

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

Année : 2007

Thèse N° 27-2007

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Elisa POINTEREAU

le 11 Septembre 2007

**Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique
omnidirectionnelles en azimut**

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

JURY :

Monsieur S. VERDEYME	Président
Monsieur J. M. LAHEURTE	Rapporteur
Monsieur K. MAHDJOUBI	Rapporteur
Monsieur B. JECKO	Examineur
Monsieur T. MONEDIERE	Examineur
Monsieur P. DUFRANE	Examineur

Remerciements

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences et Techniques de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM, dirigé par Monsieur Pierre-Yves GUILLON.

Je remercie Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'Université de Limoges, responsable du département Ondes et Systèmes Associés (OSA) de m'avoir accueillie dans son équipe et d'avoir dirigé mes travaux.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur Jean-Marc LAHEURTE, Professeur à l'Université de Marne la Vallée, et Monsieur Kouroch MAHDJOUBI, Professeur à l'Université de Rennes 1 pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Philippe DUFRANE, Responsable R&D de RADIALL SYSTEMS, pour sa participation à mon jury de thèse et surtout pour tous les précieux conseils qu'il m'a prodigués, et pour sa disponibilité.

Je remercie également Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour sa participation à mon jury de thèse et pour les discussions sympathiques sur des sujets souvent autres que le travail.

Je tiens à associer à ces remerciements l'ensemble des personnels de RADIALL et de RADIALL SYSTEMS que j'ai pu côtoyer durant cette thèse.

Un grand merci à Patricia LEROY et Nadine AYMARD pour leur gentillesse, leur bonne humeur et leur aide précieuse. Un grand merci également à Monsieur Patrick

FRUGIER qui a souvent réalisé mes antennes avec le plus grand soin et dans des délais toujours très courts.

Je n'oublierai pas non plus Monsieur Eric Arnaud, ingénieur d'études au CNRS et nouvellement doctorant, qui, malgré son air bougon, a toujours contribué à ce que les mesures se passent dans la bonne humeur.

Un grand merci à tous mes collègues du département OSA et notamment à Manu, Majed, Jojo, Cyrille, Régis, Agnès, Mohammad, Oussama et tous les autres. Bon courage à tous et surtout à ceux qui passent leur thèse ce mois-ci.

Enfin, un clin d'œil à mes chers collègues de bureaux successifs, Basile AGBA (la sagesse en personne), Laure FREYTAG (qui m'a beaucoup appris et avec qui j'ai partagé des moments plus qu'agréables, en musique et avec l'inconditionnel thé / petits gâteaux de l'après midi), Christophe DALL'OMO (qui j'espère sera mon futur collègue), et Hassan CHREIM (la force tranquille d'une gentillesse à toutes épreuves).

Merci à Pierre-Yves qui se reconnaîtra quelque part dans cette thèse.

Mes chers parents, merci de m'avoir donné l'envie d'apprendre et de découvrir des choses nouvelles.

Et pour finir, je veux embrasser très fort mes deux amours. Yannick, merci pour ta présence et ton soutien pendant les bons et les mauvais moments, je t'aime. Amélie, ma chérie, j'espère que tu pourras être fière de ta maman. En tout cas, c'est sûr, tu es ce que j'ai le mieux réussi pendant ma thèse.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	9
------------------------------------	----------

Chapitre 1

CONTEXTE ET PRESENTATION DE L'ETUDE	15
--	-----------

I. INTRODUCTION.....	17
-----------------------------	-----------

II. ETAT DE L'ART DES RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS SANS FIL ET DES ANTENNES DE STATIONS DE BASE ASSOCIEES	18
---	-----------

1. Les réseaux de télécommunications sans fil	18
a. Généralités sur les réseaux cellulaires	18
b. Classification des réseaux cellulaires.....	19
c. Les différentes normes de télécommunications.....	21
2. Caractéristiques de antennes de stations de base	22
a. Bilan de puissance et portée du système.....	22
b. Multitude des diagrammes de rayonnement	23
c. Diversité de polarisation.....	25
d. L'encombrement.....	28
e. Le coût de l'antenne.....	28
3. Etat de l'art des antennes omnidirectionnelles.....	29
a. Généralités.....	29
b. Caractéristiques techniques.....	29
c. Technologies existantes.....	29

III. LES ANTENNES A MATERIAUX BIE	32
--	-----------

1. Définition et historique	32
2. Propriétés électromagnétiques des structures BIE à défaut	34
3. Les antennes utilisant les matériaux BIE	35
a. L'antenne bidirective	36
b. L'antenne directive	36
c. Les antennes omnidirectionnelles	37

IV. PRESENTATION DE L'ETUDE.....	39
---	-----------

1. Caractéristiques de l'antenne omnidirectionnelle visée.....	39
2. Collaboration avec l'entreprise RADIALL.....	40

3.	Développements réalisés.....	42
a.	<i>Etat de l'art en début de thèse</i>	42
b.	<i>Avancées réalisées</i>	42
4.	Moyens mis à disposition.....	43
a.	<i>Les outils de simulation</i>	43
b.	<i>Les moyens expérimentaux</i>	45
V.	CONCLUSION	49
VI.	BIBLIOGRAPHIE	50

Chapitre 2

ANTENNES BIE CYLINDRIQUES A POLARISATION VERTICALE..... 55

I.	INTRODUCTION	57
II.	FONCTIONNEMENT GENERAL D'UNE ANTENNE BIE CYLINDRIQUE OU COAXIALE	58
1.	Fonctionnement des antennes BIE.....	58
a.	<i>Présentation des antennes BIE</i>	58
b.	<i>Dimensionnement du rayon de la structure</i>	60
c.	<i>Interprétation du fonctionnement</i>	62
2.	Etude de l'antenne BIE en fonction de la fréquence.....	64
a.	<i>Impédance d'entrée</i>	64
b.	<i>Diagrammes de rayonnement et cartographies de champ</i>	65
c.	<i>Bande de fonctionnement</i>	67
d.	<i>Polarisation croisée</i>	68
3.	Etude en fonction des conditions aux extrémités de la structure	69
a.	<i>Influence sur l'impédance</i>	70
b.	<i>Influence sur les cartographies</i>	71
c.	<i>Influence sur les diagrammes de rayonnement</i>	73
d.	<i>Influence sur la directivité fréquentielle</i>	74
4.	Augmentation de la hauteur de l'antenne	74
a.	<i>Augmentation de la directivité</i>	76
b.	<i>Diminution de la bande passante en rayonnement</i>	76
III.	LES SOURCES D'EXCITATION	79
1.	Propriétés requises	79
a.	<i>Cartographies de champ dans la cavité coaxiale et cylindrique</i>	79
b.	<i>Diagrammes de rayonnement</i>	81

2.	Types d'excitation possibles	81
a.	<i>Le dipôle en $\lambda_0/2$</i>	82
b.	<i>La fil-plaque</i>	85
c.	<i>Les patches</i>	86
3.	Influence de la position des sources.....	88
a.	<i>Position privilégiée de la source d'excitation</i>	88
b.	<i>Décalage vertical : excitation des modes supérieurs</i>	89
c.	<i>Décalage horizontal : modification du couplage entre la source et le BIE</i>	94
IV.	LES MATERIAUX BIE	98
1.	Les antennes à matériau diélectrique	99
a.	<i>Description de la structure d'antenne et dimensionnement</i>	99
b.	<i>Choix du matériau</i>	101
c.	<i>Mise au point d'abaques</i>	104
d.	<i>Simulation d'une antenne à matériau diélectrique</i>	105
e.	<i>Avantages et inconvénients des structures diélectriques</i>	106
2.	Les antennes à matériau métallique	107
a.	<i>Nature de la structure</i>	107
b.	<i>Choix du matériau</i>	108
c.	<i>Polarisations TE et TM des matériaux</i>	110
3.	Mises au point d'abaques comme outils de conception.....	111
a.	<i>Directivité en fonction du taux de remplissage pour une hauteur donnée</i>	112
b.	<i>Bande en fonction du taux de remplissage pour une hauteur donnée</i>	113
c.	<i>Ouverture à -3 dB en fonction de la directivité</i>	114
V.	CONCLUSION	115
VI.	BIBLIOGRAPHIE.....	116

Chapitre 3

TECHNIQUES D'AMELIORATION DES PERFORMANCES..... 117

I.	INTRODUCTION.....	119
II.	AUGMENTATION DE LA DIRECTIVITE ET DE LA BANDE PASSANTE DES ANTENNES.....	119
1.	La technique multisources	120
a.	<i>Principe de fonctionnement</i>	120
b.	<i>Influence du nombre de sources</i>	122
c.	<i>Influence de l'écartement entre sources</i>	123
d.	<i>Réalisation d'un prototype</i>	126
2.	La conformation.....	131
a.	<i>Conformation du matériau</i>	132

b.	<i>Conformation de l'âme centrale</i>	135
c.	<i>Comparaison entre les deux types de conformation</i>	137
III.	AMELIORATION DE L'ADAPTATION DES ANTENNES BIE	138
1.	Mise en évidence du problème d'adaptation	138
a.	<i>Résonance de l'excitation dans la bande de fonctionnement</i>	139
b.	<i>Résonance de l'excitation avant la bande de fonctionnement</i>	142
2.	Modification du matériau	143
3.	Modification des sources d'excitation	144
a.	<i>Utilisation de sources à deux résonances</i>	145
b.	<i>Le patch comme source d'excitation simple</i>	151
c.	<i>Comparaison des structures coaxiales et cylindriques pour l'adaptation</i>	155
IV.	APPLICATION DE CES TECHNIQUES POUR LA CONCEPTION D'UNE ANTENNE POUR LA BANDE 5.15 – 5.35 GHZ	156
1.	Cahier des charges et résultats de simulation	156
a.	<i>Choix de la structure BIE</i>	156
b.	<i>Choix de l'alimentation</i>	157
c.	<i>Résultats de simulation</i>	158
2.	Réalisation et mesures du prototype	159
a.	<i>Mesure du module du coefficient de réflexion</i>	160
b.	<i>Mesure des diagrammes de rayonnements</i>	162
3.	Analyse des structures BIE	165
a.	<i>Mesure du réseau de dipôles</i>	165
b.	<i>Comparaison de l'antenne BIE avec le réseau de dipôles</i>	170
c.	<i>Etude de coût</i>	172
d.	<i>Industrialisation</i>	173
V.	CONCLUSION	175
VI.	BIBLIOGRAPHIE	177

Chapitre 4

EXPLOITATION DES POLARISATIONS DES ANTENNES BIE 179

I.	INTRODUCTION	181
II.	ANTENNE A POLARISATION HORIZONTALE	181
1.	Principe général de l'antenne à polarisation horizontale	181
a.	<i>Objectifs et cahier des charges</i>	181
b.	<i>Principe de l'antenne à polarisation horizontale</i>	182
2.	Fonctionnement du guide d'ondes	182

a.	<i>Cartographies de champ</i>	183
b.	<i>Dimensionnement du guide d'ondes</i>	185
3.	Topologie des structures BIE possibles	186
a.	<i>L'anneau comme élément de base de la structure BIE</i>	186
b.	<i>L'arc comme élément de base de la structure BIE</i>	189
c.	<i>Comparaison des deux structures BIE pour la polarisation horizontale</i>	191
4.	Excitation de la cavité BIE.....	192
a.	<i>Propriétés requises pour la source</i>	192
b.	<i>Types d'excitation possibles</i>	192
5.	Conception d'une antenne en polarisation horizontale	195
a.	<i>Choix technologiques et dimensions de l'antenne</i>	195
b.	<i>Résultats de simulation</i>	197
c.	<i>Influence du radôme</i>	200
6.	Réalisation du prototype et validation	204
a.	<i>Résultats de mesures</i>	207
b.	<i>Conclusion sur les mesures</i>	216
c.	<i>Coût de l'antenne</i>	217
d.	<i>Autre procédé de fabrication</i>	218
III.	CONCEPTION D'UNE ANTENNE A DOUBLE POLARISATION	221
1.	Principe d'une antenne à double polarisation	221
a.	<i>Intérêt de l'antenne</i>	221
b.	<i>Méthode de design de l'antenne à double polarisation</i>	221
2.	Conception d'une antenne à double polarisation bi-voies	222
a.	<i>Géométrie de l'antenne</i>	222
b.	<i>Performances simulées</i>	223
3.	Conclusion et perspectives.....	227
IV.	CONCEPTION D'UNE ANTENNE A POLARISATION CIRCULAIRE	227
1.	Principe de fonctionnement et design de l'antenne	227
a.	<i>Principe de fonctionnement</i>	227
b.	<i>Excitation de la structure</i>	228
c.	<i>Topologie du matériau BIE</i>	229
2.	Conception d'une antenne en polarisation circulaire.....	230
a.	<i>Géométrie de l'antenne</i>	230
b.	<i>Performances simulées</i>	231
V.	CONCLUSION	233
VI.	BIBLIOGRAPHIE	235
	CONCLUSION GENERALE	237

ANNEXES	243
LA POLARISATION D' UNE ANTENNE	245
SIMULATION D'ANTENNE A MATERIAU DIELECTRIQUE	251
CREATION D'UN FILTRE ANTENNE.....	255
MESURE DE LA DIRECTIVITE A PARTIR DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE	259
LISTE DES TRAVAUX.....	263

Introduction générale

De tout temps, notre société n'a cessé de chercher à communiquer. Mais depuis quelques années elle vit une mutation fondamentale. Les activités d'information et de communication sont devenues des activités centrales tant dans la sphère professionnelle que dans la sphère privée. L'explosion des téléphones mobiles, d'Internet, des ordinateurs portables, des agendas électroniques sont les exemples les plus marquants. Ils soulignent le désir croissant de vouloir rester connecté en permanence à un réseau de télécommunications quel que soit l'endroit où l'on se trouve.

Pour réaliser cette connectivité permanente et en tout lieu, de nombreux réseaux de télécommunications ont vu le jour. Depuis la première antenne, la découverte du télégraphe ou du téléphone, des progrès considérables ont été réalisés tant dans le domaine des réseaux câblés à haut débit, que des réseaux de fibres optiques, des constellations de satellites, ou des réseaux sans fil très densifiés.

L'émergence de ces nouveaux systèmes de télécommunications n'a pu se faire qu'avec l'amélioration de toute la chaîne de transmission depuis l'émetteur jusqu'au récepteur en passant par la maîtrise et la connaissance du canal de transmission. Ainsi, les performances des composants électroniques ont été nettement améliorées. Des techniques de codage, de modulation, de traitement de l'information ont désormais été adoptées.

Les réseaux sans fil ont une particularité car ils comprennent un composant supplémentaire essentiel dans la liaison : l'antenne. Elle n'est pas en reste dans l'avancée technologique spectaculaire. De nouveaux concepts apparaissent régulièrement pour faire face à une demande d'efficacité, d'encombrement réduit et d'esthétisme sans cesse croissants.

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit a pour objectif l'étude **d'une antenne omnidirectionnelle à grand gain conçue à partir de matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE)**. Depuis plusieurs années, la technologie BIE a fait l'objet de nombreuses recherches au sein de l'équipe *Ondes et Systèmes Associés* du laboratoire *XLIM*. Cependant, les antennes étudiées étaient principalement des antennes directives constituées d'un assemblage planaire. L'originalité de ce travail de thèse consiste à s'inspirer d'un concept connu pour former cette fois un nouveau type de diagramme de rayonnement pincé dans le plan d'élévation et omnidirectionnel en azimut.

Le premier chapitre proposera tout d'abord un état de l'art des réseaux de télécommunications sans fil et des antennes de stations de base associées. Ceci permettra de dégager les caractéristiques nécessaires des antennes omnidirectionnelles à concevoir. Les technologies existantes seront présentées. Puis, l'exposé se focalisera sur les antennes à matériaux BIE directives et bidirectives. En s'appuyant sur une analogie, deux structures d'antennes omnidirectionnelles de forme cylindrique et coaxiale seront alors déduites. Elles seront étudiées en parallèle dans toute cette thèse. Les outils de simulation et les moyens expérimentaux mis à disposition seront aussi présentés.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation et à l'interprétation du **fonctionnement de ces antennes**. Une étude en fonction de la fréquence, des conditions aux limites, de la hauteur de l'antenne permettra de mieux comprendre les phénomènes.

Pour rayonner, cette antenne doit comporter **une source d'excitation** placée sous un matériau BIE. La nature de cette source et l'influence de son décalage vertical ou latéral conduiront à dégager une position privilégiée pour obtenir le fonctionnement optimal.

La suite de ce chapitre traitera essentiellement des **matériaux BIE** de deux types : diélectrique et métallique. Ils seront caractérisés et décrits grâce à leur permittivité diélectrique pour les uns et au taux de remplissage pour les autres. Leurs avantages et inconvénients seront alors mis en avant.

Enfin, **une méthode de conception** sera présentée avec notamment des abaques permettant de dimensionner rapidement et simplement le matériau BIE permettant d'obtenir des caractéristiques précises.

Le troisième chapitre traitera de **techniques d'amélioration des performances**. La première évolution concernera **l'augmentation de la directivité et l'élargissement de la bande passante** grâce à la technique multisources puis à la conformation de la cavité. Les résultats obtenus étant très convaincants, ils donneront lieu à la réalisation d'un prototype.

Le dernier obstacle à leur industrialisation tenant à leur mauvaise adaptation, des travaux sur le matériau BIE et sur la source d'excitation seront entrepris. Ils permettront de parvenir à **améliorer l'adaptation de ces antennes**.

Une **phase plus industrielle** sera ensuite abordée, s'appuyant sur le partenariat avec le groupe RADIALL. Un **nouveau prototype** d'antenne omnidirectionnelle sera réalisé puis mesuré. Ces performances seront comparées à une antenne disponible sur catalogue

constituée d'un réseau de dipôles. Le coût d'industrialisation de notre antenne sera ensuite analysé.

Le quatrième chapitre proposera de s'intéresser à **l'exploitation des polarisations** des antennes BIE. Dans un premier temps, la démarche adoptée en polarisation verticale sera répétée en polarisation horizontale. Le fonctionnement sera expliqué, les caractéristiques des sources d'excitation possibles et des matériaux BIE seront décrites. La réalisation d'un prototype permettra de valider ce principe.

Puis, la combinaison des polarisations conduira à la simulation d'une antenne à double polarisation et d'une antenne à polarisation circulaire. Les structures seront présentées et les performances atteignables seront connues.

Enfin, l'ensemble de ces travaux effectués durant cette thèse se terminera par un bilan des avancées réalisées et proposera de nouvelles perspectives dans la continuité de cette étude.

Contexte et présentation de l'étude

- ❖ Etat de l'art des réseaux de télécommunications sans fil et des antennes de stations de base associées
- ❖ Les antennes à matériaux BIE
- ❖ Présentation de l'étude

I. INTRODUCTION

Le but de ce premier chapitre est de dépeindre le contexte général dans lequel les travaux présentés ici ont été effectués, et de préciser les objectifs visés dans cette thèse.

Les télécommunications ont connu ces dernières années une croissance sans précédent notamment dans le secteur de la téléphonie mobile et de l'Internet. La part des produits des technologies de l'information et de la communication (TIC) dans le budget des ménages est passée de 1.3% à 4.2% entre 1960 et 2005 [I.1]. Comme le montre la **Figure I-1**, les services mobiles absorbent presque la moitié du marché des télécommunications en 2005.

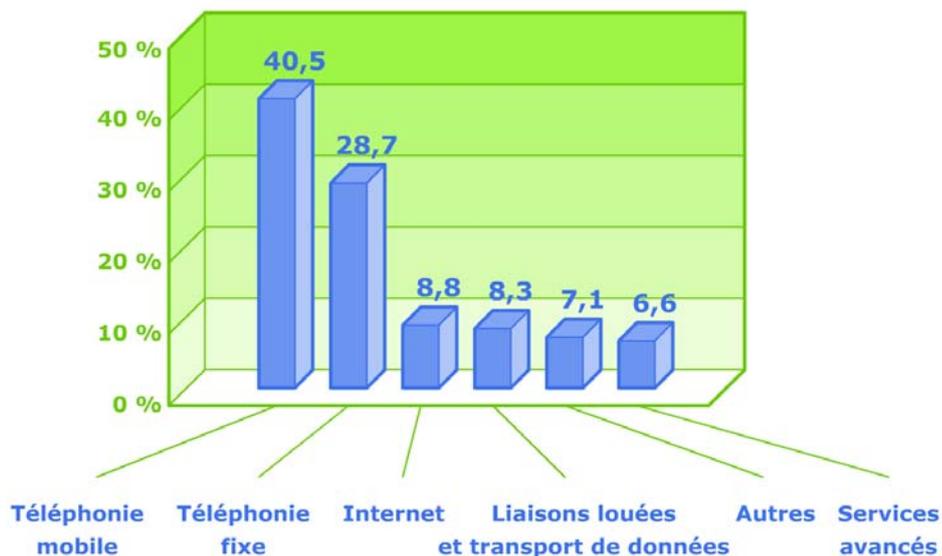


Figure I-1: Le marché des télécommunications en 2005

L'explosion de la demande oblige les opérateurs de télécommunications à déployer des réseaux de plus en plus performants pour satisfaire la demande des consommateurs. Or, la qualité de ces réseaux est tributaire des performances des éléments qui les composent et notamment des antennes pour les réseaux sans fil.

La première partie de ce chapitre présentera dans un premier temps les différents réseaux de télécommunications grand public, et dans un deuxième temps les antennes équipant les stations de base. Nous comparerons les différentes technologies utilisées pour

concevoir ces dernières et nous comparerons leurs performances et leurs limitations en fonction de l'objectif visé (couverture, portée, polarisation, efficacité).

La deuxième partie sera consacrée à la présentation des antennes à base de matériau à bande interdite électromagnétique (BIE) développée depuis plusieurs années au sein de l'équipe *Ondes et Systèmes Associées (OSA)* du laboratoire *XLIM*. Un bref historique sera proposé et les propriétés électromagnétiques de ces structures seront mises en évidence.

Enfin, la troisième partie se focalisera plus particulièrement sur le contexte applicatif de l'étude, c'est-à-dire la conception, la réalisation et la mesure d'antennes omnidirectionnelles en azimut à base de matériau BIE. D'abord, les enjeux de la collaboration avec l'entreprise *RADIALL* seront exposés et la structure de ces antennes sera brièvement présentée. Nous nous attacherons à détailler la démarche suivie tout au long de cette thèse et nous décrirons les moyens d'étude mis à disposition pour la simulation et les mesures d'antennes.

II. ETAT DE L'ART DES RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS SANS FIL ET DES ANTENNES DE STATIONS DE BASE ASSOCIEES

1. Les réseaux de télécommunications sans fil

a. Généralités sur les réseaux cellulaires

Historiquement, les réseaux de télécommunications ont été développés sur la base d'un réseau filaire reliant physiquement 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 ces composants.

Depuis quelques années, les utilisateurs souhaitent rester connectés en tout lieu et en toute circonstance. Afin de répondre à ces attentes, les réseaux sans fil basés sur un système cellulaire conviennent parfaitement.

Le principe du réseau cellulaire consiste à découper un territoire à couvrir en zones appelées cellules. Chaque cellule utilise une bande de fréquences précise différente des cellules voisines. Les communications se font par liaison radio. Pour que les communications soient effectives, les stations mobiles communiquent par l'intermédiaire de stations de base fixe (BTS, Base Station Transmitter). Pour assurer un service optimum, la qualité du signal radio doit être satisfaisante, ce qui peut nécessiter une puissance importante des émetteurs. Afin de limiter cette puissance, l'opérateur place un ensemble de BTS sur le territoire de manière à ce que tout terminal mobile se trouve proche de l'une d'entre elles.

b. Classification des réseaux cellulaires

Lors du déploiement du réseau, l'opérateur doit faire face à une contrainte de fonctionnement d'une station de base. Une BTS ne peut écouler qu'une quantité de communication (trafic) limitée. La phase de déploiement du réseau en milieu rural met en oeuvre des cellules de grande taille, jusqu'à quelques dizaines de kilomètres. On parle alors de macro cellules. Tandis que le déploiement dans un environnement urbain ou sub-urbain génère un trafic dense et nécessite donc une multitude de petites cellules pour écouler le trafic.

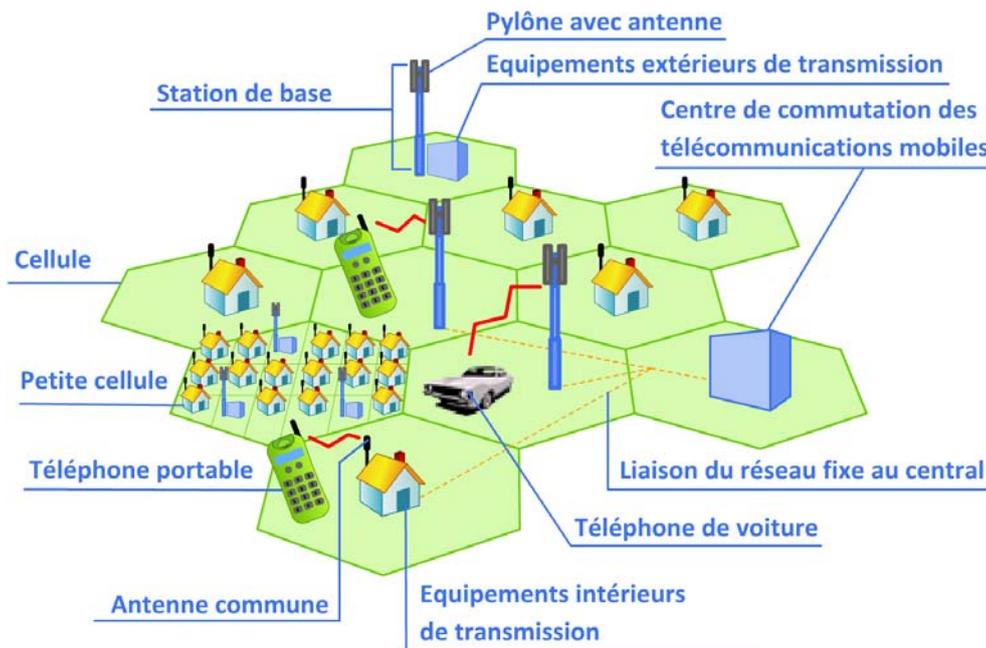


Figure II-1: Réseau de télécommunications cellulaire

Aussi, le critère le plus courant pour classifier les réseaux est la taille de la cellule qui définit aussi la distance entre les unités communicantes (**Figure II-2**).

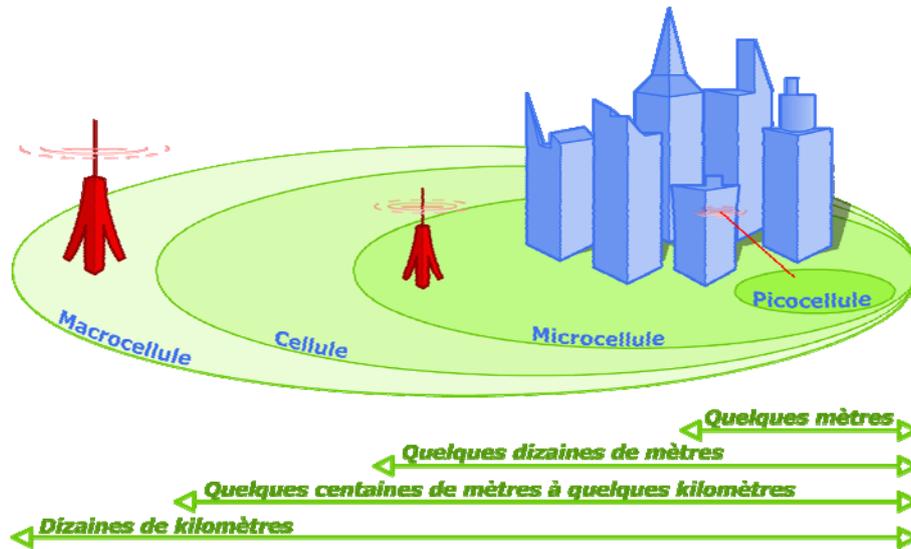


Figure II-2: Les différentes tailles de cellules d'un réseau cellulaire

On distingue alors :

- ✓ Les réseaux sans fil à l'échelle humaine : **WPAN** (Wireless Personal Area Network). La portée de ce type de réseau 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 conçus pour interagir avec des infrastructures filaires. On peut les utiliser dans deux cas de figure : soit dans des locaux privés (entreprises) 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, par exemple 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 sont utilisés par les opérateurs de téléphonie, à l'échelle mondiale.

c. Les différentes normes de télécommunications

Le développement des réseaux sans fil est essentiellement contrôlé par les contraintes légales imposées par l'ARCEP (Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes) [I.2] 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.3].

Nous allons maintenant dresser une liste non exhaustive des différents standards existants pour chaque type de réseau.

✓ WPAN :

Ce type de réseau permet l'échange de données rapprochées entre microordinateurs, périphériques, assistants personnels, téléphone portable ou tout appareil grand public. Il existe plusieurs technologies dont notamment HomeRF, ZigBee [I.4], les liaisons infrarouges et la plus connue : Bluetooth [I.5].

✓ WLAN [I.6] :

Ces réseaux ont pour objectif de couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise ou un réseau domestique. La norme la plus utilisée est le Wifi [I.7] pour Wireless Fidelity. Mais il existe aussi la norme HiperLAN 2 [I. 8] lancée par l'ETSI [I. 9] (European Telecommunications Standards Institute).

Les antennes réalisées durant cette thèse doivent notamment couvrir la bande allouée à cette norme. Elle est découpée en deux sous bandes : 5.15 – 5.35 GHz et 5.47 – 5.725 GHz.

✓ WMAN :

Les réseaux métropolitains sont principalement destinés aux opérateurs pour les réseaux de transport et de collecte de données ainsi que pour la desserte aux usagers. La norme la plus récente est le WiMax [I.10]. On compte aussi le LMDS [I.11] et le MMDS.

✓ WWAN :

Les réseaux étendus sont principalement les réseaux de téléphonie sans fil. On peut citer le GSM [I.12], DCS, GPRS, EDGE, et UMTS [I.13].

Il existe donc actuellement de nombreuses normes fixant les modalités d'utilisation des différents réseaux sans fil. Bien que certaines soient concurrentes sur le plan économique, leurs fonctionnalités techniques sont bien différentes. Elles s'adaptent aux besoins des utilisateurs et à leur environnement, chacune ayant des caractéristiques spécifiques en terme de débit, de puissance et de portée.

La suite de ce paragraphe sera centrée uniquement sur un élément constitutif de la liaison radio, c'est-à-dire l'antenne de station de base et ses caractéristiques.

2. Caractéristiques de antennes de stations de base

Après avoir présenté le cadre général de cette étude, il est temps de se rapprocher du sujet de cette thèse à travers la présentation des grands types d'antennes utilisés pour la constitution de ces réseaux. Celles-ci sont à l'image des réseaux eux-mêmes, très diverses dans leur principe, leur taille et leurs performances.

