z_{c_{0T}} - Z_{c0}}{1 + G(f / f_p)^2}$$

$$\varepsilon_{\text{eff}}(f) = \varepsilon_{\text{eff}0} - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{\text{eff}0}}{1 + G(f / f_p)^2}$$

avec

$$G = \left[\frac{Z_{c0} - 5}{60}\right]^2 + 0,004 Z_{c0}$$

$$f_p \text{ (GHz)} = Z_{c0} / (2\pi \cdot 10^{-7} \cdot h)$$

et

$$Z_{c_{0T}} = 2 \cdot Z_{c0} \text{ (W, 2h)}$$

Affaiblissement d'une ligne microruban

Il y a **trois principaux types de pertes dans les lignes microrubans** : dans les conducteurs, dans les diélectriques et par rayonnement.

L'atténuation des signaux au cours de leur propagation sur les circuits microrubans est principalement due à quatre causes [A6.1] [A6.3] [A6.4] :

- les pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet joule),
- les pertes diélectriques,
- les pertes par rayonnement principalement dues aux discontinuités,
- les pertes par ondes de surface : (piégées dans le diélectrique).

D'autres pertes, beaucoup plus difficiles à maîtriser et à évaluer, plusieurs facteurs affectent le comportement des lignes microrubans [A6.5] [A6.6] :

- les tolérances de fabrication sur les différents matériaux constituant les lignes,
- les états de surface de ces matériaux,
- le vieillissement des matériaux.

Pertes dans les conducteurs

$$\text{Si } w/h \leq 1 : \quad \alpha_c (dB/m) = 1.38A \frac{R_s}{hZ_m} \times \frac{32 - \left(\frac{w_e}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{w_e}{h}\right)^2}$$

$$\text{Si } w/h \geq 1 : \quad \alpha_c (dB/m) = 6.1 \times 10^{-5} A \frac{R_s Z_m \epsilon_e}{h} \left[\frac{w_e}{h} + \frac{0.667 \frac{w_e}{h}}{\frac{w_e}{h} + 1.444} \right]$$

$$\text{Avec :} \quad A = 1 + \frac{h}{w_e} \left(1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{2B}{b} \right)$$

$$\text{Et :} \quad B = h \text{ si } w/h \geq 1/2\pi \text{ et } B = 2\pi w \text{ si } w/h \leq 1/2\pi.$$

$$R_s = \sqrt{\pi \mu \rho f} \quad \text{où } \rho, \text{ résistivité des conducteurs.}$$

Z_m , impédance caractéristique de la microrubande.

W_e largeur du ruban.

Pertes dans le diélectrique

$$\alpha_d (dB / m) = 4.34 \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \times \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \sigma_d$$

ou

$$\alpha_d (dB / m) = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \times \frac{\epsilon_e - 1}{\sqrt{\epsilon_e}} \times \frac{tg\delta}{\lambda_0}$$

$\sigma_d = \omega\epsilon_0\epsilon_r tg\delta$ est la conductivité d diélectrique. $tg\delta$ est la tangente de l'angle de pertes.

Pertes par rayonnement

Le rayonnement d'une ligne microruban est le fait d'ordres supérieurs engendrés par les discontinuités. D'après Hammerstad ces pertes son proportionnelles à $(hf)^2 / \sqrt{\epsilon_r}$ pour une ligne de 50 Ω .

La fréquence limite au-dessus de laquelle plus de 1% de la puissance est rayonnée à l'extrémité d'une ligne ouverte est donnée par:

$$f_M (GHz) = 2.14 \frac{(\epsilon_r)^{1/4}}{h(mm)}$$

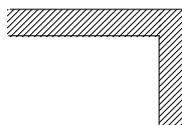
Les pertes par rayonnement sont à prendre en compte dès que l'on augmente en fréquence.