Lorsqu'un opérateur conçoit le design du réseau, il doit choisir parmi plusieurs familles d'antennes. Ce choix se portera sur un type d'antenne plutôt qu'un autre en fonction de la forme et de la taille de la cellule à couvrir.

a. Bilan de puissance et portée du système

La taille de la cellule fait intervenir la notion de bilan de puissance et de portée du système. Il faut s'assurer que pour chaque utilisateur, proche ou éloigné de la station de base, la puissance délivrée à la réception P_{d2} sera suffisante pour établir une communication (**Formule II-1**).

$$P_{d2} = G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 P_{F1} \eta_{A1} \eta_{A2} \eta_p$$

Formule II-1: Bilan de puissance entre deux antennes

Avec P_{d2} : puissance délivrée à la réception sur l'antenne N°2

P_{F1} : puissance fournie à l'émission à l'antenne N°1

G_1 : gain de l'antenne N°1

G_2 : gain de l'antenne N°2

$\left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$: affaiblissement en espace libre

R : distance entre les deux antennes

- $\eta_{A1} = 1 - |S_{11(A1)}|^2$: rendement d'adaptation de l'antenne N°1
 $\eta_{A2} = 1 - |S_{11(A2)}|^2$: rendement d'adaptation de l'antenne N°2
 η_p : rendement de polarisation

La distance maximale pour laquelle la puissance à la réception est supérieure au seuil de sensibilité du système est appelée "portée".

La **Formule II-1** fait appel au niveau de puissance d'émission P_{F1} ou puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) réglementé par l'ARCEP [I.2]. Aussi, pour avoir une puissance reçue suffisante, il faut disposer **d'antennes ayant de bons rendements et de forts gains** dans la direction voulue.

b. Multitude des diagrammes de rayonnement

A la forme de la cellule, on associera le **diagramme de rayonnement de l'antenne**. Il détermine la forme de la zone de couverture. Le choix du diagramme implique de déterminer les angles d'ouverture dans le plan vertical et dans le plan horizontal ainsi que le gain de l'antenne. Ces grandeurs sont reliées entre elles par la **Formule II-2** :

$$G_{\max} = \frac{K}{\theta_{\text{site}} \theta_{\text{azimut}}}$$

Formule II-2: Gain de l'antenne en fonction des angles d'ouverture

- Avec K : constante comprise entre 30 000 et 40 000
 θ_{site} : ouverture dans le plan vertical
 θ_{azimut} : ouverture dans le plan horizontal

Les antennes peuvent être classées en plusieurs catégories suivant leur ouverture dans le plan horizontal (**Figure II-3**).

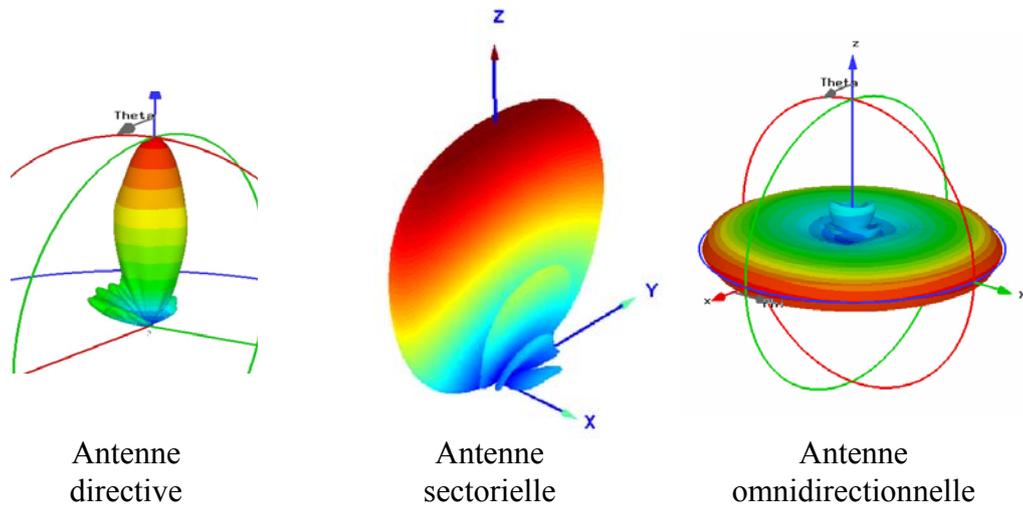


Figure II-3: Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes dans le plan horizontal

- **Les antennes directives** sont utilisées pour couvrir des **zones très étroites** ou pour relier deux réseaux entre eux (faisceaux hertziens). Leur diagramme de rayonnement concentre l'énergie dans une direction, ce qui induit un gain élevé.
- Comme leur nom l'indique, **les antennes sectorielles** permettent de couvrir une zone donnée et plus précisément un secteur d'angle 45° , 60° , 90° ou encore 120° dans le plan horizontal. Le gain est lié à l'ouverture suivant la **Formule II-2**. L'usage de **plusieurs antennes sectorielles** (par exemple 6 de 60° , ou 3 de 120°) permet de reconstituer une couverture omnidirectionnelle (**Figure II-4**).



Figure II-4: Association de trois antennes sectorielles de 120°

- **Les antennes omnidirectionnelles** illuminent **tout l'azimut**. Même si le gain est plus faible qu'avec des antennes sectorielles, l'intérêt est cette fois l'utilisation d'**un seul aérien**.

Dans la grande majorité des cas, l'antenne de station de base sera placée au centre de la zone à couvrir. Les antennes omnidirectionnelles semblent donc adéquates. Mais en pratique, ces antennes sont moins utilisées car le gain est plus faible qu'avec des antennes sectorielles.

Une autre raison vient s'ajouter à cela. Quand l'opérateur d'un réseau cellulaire a réussi à établir les zones de couverture grâce à un choix judicieux d'antennes, il doit constituer son plan de fréquences. Dans le cas où sa planification n'arrive pas à converger, ou si l'opérateur doit faire face à l'augmentation du nombre d'abonnés, il faut alors densifier le réseau soit en rajoutant des stations de base, soit en remplaçant les émetteurs omnidirectionnels par des émetteurs sectoriels.

Ces deux raisons permettent de comprendre pourquoi l'on rencontre un nombre important d'antennes sectorielles alors que l'on dispose d'antennes omnidirectionnelles, plus faciles et moins coûteuses à utiliser car nécessairement moins nombreuses.

Plusieurs autres critères peuvent influencer le choix d'une antenne.

c. Diversité de polarisation

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente les caractéristiques d'une onde plane. La polarisation de cette onde dans une direction donnée est, par définition, caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en champ lointain (**Figure II-5**).

Si le vecteur champ électrique décrit une ellipse, la polarisation est dite elliptique. C'est le cas général.

Lorsque le vecteur champ décrit une droite, la polarisation est dite linéaire. Celle-ci est alors dite soit verticale si la droite est perpendiculaire à la surface de la Terre, soit horizontale si la droite est parallèle à la surface de la Terre.

Enfin, si la projection du vecteur champ électrique est un cercle, la polarisation est circulaire. Le sens de rotation du vecteur champ électrique donnera le sens de rotation de la polarisation, elle sera circulaire droite ou circulaire gauche.

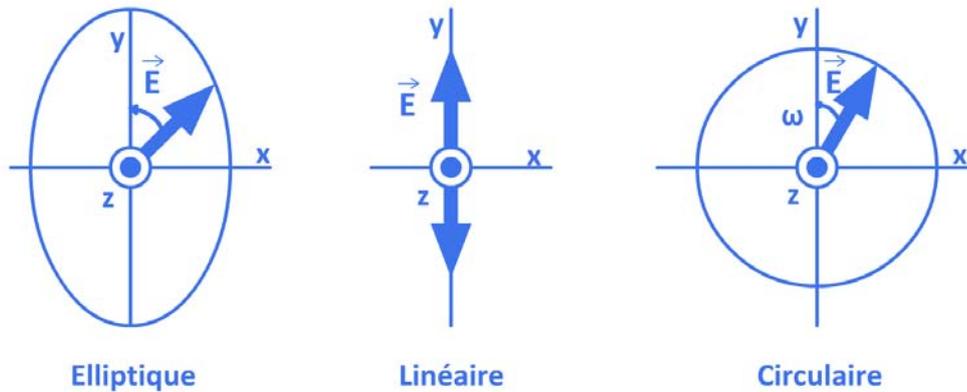


Figure II-5: Polarisation d'une onde électromagnétique

Des détails sur la polarisation d'une antenne sont donnés en **Annexe 1**. Nous nous focaliserons dans ce paragraphe sur l'utilisation des polarisations dans le domaine des télécommunications sans fil.

➤ Polarisation linéaire

La polarisation verticale est la plus répandue dans le domaine des télécommunications sans fil surtout pour les communications longues distances. En effet, une onde polarisée horizontalement subissant de multiples réflexions sur le sol peut être fortement atténuée. Le coefficient de réflexion peut devenir négatif. Aussi l'onde peut subir des évanouissements et la liaison peut dans certains cas être fortement dégradée.

Cependant, la polarisation horizontale n'est pas écartée pour autant. La télévision terrestre en est un exemple. Parmi d'autres applications, on peut compter les antennes pour les réseaux WLAN. Les zones appelées "hot spots" alimentant en Wi-fi les espaces publics denses en population tels que les gares ou les aéroports sont équipées d'antennes omnidirectionnelles en polarisation horizontale. La polarisation est alors similaire aux cartes PCMCIA des ordinateurs portables ou des cartes CFC des agendas électroniques. Une autre application connue est le domaine de l'aéronautique.

Désormais, il est assez courant de rencontrer aussi des antennes dont la polarisation est orientée à $\pm 45^\circ$.

➤ **Double polarisation**

Nous avons dit au paragraphe précédent que la télévision terrestre utilise la polarisation horizontale. Mais dans certaines régions à spectre surchargé comme l'Alsace, les nouveaux canaux sont émis en polarisation verticale. Il faut donc utiliser deux antennes, l'une en polarisation verticale et l'autre en polarisation horizontale associées à un coupleur pour recevoir l'ensemble des programmes. L'utilité d'une antenne à double polarisation devient alors une évidence.

➤ **Polarisation circulaire**

La plupart des systèmes de communications mobiles par satellite, qu'ils soient géostationnaires, sur des orbites basses ou elliptiques, requièrent des antennes à polarisation circulaire. L'intérêt réside dans une faible dépolarisation de l'onde lors de la traversée de l'ionosphère et une détection plus aisée du signal. En effet, entre l'émetteur et le récepteur, les ondes radio subissent des trajets multiples liés aux phénomènes électromagnétiques que sont les réflexions, la réfraction par les milieux diélectriques, la diffraction par les arêtes ou encore la dépolarisation. Les antennes du système GPS sont par exemple à polarisation circulaire.

Mais on rencontre cette polarisation dans d'autres domaines que le spatial. Les phénomènes cités précédemment existent aussi dans notre environnement quotidien. Les ondes rencontrent de multiples obstacles (murs, bâtiments, véhicules, reliefs, barrières végétales...) qui peuvent dégrader la liaison.

De nombreuses études récentes ont montré l'intérêt des différentes polarisations. En effet, les opérateurs de télécommunications utilisant des techniques de recombinaison de signaux pour améliorer la réception se tournent désormais vers la diversité de polarisation au détriment de la diversité d'espace. Plutôt que d'imposer un écart entre antennes de plus de dix longueurs d'onde, il suffit d'employer des antennes dont les polarisations sont différentes pour augmenter le gain de diversité. Ceci est basé sur les multi trajets parcourus par chaque polarisation entre la station de base et le mobile. Le coefficient de réflexion peut être différent, surtout dans un environnement urbain, et donc la recombinaison des signaux est d'autant meilleure.

d. L'encombrement

L'augmentation du gain d'une antenne entraîne aussi une plus grande ouverture rayonnante équivalente selon la **Formule II-3**, et donc un accroissement de l'encombrement.

$$G = \frac{4\pi S_e}{\lambda^2}$$

Formule II-3: Formule reliant le gain à l'ouverture rayonnante équivalente

Avec G : gain potentiel de l'antenne

S_e : surface rayonnante équivalente

λ : longueur d'onde dans le vide

Bien sûr, celui-ci est différent suivant la fréquence. Ce paramètre devient de plus en plus important pour les opérateurs qui doivent intégrer le mieux possible leurs matériels dans l'environnement afin de le rendre le moins visible possible.

e. Le coût de l'antenne

Le coût de l'antenne reste un paramètre essentiel pour les opérateurs. Il déterminera la technologie de conception des antennes. Il sera aussi lié à l'intégration des antennes. Aussi, les technologies planaires sont souvent favorisées.

Comme nous venons de le voir, il existe un grand nombre d'antennes dont la forme des diagrammes de rayonnement est très variée permettant d'adapter la couverture à la zone visée. Elles peuvent aussi être déclinées dans des polarisations différentes, présenter des gains plus ou moins élevés suivant la portée nécessaire, avoir un encombrement plus ou moins important, être plus ou moins chères à réaliser.

Mais pour les opérateurs, le plus important reste tout de même d'offrir la plus grande et la meilleure couverture possible aux abonnés tout en réduisant au maximum les coûts d'installation.

A ce jour, les antennes omnidirectionnelles souffrent d'un inconvénient pour répondre à ces exigences. Il faudrait pouvoir concevoir des antennes omnidirectionnelles en azimuth présentant de forts gains en minimisant le plus possible le coût de réalisation.

3. Etat de l'art des antennes omnidirectionnelles

a. Généralités

Ces antennes sont utilisées dans les réseaux de télécommunications sans fil. On les retrouve aussi bien chez les opérateurs de téléphonie mobile que dans les bâtiments des entreprises ou encore chez les particuliers.

Les gains des antennes utilisées par les opérateurs pour les stations de base sont élevés. Ils peuvent atteindre 12 dB. Pour les entreprises de taille moyenne, les antennes omnidirectionnelles s'avèrent très intéressantes pour étendre les réseaux locaux d'entreprise sans avoir à câbler des bureaux supplémentaires. Les gains sont fonction de la superficie des locaux et varient entre 5 et 10 dB. Enfin, les particuliers possédant un réseau Wifi utilisent des antennes plus modestes dont le gain avoisine les 2 dB.

b. Caractéristiques techniques

Les **principales caractéristiques** de ces antennes sont :

- le gain dans le plan vertical : cette valeur va déterminer la taille maximale de la zone couverte par l'antenne.
- l'ondulation du gain dans le plan azimutal : le gain n'est jamais parfaitement constant dans le plan horizontal. Il varie avec un certain taux d'ondulation qui exprime les variations du gain lorsque l'on balaye les 360°. Un taux d'ondulation de 1 dB est très bon.
- la forme du diagramme de rayonnement dans le plan vertical : il doit présenter de faibles lobes secondaires et parfois un dépointage dans le plan vertical pour mieux couvrir les abonnés proches de la station de base au détriment de la portée.
- la polarisation. Elle dépend de l'application et du réseau. Les plus répandues sont les antennes omnidirectionnelles à polarisation verticale. La polarisation horizontale est rare mais existe néanmoins.

c. Technologies existantes

Les antennes omnidirectionnelles les plus simples et les plus connues sont sans aucun doute les dipôles et les monopôles.



Figure II-6 : Antennes omnidirectionnelles monopolaires

Les monopôles ont l'avantage de présenter un faible encombrement. Des solutions concurrentes telles que les antennes fil-plaques monopolaires [I.14] ont été développées (Figure II-7). Leur structure comprend un plan de masse surmonté d'un élément rayonnant court-circuité parallèle au plan de masse, tous deux reliés par la sonde d'alimentation. Il existe aussi d'autres types de monopôles dont l'élément rayonnant est parfois replié [I.15] ou perpendiculaire au plan de masse [I.16].

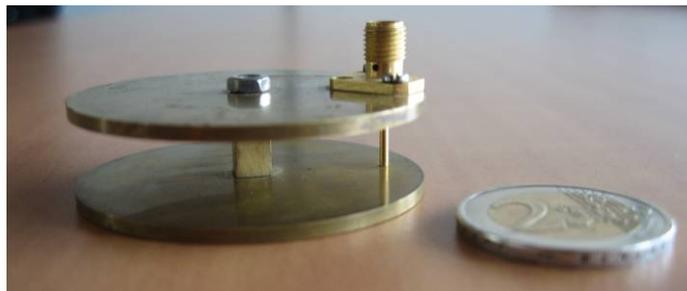


Figure II-7: Antenne fil plaque

Les dipôles peuvent être simplement filaires ou bien imprimés sur un substrat [I.17] [I.18] [I.19]. Néanmoins, ces antennes fournissent un gain assez faible et ne permettent donc pas de constituer des stations de base. Il est alors nécessaire de les mettre en réseau. Les dipôles peuvent être imprimés dos à dos afin de conserver une bonne omnidirectionnalité [I.20]. Des réseaux sont évidemment courants, ils sont parfois repliés [I.21].

D'autres solutions privilégient les structures à symétrie de révolution. Il existe des patchs conformés [I.22], des réseaux de fentes disposés autour d'un cylindre [I.23], ou encore un agencement de 6 réseaux de patchs planaires [I.24] (Figure II-8). Des structures comme les antennes coaxiales [I.25] ont aussi été conçues.



Figure II-8: Agencement hexagonal de 6 réseaux de patches

Pour obtenir des gains compris entre 6 et 8 dB, il existe encore d'autres structures [I.26], comme les réseaux alimentés par couplage électromagnétique [I.27].

Pour obtenir des gains importants supérieurs à 8 dB, les réseaux de patches ou de dipôles sont les solutions les plus adéquates, l'inconvénient majeur restant la variation du gain en azimut. Il faut noter que les réseaux d'alimentation sont encombrants et difficiles à concevoir. De plus, les pertes diélectriques engendrées par le substrat peuvent atteindre 2 à 3 dB dans certains cas.

Une autre solution propose un assemblage de cavités résonnantes diélectriques et de fentes [I.28] ou encore de tiges diélectriques utilisant les ondes de fuite [I.29] [I.30] permettant de réduire considérablement la taille de l'antenne comparée aux solutions à réflecteur [I.31] par exemple qui donnent cependant de très bons résultats en terme de gain.

Plus récemment, des antennes omnidirectionnelles à base de matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE) ont été développées. Au sein du département Ondes et Systèmes Associés (OSA) du laboratoire XLIM, le choix s'est porté vers des antennes utilisant un matériau BIE diélectrique [I.32]. Une thèse faisant pour partie l'objet de ce sujet a montré que l'on peut atteindre des gains de 9 dB [I.33] (Figure II-9).



Figure II-9: Antenne BIE diélectrique

Depuis le début de cette thèse, des antennes à base de matériaux BIE métalliques ont aussi fait l'objet de recherches dans d'autres laboratoires. Les motifs périodiques métalliques sont déclinés sous plusieurs formes, ce sont soit des anneaux [I.34], soit des tiges [I.35] [I.36], soit des patchs [I.37].

Il est à noter que ces antennes BIE ne sont proposées qu'en polarisation verticale. Cependant, la diversité de polarisation est un critère important pour les réseaux de télécommunications sans fil.

Aussi, ces antennes BIE n'ont pas encore montré tout leur potentiel. Le paragraphe suivant mettra en évidence les propriétés de ces matériaux et les perspectives qu'ils peuvent offrir dans le domaine des antennes et plus particulièrement pour les antennes omnidirectionnelles.

III. LES ANTENNES A MATERIAUX BIE

1. Définition et historique

Les matériaux à bande interdite photonique (BIP), plus récemment appelés matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE) sont des structures diélectriques ou métalliques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux. Cette périodicité peut se manifester dans une, deux ou trois dimensions sous la forme de plaques, de tiges, et enfin de parallélépipèdes agencés en "tas de bois" (Figure III-1).

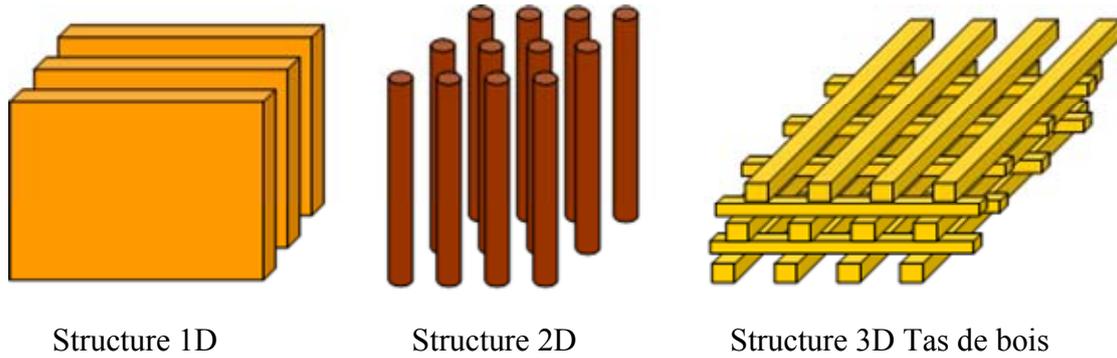


Figure III-1: Structures de matériaux BIE

Dès 1915, le célèbre physicien anglais William Laurence Bragg réalisait le tout premier matériau à bande interdite photonique en se basant sur la réflexion d'ondes électromagnétiques. En empilant successivement des couches transparentes de matériaux d'indices de réfraction différents, il réussit à créer un miroir presque parfait permettant de renvoyer 99.5% de l'énergie incidente (**Figure III-2**). Ce rendement est obtenu quand la longueur d'onde et l'angle d'incidence du rayonnement sont accordés avec l'épaisseur des strates constituant le matériau BIE. La réflexion est optimale quand les couches sont distantes de $\lambda/4$.

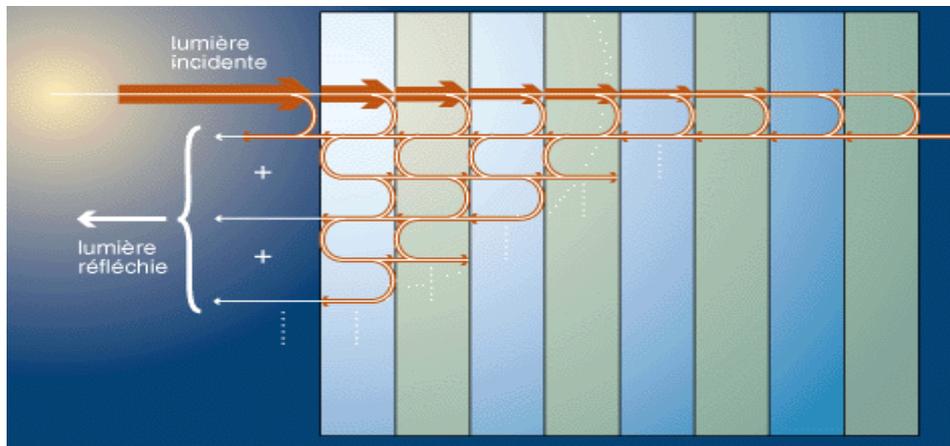


Figure III-2: Principe du miroir de Bragg

En 1987, Eli Yablonovitch généralise cet assemblage périodique unidimensionnel à des structures à deux ou trois dimensions. Il réussit aussi à faire le rapprochement entre les propriétés des cristaux solides et des cristaux photoniques, issus respectivement de l'équation de Schrödinger et des équations de Maxwell [I.38]. Il a ainsi été démontré la possibilité d'obtenir des bandes de fréquence 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 quel que soit l'angle d'incidence considéré. Ces plages de fréquences sont appelées bandes interdites électromagnétiques.

Pour illustrer ces propos, il est possible de caractériser par son coefficient de transmission une structure 1D éclairée en incidence normale comme indiquée sur la **Figure III-3**. Cette structure est un empilement de plaques d'épaisseur $\lambda_g/4$ séparées de $\lambda_0/4$. On constate alors la création d'une bande interdite centrée en f_0 .

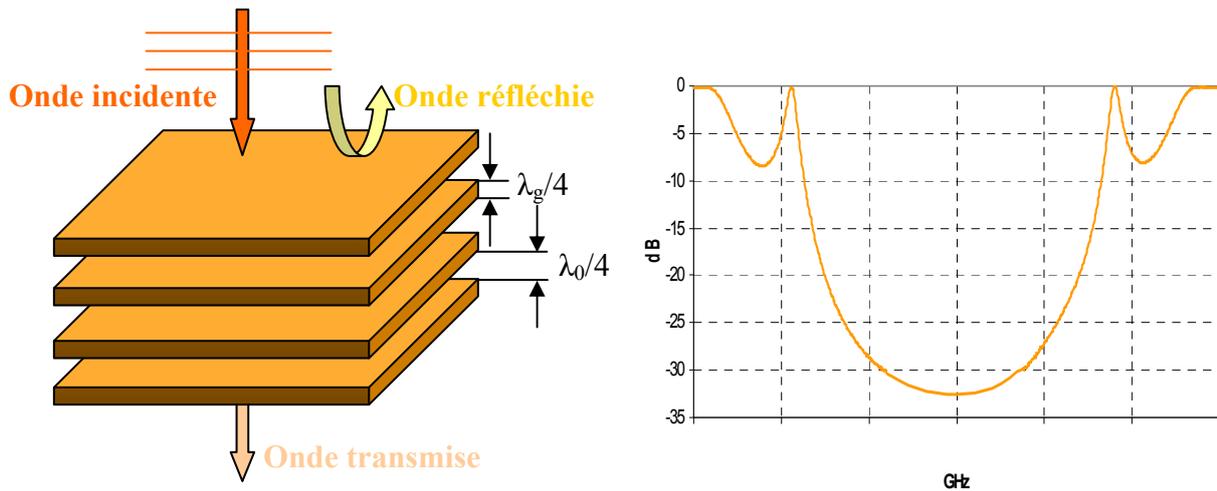


Figure III-3 : Caractérisation d'un matériau BIE

Les caractéristiques de cette bande interdite, à savoir sa fréquence centrale, sa largeur fréquentielle et sa "profondeur" peuvent être ajustées en modifiant la géométrie du matériau.

Ces caractéristiques deviennent particulièrement importantes lorsque l'on insère un défaut dans la périodicité.

2. Propriétés électromagnétiques des structures BIE à défaut

L'introduction d'un défaut dans la structure peut être réalisé de plusieurs manières à savoir par la modification de la permittivité des empilements ou encore par la suppression de plaques.

L'observation du coefficient de transmission de la structure à défaut illuminée par une onde plane montre l'apparition d'un pic de transmission à la fréquence centrale f_0 (**Figure III-4**). Une bande permise vient donc d'être créée à l'intérieur de la bande interdite. Ces résultats s'appliquent également aux structures 2D et 3D.

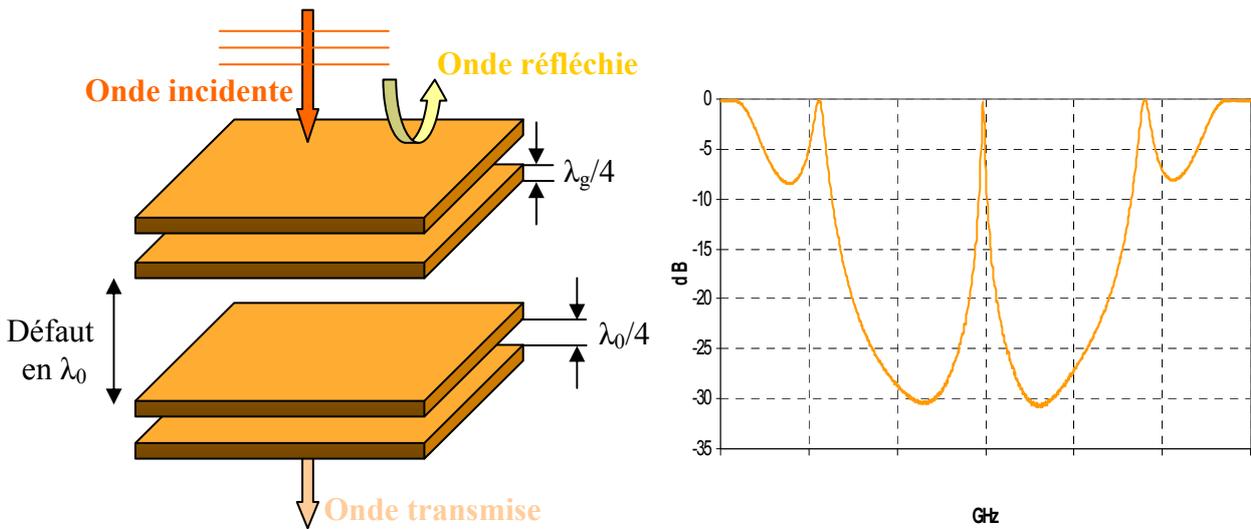


Figure III-4 : Caractérisation d'une structure BIE à défaut

La caractérisation fréquentielle de la structure à défaut souligne une propriété importante des matériaux BIE : **le filtrage fréquentiel**.

Les matériaux BIE appliqués dans le domaine des antennes permettent de réaliser également un **filtrage spatial**. En effet, comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant, il existe une direction privilégiée pour la propagation des ondes électromagnétiques.

3. Les antennes utilisant les matériaux BIE

A partir des études entreprises sur ces matériaux BIE, l'équipe OSA a mis en évidence qu'il était possible de réaliser des antennes BIE grand gain. Plusieurs types d'antennes peuvent être conçus à partir de la structure à défaut :

- une antenne bidirective constituée de la structure complète,
- une antenne directive comprenant simplement une demi-structure à défaut, l'autre étant remplacée par un plan de masse.

Une fois les structures présentées et leur fonctionnement expliqué, nous montrerons comment il est possible de concevoir des antennes toutes aussi performantes mais qui présenteront cette fois un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut.

a. L'antenne bidirectionnelle

Revenons un instant sur la structure à défaut. Si l'on insère une source d'excitation à l'intérieur de la cavité, deux directions de propagation vont être privilégiées. Cela forme ainsi une antenne bidirectionnelle dont le diagramme de rayonnement est présenté **Figure III-5** :

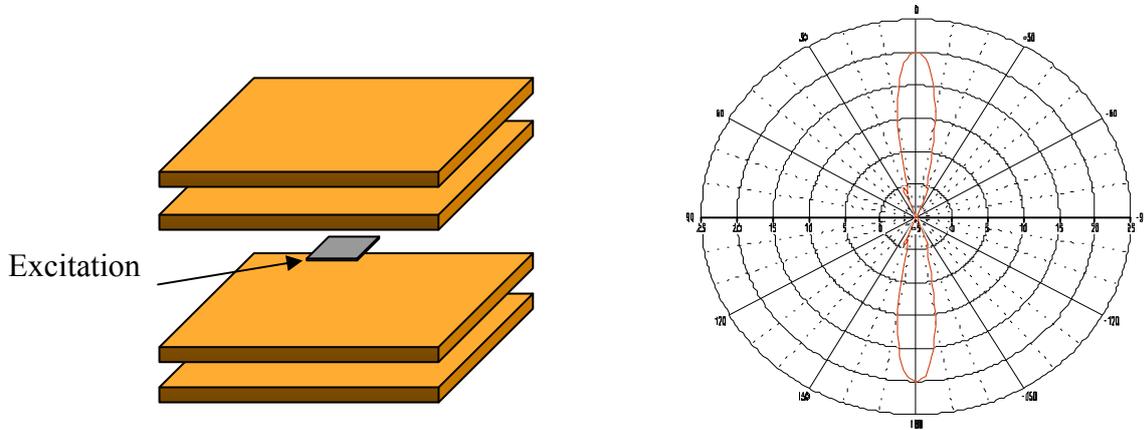


Figure III-5 : Antenne bidirectionnelle et diagramme de rayonnement associé

b. L'antenne directive

Si l'on observe les cartographies du champ électrique dans la structure, on remarque que l'énergie est confinée au niveau du défaut. Il se forme alors une cavité résonante dont la fréquence de fonctionnement est f_0 , correspondant à la hauteur de la cavité fixée à λ_0 . De plus, on remarque que le champ s'annule au milieu de la structure et qu'il est réparti de façon antisymétrique de chaque côté. En suivant le principe de l'image électrique, il est possible de remplacer la demi-structure inférieure par un plan de masse sans changer la répartition de l'énergie dans la partie supérieure [I.39].

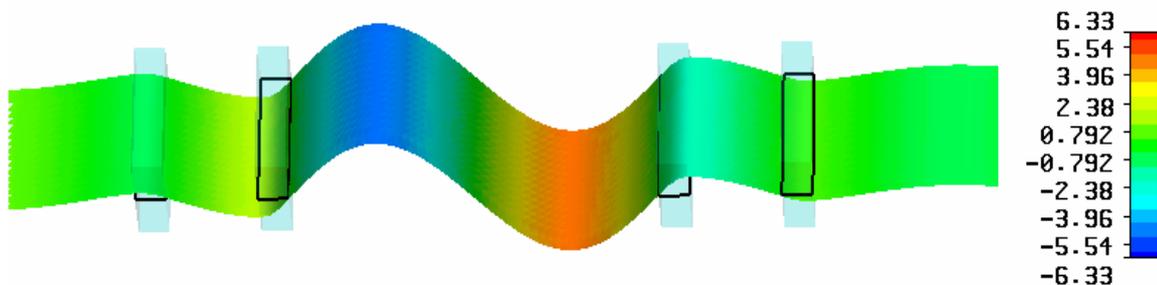


Figure III-6: Répartition du champ E dans un matériau BIE à défaut

De plus, si l'on insère une source d'excitation à l'intérieur de cette nouvelle cavité, par exemple un patch, on obtient une antenne directive pointant dans une seule direction (**Figure III-7**).

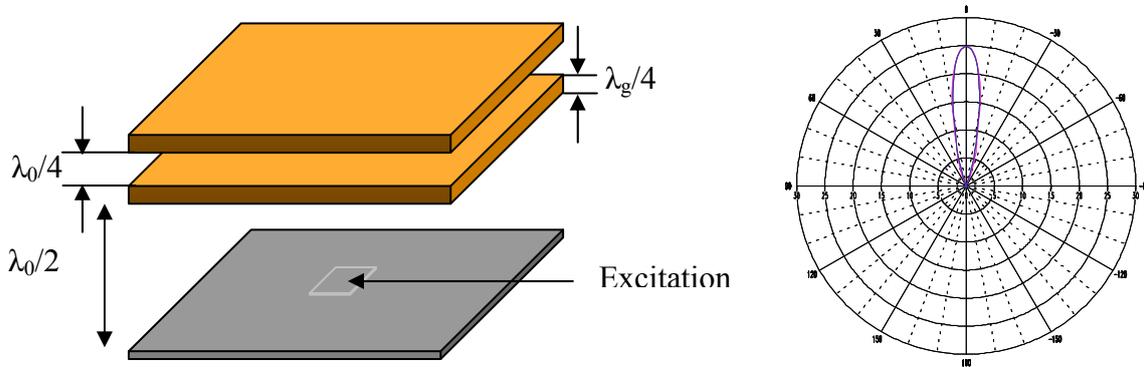


Figure III-7 : Antenne BIE directive et diagramme de rayonnement associé

L'étude de cette antenne a fait l'objet de nombreux travaux dans l'équipe qui ont donné lieu au dépôt de plusieurs brevets. Les performances des antennes à matériaux BIE ont été démontrées dans diverses publications.

Cependant, comme nous l'avons vu précédemment, les opérateurs ont exprimés de forts besoins en antennes omnidirectionnelles pour les réseaux cellulaires. Forte de ces connaissances sur les antennes BIE planaires, l'équipe s'est donc tournée vers un nouveau type de diagramme, omnidirectionnel en azimut.

c. Les antennes omnidirectionnelles

Les antennes que l'équipe souhaite développer doivent avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de ce type (**Figure III-8**) :

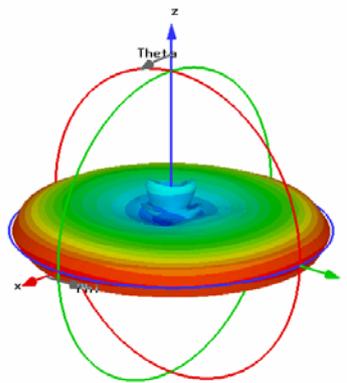


Figure III-8: Diagramme de rayonnement omnidirectionnel souhaité pour les stations de base

Nous allons tenter de justifier la structure des antennes qui a été choisie. Tout d'abord, le diagramme de rayonnement souhaité est globalement invariant par rotation. Une structure à symétrie de révolution semble donc intéressante.

D'autre part, le diagramme dans le plan vertical présente une faible ouverture et donc un gain relativement élevé. Comme le gain est inversement proportionnel à la surface de la tache rayonnante, on peut facilement en déduire que la forme de l'antenne doit être importante dans le plan vertical.

La combinaison de ces deux critères aboutit à une structure cylindrique de hauteur relativement élevée que nous déterminerons par la suite.

En réalité, nous pouvons imaginer non pas une mais deux structures déduites des antennes planaires : l'antenne cylindrique et l'antenne coaxiale. Ces structures ont été présentés dans un premier brevet déposé en 1999 [L.40] et ont fait l'objet d'un second brevet déposé en mai 2004 [L.41]. Voyons maintenant les deux structures étudiées tout au long de cette thèse.

Le repliement à 180° de l'antenne bidirective donne naissance à la structure cylindrique. La cavité est alors délimitée par la première interface du matériau BIE. Cette structure est appelée "antenne cylindrique" (**Figure III-9**).

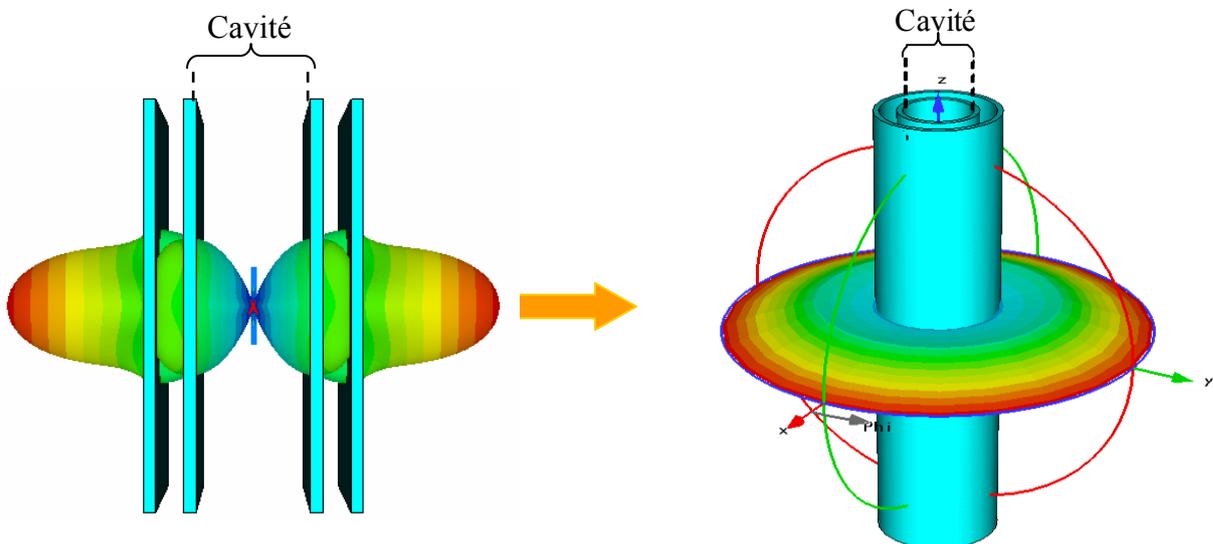


Figure III-9 : Analogie entre l'antenne bidirective et l'antenne cylindrique

D'autre part, l'annulation du champ électrique au milieu de la structure planaire permet l'insertion d'un plan de masse et donc la création de l'antenne directive. En courbant cette structure sur 360° , l'antenne cylindrique obtenue comporte alors une âme centrale métallique.

Cette antenne omnidirectionnelle s'appellera "antenne coaxiale". La cavité résonante est cette fois délimitée par l'âme centrale et la première interface du matériau (**Figure III-10**).

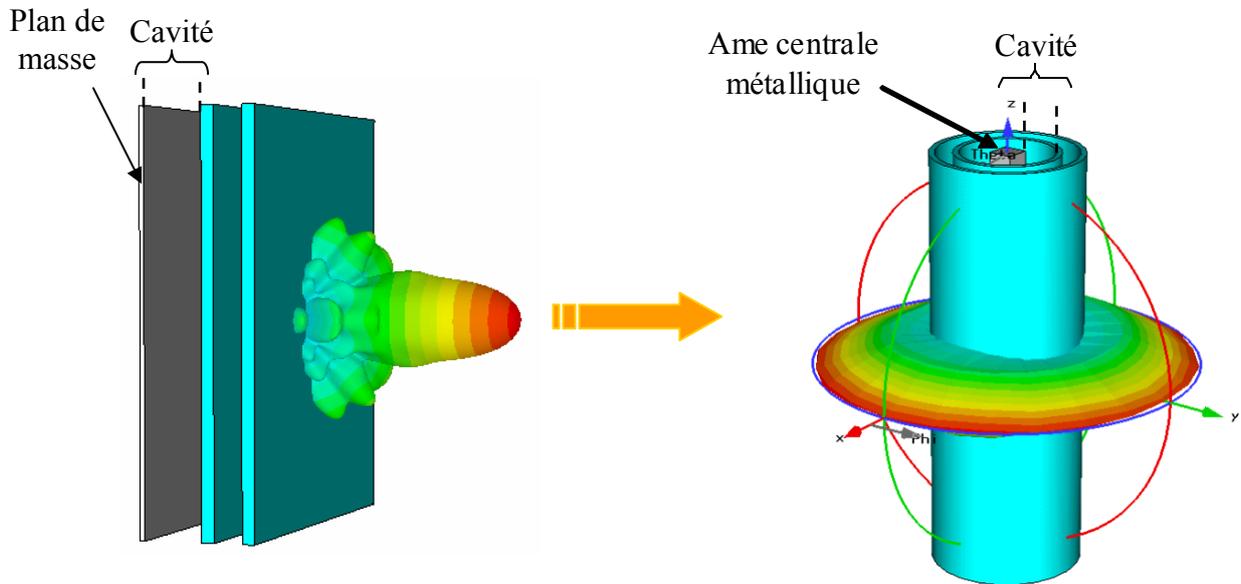


Figure III-10 : Analogie entre l'antenne directive et l'antenne coaxiale

Les antennes cylindriques au sens large sont donc réparties en deux catégories : l'antenne cylindrique sans âme centrale métallique et l'antenne coaxiale avec âme centrale métallique. Afin de ne pas confondre l'ensemble de ces antennes avec l'antenne sans âme centrale, nous parlerons toujours de la famille d'antennes BIE au pluriel et de l'antenne cylindrique sans âme centrale au singulier.

Les structures cylindriques à bande interdite électromagnétique étant maintenant décrites, nous allons exposer le contexte de l'étude et détailler les objectifs visés durant cette thèse.

IV. PRESENTATION DE L'ETUDE

1. Caractéristiques de l'antenne omnidirectionnelle visée

Avant de s'intéresser aux caractéristiques visées pour notre antenne, il est intéressant de consulter les recommandations de l'ETSI sur les antennes pour liaisons point-multipoint dans la bande des 3-11 GHz.

En effet, il est indiqué dans la norme EN 302 085 v1.2.3 datant de septembre 2005, que ces antennes doivent avoir un diagramme de rayonnement qui satisfait les critères suivants :

- ✓ un gain nominal minimal de 8 dBi,
- ✓ une ondulation du gain en azimut de 3 dB crête à crête,
- ✓ une différence entre le niveau maximum de la polarisation principale et de la polarisation croisée de 20 dB au minimum, aussi appelée discrimination de la polarisation croisée.

Le gain dans le plan horizontal doit donc être compris entre 6.5 dB et 9.5 dB avec une valeur moyenne minimale de 8 dB sur la bande.

A partir de ce constat, nous pouvons fixer des objectifs pour la conception des antennes BIE. Comme nous venons de le voir, les antennes omnidirectionnelles ne doivent répondre qu'à trois exigences pour respecter la norme de l'ETSI. Voici les caractéristiques que nous avons retenues durant tous ces travaux de recherche.

Tout d'abord, l'antenne que nous souhaitons développer devra tout d'abord présenter un **gain maximal d'au minimum 8 dBi**.

D'autre part, nous nous attacherons à perfectionner le niveau de l'ondulation du gain en azimut. En effet, il est courant de trouver dans le commerce des antennes dites omnidirectionnelles qui présentent une ondulation du gain en azimut de 3 dB voire plus. Cela implique que suivant la direction des usagers autour de la station de base, la puissance qu'ils recevront peut varier du simple au double. L'appellation "omnidirectionnelle" semble dans ce cas un abus de langage, même si la norme le tolère. Il est donc important de souligner que les antennes que nous allons étudier par la suite, devront afficher des performances de qualité pour ce **critère "d'omnidirectionnalité"** ou plus précisément de variation du gain en azimut. Nous nous imposerons un **maximum de 1 dB**.

Enfin, le niveau de **discrimination de la polarisation croisée** devra être **d'au moins 20 dB** dans l'axe comme indiqué sur la norme.

2. Collaboration avec l'entreprise RADIALL

Cette thèse a été effectuée en collaboration avec l'entreprise RADIALL. Celle-ci a été créée en 1952 par deux frères, Lucien et Yvon GATTAZ et est désormais dirigée par Pierre GATTAZ. RADIALL compte aujourd'hui 15 établissements et 1800 salariés à travers le monde. Elle est présente sur quatre continents.

La production a commencé par des fiches coaxiales de télévision puis s'est diversifiée vers la connectique à usage industriel. Désormais, RADIALL conçoit, développe et fabrique des composants électroniques (connecteurs multibroches), des composants micro-ondes (charges, atténuateurs, coupleurs, commutateurs...), de la connectique hyperfréquences (câbles et connecteurs RF), des connecteurs et composants optiques, ou encore des antennes.

Ses principaux marchés sont l'aéronautique, l'automobile, les télécommunications militaires et l'électronique professionnelle, mais aussi le domaine spatial, médical ou encore les transports.

Le fort développement du marché des télécommunications sans fil a conduit RADIALL à proposer des antennes. S'inscrit donc notamment au catalogue une antenne omnidirectionnelle fonctionnant sur la bande 5.15-5.35 GHz.

Cependant, RADIALL, qui entretient une collaboration étroite avec le domaine de la recherche a souhaité explorer les possibilités offertes par les matériaux BIE innovants afin d'améliorer encore les performances de cette antenne.

Le cadre de cette thèse s'est donc élargi pour répondre à des ambitions communes :

- ✓ démontrer la faisabilité d'antennes omnidirectionnelles à base de matériaux BIE,
- ✓ concevoir une antenne fort gain pour la bande des 5 GHz avec une faible variation du gain en azimut,
- ✓ réaliser un ou plusieurs prototypes,
- ✓ étudier leur industrialisation,
- ✓ comparer les performances obtenues avec les antennes déjà existantes sur le marché et réalisées dans d'autres technologies,
- ✓ explorer les différentes polarisations pour apporter une valeur ajoutée aux antennes omnidirectionnelles existantes.

3. Développements réalisés

a. Etat de l'art en début de thèse

Au commencement de cette thèse, les antennes omnidirectionnelles à base de matériau BIE n'avaient pas encore été développées au sein de l'équipe. La structure avait seulement été imaginée. Dans la communauté scientifique, peu de publications avaient porté sur ce type d'antennes [I.42][I.43]. Le seul autre moyen de concevoir des antennes omnidirectionnelles à fort gain était d'utiliser un réseau de dipôles imprimés. L'inconvénient majeur de ces structures est le réseau d'alimentation qui peut s'avérer compliqué et impliquer des pertes diélectriques importantes.

Nous étions deux doctorantes à prendre en main le sujet des antennes omnidirectionnelles à matériau BIE.

b. Avancées réalisées

Nous avons tout d'abord validé les structures BIE en utilisant **des matériaux diélectriques**, cherché à comprendre le fonctionnement, déterminé les sources d'excitation possibles, mis au point des techniques d'amélioration des performances notamment par l'utilisation de plusieurs sources et par la conformation de la cavité. Un prototype a même été réalisé. Ces travaux ont fait l'objet d'un chapitre de thèse de Laure FREYTAG [I.33].

Compte tenu des difficultés liées à la mise au point des matériaux diélectriques et de la fabrication de structures cylindriques, les travaux qui ont ensuite été poursuivis ont visés **des matériaux métalliques**. Pour faciliter la conception de futures antennes, **des abaques** ont été mises au point afin de déterminer la structure BIE nécessaire à l'obtention d'un gain et d'une bande passante donnée. Un **nouveau prototype** permettant de valider le fonctionnement des antennes à matériau métallique a été réalisé. Puis, nous avons été forcé de constater que ces antennes étaient **difficiles à adapter**. Des solutions ont été proposées et ont permis de régler ce problème. Riches de ces expériences, nous avons étudié leur **capacité à être industrialisées**. Nous avons tenté de simplifier la structure pour réduire les coûts de fabrication plus importants que des solutions imprimées.

Puis, l'étude de **nouvelles polarisations d'antennes** a été envisagée. En effet, très peu d'antennes omnidirectionnelles sont proposées en **polarisation horizontale**. Nous avons alors

modifié la structure des matériaux, cherché des sources d'excitation potentielles, confirmé le fonctionnement et réalisé à nouveau une antenne.

Les polarisations horizontale et verticale ont ensuite été combinées pour former une **antenne omnidirectionnelle à double polarisation bi-voies et une antenne à polarisation circulaire**. Ces antennes sont tout à fait originales et aucune publication extérieure au laboratoire XLIM n'a encore vu le jour.

Toutes ces avancées ont permis d'avoir une connaissance générale des antennes BIE omnidirectionnelles dans différentes polarisations. Elles ont aussi permis aux industriels de savoir quelles performances peuvent être attendues pour de telles antennes, quels sont leurs avantages et leurs inconvénients sur le marché, et quels procédés de réalisation pourraient alléger les coûts de fabrication.

Avant de rentrer dans le vif du sujet, une présentation des moyens de simulation et de mesures va être exposée.

4. Moyens mis à disposition

a. Les outils de simulation

Durant cette thèse, deux logiciels de simulation électromagnétique ont été utilisés, d'abord un logiciel de recherche appelé *INI* puis le logiciel commercial *CST Microwave Studio*.

i. Le logiciel de recherche *INI*

Le code utilisé a été développé par l'équipe électromagnétisme d'XLIM [I.44], une version plus conviviale a été commercialisée sous le nom de *THESADE*. Il est basé 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 IV-1**).

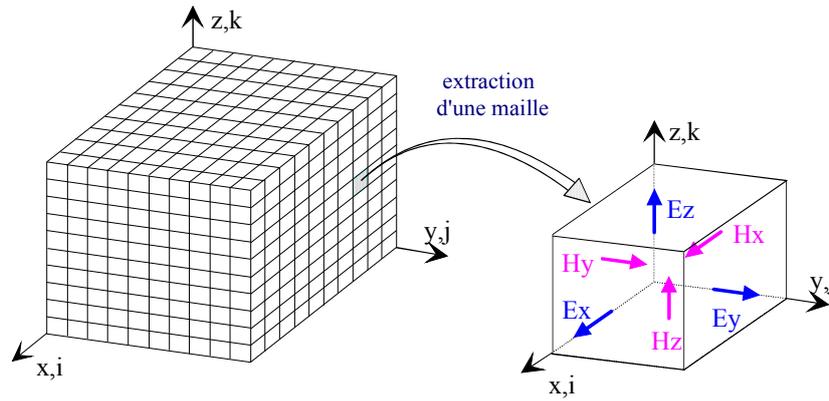


Figure IV-1 : Volume de calcul et cellule élémentaire

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.45]). Ce milieu a la propriété d'absorber les champs électromagnétiques, et minimise l'effet des réflexions parasites sur les frontières du maillage.

Ce type de méthode permet une simulation rigoureuse des antennes [I.46]. Mais il faut par contre bien se rendre compte qu'afin de modéliser finement la structure de l'antenne, il est nécessaire d'utiliser des mailles élémentaires de petite taille, inférieures au $1/10^{\text{ème}}$ de la longueur d'onde. On comprend alors que la simulation d'une antenne de plusieurs longueurs d'onde de coté telle que celles qui ont été étudiées dans cette thèse, va demander énormément de ressources informatiques et de temps de calcul.

Dans le cas le plus défavorable, nos structures ne présentent pas de symétrie compte tenu de la source d'excitation. A titre d'exemple, il faut compter environ 12 heures de calcul en local (sur une machine de 2 Go de mémoire vive et utilisant un processeur de 677 MHz codant sur 64 bits) et près de la moitié sur les machines de l'IDRIS [I.47] disposant de supercalculateurs (16 Go de mémoire vive, processeur d'environ 3 GHz, 64 bits).

D'autre part, il est important de noter que le maillage utilisé est parallélépipédique. Ce n'est pas forcément le plus adéquat pour mailler des structures cylindriques. En effet, cela nous oblige à réduire de façon importante la taille des cellules pour mailler correctement la courbure.

Un autre inconvénient réside dans l'interfaçage du logiciel. Pour saisir un élément de la structure, il est nécessaire de rentrer tous les points les uns après les autres, coordonnées après coordonnées. Et il n'existe pas de fenêtre graphique permettant de visualiser facilement le résultat.

Aussi, le département OSA s'est doté dernièrement d'un logiciel commercial permettant de pallier à un certain nombre de ces inconvénients.

ii. Le logiciel commercial *CST Microwave Studio*

Le logiciel *CST Microwave Studio* est basé sur la combinaison de l'approximation des conditions aux limites par la méthode PBA (Perfect Boundary Approximation) et de la technique d'intégration finie FIT (Finite Integration Technique) [I.48].

Les résultats des simulations lancées avec le logiciel de recherche *INI* nous parviennent en moins de 2 heures avec le logiciel *CST Microwave Studio*. Ces calculs ont été menés sur un ordinateur ayant 1Go de RAM et un processeur Intel Pentium de 1.73 GHz.

Afin de comprendre pourquoi les calculs sont nettement plus rapides, il faut s'intéresser à la méthode utilisée pour le maillage. L'utilisateur précise la taille des mailles par rapport à la longueur d'onde et un ratio entre la plus grande maille et la plus petite. Ensuite le logiciel choisit habilement les endroits nécessitant plus ou moins de cellules. Bien entendu, l'utilisateur reste maître du processus et peut forcer le maillage sur une dimension particulière si cela s'avère nécessaire. Ainsi, le nombre de mailles est réduit de façon drastique (environ 6 fois) par rapport aux structures simulées avec la FDTD [I.49].

Ce logiciel commercial présente d'autres avantages pour la conception d'antennes.

D'abord, on peut souligner l'utilité de la fenêtre graphique permettant de visualiser la structure sous tous les angles.

De plus, dans un processus d'optimisation, *CST Microwave Studio* évince largement *INI*. En effet, il est possible de définir des grandeurs en paramètres et ainsi de modifier leur valeur directement, sans avoir à saisir à nouveau la structure dans son ensemble.

Le passage au logiciel *CST Microwave Studio* a donc fait évoluer considérablement les possibilités de calcul.

b. Les moyens 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, l'une appartenant au département OSA et l'autre à RADIALL.

i. La base de mesures du laboratoire XLIM

Le département OSA possède deux bases de mesures d'antennes fonctionnant à des fréquences différentes : la base compacte [I.50] permet de mesurer des antennes fonctionnant

entre 10 et 50 GHz, et une deuxième base travaillant plus bas en fréquence. La grande majorité des mesures d'antennes s'est faite au sein de cette dernière. Elle est appelée 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 IV-2**).



Figure IV-2 : Photographie de la base de mesures du laboratoire XLIM

Les dimensions de cette base de mesures 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 IV-3**.

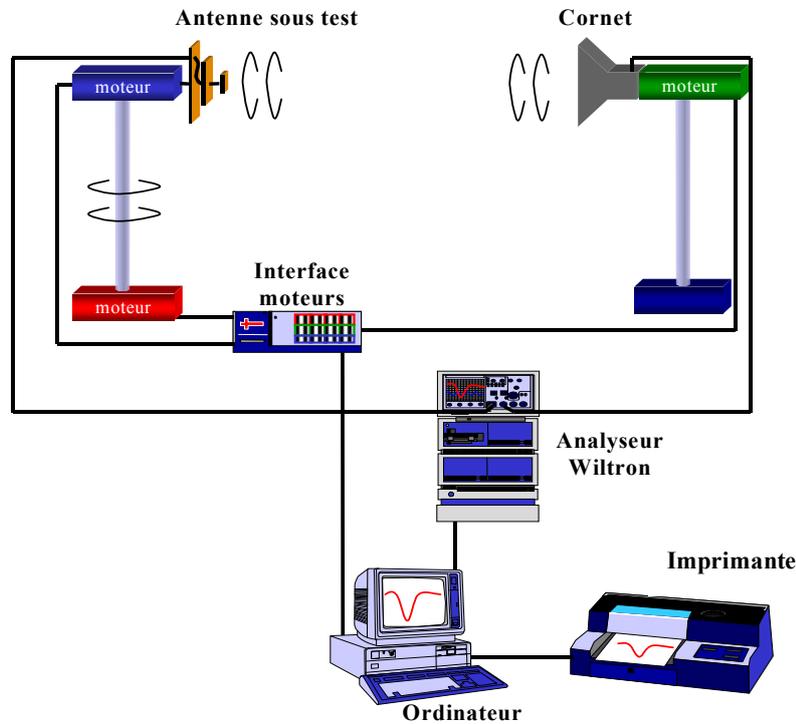


Figure IV-3 : Schéma de principe du banc de mesures en rayonnement des antennes

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 de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\frac{P_r}{P_i} = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho$$

$$\text{d'où : } G_r = \frac{P_r}{G_{rc} \cdot \rho \cdot P_i} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

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.

P_r : la puissance reçue

P_i : la puissance incidente

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de $\frac{P_r}{P_i}$ fournit directement la valeur de G_r .

ii. La base de mesures de RADIALL

L'entreprise RADIALL a mis à notre disposition une chambre anéchoïde à Voreppe fonctionnant entre 800 MHz et 13.5 GHz (**Figure IV-4**). Elle mesure 5 mètres de hauteur par 10 mètres de longueur. Elle comprend un analyseur de réseaux vectoriel (Wiltron 37 225 B) travaillant sur la bande 40 MHz - 13.5 GHz.

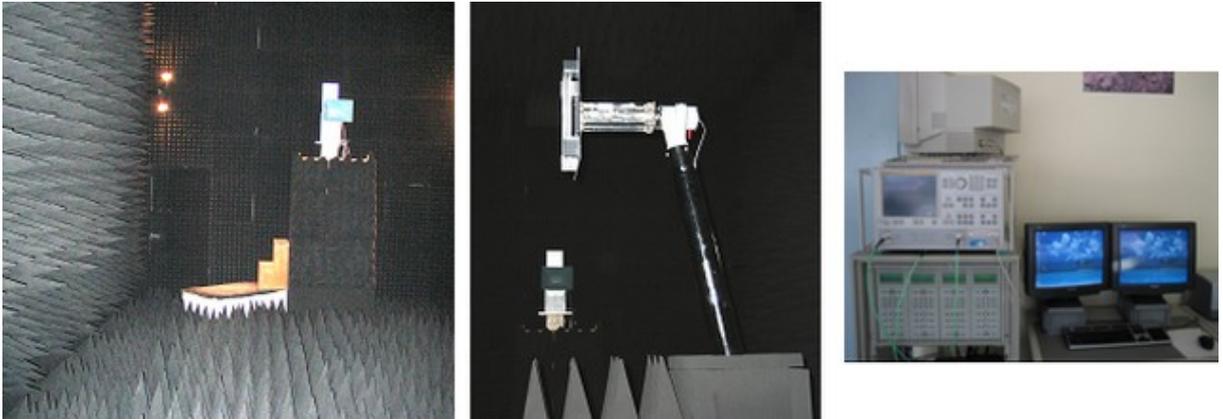


Figure IV-4: Chambre anéchoïde à Voreppe

L'antenne d'émission est un cornet fonctionnant dans la bande allant de 1 à 18 GHz. Quant à l'antenne à tester, contrairement à XLIM, elle est installée à l'extrémité d'un bras tournant ayant quatre axes de rotation pilotés par quatre moteurs.

V. CONCLUSION

Ce premier chapitre a permis de présenter le contexte général dans lequel s'inscrivent les travaux effectués durant cette thèse. Le très fort développement des télécommunications sans fil a entraîné récemment la création de nombreux réseaux réglementés par des normes. Un état de l'art de ces réseaux a permis de mettre en évidence la nécessité de concevoir des antennes performantes dont les caractéristiques sont appropriées aux besoins des stations de base.

La deuxième partie s'est focalisée sur les antennes à base de matériau BIE. L'étude des structures d'antennes directives et bidirectives bien connues au sein du département a permis de proposer deux structures d'antennes omnidirectionnelles. Leur forme cylindrique associant les propriétés des matériaux BIE permettrait de créer **des antennes à fort gain tout en conservant une ondulation très faible du gain dans le plan horizontal**.

Le potentiel offert par ces antennes a motivé la collaboration avec le groupe RADIALL. Aussi, des objectifs communs reliant le domaine de la recherche à celui de l'industrie ont été dégagés :

- ✓ Aboutir à une compréhension des structures BIE omnidirectionnelles,
- ✓ Pouvoir prévoir les performances des antennes,
- ✓ Réaliser de façon la plus industrielle possible ces antennes,
- ✓ Les mesurer afin de confirmer leurs caractéristiques,
- ✓ Et enfin dégager leurs atouts par rapport à d'autres technologies.

Afin de mettre en œuvre ce travail, les moyens numériques et expérimentaux ont été présentés.

Le deuxième chapitre de ce mémoire sera consacré à la conception d'antennes BIE cylindriques à polarisation verticale.

VI. BIBLIOGRAPHIE

- [I.1] **R. ARTHAUT**
"La consommation des ménages en TIC depuis 45 ans, un renouvellement permanent", Insee Première n°1101 - septembre 2006.
- [I.2] ARCEP, Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des Postes, <http://www.arcep.fr>
- [I.3] ANFR, Agence Nationale des Fréquences, <http://www.anfr.fr>
- [I.4] ZigBee, <http://zigbee.org>
- [I.5] Bluetooth, <http://www.bluetooth.com>
- [I.6] Réseaux et Télécoms *"Dossier : WLAN"*, n°209, 23 mai 2003.
- [I.7] Wireless Fidelity, <http://www.wi-fi.org>
- [I.8] <http://portal.etsi.org/radio/HiperLAN/HiperLAN.asp>
- [I.9] ETSI, European Telecommunications Standards Institute, <http://www.etsi.org>
- [I.10] Wimax, <http://www.wimaxforum.org/>
- [I.11] **C. POUMIER**
"Réalisation d'un démonstrateur LMDS à 40 GHz à Limoges", Contrat ANVAR n° A9707028K00, CREAPE INGENIERIE, Juillet 1999.
- [I.12] **SIEGMUND M. REDL, MATTHIAS K. WEBER, MALCOLM W. OLIPHANT**
"GSM and Personal Communications Handbook", Artech House, May 1998.
- [I.13] **KOVRT**
"On the road to UMTS : through GSM, GPRS, and EDGE", Wireless Europe, May 2002, pp.23.
- [I.14] **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.15] **SAOU-WEN SU AND KIN-LU WONG**
"Broadband omnidirectional U-shaped metal-plate monopole antenna", Microwave and Optical Letters, February 20 2005, Vol.44 N°4.