Discontinuités sur les lignes microrubans

Les lignes de transmission dans les circuits ne sont jamais droites et uniformes. Elles comportent des discontinuités comme des changements de direction, de largeur, des intersections (**figure A6.2**) [A6.7].



circuit ouvert



coude



coude chanfreiné

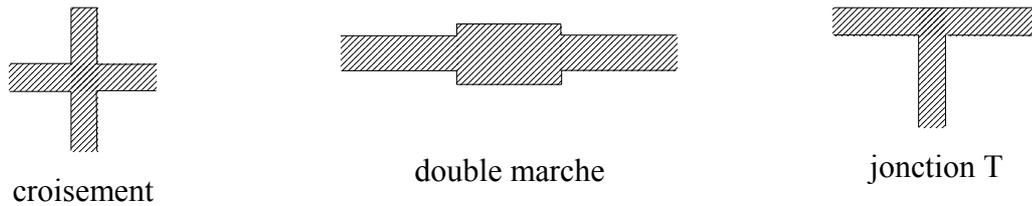


Figure A6.2 : Principales discontinuités

Ces discontinuités peuvent être à l'origine de l'apparition de modes supérieurs. Ces modes s'atténuent rapidement lorsque l'énergie s'éloigne de la discontinuité, si la fréquence de travail est inférieure à la fréquence de coupure, ce qui peut ne plus être le cas lorsque les fréquences de travail augmentent. De plus, toujours pour des fréquences élevées, le mode dominant devient dispersif et la discontinuité est à l'origine d'un rayonnement parasite [A6.8].

Ainsi, si les **discontinuités** ne semblent pas avoir d'influence aux basses fréquences ($f < 20$ GHz), de **nombreux problèmes** de dispersion, de pertes et de rayonnement sont à **l'origine d'une baisse des performances** (principalement pertes sur le gain des antennes) **particulièrement aux hautes fréquences**.

Annexe 7

Méthode de pondération en amplitude d'un réseau de patchs

Les lois d'excitation en amplitude sont appliquées au travers d'une série de transformateurs quart d'onde alimentant chacun des patchs [A7.1] [A7.2]. Ainsi les impédances des transformateurs imposent le rapport d'amplitude entre deux éléments consécutifs.

Considérons une cellule élémentaire de deux patchs séparés par deux transformateurs quart d'onde d'impédance caractéristique Z_{c_i} . Si l'antenne est modélisée par une impédance Z_p , la théorie des lignes permet d'analyser la cellule avec le circuit équivalent de la **figure A7.1**.

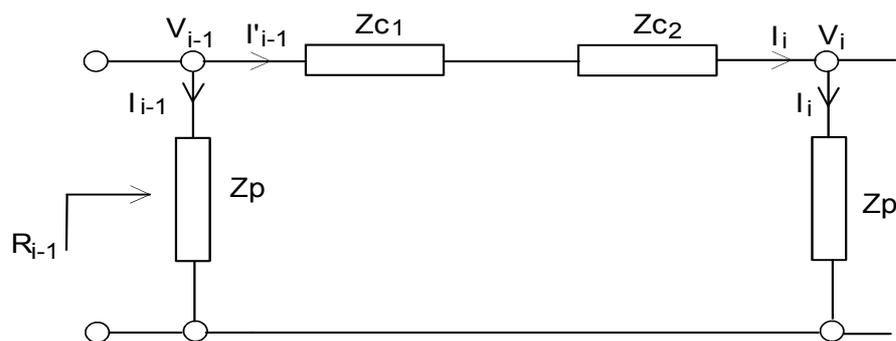


Figure A7.1 : Schéma équivalent de la cellule {patch - ligne - patch}

On peut donc écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{i-1} \\ I'_{i-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & j.Z_{c1}.\sin \theta_1 \\ \frac{j.\sin \theta_1}{Z_{c1}} & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & j.Z_{c2}.\sin \theta_2 \\ \frac{j.\sin \theta_2}{Z_{c2}} & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_i \\ I'_i \end{bmatrix} \quad (\text{A7.1})$$

avec : $\theta_i = \beta_i \cdot l_i$ l_i longueur électrique de la ligne i

β_i constante de propagation

l_i longueur de ligne

A la résonance, les pertes sont négligées et $\theta_i = \frac{\pi}{2}$ puisque $l_i = \frac{\lambda g}{4}$.