- [I.16] **SAOU-WEN SU, KIN-LU WONG, YUAN-TUNG CHENG, AND WEN-SHYANG CHEN**
"Finite-ground plane effects on the ultra-wideband planar monopole antenna", Microwave and Optical Technology Letters, Vol.43 N°6, December 20 2004.
- [I.17] **YOUNG-HO SUH AND KAI CHANG**
"Low cost microstrip-fed dual frequency printed dipole antenna for wireless communications", Electronics Letters, 6th July 2000, Vol. 36, N°14.
- [I.18] **CHOH-MING SU, HONG-TWU CHENG AND KIN-LU WONG**
"Printed dual-band dipole antenna with U-slotted arms for 2.4/5.2 GHz WLAN operation", Electronics Letters, Vol. 38 N°22, 24th October 2002.
- [I.19] **R. BANCROFT, B. BATEMAN**
"An omnidirectional planar microstrip antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, Vol.52 N°11, pp.3151-3153.
- [I.20] **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.21] **A. FARAONE, D.O. McCOY,**
"The folded patch omnidirectional antenna", IEEE Symposium on Antennas and Propagation, 2001.
- [I.22] **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.23] **K. IIGUSA, S. YAMAMOTO, M. TANAKA, T. TESIROGI**
"A Slot-Array Antenna on a coaxial cylinder", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 1998
- [I.24] **A.R RUIZ, J. BASTERRECHEA**
"Omnidirectional antenna for 17 GHz Frequency Band", IEEE International Symposium on Antennas and propagation, 2002.
- [I.25] **KIN-LU WONG, CHIH-HSIEN WU, AND FA-SHIAN CHANG**
"Broadband coaxial antenna for Wimax access-point application", Microwave and Optical Technology Letters, April 2006, Vol.48, N°4.
- [I.26] **R. BANCROFT, B. BATEMAN**
"An Omnidirectional Planar Microstrip antenna with Low Sidelobes", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 42, n° 1, July 2004
- [I.27] **A. NESIC, D. NESIC**
"Omnidirectional Uniplanar Electromagnetically Coupled Antenna Array", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 40, n° 6, March 2004

- [I.28] **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.29] **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.30] **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.31] **M. OREFICE, P. PIRINOLI**
"Dual Reflector Antenna with Narrow Broadside Beam for omnidirectional Coverage", Electronics Letters, Vol. 29, n° 25, 1993
- [I.32] **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.33] **L. FREYTAG**
"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil", Thèse de Doctorat N°29-2004, Université de Limoges, 18 Novembre 2004.
- [I.34] **M. MBAYE**
"Etude, conception et réalisation d'une antenne à BIE métallique pour réseaux WiMAX", Rapport de stage de fin d'études, ENSIL, Septembre 2005.
- [I.35] **H. BOUTAYEB**
"Etude des structures périodiques planaires et conformés 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.36] **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.37] **G.K. PALIKARAS, A.P. FERESIDIS and J.C. VARDAXOGLU**
"Analysis and design of an omni-directional antenna with enhanced E-plane directivity using EBG surfaces", EuCAP 2006, Nice, France, 6-10 November 2006
- [I.38] **E. YABLONOVITCH**
"Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics", Physical Review Letters, 18 May 1987, Vol.58, N°20, pp2059-2062.

[I.39] M. THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude de nouveaux types d'antennes.", Thèse de doctorat N°34 – 1999, Université de Limoges, 18 Novembre 1999.

[I.40] B. JECKO, A. REINEX, M. THEVENOT

"Antenne pourvue d'un assemblage de matériaux filtrant", Brevet français N° FR9914521, déposé le 18 Novembre 1999.

[I.41] L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO

"Antenne à matériau BIP (Bande Interdite Photonique) à paroi latérale entourant un axe", N° 0405485, 19 mai 2004.

[I.42] H. BOUTAYEB

"Etude des structures 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.43] 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° D03-21, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Décembre 2003.

[I.44] P. LEVEQUE

"Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes", Thèse de doctorat n°14-94, Université de Limoges, février 1994

[I.45] J.P. BERENGER

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

[I.46] M. THEVENOT, A. REINEX, B. JECKO

"F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure", 1999 IOP Publishing Ltd.

[I.47] IDRIS, Institut du Développement et des Ressources en Informatique Scientifique,
<http://www.idris.fr>

[I.48] R. MARKLEIN

"The Finite Integration Technique as a general tool to compute acoustic, electromagnetic, elastodynamic and coupled wave fields".

[I.49] F. HIRTENFELDER, T. LOPETEGI, M. SOROLLA, L. SASSI

"Designing components containing band gap structures using time domain field solvers", Microwave Engineering, March 2002.

[I.50] Y. POUPIN

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

**Antennes BIE cylindriques à
polarisation verticale**

- ❖ Fonctionnement général d'une antenne BIE cylindrique ou coaxiale
- ❖ Les sources d'excitation
- ❖ Les matériaux BIE

I. INTRODUCTION

Le fort développement des réseaux de télécommunications sans fil nécessite **des antennes** de station de base **omnidirectionnelles en azimut et à fort gain**. Les applications visées pour ces antennes sont aussi bien des applications indoor qu'outdoor. En effet, les besoins en antennes omnidirectionnelles s'expriment autant pour les réseaux cellulaires que pour les réseaux locaux d'entreprises de taille moyenne dans lesquels on souhaite implanter des réseaux sans fil.

Les propriétés des matériaux à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) appliquées aux antennes directives ont permis d'atteindre de très bonnes performances avec des gains de 30 dB. Dans ce chapitre, nous montrerons qu'il est possible d'adapter la structure BIE planaire de ces antennes à des structures cylindriques et d'obtenir ainsi un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut à fort gain.

Dans la première partie de ce chapitre, la méthode de **dimensionnement** des **deux structures d'antennes** BIE cylindrique et coaxiale sera présentée. Le **fonctionnement** sera expliqué, et les principales caractéristiques en rayonnement et en impédance seront exposées en fonction de la fréquence, des conditions aux limites de la structure et de la hauteur de l'antenne.

La deuxième partie s'attachera à proposer des **sources d'excitation** adéquates pour exciter du mieux possible la cavité à résonateur BIE. La position de ces sources sera étudiée et nous verrons les effets du décalage latéral ou longitudinal dans la cavité.

Une fois le principe de fonctionnement bien assimilé et l'excitation appréhendée, les caractéristiques des **matériaux BIE** seront mises en avant. D'abord, la description des matériaux diélectriques permettra d'établir leurs performances potentielles et leurs limitations. La difficulté pour réaliser des matériaux diélectriques sous forme cylindrique et le coût parfois très élevé dirigeront ensuite les travaux présentés vers le choix d'un autre type de matériau : les structures métalliques. Ayant déjà fait l'objet d'études **[II.1]**, elles apparaissent comme des candidates parfaites pour pallier à ces problèmes.

De nombreuses simulations permettront enfin de proposer des abaques afin d'accélérer et de simplifier la conception de ces antennes à matériau métallique. A partir de la notion de taux de remplissage que nous définirons, la bande passante d'une antenne et son gain pourront être prévus à l'avance.

A la fin de ce chapitre, le fonctionnement général des antennes à matériau BIE aura été présenté et les caractéristiques en rayonnement seront connues.

II. FONCTIONNEMENT GENERAL D'UNE ANTENNE BIE CYLINDRIQUE OU COAXIALE

1. Fonctionnement des antennes BIE

a. Présentation des antennes BIE

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, la conception des antennes omnidirectionnelles est basée sur l'analogie avec les structures planaires directive et bidirective. Les structures sont aussi bien diélectriques que métalliques, nous les étudierons toutes les deux. La géométrie du matériau peut prendre des formes diverses. Mais globalement, la structure des antennes omnidirectionnelles reste constante. Il s'agit d'un matériau BIE entourant un axe.

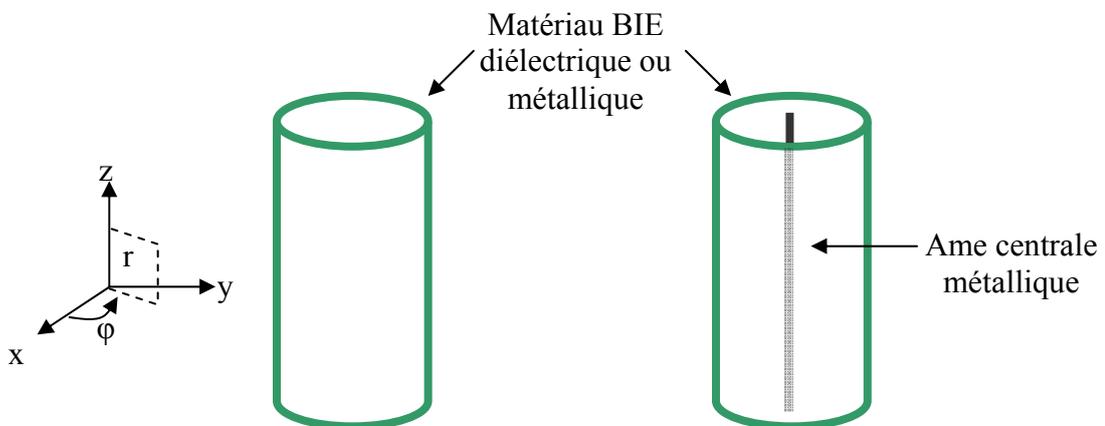


Figure II-1: Schémas des structures étudiées: structure cylindrique et coaxiale

Dans la suite de ce manuscrit, nous traiterons toujours en parallèle la structure cylindrique et la structure coaxiale (**Figure II-1**). La différence entre les deux provient de la partie centrale, l'une possédant une condition de court-circuit électrique avec la présence d'un plan de masse.

Cette particularité leur vaudra notamment des répartitions de champ différentes mais des caractéristiques en rayonnement semblables. En effet, les propriétés du matériau conditionnent les performances de l'antenne. Aussi, la conception d'une antenne BIE reposera

essentiellement sur la mise au point d'un matériau BIE permettant d'obtenir le gain maximal pour la bande à couvrir.

Afin de fonctionner en antenne, le matériau BIE doit être excité par une source que l'on place sous le matériau. Celle-ci va créer des champs qui vont se propager en se réfléchissant sur les parois du guide, et de l'âme centrale métallique pour le guide coaxial. Une partie de l'énergie est transmise et une autre est réfléchie. L'énergie transmise est alors rayonnée. Elle est à l'origine de la formation d'une tache rayonnante à la surface du matériau BIE.

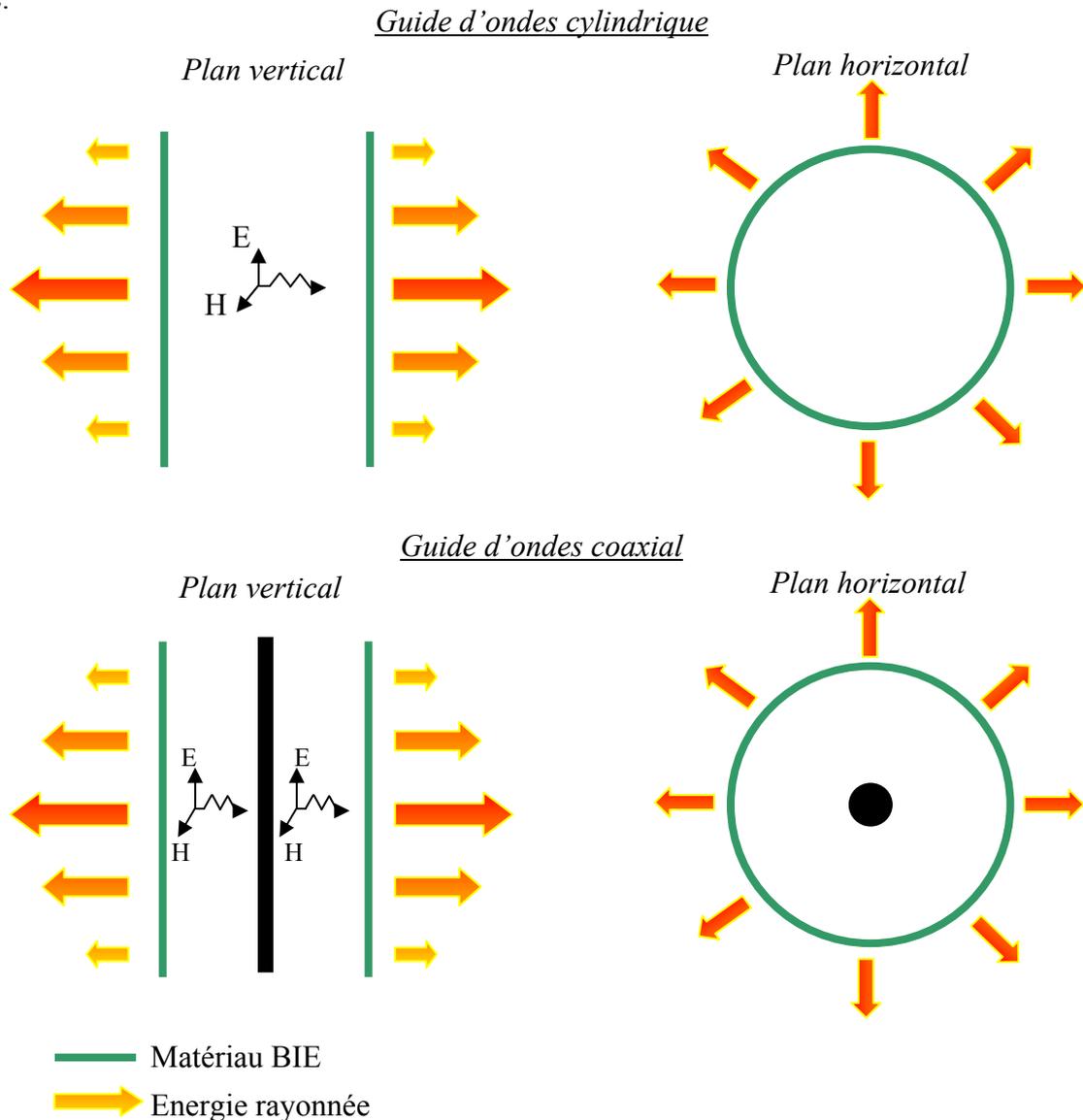


Figure II-2: Principe de fonctionnement d'une antenne BIE cylindrique et coaxiale en polarisation verticale

Les diagrammes de rayonnement s’obtiennent en prenant la transformée de Fourier des cartographies de champ. Il est donc important d’observer la répartition de l’énergie. D’après la théorie des ouvertures rayonnantes, plus la taille de la tache est importante, plus le lobe de rayonnement est pincé. Pour les structures BIE cylindriques, plus la tache est importante dans le plan vertical, plus on observe un lobe de rayonnement pincé. Et comme ceci est valable dans toutes les directions de l’azimut, le rayonnement obtenu est bien omnidirectionnel.

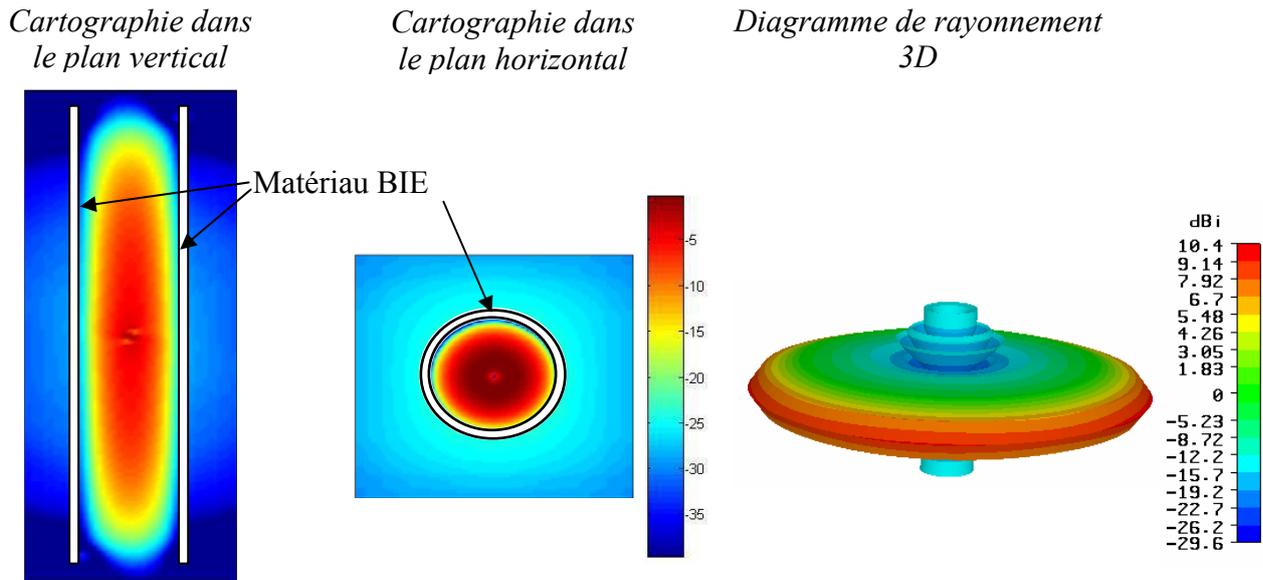


Figure II-3: Cartographies de champ E et diagramme de rayonnement de l’antenne cylindrique

Remarques :

- Il est à noter que les cartographies représentent le champ à l’intérieur de la boîte de Huygens. La structure est représentée en blanc dans les deux plans de coupe.
- Tout au long de ce manuscrit, la hauteur de l’antenne est disposée suivant l’axe z. Le rayonnement maximal a lieu dans la direction azimutale $\theta=90^\circ$ (cf. repère cylindrique de la **Figure II-1**).

b. Dimensionnement du rayon de la structure

Pour obtenir ce fonctionnement optimal, il faut tout d’abord que la structure soit dimensionnée de façon adéquate.

Nous avons expliqué que l’énergie se réfléchit sur les interfaces de la structure et qu’une partie est transmise. Or, la fréquence de fonctionnement pour une antenne à matériau

réfléchissant dépend de la phase du coefficient de réflexion de l'onde aux interfaces de la cavité [II.2]. Dans le cas des antennes BIE, le rayon du guide sera différent suivant si l'on s'intéresse au guide cylindrique ou coaxial. La formule établie par Trentini a donc été adaptée.

Dans le premier cas, la cavité cylindrique est comprise entre deux interfaces de matériau BIE. La phase est donc égale de chaque côté et la formule générale de la fréquence de fonctionnement revient donc à :

$$f_0 = \frac{c}{2r} * \frac{\varphi}{2\pi}$$

Formule II-1: Fréquence de fonctionnement pour le guide cylindrique

Où c la vitesse de la lumière, φ la phase à l'interface du matériau, et r le rayon du guide.

Pour le guide coaxial, la phase sur l'âme centrale métallique est égale à π , et la fréquence de fonctionnement est donnée par :

$$f_0 = \frac{c}{2r} \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi}{2\pi} \right)$$

Formule II-2: Fréquence de fonctionnement pour le guide coaxial

Ces deux formules permettent d'obtenir de façon exacte le rayon de la cavité afin d'avoir un fonctionnement à f_0 . Cependant, **une méthode plus approchée a aussi été employée. Elle a néanmoins donné des résultats satisfaisants.**

L'expérience a montré que l'interface du matériau BIE pouvait être considérée comme une interface uniforme assimilable à un court-circuit électrique (CCE). L'antenne coaxiale présente une condition supplémentaire de mur électrique sur l'âme centrale métallique. Les guides d'ondes coaxial et cylindrique ont donc été assimilés à des guides d'ondes métalliques parfaits. Leur fréquence de coupure est donnée par la formule suivante [II.3] :

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} k_{cnm}$$

Formule II-3: Fréquence de coupure des guide d'ondes à section circulaire

Où k_c est le vecteur d'onde et R le rayon de la cavité.

Dans le cas du guide d'ondes cylindrique, le vecteur d'onde k_{cnm} est fonction de la racine de la fonction de Bessel de première espèce et d'ordre n , J_n et du rayon du guide R :

$$k_{cnm} = \frac{x_{nm}}{R}$$

Formule II-4 : Vecteur d'onde pour l'antenne cylindrique

Pour le guide d'ondes coaxial, k_{cnm} est le résultat de l'équation suivante faisant intervenir le rayon de l'âme centrale r et le rayon du guide R :

$$\frac{J_n(k_c r)}{Y_n(k_c r)} = \frac{J_n(k_c R)}{Y_n(k_c R)}$$

Formule II-5 : Vecteur d'onde pour l'antenne coaxiale

Enfin, pour avoir un rayonnement omnidirectionnel en azimut, il faut exciter les modes ne présentant aucune variation sur φ , le premier de tous étant le TM_{01} .

Il faut souligner que ce calcul est basé sur l'approximation des parois latérales du guide comme des CCE parfaits. Or, en réalité la condition de CCE n'est pas parfaitement située en R mais peut se trouver en $R \pm \delta R$. Néanmoins, cette méthode est très rapide et a été validée par les outils de simulation et les prototypes réalisés.

c. Interprétation du fonctionnement

Une fois le rayon calculé, pour utiliser la structure BIE en antenne, il faut s'intéresser à une structure bornée de hauteur H , cylindrique ou coaxiale. Une source doit ensuite être placée judicieusement dans la structure afin de l'exciter.

Nous allons partir des cartographies de champ observées pour interpréter le fonctionnement de ces antennes. L'antenne choisie a été dimensionnée pour fonctionner à f_0 .

Les structures cylindriques ou coaxiales peuvent être excitées de différentes manières que nous décrirons plus loin dans l'exposé. Plusieurs cas seront envisagés ici pour l'excitation :

- ✓ une source d'excitation centrée à mi hauteur
- ✓ une source d'excitation décentrée selon la hauteur de l'antenne
- ✓ une source d'excitation centrée et une décentrée
- ✓ deux sources d'excitation décentrées.

Les cartographies de champ sont présentées pour l'antenne cylindrique. Mais l'observation des cartographies de champ pour l'antenne coaxiale aurait conduit aux mêmes conclusions.

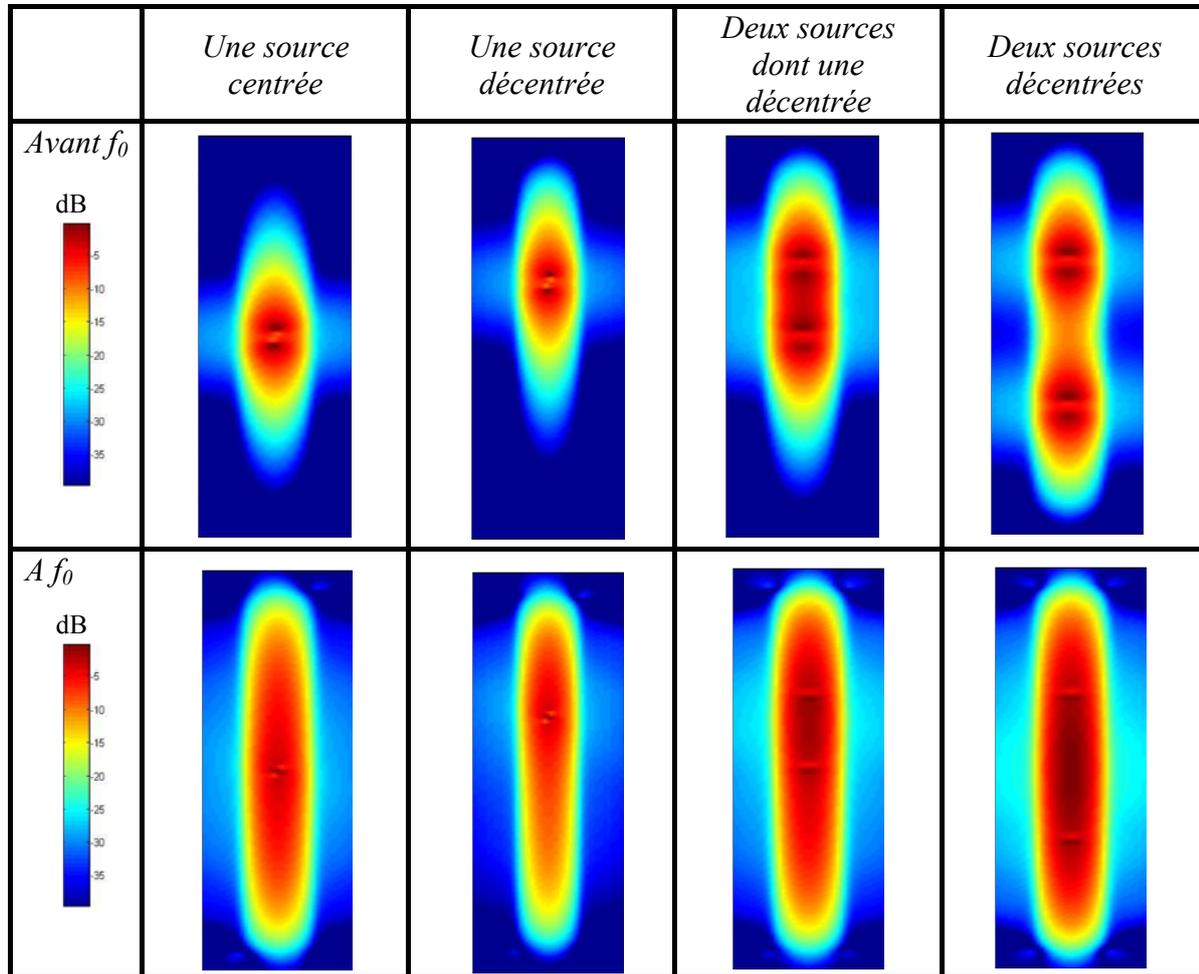


Figure II-4: Cartographies de champ E avant f_0 et à f_0 pour différentes excitations

Lorsque la fréquence est inférieure à f_0 , l'énergie se concentre autour de la ou les sources d'excitation, et ce, quelle que soit la hauteur de l'antenne. Ce phénomène s'apparente à celui d'un **guide d'ondes**. L'énergie forme une petite tache qui se traduit par un lobe de rayonnement large et donc un gain d'antenne faible.

A la fréquence f_0 , les cartographies de champ montrent que l'énergie se répartit sur toute la hauteur de l'antenne quelle que soit la position des sources. Cette observation est très proche de celle que l'on peut faire dans le cas d'une cavité cylindrique métallique. Cependant, dans notre cas, **l'énergie fuit par les cotés de l'antenne** (selon R) et une autre partie est **évanescence** selon la hauteur (axe Oz). La tache rayonnante étant importante, le diagramme de rayonnement montre un lobe très pincé et un gain d'antenne élevé.

2. Etude de l'antenne BIE en fonction de la fréquence

Le dimensionnement de l'antenne étant maintenant connu, nous allons nous attacher à étudier son comportement en fonction de la fréquence. Pour une meilleure compréhension, il est important de regarder à la fois l'impédance de l'antenne, les diagrammes de rayonnement et les cartographies de champ. La nature du matériau, diélectrique ou métallique, est ici transparente puisque les résultats sont valables pour ces deux cas.

a. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée fait apparaître plusieurs résonances.

La première résonance correspond à la résonance de la source d'excitation modifiée par la présence du matériau BIE. La bande de fréquences comprise entre cette première résonance et la deuxième est la bande de fonctionnement de l'antenne. C'est donc sur cette bande qu'il faut adapter l'antenne.

A partir de la seconde résonance, les modes supérieurs de l'antenne apparaissent.

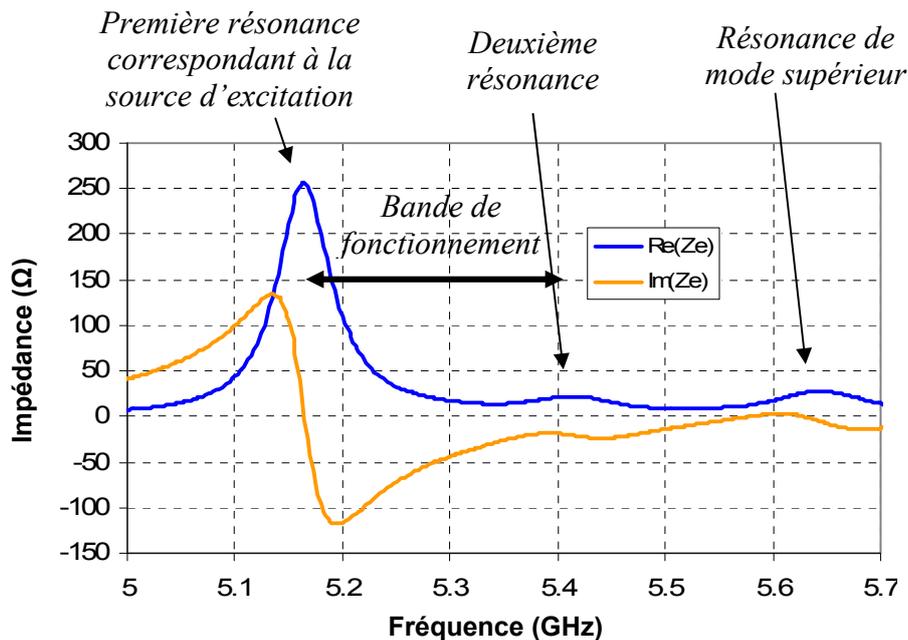


Figure II-5: Impédance d'entrée typique

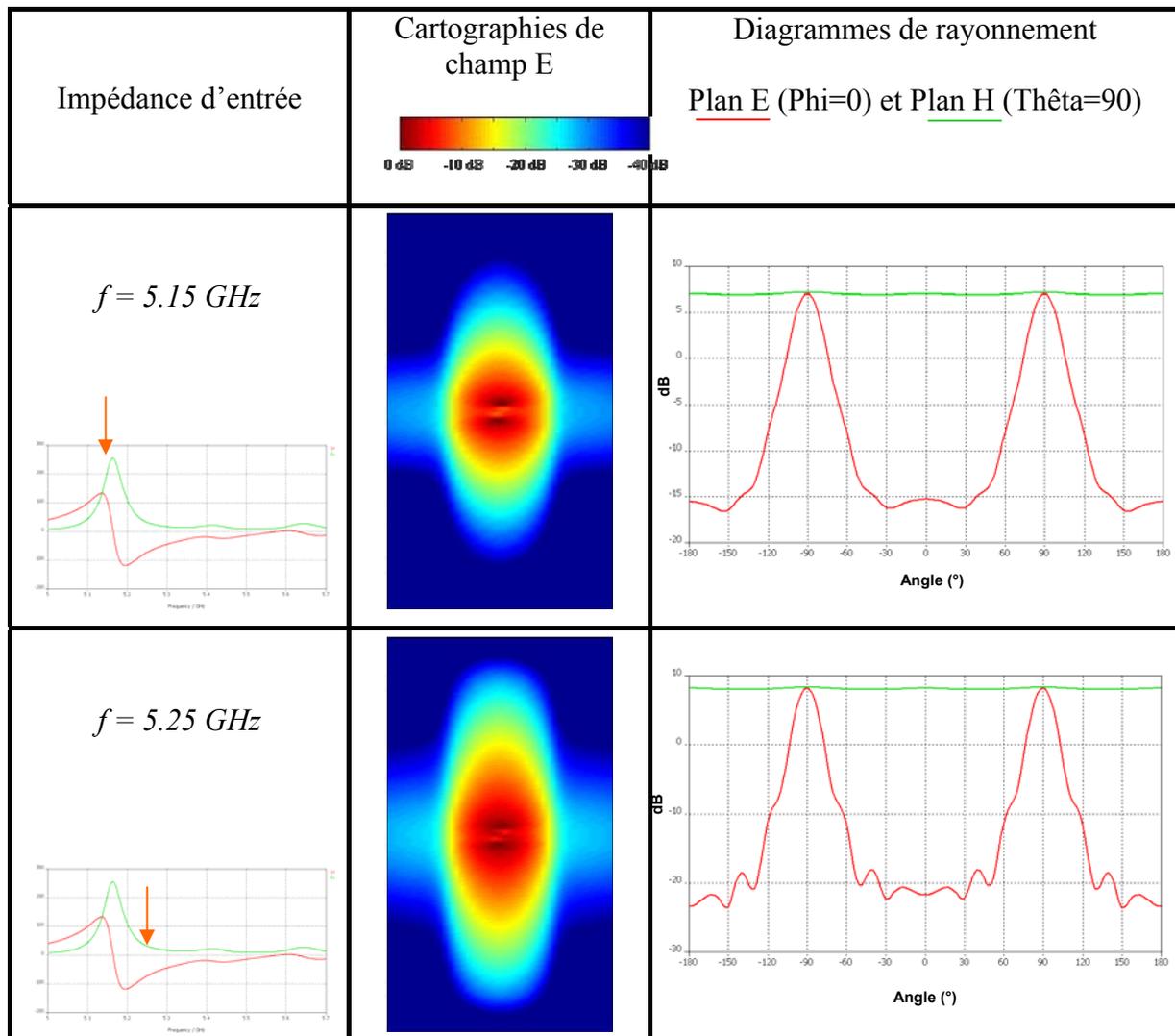
Sur cet exemple, l'antenne choisie est l'antenne cylindrique dont le rayon du guide mesure 21.2 mm. La **Formule II-3** donne alors une fréquence de coupure du mode TM_{01} à 5.42 GHz alors que la résonance du BIE est ici simulée à 5.41 GHz. On retrouve ainsi la fréquence prévue par le calcul.

b. Diagrammes de rayonnement et cartographies de champ

Afin de comprendre pourquoi la bande de fonctionnement est définie entre la première et la deuxième résonance, il faut observer les cartographies de champ et les diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence.