Soit $Z_p = R_p$, la résistance de résonance, on a :

$$V_{i-1} = R_p I_{i-1} \quad (\text{A7.2})$$

$$V_i = R_p I_i \quad (\text{A7.3})$$

La relation matricielle nous donne :

$$\frac{V_i}{V_{i-1}} = \frac{I_i}{I_{i-1}} = \frac{-Z_{c_2}}{Z_{c_1}} \quad (\text{A7.4})$$

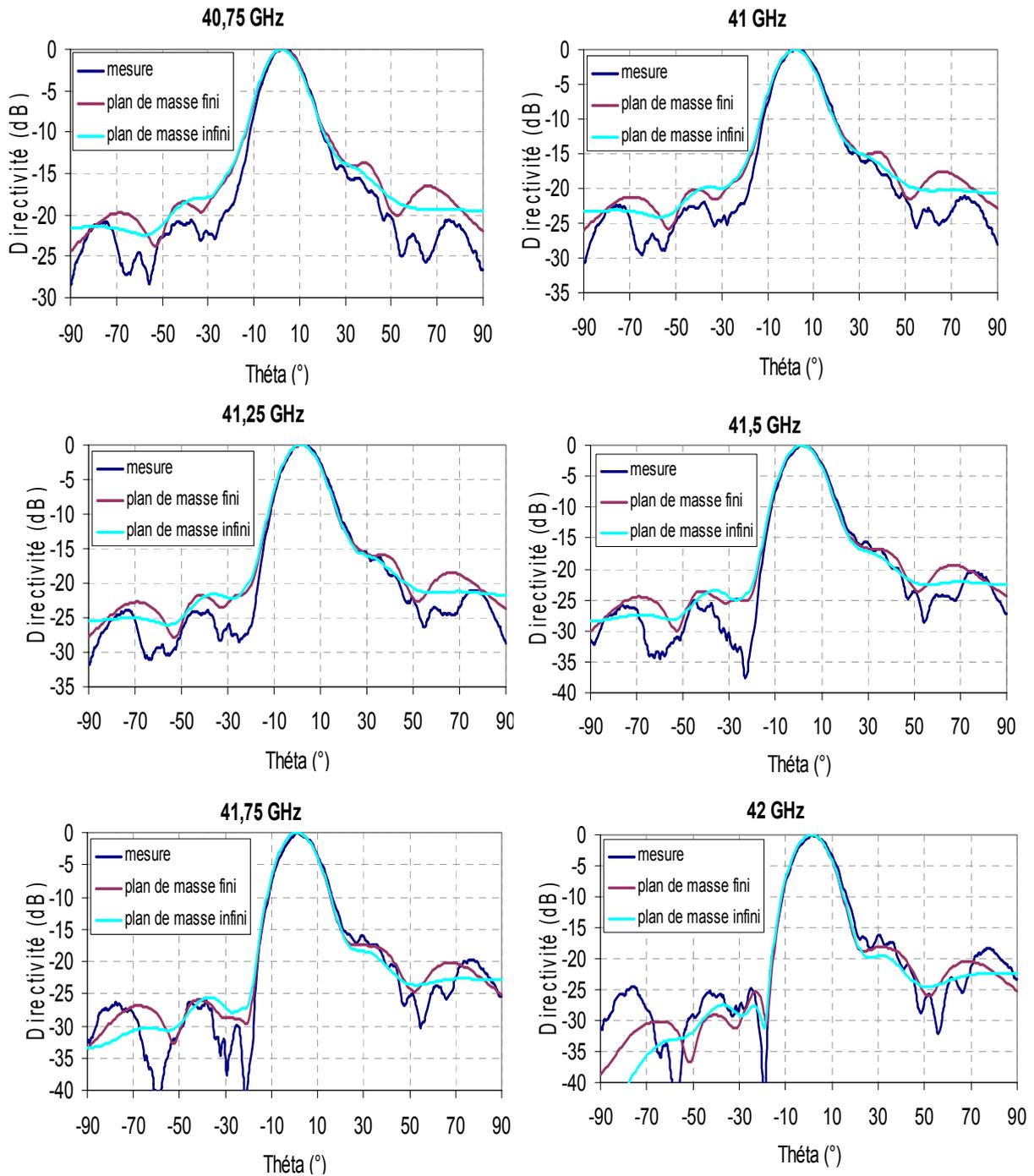
De la même façon, dans le cas où les éléments rayonnants sont séparés d'une longueur λg , la pondération s'effectue avec 4 transformateurs quart d'onde en série selon la relation :

$$\frac{V_i}{V_{i-1}} = \frac{I_i}{I_{i-1}} = \frac{Z_{c_4}}{Z_{c_3}} \cdot \frac{Z_{c_2}}{Z_{c_1}} \quad (\text{A7.5})$$