Le **Tableau II-1** comporte trois colonnes :

- la première permet de visualiser la fréquence d'observation grâce au pointage sur l'impédance d'entrée
- la deuxième montre le niveau de champ électrique dans la structure,
- la troisième affiche les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical $\Phi=0^\circ$ et dans le plan horizontal $\Theta=90^\circ$.



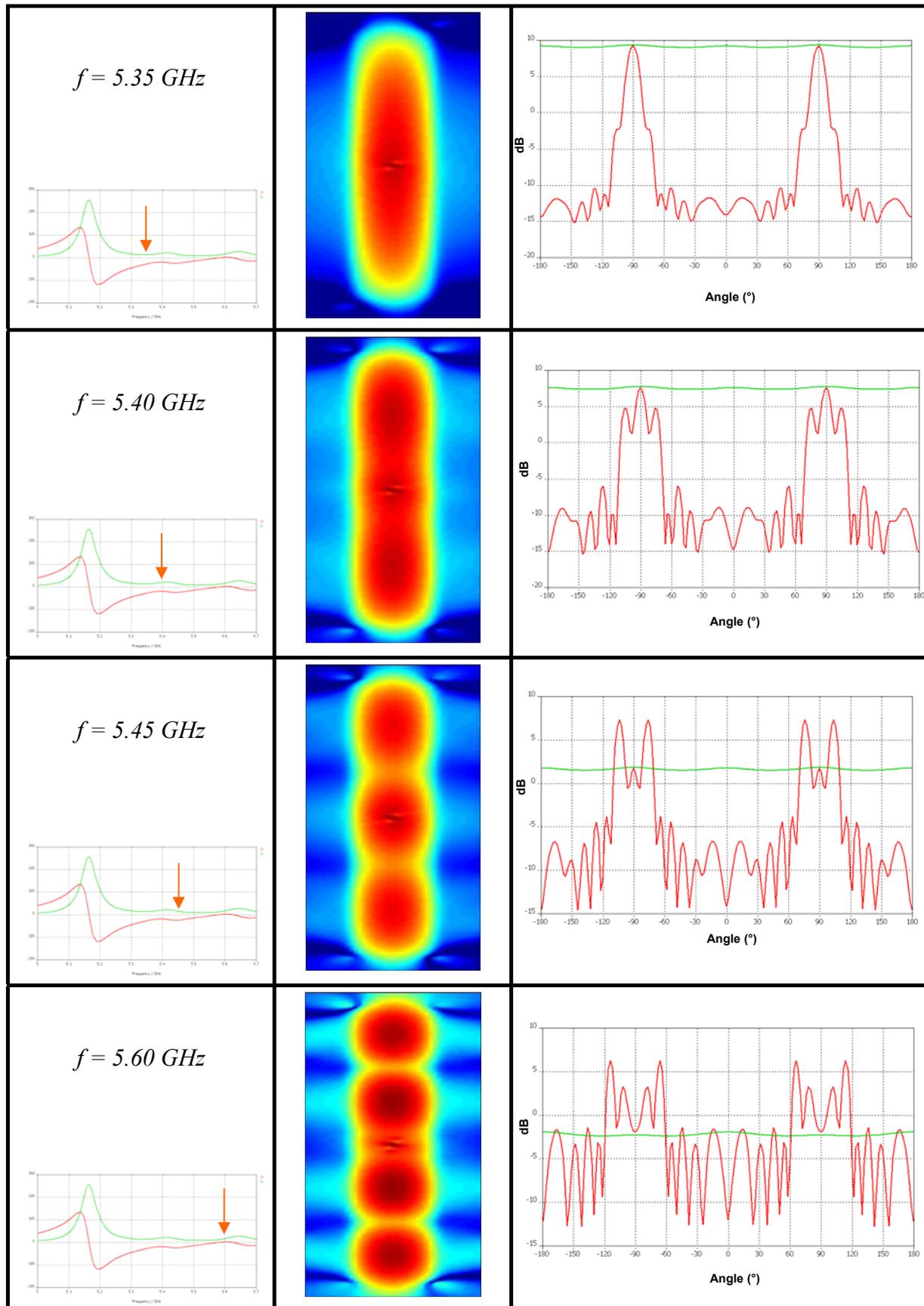


Tableau II-1: Evolution des cartographies de champ E et des diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence

Avant la fréquence de fonctionnement optimale à 5.35 GHz, la tache représentant l'énergie dans la structure grossit et s'allonge de plus en plus dans la cavité jusqu'à atteindre le maximum à 5.35 GHz. Dans le même temps, on peut observer un diagramme de rayonnement omnidirectionnel avec un lobe dans le plan vertical de plus en plus pincé. Aussi, la directivité de l'antenne ne cesse d'augmenter.

Puis, lorsqu'on atteint la deuxième résonance, les diagrammes de rayonnement laissent apparaître des lobes secondaires dont l'amplitude croît avec la fréquence. Dans le même temps, le lobe pointant en azimuth décroît. Le dépointage des lobes augmente avec la fréquence. Il se traduit sur les cartographies par l'apparition de plusieurs taches. Nous appellerons "mode supérieur" le mode présentant trois taches.

c. Bande de fonctionnement

Dans ce manuscrit, nous distinguerons la bande en rayonnement de la bande en adaptation.

i. La bande en rayonnement

La bande en rayonnement est représentée par le pourcentage de bande pour lequel la directivité ne passe pas en dessous de 3 dB par rapport à la directivité maximale dans l'axe.

Elle dépend aussi de **la qualité des diagrammes de rayonnement**. Le rayonnement dans le plan horizontal doit être "le plus omnidirectionnel possible". Une ondulation de la directivité en azimuth de l'ordre de 1 dB a été fixée. Et dans le plan vertical, la différence entre la directivité maximale du lobe dans l'axe et la directivité maximale des lobes secondaires ne devra pas dépasser 10 dB. Si ces deux conditions sont vérifiées alors la bande est calculée suivant la définition citée au dessus, et représentée sur la **Figure II-6**.

Remarque : parfois, la bande en rayonnement peut aussi être définie à -1 dB.

La limite haute de la bande en rayonnement dépend de la remontée des lobes secondaires que l'on peut observer sur les cartographies de champ par l'apparition de trois taches. Lorsqu'on visualise l'impédance d'entrée, on peut constater que la fin de la bande se situe juste avant la première résonance du BIE, dans l'exemple donné, c'est à 5.37 GHz.

Cette notion de bande en rayonnement est directement liée au matériau BIE. Elle ne dépend pas des caractéristiques en adaptation de l'antenne. C'est pourquoi la notion de bande en rayonnement est largement utilisée pour comparer entre eux différents matériaux.

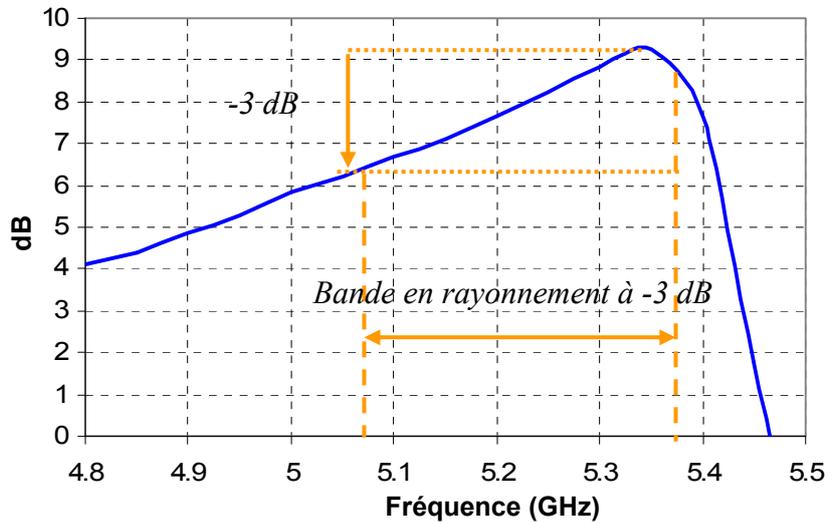


Figure II-6 : Définition de la bande en rayonnement à -3 dB

ii. La bande en adaptation

La bande en adaptation est définie par un module du coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Suivant l'application, le niveau requis peut être porté à -15 dB ou -20 dB voire plus.

Cette notion de bande est étroitement liée au type de source excitant la structure BIE. Aussi, pour comparer des structures BIE, nous n'utiliserons pas cette notion.

Cependant, la bande en adaptation est nécessaire pour la réalisation d'un prototype. Une valeur correcte garantit des mesures au dessus du niveau de bruit.

d. Polarisation croisée

La **Figure II-7** représente les diagrammes de rayonnement en polarisation principale et en polarisation croisée dans le plan vertical sur la bande de fonctionnement.

Sur la bande en rayonnement, la différence entre le niveau de polarisation principale et croisée reste toujours supérieur à -20 dB dans l'axe. Aussi, dans la suite de ce manuscrit, les diagrammes de rayonnement ne présenteront que la polarisation principale.

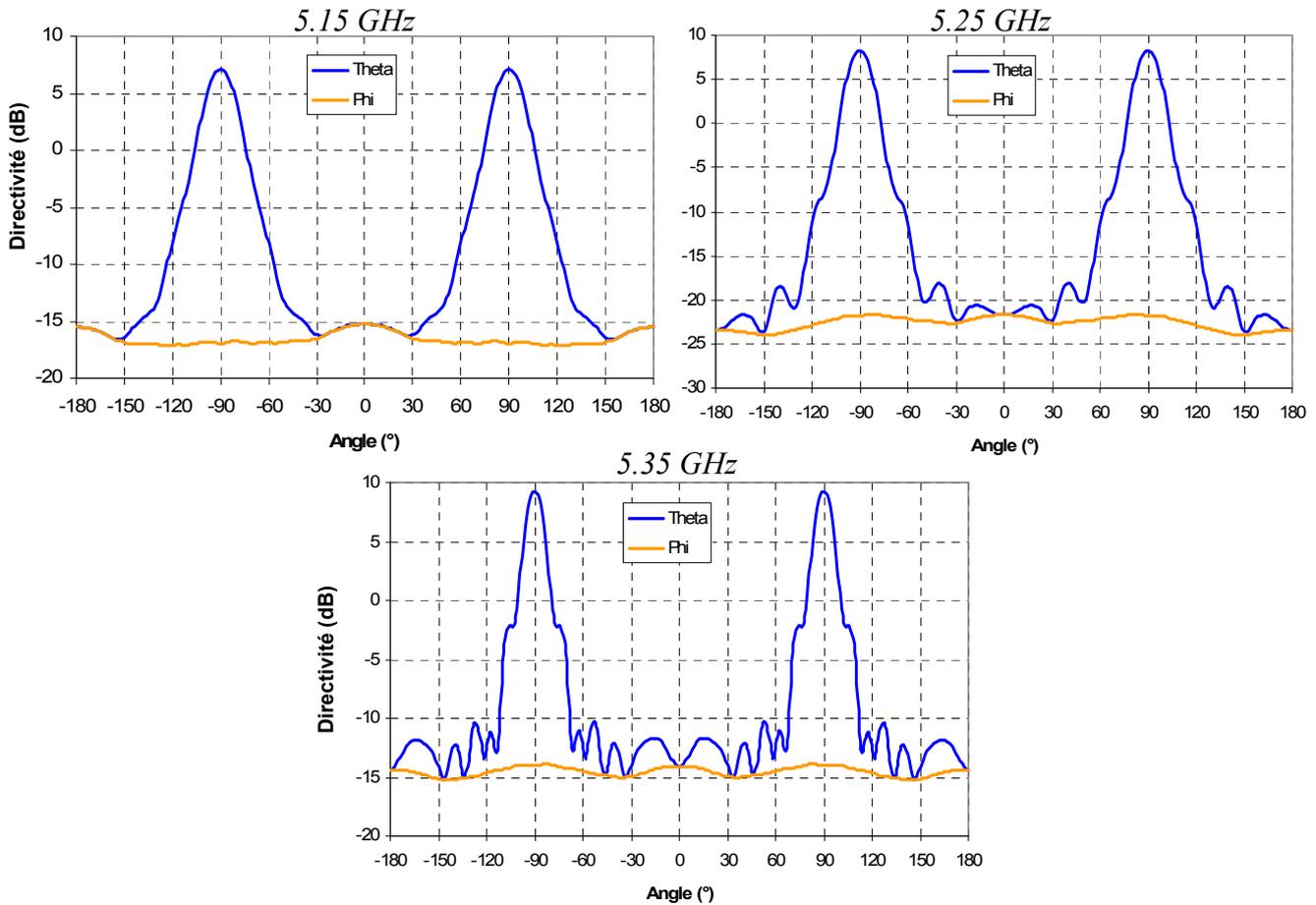


Figure II-7: Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical en polarisation principale et croisée

3. Etude en fonction des conditions aux extrémités de la structure

Les cartographies de champ montrent bien que la condition latérale sur les parois de la structure BIE est proche du court-circuit électrique. Ce paragraphe a pour objectif d'étudier l'influence des conditions que l'on pourrait appliquer aux extrémités de l'antenne.

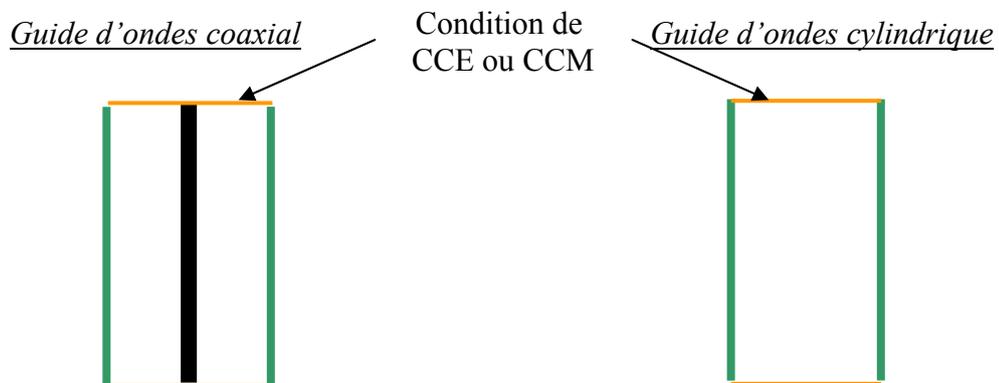


Figure II-8: Etude de l'influence des conditions aux limites aux extrémités

L'antenne a été simulée successivement avec les deux conditions aux limites, soit une première fois avec une fermeture par un cylindre métallique, et une deuxième fois sans fermeture. Les performances vont maintenant être comparées.

a. Influence sur l'impédance

L'impédance d'entrée de l'antenne est différente suivant les conditions aux extrémités de l'antenne (**Figure II-9**).

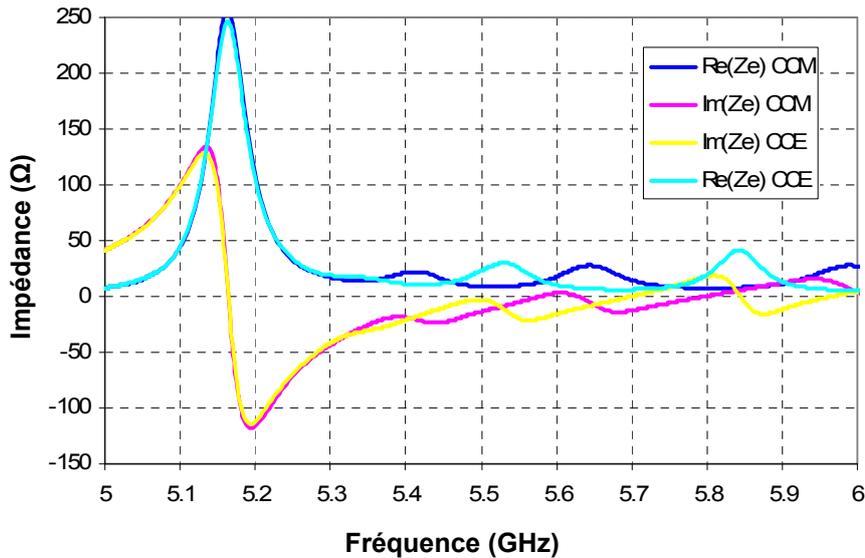


Figure II-9: Impédance d'entrée de l'antenne BIE avec et sans fermeture métallique

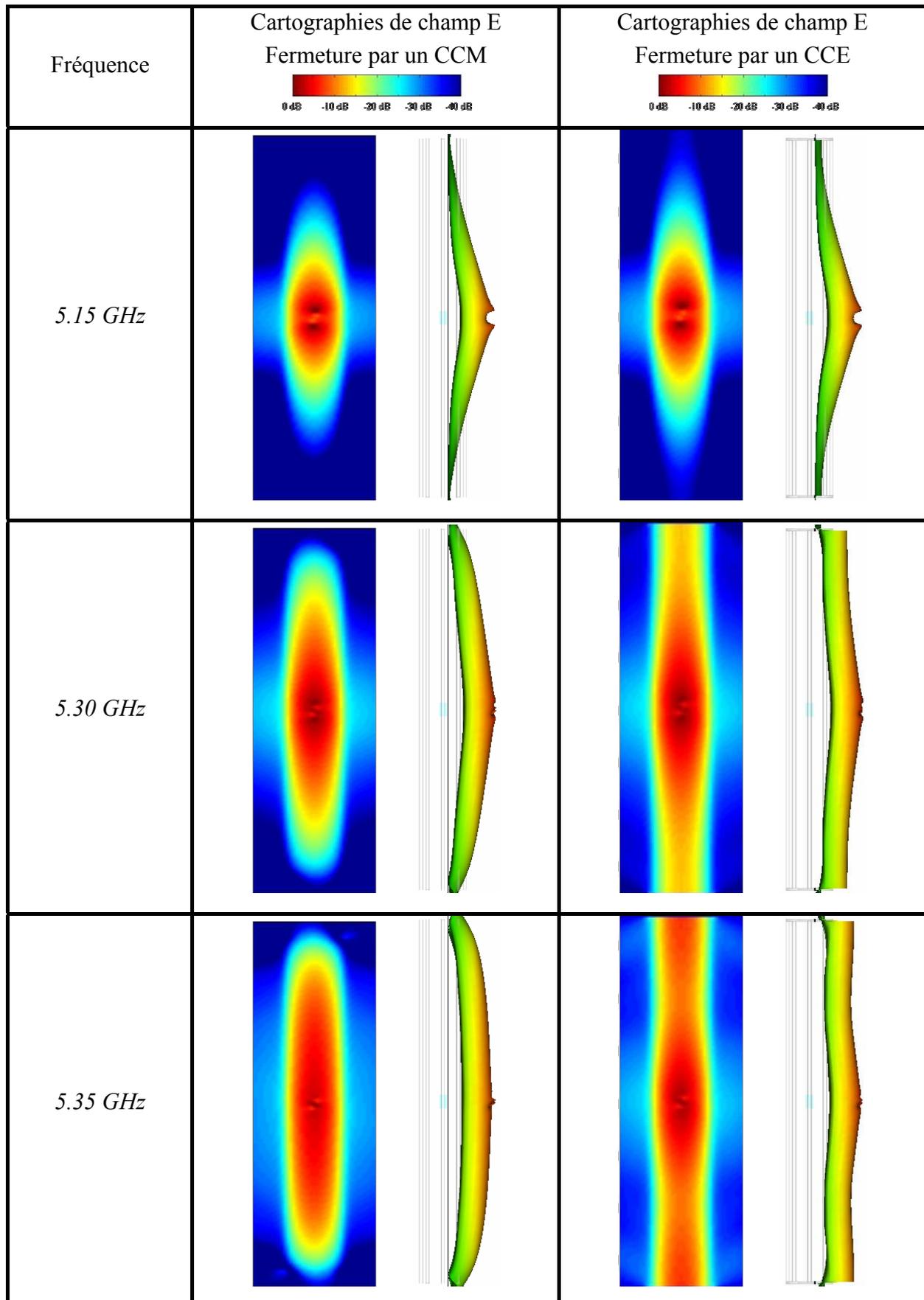
Les résonances sont décalées en fréquence exceptée la résonance de l'excitation dont la fréquence reste fixe (**Tableau II-2**). Les résonances apparaissent plus tôt pour la condition de CCE.

	Fréquence de résonance de l'excitation sous le BIE	Fréquence de la 1 ^{ère} résonance de la cavité BIE	Fréquence de la 2 ^{ème} résonance de la cavité BIE	Fréquence de la 3 ^{ème} résonance de la cavité BIE
Structure avec CCM	5.16 GHz	5.41 GHz	5.64 GHz	6 GHz
Structure avec CCE	5.16 GHz	5.33 GHz	5.53 GHz	5.84 GHz

Tableau II-2: Fréquences de résonances pour la structure avec une condition de CCM ou CCE aux extrémités

Ce décalage fréquentiel peut être observé sur les cartographies de champ.

b. Influence sur les cartographies



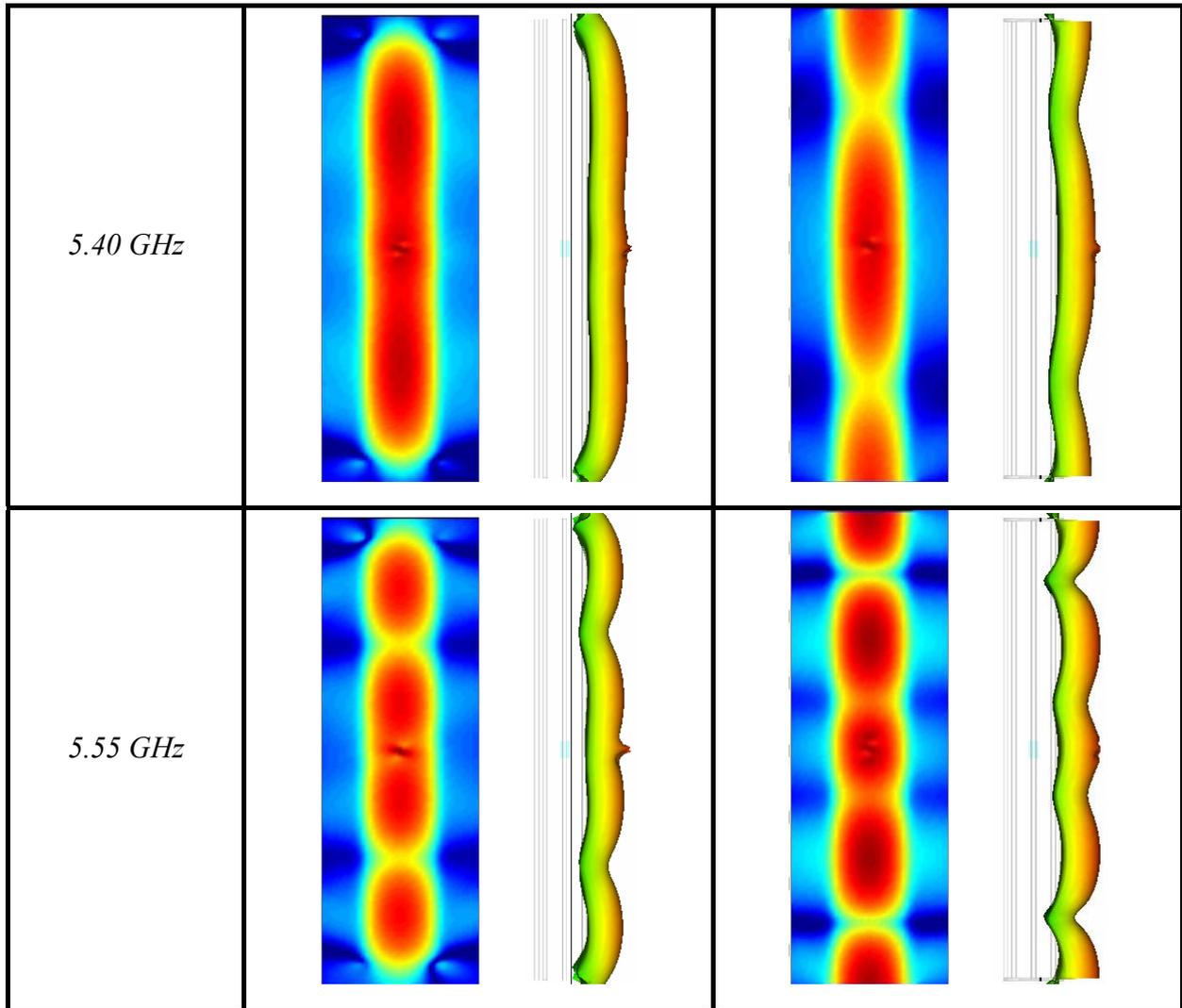


Figure II-10: Cartographies de champ E de l'antenne BIE cylindrique avec et sans fermeture métallique

Jusqu'à 5.30 GHz, l'évolution des cartographies est semblable. La tache s'étend sur toute la hauteur jusqu'à atteindre les bords de la structure.

A 5.35 GHz, la structure avec fermeture métallique laisse apparaître le mode supérieur avec trois taches (dû à un effet de bords) alors que pour la structure sans fermeture l'énergie continue à s'étendre. Comme nous le verrons plus loin, la hauteur de l'antenne est fortement liée à la fréquence d'apparition du mode supérieur.

A partir de 5.40 GHz, chacune des structures voit le nombre de taches se multiplier.

En réalité, les cartographies des deux structures suivent la même évolution fréquentielle. Mais comme l'impédance d'entrée le montre, les résonances sont décalées donc les cartographies suivent ce même décalage.

c. Influence sur les diagrammes de rayonnement

La différence d'évolution que l'on peut constater sur les cartographies se retrouve sur les diagrammes de rayonnement (**Figure II-11**).

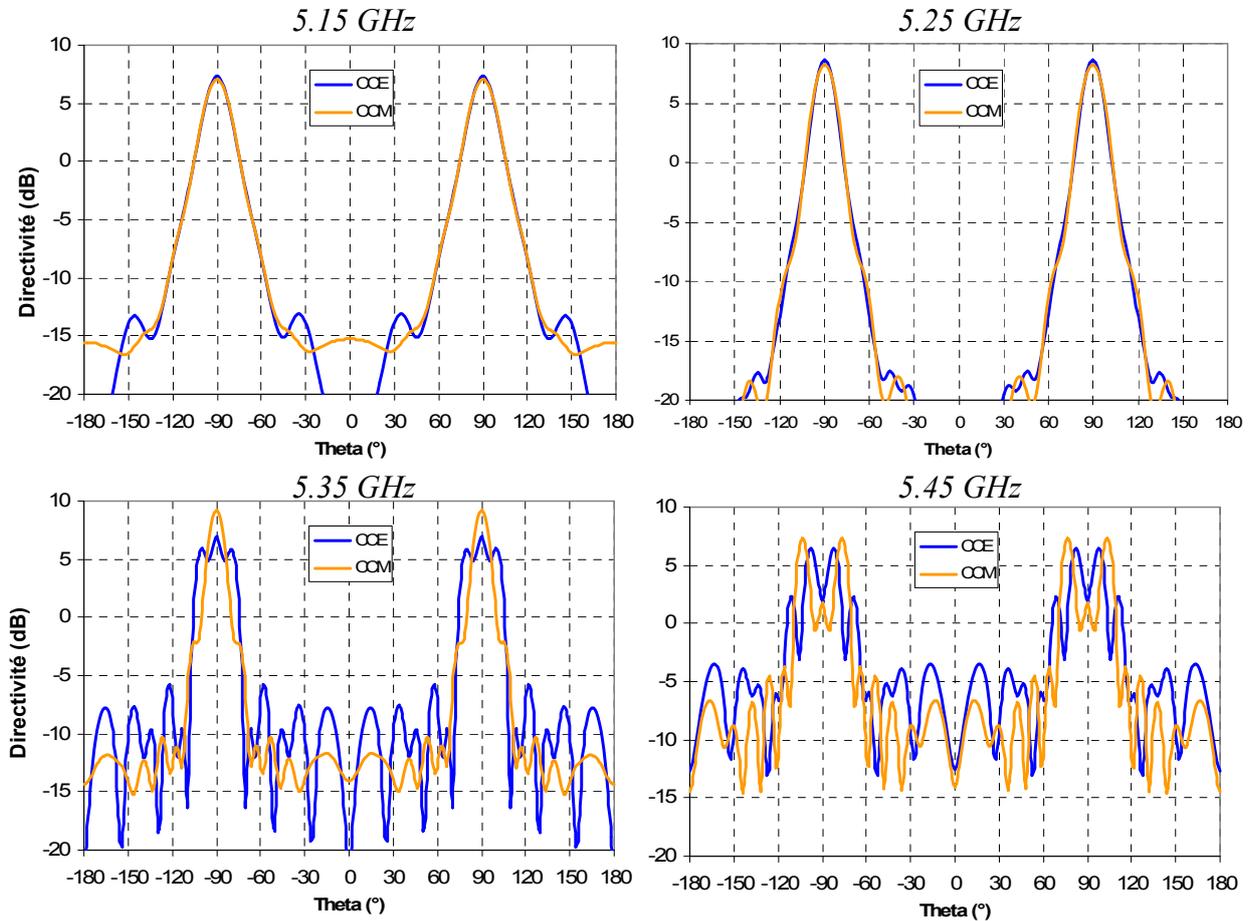


Figure II-11: Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE cylindrique avec et sans fermeture métallique

Jusqu'à 5.25 GHz, les diagrammes de rayonnement sont semblables. Puis dès que l'on s'approche de la première résonance, les différences s'observent. Les lobes secondaires apparaissent beaucoup plus tôt en fréquence pour la structure fermée par un CCE puisque les résonances sont décalées. C'est pourquoi à 5.45 GHz, le diagramme de rayonnement de la structure "ouverte" présente deux lobes secondaires pointant à 75° et 105° alors que pour l'autre, il y a quasiment quatre lobes. Ceci est directement lié à l'emplacement des taches sur les cartographies.

d. Influence sur la directivité fréquentielle

L’observation des cartographies de champ et des diagrammes de rayonnement a permis de voir que le fonctionnement de l’antenne n’est pas perturbé par l’une ou l’autre des conditions aux limites. Il existe simplement un décalage que l’on peut observer sur la **Figure II-12** représentant l’évolution fréquentielle de la directivité en un point de l’azimut.