Annexe 8

Diagrammes mesurés de la deuxième antenne en cosécante carrée

On propose ici une comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus en simulation sur plan de masse infini et fini et en mesure entre 40,75 et 42 GHz.



Annexe 9

Détermination de la directivité à partir des diagrammes de rayonnement d'une antenne [A9.1]

On se propose ici de donner une méthode permettant de calculer la directivité d'une antenne à partir de la mesure de ses diagrammes de rayonnement dans plusieurs plans.

Dans ce qui suit les acquisitions des composantes E_θ et E_ϕ sont obtenues dans un repère sphérique (**figure A9.1**).

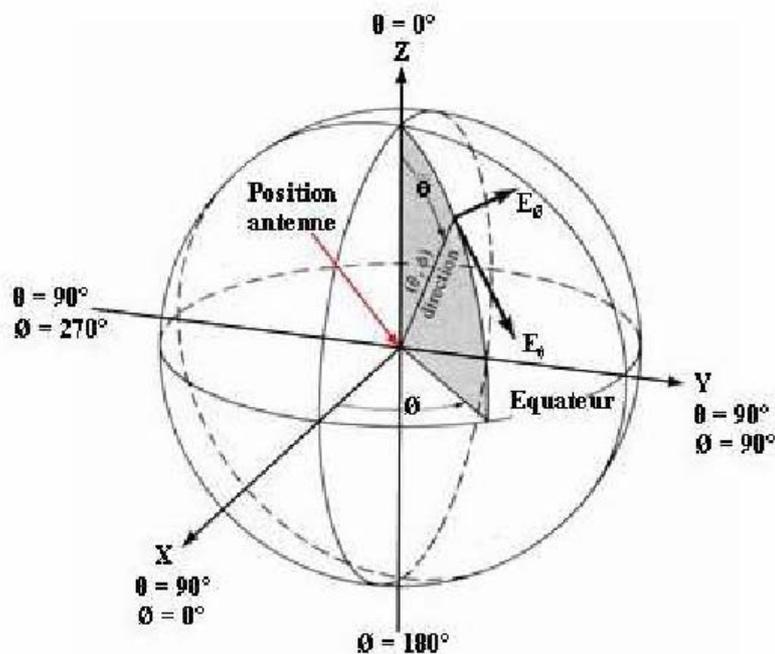


Figure A9.1 : Repère sphérique

En pratique, dans les bases de mesures, l'axe Z étant placé horizontalement, un positionneur capable de deux mouvements circulaires orthogonaux permet de réaliser les acquisitions adéquates. Il s'agit, par exemple, d'un positionneur roulis/azimut. Le roulis permet l'exploitation de la sphère suivant un parallèle (coupe à ϕ variable et θ constant) et l'azimut suivant un méridien (coupe θ à variable et ϕ constant).

La valeur de la directivité maximale est donnée par :

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\int (\int E^2(\theta, \phi) d\phi) \sin \theta d\theta} \quad (\text{A9.1})$$

Les bornes des intégrales sont : 0 à 2π pour ϕ et 0 à π pour θ

E_m est l'énergie maximale mesurée toutes coupes confondues, $E(\theta, \varphi)$ est l'énergie mesurée dans la direction considérée.

Cas des coupes à φ constant

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\sum (\int E^2(\theta) \sin \theta d\theta) * \Delta \varphi} \quad (\text{A9.2})$$

Avec $\Delta \varphi = \frac{2 * \pi}{N}$, φ variant de 0 à 2π , N étant le nombre de coupes et θ variant de 0 à π .

En pratique $\Delta \varphi = \frac{\pi}{N}$, $\varphi \in [0, \pi[$ (π non compris)

C'est-à-dire qu'il faut un nombre pair de coupes selon φ : 2 coupes espacées de 90° ($\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$), ou 4 coupes espacées de 45° ($\varphi = 0^\circ$ $\varphi = 45^\circ$ $\varphi = 90^\circ$ $\varphi = 135^\circ$) etc. Bien sûr, plus il y a de coupes et plus le calcul est juste.

Dans le cas où le calcul n'est effectué que sur une coupe (diagramme à symétrie de révolution autour de l'axe de rayonnement OZ)

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{(\int E^2(\theta) \sin \theta d\theta)} \quad (\text{A9.3})$$

et θ varie de $-\theta_m$ à θ_m

Cas des coupes à θ constant

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\sum (\int E^2(\theta_i, \varphi) d\varphi) \sin \theta_i * \Delta \theta} \quad (\text{A9.4})$$

Avec : $\theta_i = \frac{\pi * i}{M}$ et $\Delta \theta = \frac{\pi}{M}$ étant le nombre de coupes réalisées pour φ variant de 0 à 2π et θ variant de 0 à π .

Ce dernier cas n'est pas pratiquement jamais utilisé, les acquisitions sur la sphère complète étant en général réalisée avec θ variable.

NOTA : E^2 est l'énergie dans la direction considérée :

$$E^2 = 10 \left(\frac{E_\theta}{10} \right) + 10 \left(\frac{E_\varphi}{10} \right)$$

E_θ et E_φ étant exprimées en dB.

Annexe 10

Les dipôles imprimés

Une étude réalisée par [A10.1] propose un paramétrage des dipôles imprimés. Trois paramètres ont été observés en fonction des dimensions des dipôles : la fréquence de résonance, les amplitudes de la partie réelle et de la partie imaginaire de la résonance.

Les paramètres du dipôles étudiés sont notés A, B et ϵ_r (**figure A10.1**).

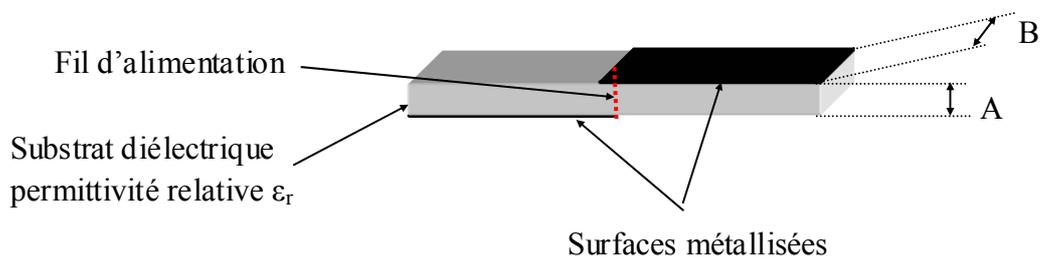


Figure A10.1 : Représentation du dipôle imprimé étudié

Le **tableau A10.1** regroupe les résultats obtenus pour une **augmentation des paramètres A, B et ϵ_r** .

	A	B	ϵ_r
Amplitude de la partie réelle de la résonance	↗	↘	↘
Amplitude de la partie imaginaire de la résonance	↗	↗	→
Fréquence de résonance	↗	↘	↘

Tableau A10.1 : Paramétrage de dipôles imprimés

Annexe 11

Caractérisation des matériaux RADIALL

Les matériaux réalisés pour notre application ont été caractérisés à 5,8GHz. Deux matériaux différents sont présentés ici, nommés A1 et E1 respectivement en rose et orange sur les graphiques. **Le matériau utilisé pour l'antenne omnidirectionnelle est le E1 (en orange).**

Constante diélectrique

La **figure A11.1** présente l'évolution de la constante diélectrique en fonction de la température pour plusieurs échantillons (Diam3 et Diam 5) et pour trois fréquences chacun (2,1 GHz, 4,8 GHz et 7,5 GHz).