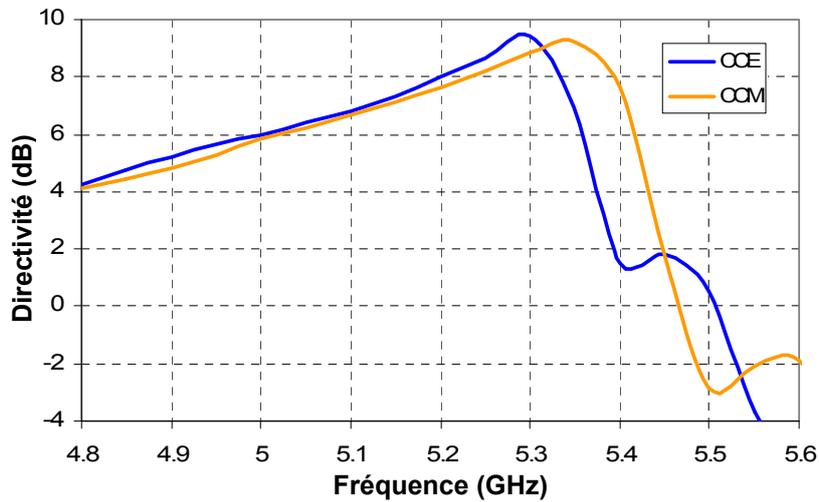


Figure II-12: Directivité fréquentielle de l’antenne BIE cylindrique avec et sans fermeture métallique

Ce paragraphe a permis de comparer l’influence d’un court-circuit électrique ou magnétique aux extrémités de la structure. La hauteur de l’antenne était égale dans les deux cas.

Dans le paragraphe suivant, nous allons étudier l’influence d’un autre paramètre de finitude de la structure : la hauteur de l’antenne sur les caractéristiques de l’antenne BIE.

4. Augmentation de la hauteur de l’antenne

Afin d’étudier l’influence de la hauteur, deux antennes de matériau BIE identique mais de hauteur différente ont été simulées :

- Antenne 1 de hauteur $h_1 = 6,2 \lambda_0$,
- Antenne 2 de hauteur $h_2 = 4,5 \lambda_0$.

La **Figure II-13** donne la directivité fréquentielle dans les deux cas.

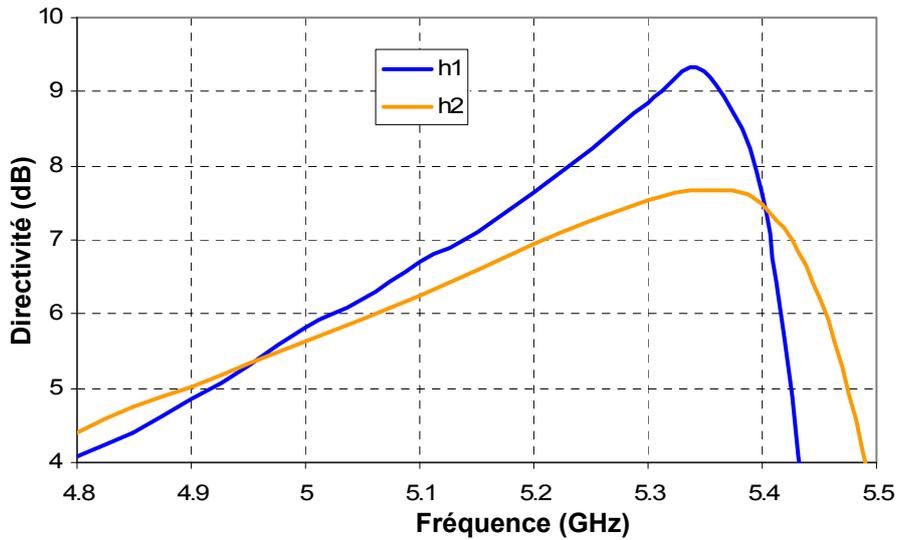


Figure II-13: Directivité fréquentielle pour deux antennes de hauteur différente

La directivité maximale est très différente dans les deux cas. Pour l'antenne de hauteur plus petite, la directivité est plus faible. Elle atteint 7.7 dB contre 9.3 dB pour la hauteur la plus grande.

Dans le même temps, la bande en rayonnement suit l'évolution inverse (**Figure II-13**). Elle passe de 12.6% à 6.7%.

Si l'on poursuit l'augmentation de la hauteur de l'antenne, on aboutit à une courbe de la forme suivante (**Figure II-14**) :

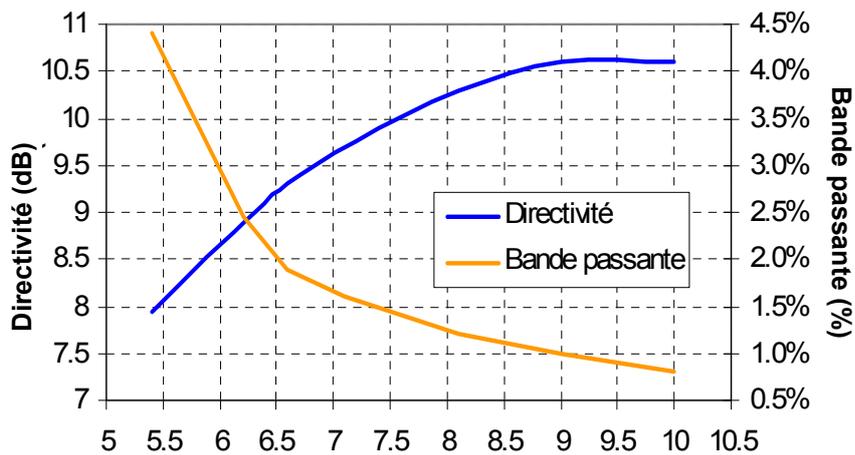


Figure II-14: Evolution de la directivité et de la bande passante en rayonnement

La directivité augmente jusqu'à atteindre une valeur palier tandis que la bande en rayonnement ne cesse de décroître. Cette constatation est importante pour la conception des

antennes. En effet, cela implique un compromis inévitable entre la directivité et la bande passante.

Nous allons tenter de comprendre pourquoi l'augmentation de la hauteur introduit simultanément une augmentation de la directivité et une diminution de la bande passante.

a. Augmentation de la directivité

L'antenne BIE se comporte comme une ouverture rayonnante. Et sa surface rayonnante est fonction de la hauteur de l'antenne. Elle intervient dans l'expression de la directivité grâce à la **Formule II-6** :

$$D = \frac{4\pi S_e}{\lambda^2}$$

Formule II-6: Expression de la directivité en fonction de la surface effective maximale de l'antenne

Avec S_e : la surface effective maximum de l'antenne

λ : longueur d'onde à la fréquence de fonctionnement

Pour les structures BIE cylindriques et coaxiales, la surface effective est égale à $S_e = 2\pi RH$ avec R le rayon de la structure et H la hauteur de l'antenne.

Ainsi, si la hauteur de l'antenne augmente, la directivité augmente aussi. Mais il existe une limite correspondant à la répartition optimale du champ selon la hauteur de la cavité.

D'autre part, il est aussi possible d'expliquer la diminution de la bande passante en rayonnement.

b. Diminution de la bande passante en rayonnement

L'impédance d'entrée des deux antennes est représentée **Figure II-15**. On peut constater que la hauteur n'a pas d'influence sur la résonance de l'excitation mais que la première résonance du matériau BIE subit un décalage fréquentiel de 5.51 GHz à 5.40 GHz. Plus la hauteur de l'antenne est grande et plus la fréquence de résonance diminue.

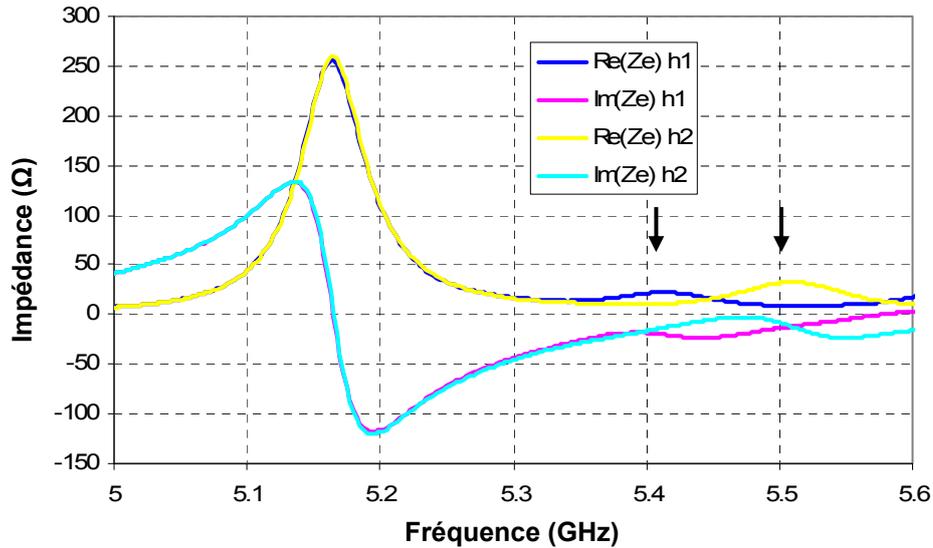


Figure II-15: Impédance d'entrée des deux antennes de hauteur différente

Comme cette dernière résonance correspond à l'apparition du mode supérieur, il semble logique d'observer sur les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical une remontée des lobes secondaires plus rapide dans le cas de la hauteur la plus grande (**Figure II-16**).

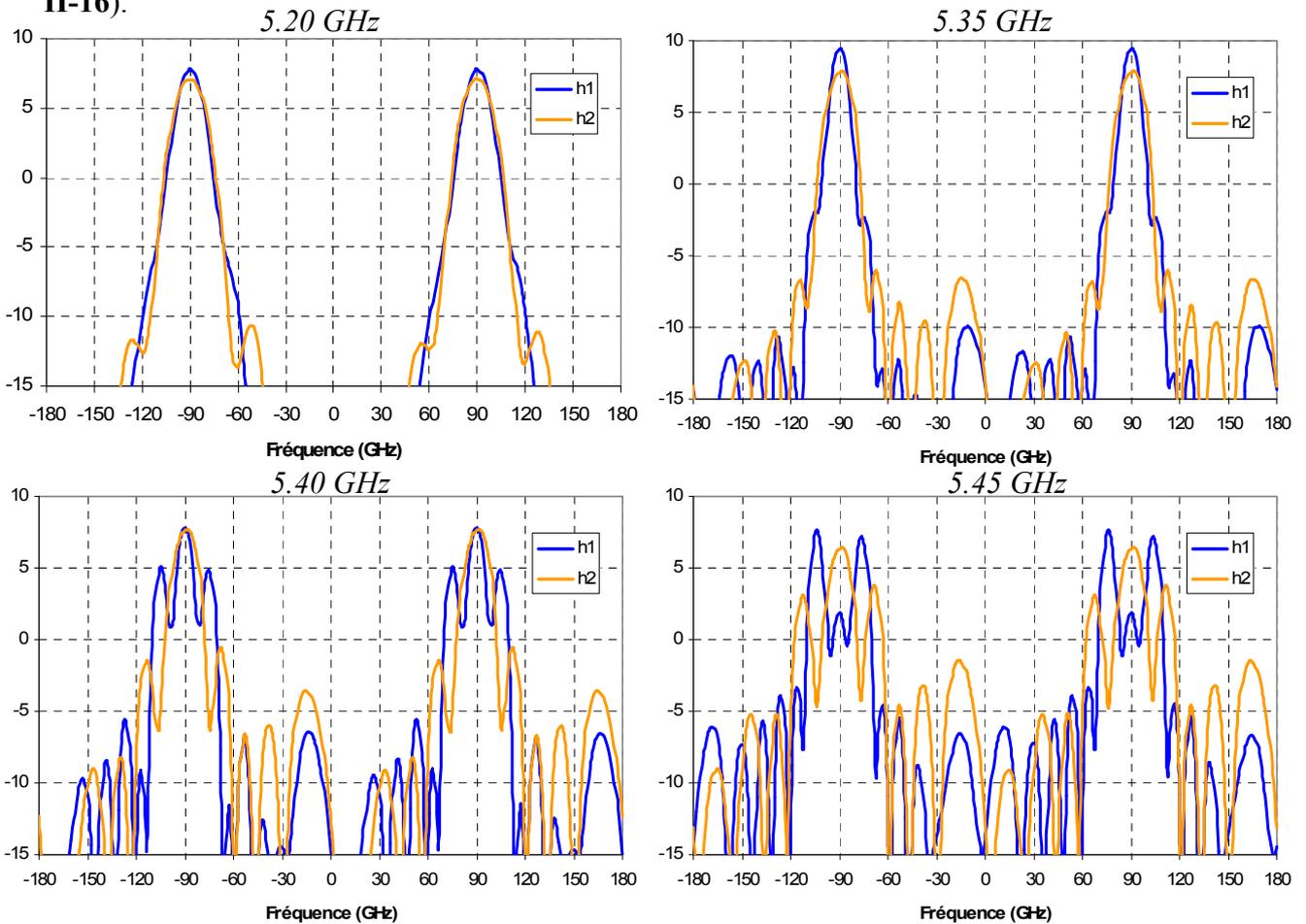


Figure II-16: Diagrammes de rayonnement des deux antennes de hauteur différente

A 5.40 GHz, la directivité du lobe principal est sensiblement égale dans les deux cas. Cependant, pour l'antenne de hauteur h_1 , la fin de bande se situe à 5.37 GHz alors que pour l'antenne de hauteur h_2 , la bande se termine à 5.42 GHz. En effet, pour le calcul de la bande passante en rayonnement, le niveau des lobes secondaires doit rester inférieur à -10 dB.

Ainsi, une augmentation de la hauteur de l'antenne entraîne une diminution de la bande passante en rayonnement à cause de l'apparition précoce du mode supérieur.

Les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal restent inchangés dans les deux cas.

Les observations faites sur les diagrammes de rayonnement sont confirmées par les cartographies de champ.

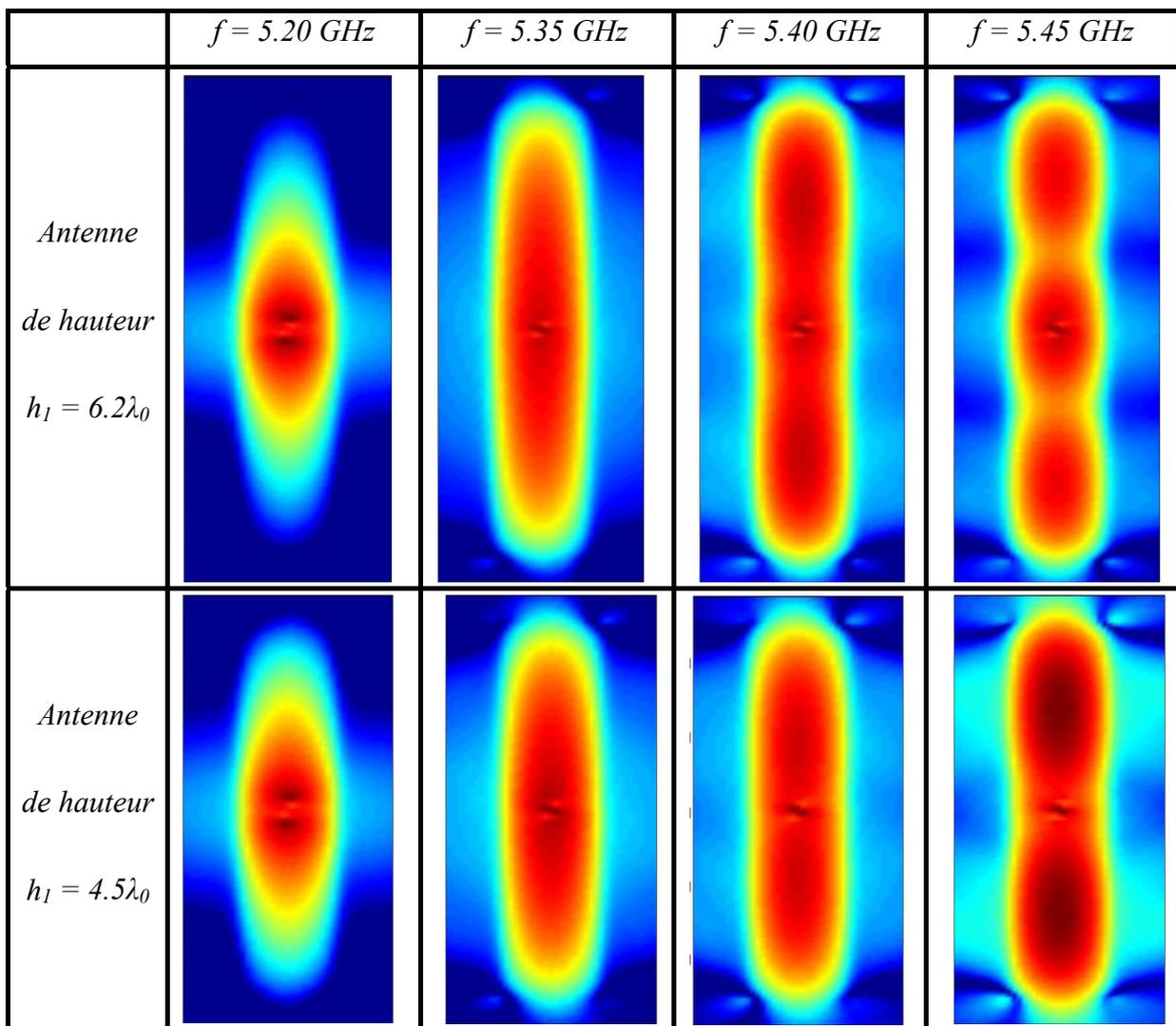


Figure II-17: Cartographies de champ E suivant la fréquence pour deux antennes de hauteur différente

Tout d'abord, elles permettent de confirmer les observations faites sur l'impédance d'entrée et les diagrammes de rayonnement. Lorsque la cartographie de l'antenne de hauteur h_2 à 5.45 GHz présente deux taches, celle de l'antenne h_1 comporte déjà trois taches bien distinctes (**Figure II-17**). Aussi, si la hauteur de l'antenne augmente, l'apparition du mode supérieur a lieu plus tôt en fréquence. Cela a pour effet de diminuer la bande en rayonnement.

Finalement, ce paragraphe a permis d'expliquer le fonctionnement des antennes à matériau BIE. Nous avons montré l'évolution des cartographies de champ en fonction de la fréquence, et des diagrammes de rayonnement ainsi que l'influence de l'augmentation de la hauteur de l'antenne et de la fermeture de la cavité aux extrémités par une condition de court-circuit électrique ou magnétique.

Les propriétés de la source d'excitation vont maintenant être abordées. Plusieurs sources seront proposées pour exciter les structures périodiques des matériaux BIE. Le positionnement optimal de la source sera justifié et l'influence d'un décalage vertical ou horizontal sera prise en compte.

III. LES SOURCES D'EXCITATION

1. Propriétés requises

Pour utiliser la structure périodique en antenne, il faut exciter le matériau BIE grâce à une source d'excitation. Celle-ci doit rayonner un champ électrique ou magnétique capable de se coupler avec les champs présents dans la cavité. Observons alors l'ensemble des champs pour savoir de quel type de couplage il s'agit.

a. Cartographies de champ dans la cavité coaxiale et cylindrique

Pour une antenne BIE en polarisation verticale, les vecteurs champs électrique et magnétique se présentent sous la forme suivante à la fréquence de fonctionnement (**Figure III-1**):

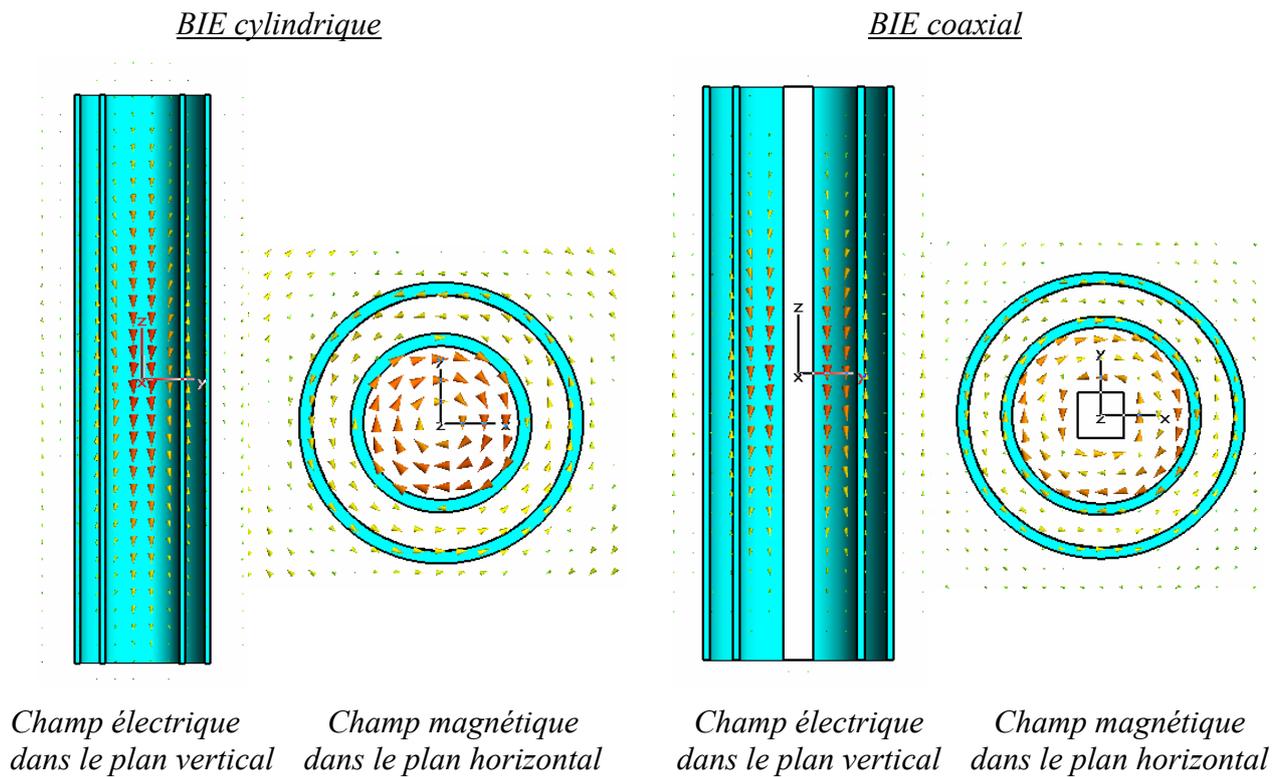


Figure III-1: Représentation vectorielle des cartographies de champ électrique et magnétique à la fréquence de fonctionnement

Le champ électrique est majoritairement vertical en E_z , il s'étend sur toute la hauteur de l'antenne. Suivant l'axe Oy , le champ électrique s'annule sur l'interface du matériau et sur l'âme centrale pour l'antenne BIE coaxiale. Il existe aussi du champ E_r mais en très faible proportion.

La composante principale du champ magnétique est H_ϕ . Le champ magnétique est maximal sur l'interface du matériau et sur l'âme centrale et s'annule au centre des cavités formées par le BIE cylindrique et coaxial.

Globalement, le champ varie en $\lambda_0/2$ pour l'antenne cylindrique et en λ_0 pour l'antenne coaxiale (**Figure III-2**).

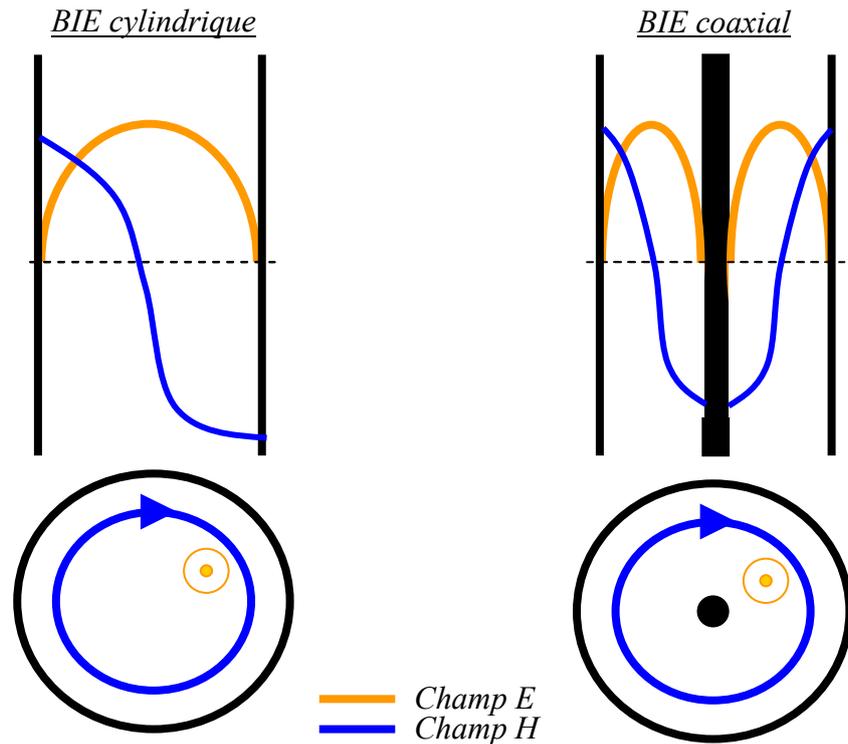


Figure III-2: Représentation schématique des champs dans la cavité pour une antenne BIE en polarisation verticale

Pour exciter convenablement l'antenne BIE, la source d'excitation doit comporter au moins une des composantes E_z ou H_ϕ . Aussi, la polarisation de la source doit bien sûr correspondre avec celle du matériau BIE.

b. Diagrammes de rayonnement

En plus de présenter un champ capable de se coupler avec la cavité, la source d'excitation doit avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut avec la plus faible ondulation possible. Si ce n'est pas le cas, comme par exemple avec l'utilisation d'une source directive, il est possible d'en utiliser plusieurs de manière à créer une ondulation du gain dans le plan horizontal ne dépassant pas 3 dB environ.

2. Types d'excitation possibles

Dans le cas d'une antenne BIE à polarisation verticale, la source d'excitation doit rayonner du champ E_z et/ou H_ϕ et présenter un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Pour cela, plusieurs sources simples sont disponibles. Mais leurs structures doivent parfois être adaptées à la configuration de l'antenne BIE considérée.

En effet, l'antenne coaxiale comporte l'âme centrale au centre de la cavité. La source d'excitation devra donc être assez compacte pour loger dans la cavité. Elle devra d'autre part, soit se fixer sur l'âme centrale, soit être creuse pour laisser passer cette âme centrale, soit encore être positionnée à côté.

Pour exciter l'antenne BIE cylindrique, la source d'excitation connaît moins de contraintes de dimensions. Mais il est important de noter que cette source d'excitation n'a pas de support physique pour être maintenue dans la cavité. Il faudra donc penser à un système de fixation et à en tenir compte dans les simulations.

Examinons plusieurs types d'antennes élémentaires pour exciter le matériau BIE.

a. Le dipôle en $\lambda_0/2$

Le dipôle apparaît bien sûr comme la source la plus simple à utiliser et à concevoir puisque sa longueur est égale à $\lambda_0/2$ (**Figure III-3**).

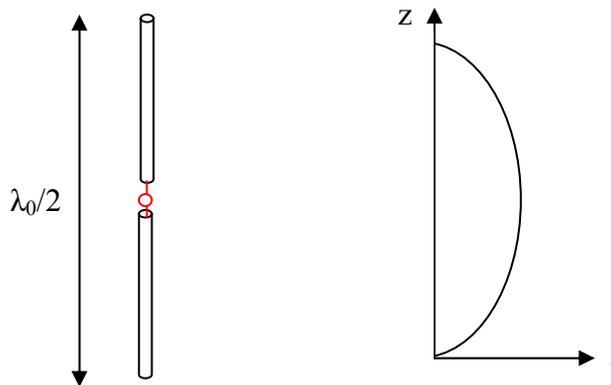


Figure III-3: Dipôle en $\lambda_0/2$ et répartition du courant sur sa longueur

Sur son mode fondamental, le diagramme de rayonnement de l'antenne est omnidirectionnel en azimut (**Figure III-4**). Le vecteur champ électrique est vertical, ce qui correspond bien aux conditions requises pour les antennes d'excitation du matériau BIE.

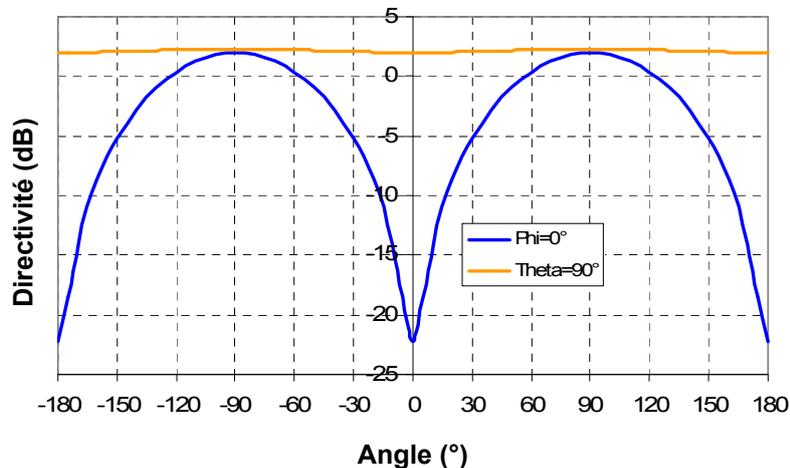


Figure III-4: Diagramme de rayonnement d'un dipôle f_0

Cependant, le dipôle placé à côté de l'âme centrale de l'antenne coaxiale ne satisfait plus ces impératifs. Le diagramme de rayonnement n'est plus du tout omnidirectionnel (**Figure III-5**).