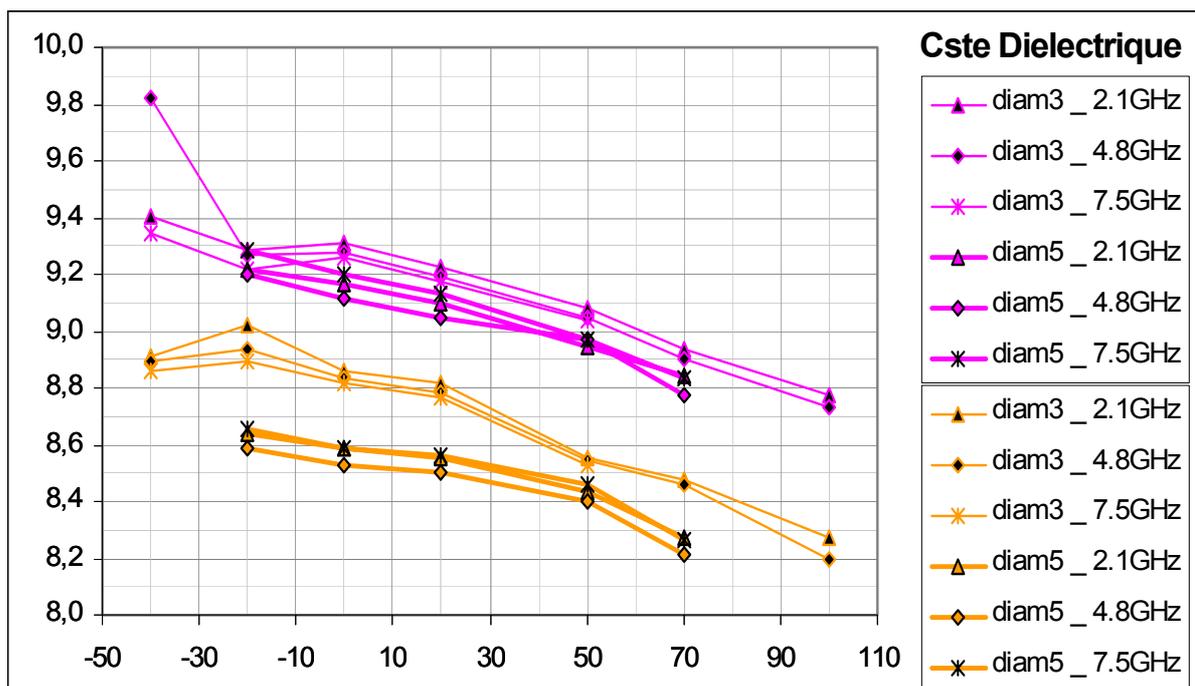


Figure A11.1 : Evolution de la permittivité relative des matériaux

A température ambiante (20 degrés) le matériau E1 présente un permittivité relative d'environ 8,8.

Tangente de pertes

La **figure A11.2** présente l'évolution de la tangente de pertes pour ces échantillons.

Le matériau E1 présente une tangente de pertes relativement constante en fréquence et pour des températures positives, pour une valeur moyenne inférieure à 1.10^{-3} .

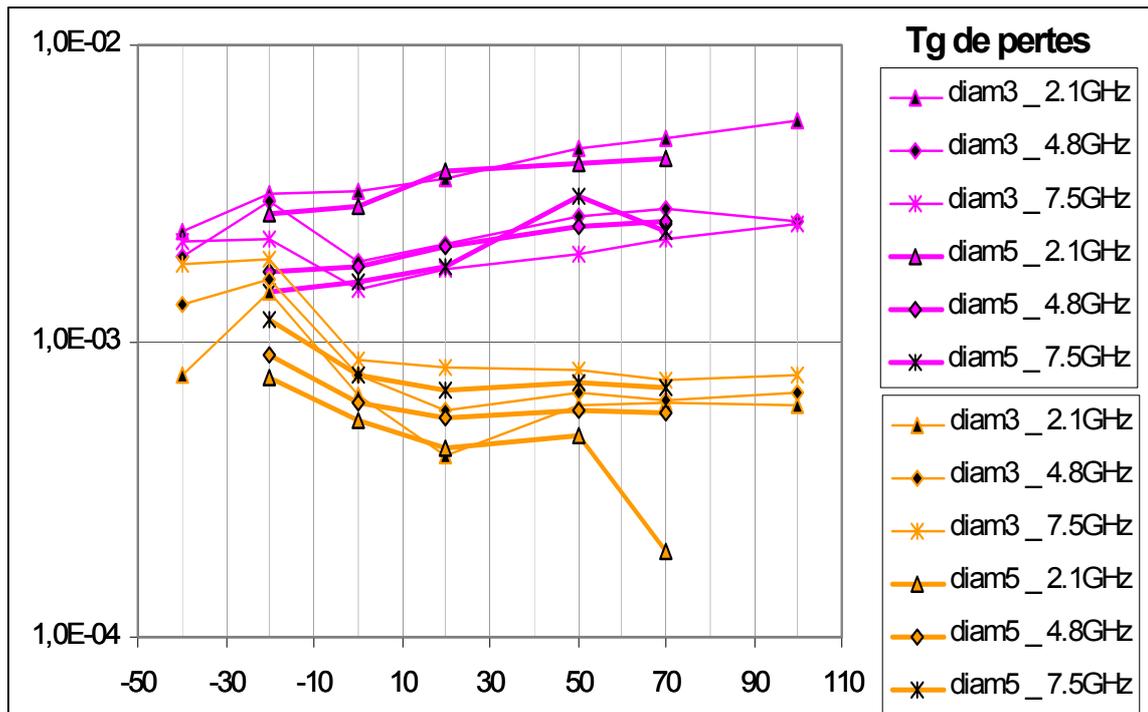


Figure A11.2 : Evolution de la tangente de pertes des matériaux

BIBLIOGRAPHIE

Annexe 2

[A2.1] P. LEVEQUE

"Diffraction des ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes", Thèse de Doctorat n°14-94, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, février 1994

[A2.2] R. HOLLAND – L. SIMPSON

"Finite difference analysis of EMP. Coupling to thin struts and wires", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility - vol 23 - n°2 - May 1981 - pp 88-97

Annexe 3

[A3.1] J.R. JAMES - P.S. HALL

"Handbook of Microstrip Antennas"

I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28 - Peter Peregrinus LTD - 1989

[A3.2] I.J. BAHL - P. BHARTIA

"Microstrip Antennas"

Artech House - 1980

[A3.3] J.R. JAMES - P.S. HALL - C. WOOD

"Microstrip Antenna Theory and Design", I.E.E. Electromagnetic Waves Series 12, Peter Peregrinus LTD, 1981

[A3.4] R. BESANCON

"Contribution de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka", Thèse de Doctorat n° 47-97, U.E.R. des Sciences, Université de LIMOGES, décembre 1997

Annexe 6

[A6.1] F. GARDIOL

"Design and layout of microstrip structures", I.E.E.E. Proceeding Vol. 35, n°3, pp. 145-157, June 1988

[A6.2] K.C. GUPTA - R. GARG - R. CHADA

"Computer aided design of microstrip circuits", Edition Artech House Inc. 1981

[A6.3] P.F. COMBES

"Micro-ondes tome 1 : Lignes, guides et cavités", Dunod, 1997

[A6.4] N. FEIX

"Contribution à l'étude électromagnétique des interconnexions en microonde et logique rapide. Application à la caractérisation d'une ligne microruban coudée", Thèse de Doctorat, n° 1-1992, U.E.R des Sciences, Université de Limoges, Janvier 1992

[A6.5] J. MORENO

"Microwave transmission design data", Artech House - pp.1-32 - 1989

[A6.6] T.C. EDWARDS

"Conception des circuits microondes", Microélectronique, Masson – 1981

[A6.7] M. LALANDE

"Modélisation électromagnétique de structures de propagation et d'interconnexions. Application à la conception de dispositifs optoélectroniques de métrologie ultra-rapide et à la C.A.O. millimétrique", Diplôme d'habilitation à diriger des recherches, U.E.R. des sciences, Université de Limoges, Janvier 1998

[A6.8] P.F. COMBES

"Transmission en espace libre et sur les lignes", Dunod Université, 1988

Annexe 7

[A7.1] J.R. JAMES & P.S. HALL

"Handbook of Microstrip Antennas", IEE Electromagnetic Waves Series 28

[A7.2] JR. BESANCON

"Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastiques", Thèse de Doctorat n° 47-97, U.E.R des Sciences, Université de Limoges, décembre 1997