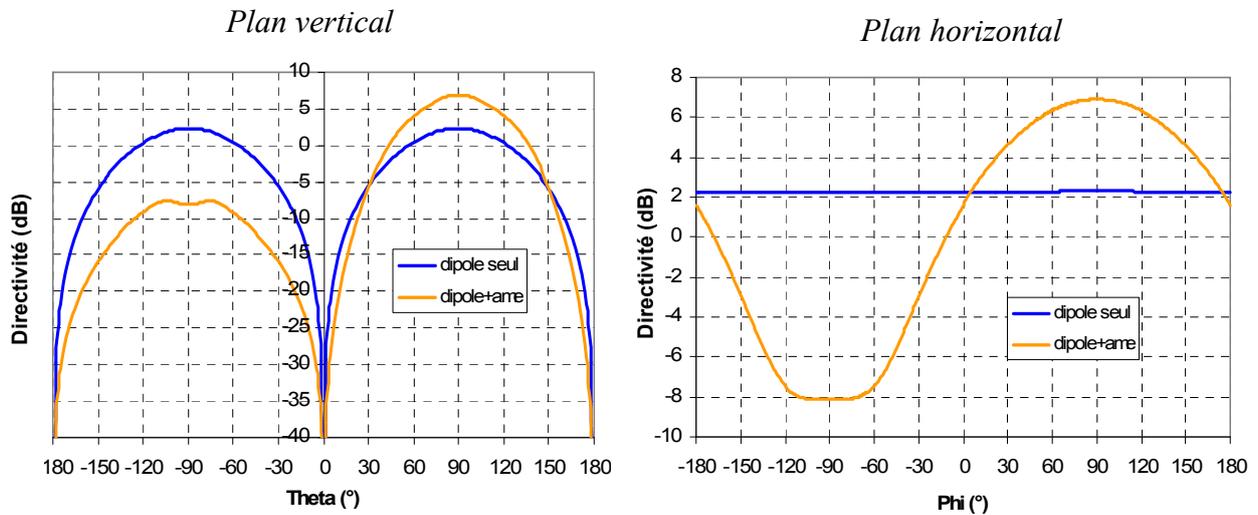


Figure III-5: Comparaison des diagrammes de rayonnement d'un dipôle seul et d'un dipôle placé à côté de l'âme centrale dans le plan vertical et horizontal

Afin de résoudre ce problème, l'idée est de placer plusieurs sources autour de l'âme centrale pour rétablir l'omnidirectionnalité recherchée. La **Figure III-6** montre l'amélioration sur les diagrammes de rayonnement. Quand on utilise deux dipôles, l'ondulation dans le plan horizontal est réduite à 2.5 dB.

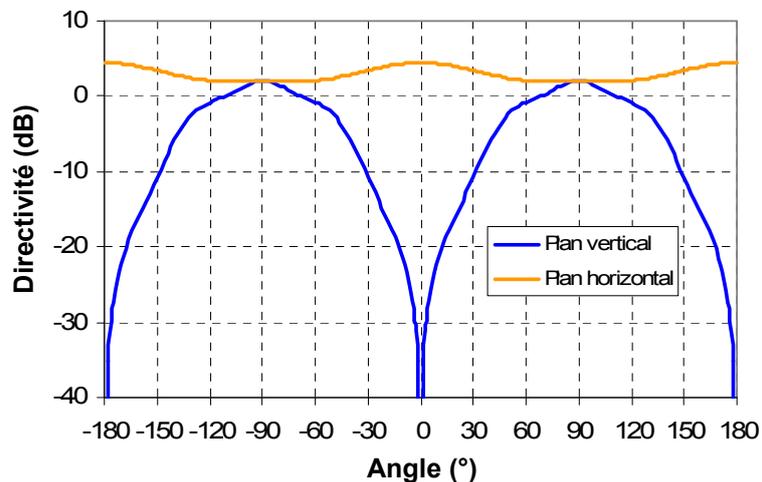


Figure III-6: Diagrammes de rayonnement de deux dipôles de chaque côté de l'âme centrale

Les dipôles ont été placés au même niveau, de chaque côté de l'âme centrale. Mais nous verrons plus loin dans ce manuscrit, l'avantage de les écarter.

L'impédance des dipôles filaires est souvent élevée. Ils sont difficiles à adapter.

D'autre part, les dipôles filaires ne sont pas faciles à réaliser. Pour faciliter cette étape, les dipôles imprimés sont mieux adaptés. Ils se présentent sous la forme suivante (**Figure III-7**).

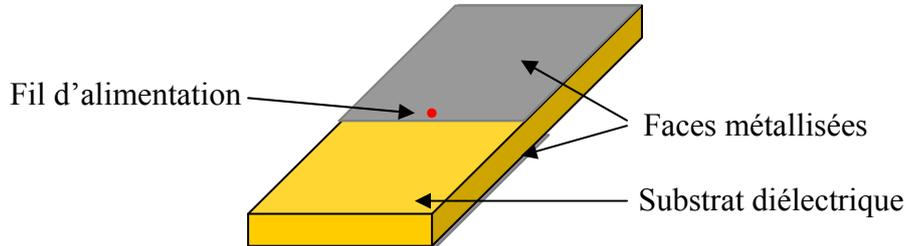


Figure III-7: Dipôle imprimé

Le dipôle imprimé comprend deux faces métallisées placées de chaque côté d'un substrat diélectrique. L'alimentation se fait entre les deux éléments métalliques.

La fréquence de ces dipôles peut être aisément fixée grâce à la longueur de ces éléments.

Les dipôles imprimés sont donc placés de part et d'autre de l'âme centrale (**Figure III-8**) sans qu'il n'y ait contact.

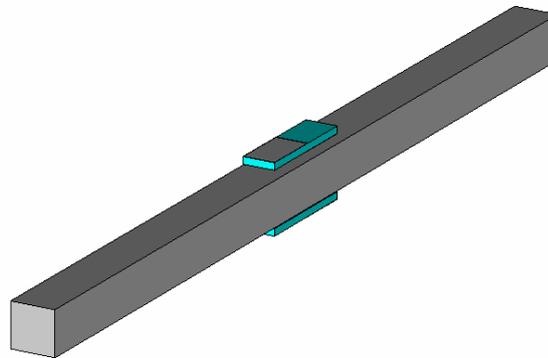


Figure III-8: Positionnement des dipôles de chaque côté de l'âme centrale

Le diagramme de rayonnement de deux dipôles imprimés placés de chaque côté de l'âme centrale est un peu plus chahuté qu'avec des dipôles filaires autour de l'âme (**Figure III-9**). Cependant les propriétés de filtrage spatial du matériau BIE permettront d'augmenter la directivité dans l'axe tout en diminuant les lobes secondaires.

L'ondulation du gain en azimut est légèrement plus importante que pour des dipôles filaires. Mais ces dipôles imprimés ont pour avantage d'être plus facilement réalisables et adaptables. L'association de deux dipôles imprimés autour de l'âme centrale donne donc sensiblement les mêmes résultats que pour les dipôles filaires.

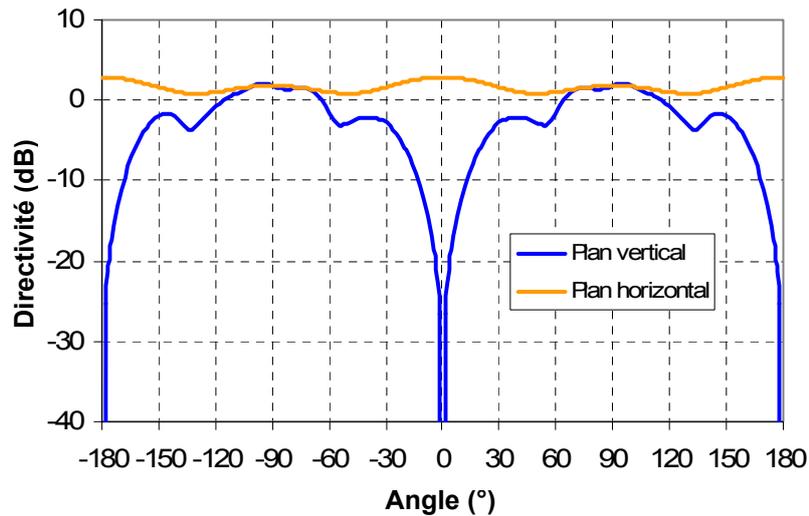


Figure III-9: Diagrammes de rayonnement de deux dipôles imprimés disposés autour de l'âme centrale

Finalement, le dipôle imprimé sera une solution utilisée pour la réalisation de deux prototypes d'antennes, l'un cylindrique et l'autre coaxial.

b. La fil-plaque

Une autre source apparaît comme candidate potentielle : la fil plaque développée au sein du laboratoire XLIM [II.4]. Elle est constituée d'un plan de masse et d'un élément rayonnant imprimé sur un substrat diélectrique et reliés par un fil de masse et un fil d'alimentation.

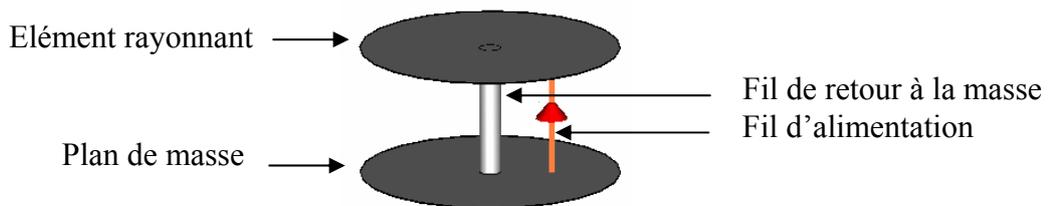


Figure III-10: Antenne fil plaque

Ici encore, cette structure doit être adaptée pour convenir à l'antenne coaxiale. Pour laisser passer l'âme centrale, la fil plaque circulaire peut être transformée en fil plaque annulaire. Comme pour la fil plaque simple, le fil de masse peut être unique ou non. Pour garder une certaine omnidirectionnalité, il est même conseillé d'en mettre quatre.

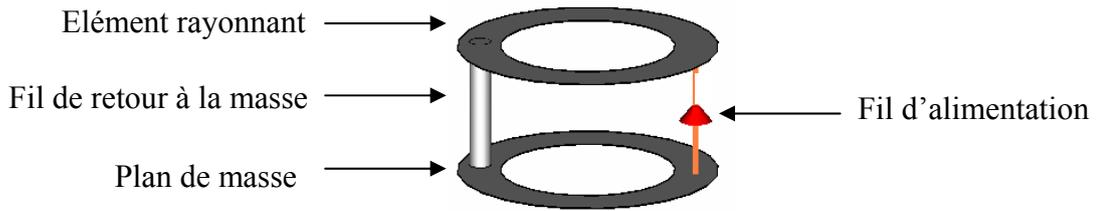


Figure III-11: Fil plaque annulaire

Cette source a été étudiée par L. Freytag dans sa thèse [II.5]. Celle-ci a montré que la largeur du lobe dans le plan vertical entraînait sous le matériau BIE une remontée importante des lobes secondaires. Aussi, la fil plaque annulaire n'est pas tout à fait adéquate pour la conception d'antennes BIE coaxiales.

Jusqu'à maintenant, nous avons parlé de sources dont le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel. Cependant, les sources à rayonnement plus directif ne sont pas à exclure. En effet, comme nous l'avons montré, avec l'antenne coaxiale, l'utilisation de deux sources permettait de rétablir l'omnidirectionnalité. Cette remarque est très intéressante pour l'antenne coaxiale. En effet, le plan de masse des sources imprimées peut être matérialisé par l'âme centrale. Donc si la polarisation délivrée par ces sources potentielles est verticale, rien ne semble limiter l'emploi de sources directives.

c. Les patches

L'antenne plaquée ou "patch" est constituée d'un élément rayonnant imprimé sur un substrat diélectrique, lui-même métallisé sur sa face inférieure de manière à matérialiser le plan de masse. Le patch peut être alimenté par câble coaxial, par proximité ou encore par fente.

Le premier mode de fonctionnement est dégénéré. Les cartographies de champ E du mode TM_{010} et du TM_{100} sont présentées **Figure III-12** :

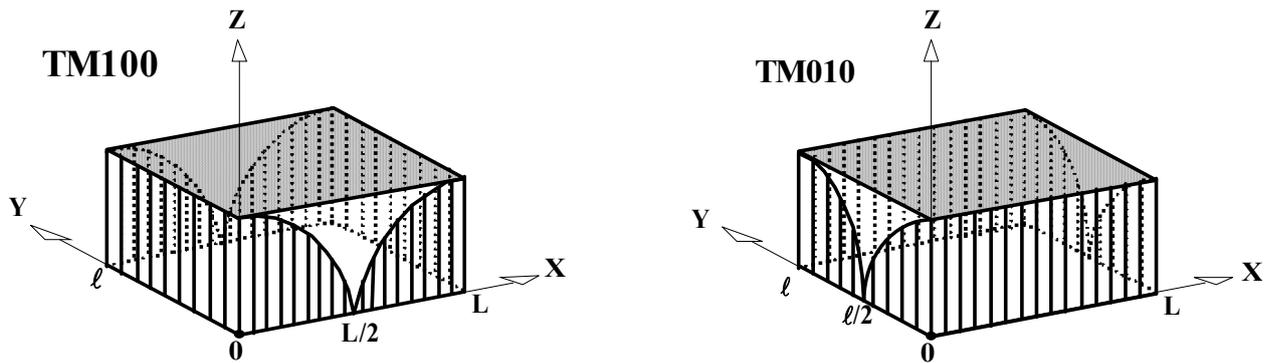


Figure III-12: Modules du champ électrique $|E_z|$ à l'intérieur de la cavité

La position judicieuse de l'excitation permet de choisir le mode de résonance voulu.

Il suffit donc de placer les patches sur l'âme centrale de l'antenne coaxiale et de les alimenter comme il se doit pour obtenir de la polarisation verticale.

Les patches peuvent être utilisés pour l'excitation des structures BIE car ils génèrent du champ H_ϕ et du E_r , permettant d'exciter ces mêmes champs dans la cavité.

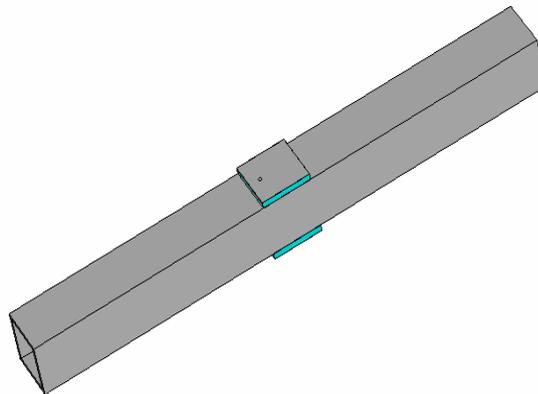


Figure III-13: Position des patches sur l'âme centrale

Remarque : il est tout aussi possible d'obtenir de la polarisation horizontale en plaçant l'alimentation à 90° par rapport à la polarisation verticale (cf. **Chapitre 4**).

La **Figure III-14** montre les diagrammes de rayonnement obtenus avec deux patches disposés autour de l'âme centrale. Comme dans le cas où l'on dispose des dipôles imprimés, dans le plan vertical, les lobes secondaires sont importants mais seront filtrés une fois sous la structure BIE. Et dans le plan horizontal, l'ondulation du gain est faible, ici de l'ordre de 1 dB, grâce à la multiplication des sources autour de l'âme centrale.

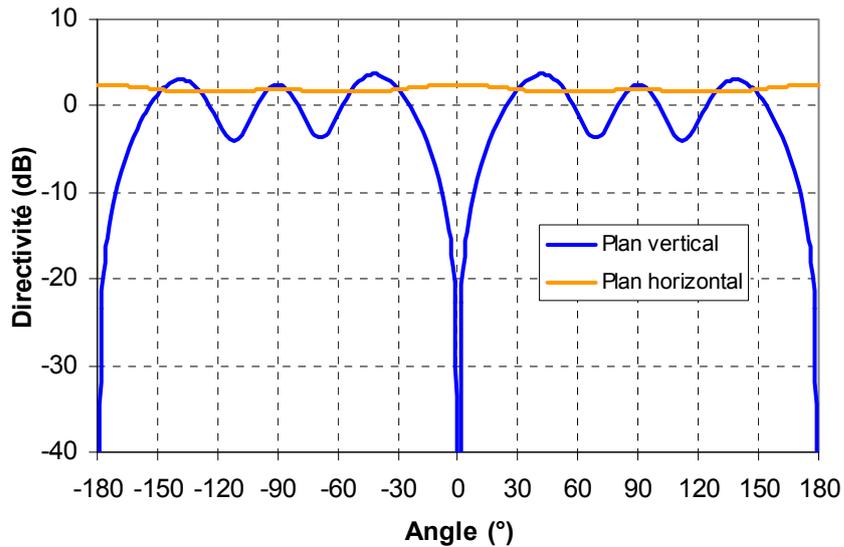


Figure III-14: Diagrammes de rayonnement de deux patches disposés de part et d'autre de l'âme centrale

Plusieurs sources possibles pour exciter la structure BIE ont été présentées. Désormais, leur positionnement va être discuté.

3. Influence de la position des sources

Traditionnellement pour les antennes BIE planaires, l'excitation est placée au centre de la cavité. Donc par analogie, la source d'excitation a été placée à mi-hauteur de l'antenne et au centre de la cavité cylindrique. Ce paragraphe a pour objectif d'étudier l'influence d'un décalage vertical et horizontal de la position de la source.

a. Position privilégiée de la source d'excitation

Positionnement vertical

Jusqu'ici, la ou les sources d'excitation ont été placées à mi-hauteur de l'antenne. En effet, quand la fréquence augmente, la tache rayonnante s'étend dans la cavité. Il convient donc de laisser l'espace disponible en haut et en bas pour que la tache puisse s'étendre.

Positionnement horizontal

Pour l'antenne cylindrique, les sources sont positionnées sur l'axe de rotation de la structure BIE alors que pour l'antenne coaxiale, elles sont proches de l'axe compte tenu de la présence de l'âme centrale.

La positionnement est choisi ainsi de manière à conserver le plus possible la symétrie de révolution et obtenir au final un diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

On peut remarquer que le niveau de champ électrique n'est pas le même pour les deux structures. Pour l'antenne cylindrique, le champ électrique est maximum sur l'axe de rotation alors que pour l'antenne coaxiale, le champ E_z est nul le long de l'âme centrale.

b. Décalage vertical : excitation des modes supérieurs

Nous allons voir maintenant l'influence d'un décalage vertical de la position de la source. Trois configurations sont proposées :

- la source est placée à mi-hauteur
- la source est décalée de λ_0
- la source est décalée de $2\lambda_0$.

L'exemple proposé concerne l'antenne cylindrique. Mais il en est de même pour l'antenne coaxiale.

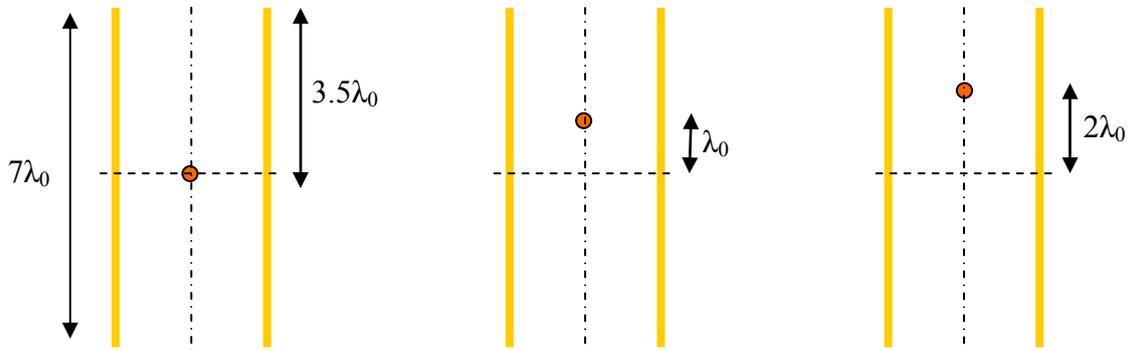


Figure III-15: Configurations simulées pour le décalage vertical de la position de la source

i. Impédance d'entrée

La **Figure III-16** représente l'impédance d'entrée pour les trois configurations précédentes, respectivement notées dec_0 , dec_1 , et dec_2 .

On peut noter que la fréquence de résonance de l'excitation à 5.21 GHz n'est pas modifiée malgré le décalage. L'amplitude de la résonance est aussi inchangée.

Cependant, à partir de 5.3 GHz, les résonances sont différentes suivant le décalage. Pour un décalage nul, les résonances sont au nombre de 4 sur la bande de 5 à 6 GHz. Pour le décalage n°1, on en observe 4 et pour le décalage n°2, il en existe 5.

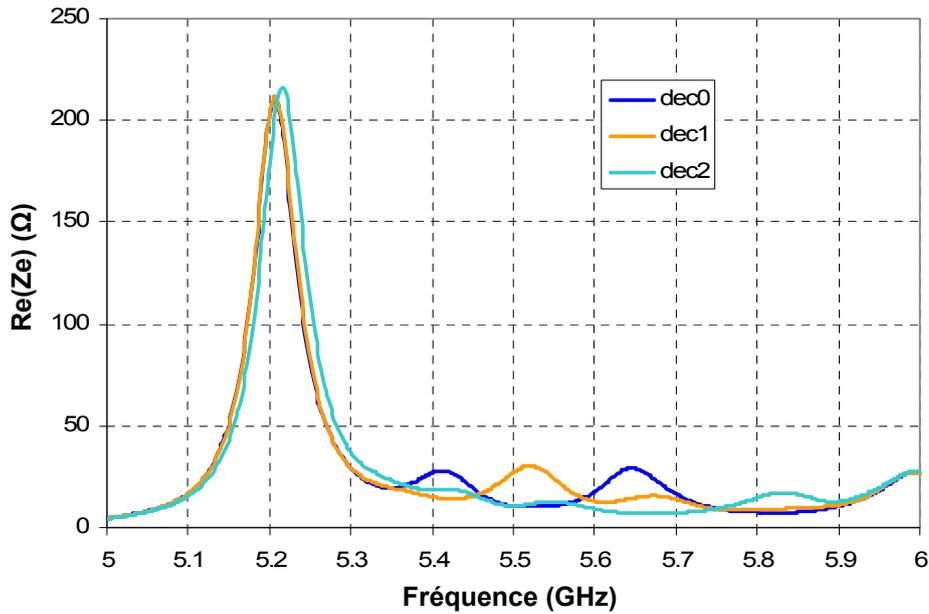
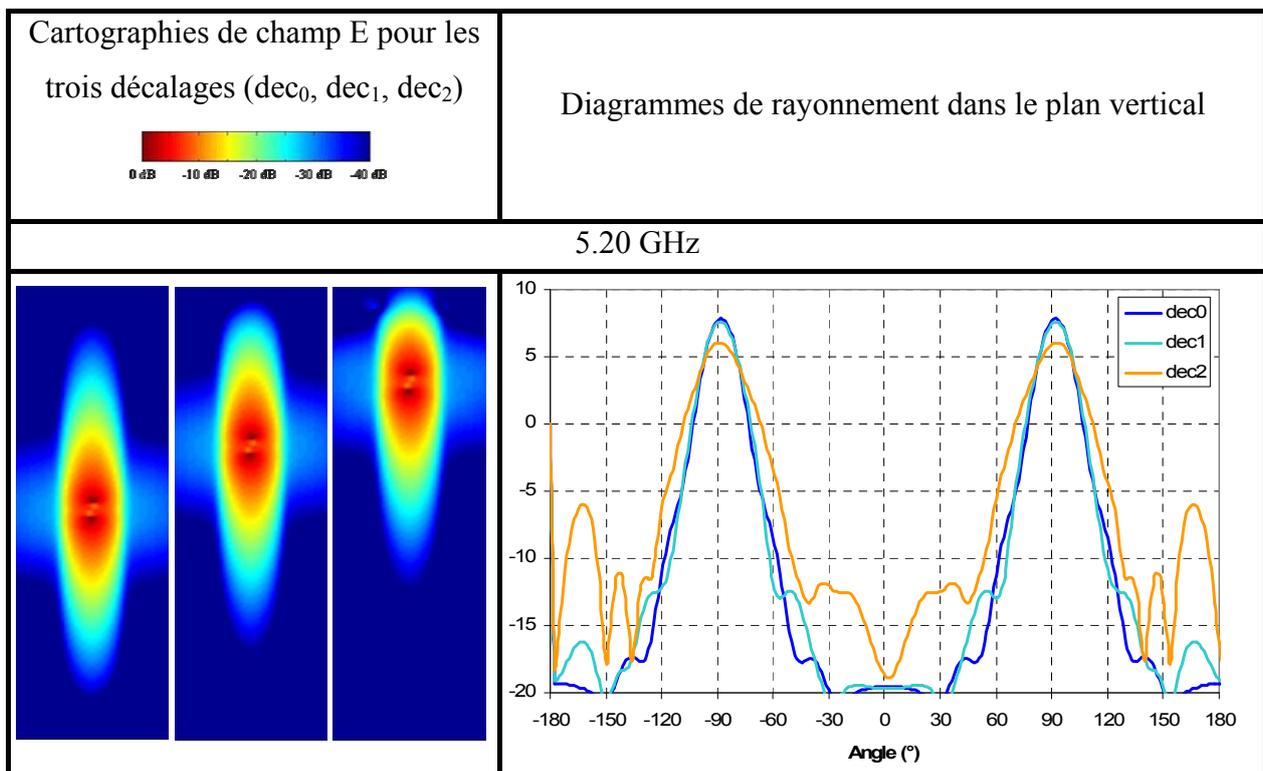
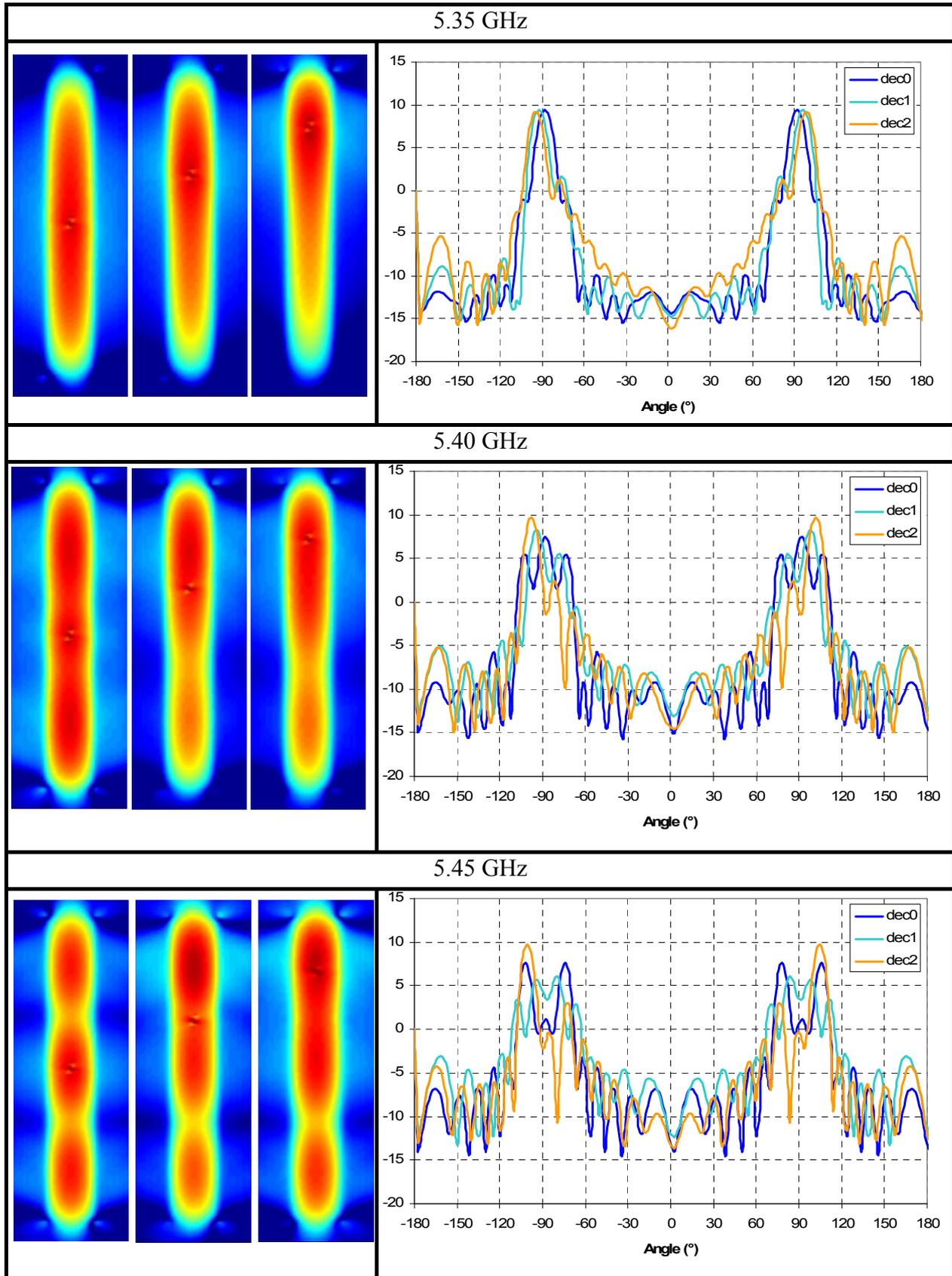


Figure III-16: Impédance d'entrée pour les trois configurations de décalage vertical

ii. Cartographies de champ et diagrammes de rayonnement

Afin de mieux comprendre à quoi correspondent ces résonances, il est indispensable de regarder les cartographies et les diagrammes de rayonnement.