Annexe 9

[A9.1] J.S. HOLLIS, T.J. LYON, L. CLAYTON

"Microwave antenna measurements", Scientific-Atlanta, Inc, Atlanta, Georgia, 1970

Annexe 10

[A10.1] N. LE BAIL

"Optimisation et réalisation d'une antenne à bande interdite photonique métallique", rapport de stage ENSIL, Université de Limoges, septembre 2004

LISTE DES ARTICLES PUBLIES PENDANT LA THESE

Demande de brevet français n° 04 05485 « Antenne à matériau BIP (bande interdite photonique) à paroi latérale entourant un axe » déposée le 19 mai 2004

L. FREYTAG, B. JECKO

"Cosecant-squared antenna for the Optimisation of L.M.D.S. Coverage ", Journée Internationale de Nice sur les Antennes, novembre 2002

L. FREYTAG, B. JECKO

"Conception d'une antenne en cosécante carrée pour optimiser la couverture du système LMDS", XIII^{ième} Journées Nationales Microondes, Lille, mai 2003

L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO

"Novel dielectric EGB antenna with omnidirectional pattern in azimuth", 2004 URSI EMTS International Symposium on Electromagnetic Theory, Pisa, May 2004

L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO

"Omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antenna for base station of wireless network", 2004 IEEE AP-S International Symposium, Monterey (CA), Juin 2004

L. FREYTAG, B. JECKO

"Cosecant-squared pattern antenna for base station at 40 GHz", 2004 IEEE AP-S International Symposium, Monterey (CA), Juin 2004

L. AGBA, L. FREYTAG, B. JECKO

"Planning tool for LMDS coverage using 3D geographic information system data", International Conference on E-Business & Telecommunication Networks, Setubal (Portugal) Aout 2004

E. POINTEREAU, L. FREYTAG, B. JECKO

"Cylindrical dielectric electromagnetic band gap antenna with omnidirectional radiation in azimuth", Journée internationale de Nice sur les Antennes, novembre 2004

Résumé : Ce mémoire s'inscrit dans le cadre du développement des réseaux de télécommunication sans fil terrestres. Dans ce domaine en pleine expansion, les antennes pour stations de base ont pour objectif la couverture des cellules la plus étendue et la plus homogène possible.

Après un état de l'art des systèmes existants et des problèmes rencontrés, l'étude et la conception de deux types d'antennes ont été réalisées :

- une antenne dite en « cosécante carrée » permettant de répartir l'énergie émise de manière homogène dans toute la cellule. Cette antenne a été réalisée en technologie imprimée pour le système LMDS (Local Multipoint Distribution Service) à 40 GHz.
- une antenne à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) présentant un diagramme omnidirectionnel en azimut et un fort gain. La conception de ce nouveau type d'antenne, appelé antenne BIE coaxiale, a nécessité une étude théorique puis paramétrique. Une réalisation a été présentée à 5 GHz.

Design, realization and characterization of base station antennas for wireless telecommunication networks

Abstract : This thesis takes place in wireless telecommunication networks development. In this expanding field, the challenge for base station antennas is to cover correctly the cells.

After a state of art on existing systems and on problems, the study and the design of two antennas have been done :

- a cosecant squared antenna, which allows to divide up the power among all the subscribers. This antenna has been realized in microstrip technology for the LMDS system (Local Multipoint Distribution Service) at 40 GHz.
- an Electromagnetic Band Gap (EBG) antenna, which has an omnidirectional pattern in the azimuth plane and a high gain. The design of this new type of antenna, called coaxial EBG antenna, needed a theoretical and a parametric study. A realization was done at 5 GHz.

These two antennas allow to optimize the coverage of wireless networks.

Discipline : “ Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique”

Mots clés :

Réseaux de télécommunication sans fil	Station de base et couverture
Antenne imprimée en cosécante carrée	Bande Interdite Electromagnétique
Domaine millimétrique	Antenne BIE omnidirectionnelle fort gain

Adresse du laboratoire :

IRCOM, Equipe CREAPE, Faculté des Sciences et techniques, Université de Limoges,
123 avenue Albert Thomas 87060 Limoges Cedex