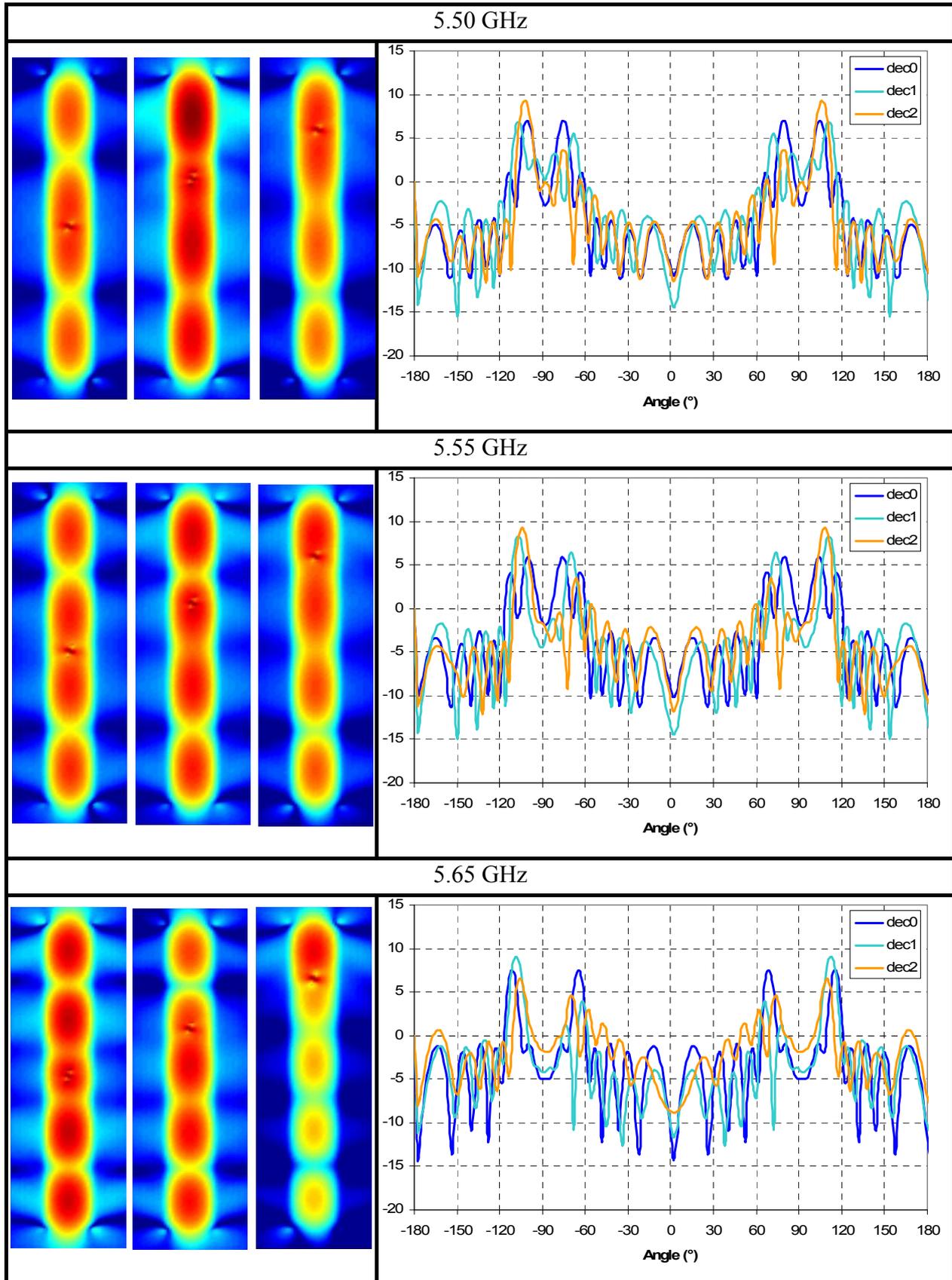


Figure III-17: Cartographies de champ E et diagrammes de rayonnement pour trois configurations différentes de décalage vertical

A 5.20 GHz, la tache représentant l'énergie dans la structure suit exactement la source d'excitation. Pour le décalage N°1, le diagramme de rayonnement est peu différent de celui dont le décalage est nul. Pour un décalage plus important, le diagramme de rayonnement présente une remontée des lobes secondaires et donc un gain plus faible.

A 5.35 GHz, les trois configurations aboutissent à un diagramme de rayonnement présentant un lobe directif. Cependant, plus le décalage est important, plus le lobe est dépointé, et ceci du côté opposé à la source par rapport au plan horizontal. Ce n'est pas le cas pour un décalage nul, le lobe pointant à 90°.

A 5.40 GHz, on observe une remontée des lobes secondaires qui est soit symétrique pour la première configuration soit dissymétrique quand la source est décalée. Lorsque la source est décalée, l'énergie ne s'étale pas correctement dans la structure et reste concentrée autour de la source.

A 5.45 GHz, la première résonance est tout juste dépassée. C'est le mode supérieur à 3 taches pour la configuration sans décalage.

A partir de 5.50 GHz, on observe encore 3 taches sur les cartographies de champ pour la configuration initiale. Mais pour le décalage n°1, 4 taches commencent à se dessiner. En effet, comme on peut le voir sur l'impédance d'entrée, il y a une résonance à 5.53 GHz. Aussi, cette résonance correspond au mode à 4 taches qui est parfaitement installé à 5.55 GHz.

Pour la configuration sans décalage, les résonances que l'on peut observer sur l'impédance sont liées à des cartographies présentant un nombre impair de taches. A 5.40 GHz, il y a 3 taches, à 5.65 GHz il y en a 5 et à 6 GHz, il y en a 7.

La configuration n°1 excite aussi bien les modes pairs que les modes impairs. En effet, à la résonance de 5.55 GHz correspond une cartographie à 4 taches, à 5.7 GHz, on en retrouve 5 et à 6 GHz, il y en a 7. Le mode à 6 taches n'étant pas bien excité.

Avec la configuration n°2, on se rend compte qu'un trop grand décalage de la source ne permet pas de bien exciter la structure. Les cartographies présentent des taches mais de faible amplitude, comme par exemple à 5.65 GHz.

En réalité, les modes sont excités dès l'instant où la source est située sur l'endroit où se trouve une tache correspond à ce mode. Quand la source est centrée suivant la hauteur, seuls les modes impairs vont résonner.

Le mode à 6 GHz est bien excité (**Figure III-16**) quelle que soit la position de la source. En effet, le nombre de taches se multipliant, il est très probable que la source se retrouve centrée sur l'une d'elles.

Lorsque la fréquence augmente, les diagrammes de rayonnement présentent de plus en plus de lobes. Les directions de pointage de ces lobes sont corrélées avec les modes excités. Plus le degré du mode est important et plus on s'écarte de l'azimut.

Le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal $\theta=90^\circ$ présente très peu de variation lorsque la source est décalée verticalement.

c. Décalage horizontal : modification du couplage entre la source et le BIE

Désormais, la source est décalée horizontalement dans la cavité, ce qui revient à l'écarter de l'axe de rotation de la structure. Nous allons étudier trois dispositions (**Figure III-18**) :

- la source est alignée sur l'axe de rotation
 - la source est décalée de l'axe d'une distance égale au $\frac{1}{3}$ du rayon de la cavité
 - la source est décalée de l'axe d'une distance égale à $\frac{2}{3}$ du rayon de la cavité.
- Cette dernière solution pourrait être intéressante pour fixer la source sur le bord du matériau BIE.

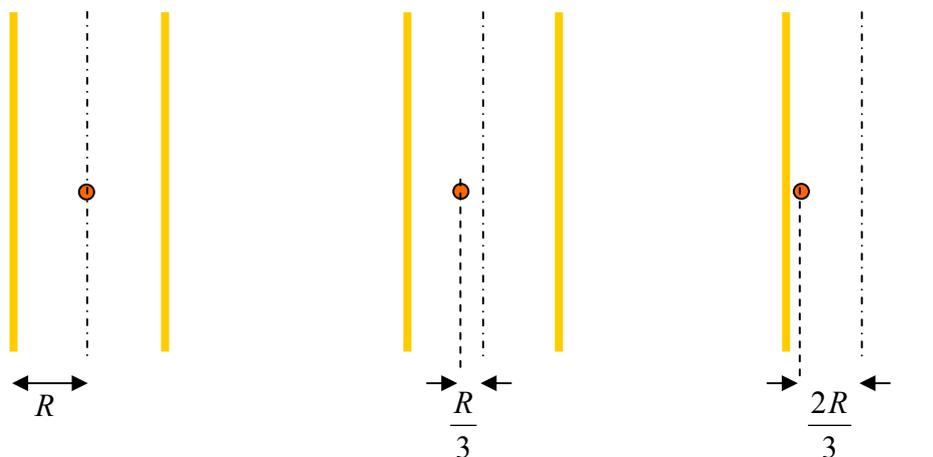


Figure III-18: Configurations simulées pour le décalage horizontal de la position de la source

i. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée des trois configurations est proposée **Figure III-19**. On peut observer que la résonance de l'excitation est légèrement décalée mais que globalement les modes excités sont identiques quel que soit le décalage. La modification importante à noter avec un décalage latéral est la variation de l'amplitude de la résonance de la source d'excitation. Cette notion pourra être utilisée **pour adapter l'antenne**.

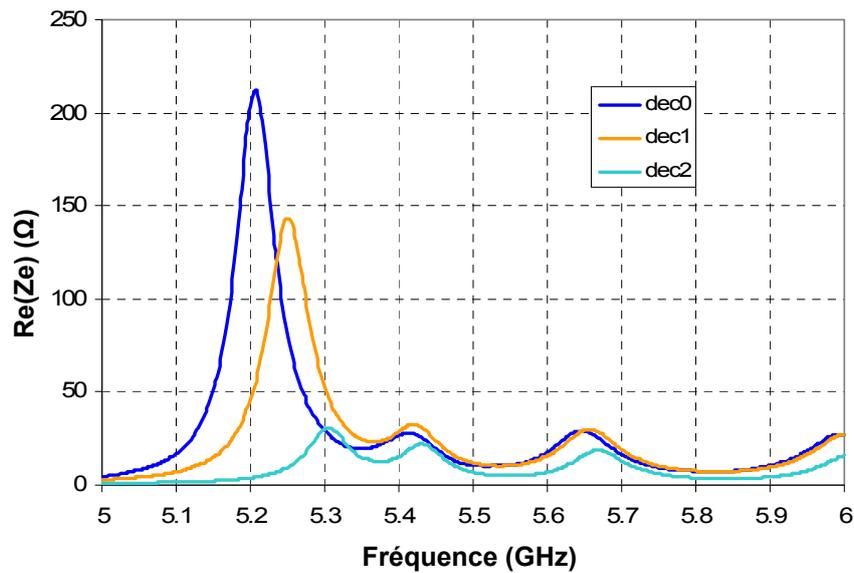


Figure III-19: Impédance d'entrée pour les trois configurations de décalage horizontal

Il faut d'autre part observer les modifications induites sur les diagrammes de rayonnement.

ii. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont tracés dans le plan vertical et horizontal pour chaque décalage et pour trois fréquences différentes.

A 5.30 GHz, avant la fréquence de fonctionnement, les diagrammes de rayonnement sont quasiment identiques quel que soit le décalage. On note simplement pour le décalage n°2 une ondulation de la directivité de 1 dB au lieu de 0.7 dB.

A 5.35 GHz, le décalage n°2 perturbe le diagramme dans le plan vertical avec une dissymétrie du diagramme et dans le plan horizontal, cela crée une ondulation de 2.5 dB.

Après la fréquence de fonctionnement, à 5.40 GHz, on observe toujours une ondulation de la directivité de 1.6 dB pour le décalage n°2.

Globalement, un décalage faible dans le plan horizontal, comme le décalage n°1 ne modifie pas les diagrammes de rayonnement ni dans le plan vertical, ni dans le plan horizontal. Mais un décalage important augmente nettement l'ondulation de la directivité dans le plan horizontal.

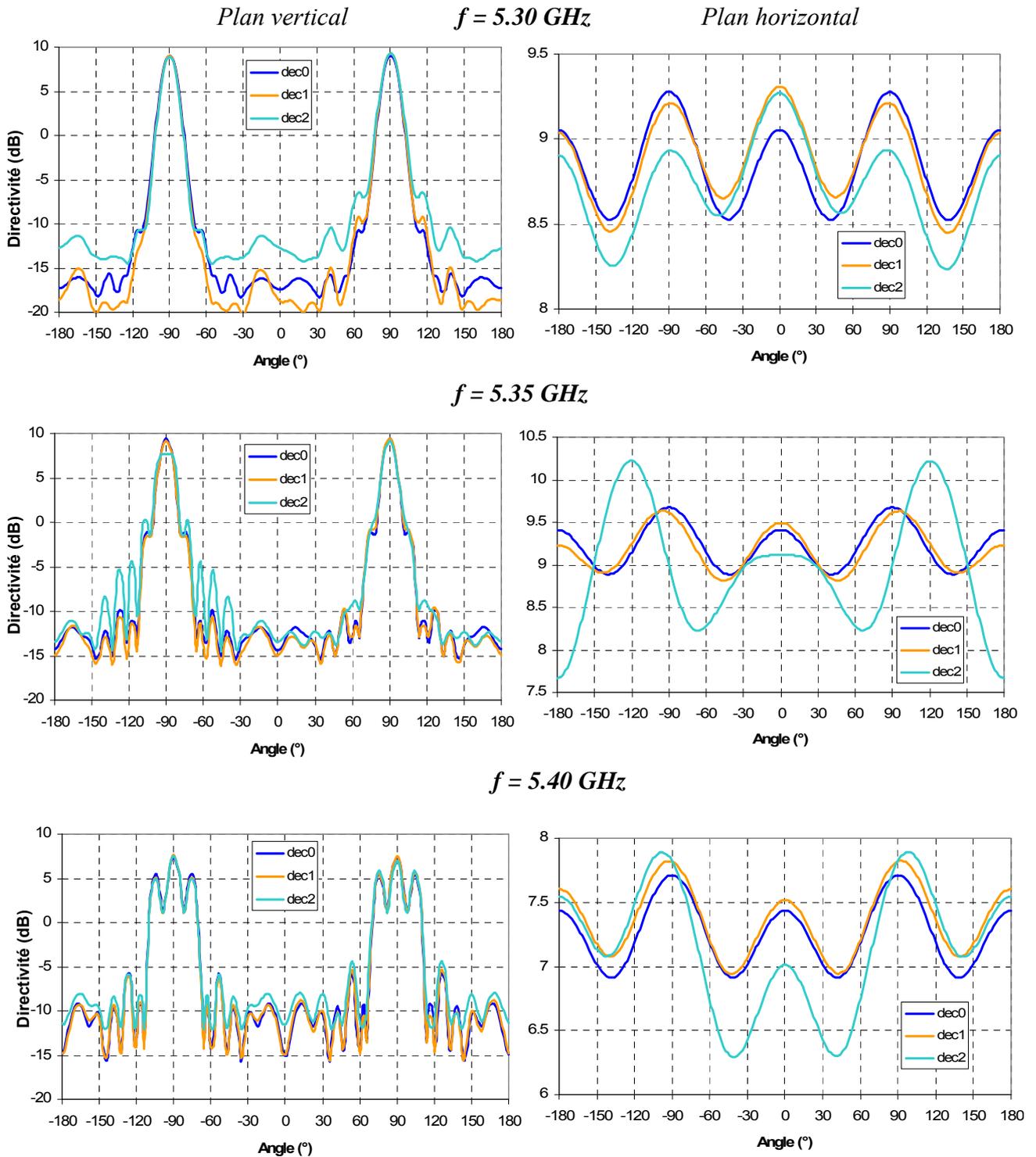


Figure III-20: Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical et horizontal pour les trois configurations de décalage horizontal

iii. Cartographies de champ

Les cartographies de champ E sont présentées dans le plan horizontal et vertical, uniquement à la fréquence de fonctionnement de l'antenne et pour les trois configurations (Figure III-21 et Figure III-22).

Les cartographies dans le plan vertical sont semblables. Et dans le plan horizontal, on remarque que le champ se concentre autour de la source et donc que pour le décalage le plus important, la symétrie de révolution est rompue. C'est ce que l'on retrouve sur les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal.

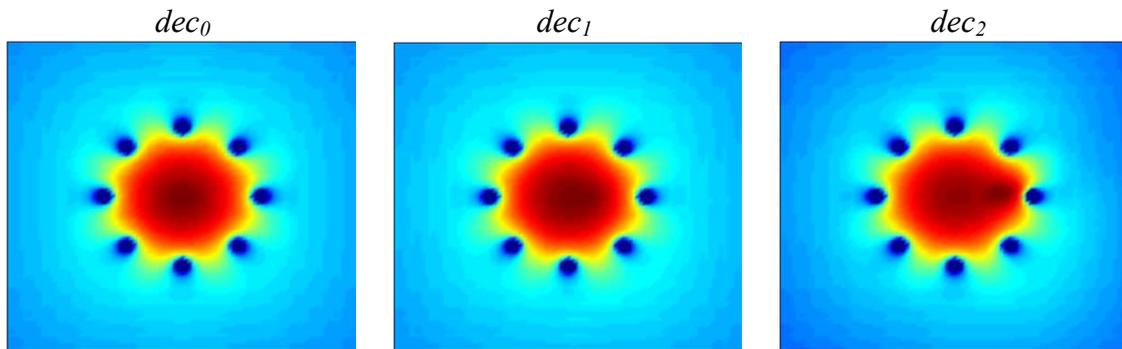


Figure III-21: Cartographies de champ E à 5.35 GHz dans le plan horizontal pour les trois configurations de décalage horizontal de la source

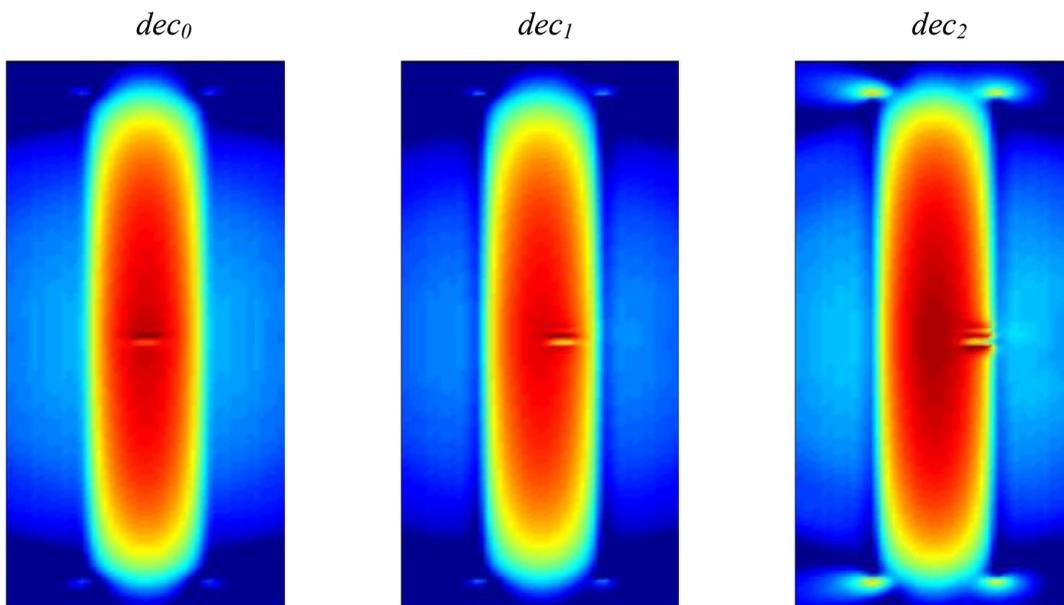


Figure III-22: Cartographies de champ E à 5.35 GHz dans le plan vertical pour les trois configurations de décalage horizontal de la source

Finalement, le décalage de la source dans le plan horizontal permet principalement de modifier l'amplitude de la résonance de la source.

En conclusion, les sources d'excitation peuvent être diverses du moment qu'elles permettent d'exciter une des composantes du champ présent dans la cavité BIE. Le diagramme de rayonnement de la source élémentaire doit être omnidirectionnel avec le moins d'ondulation possible. Si ce n'est pas le cas, l'emploi de plusieurs sources directives permet d'obtenir une source équivalente avec une ondulation du gain faible une fois que la structure BIE est superposée.

Le décalage vertical de la source au sein de la structure BIE a pour effet un dépointage du lobe principal directement lié à l'importance du décalage, et a aussi pour effet d'exciter différents modes supérieurs.

Lorsque la source est décalée latéralement, le diagramme est modifié car la symétrie de révolution est rompue. L'impédance d'entrée peut être très différente d'une position à l'autre car le couplage entre la source et la cavité est plus ou moins fort.

Il est temps maintenant de s'intéresser aux matériaux BIE et plus précisément à leur nature et aux caractéristiques qui en découlent.

IV. LES MATERIAUX BIE

Historiquement, l'équipe OSA du laboratoire XLIM a commencé par étudier les antennes BIE à matériau diélectrique. Se basant sur les méthodes déjà développées, les premières structures d'antennes BIE omnidirectionnelles ayant vu le jour ont aussi été diélectriques.

Le premier paragraphe s'attachera donc à décrire les structures employées, et à expliquer la méthode de dimensionnement. Ensuite, nous verrons quelles sont les caractéristiques permettant de faire varier les propriétés en rayonnement de ces antennes. Finalement, nous dégagerons les avantages et les inconvénients de ce type de matériau.

Dans le deuxième paragraphe, les structures BIE présentées seront toutes métalliques. Sur le même schéma que pour les matériaux diélectriques, la structure conduisant à la conception d'antennes sera décrite précisément, le dimensionnement sera expliqué et les caractéristiques des matériaux seront mises en évidence.

Enfin, pour faciliter et accélérer par la suite la réalisation d'antennes, nos études nous ont amené à concevoir des abaques comme outils de conception de l'ingénieur. De nombreuses simulations sont à l'origine de ce travail. Il sera exposé dans le troisième paragraphe.

1. Les antennes à matériau diélectrique

Les structures planaires diélectriques sont constituées de plaques diélectriques superposées les unes sur les autres et écartées judicieusement. Cette structure produisant un rayonnement directif a été adaptée pour former un diagramme omnidirectionnel. Nous allons étudier maintenant les propriétés de ces nouvelles antennes.

a. Description de la structure d'antenne et dimensionnement

Les antennes omnidirectionnelles sont constituées d'un assemblage périodique de cylindres diélectriques concentriques. Ils forment une cavité résonante dont la dimension est différente suivant s'il s'agit de l'antenne cylindrique ou coaxiale (**Figure IV-1** et **Figure IV-2**).

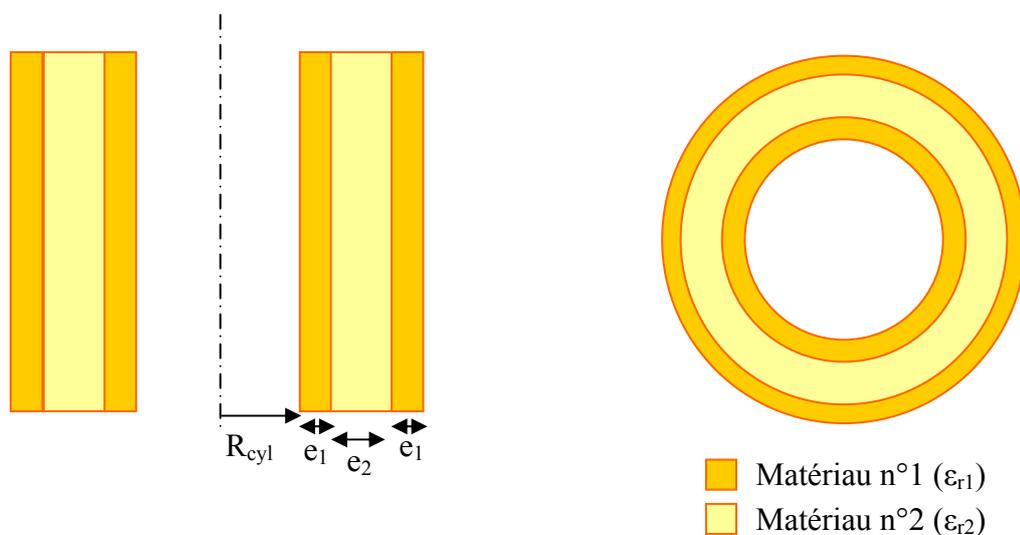


Figure IV-1 : Dimensionnement de l'antenne BIE cylindrique à matériau diélectrique

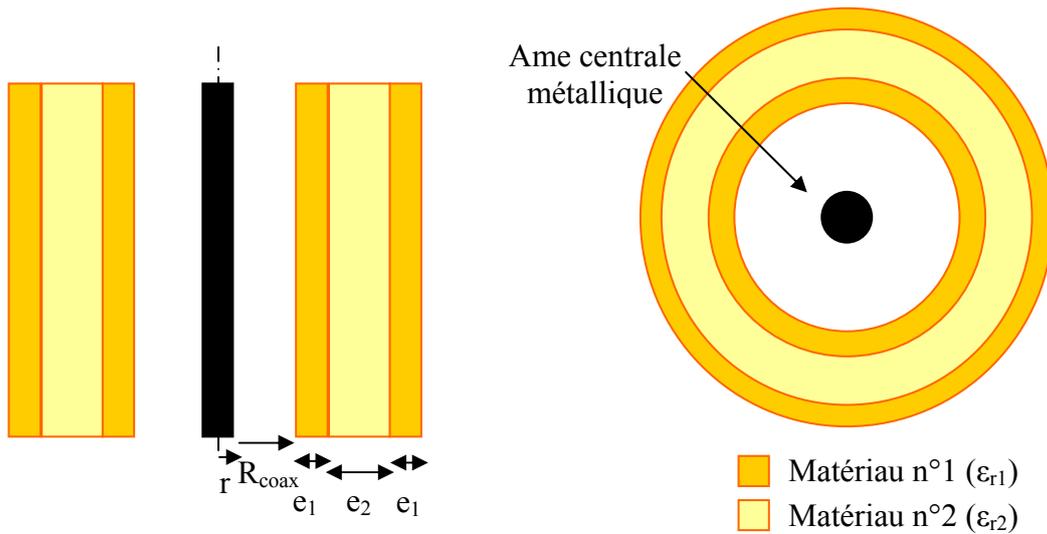


Figure IV-2 : Dimensionnement de l'antenne BIE coaxiale à matériau diélectrique

Les rayons des deux cavités résonnantes sont déterminés par la résolution des équations du guide d'ondes cylindrique et coaxial exprimées au paragraphe **II.1.b** de ce même chapitre.

Pour l'antenne cylindrique, le rayon sera donc égal à $R_{cyl} = \frac{x_{01}}{2\pi} \lambda_0 = 0.38\lambda_0$ et pour l'antenne coaxiale, le résultat de l'équation donne un rayon proche de $R_{coax} = \frac{\lambda_0}{2}$. Ces deux résultats ont déjà été démontrés **[II.5] [II.6]**.

L'épaisseur des cylindres diélectriques dépend de la permittivité diélectrique de ceux-ci. Elle est donnée par $e = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_r}}$.

Les **Figure IV-1** et **Figure IV-2** montrent des structures composées de deux matériaux différents superposés. Classiquement, on intercale des cylindres diélectriques d'un matériau noté n°1 par de l'air.

b. Choix du matériau

i. Relation entre le coefficient de transmission et les caractéristiques en rayonnement

Comme pour les structures BIE planaires, il existe une relation entre le coefficient de qualité du matériau et les performances de l’antenne ainsi constituée. Le coefficient de qualité se calcule à partir du module du coefficient de transmission.

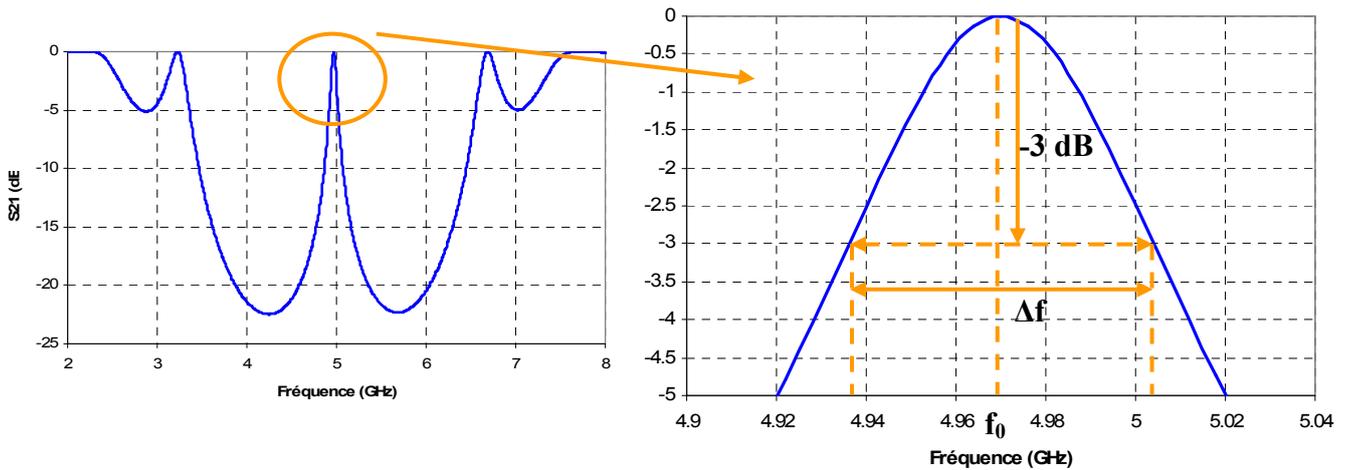


Figure IV-3: Calcul du coefficient de qualité Q sur le pic du coefficient de transmission

Comme indiqués sur la **Figure IV-3**, le coefficient de qualité est déterminé par la fréquence du pic de transmission f_0 et de la largeur à -3 dB notée Δf :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

Plus le coefficient de qualité est fort, plus la bande en rayonnement de l’antenne sera étroite et plus la directivité sera élevée.

Observons maintenant dans quelles mesures les caractéristiques du matériau font varier le coefficient de qualité.

ii. Influence de la permittivité du matériau

Dans un premier temps, nous allons étudier l’influence de la permittivité du matériau. Prenons des structures constituées d’une cavité en air et de deux cylindres de permittivité variable espacés par de l’air.

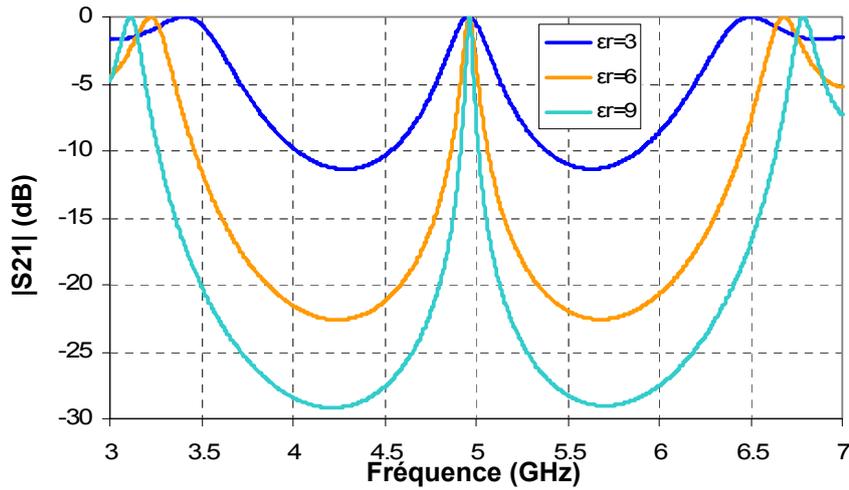


Figure IV-4: Coefficient de transmission de structures constituées de deux cylindres d'un matériau de permittivité variable

La **Figure IV-4** présente le coefficient de transmission de ces structures. On constate que le coefficient de qualité du pic de transmission à 5 GHz augmente avec la permittivité. Dans le même temps, la directivité de l'antenne est de plus en plus élevée et la bande diminue (**Figure IV-5**).

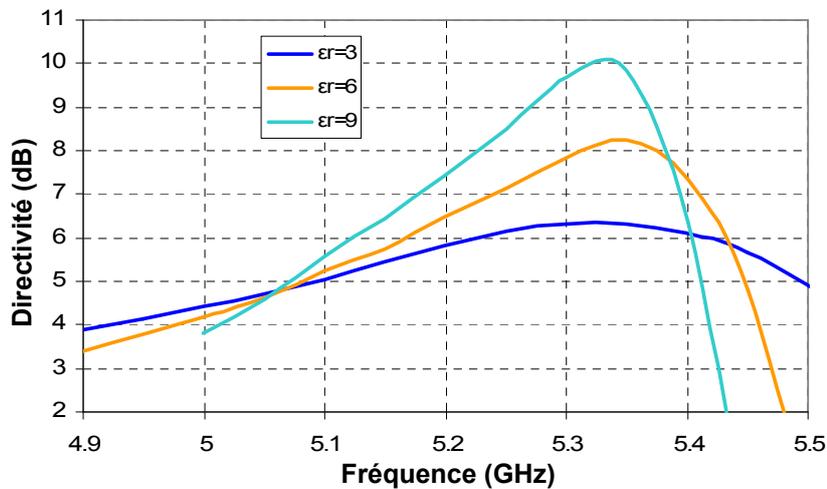


Figure IV-5: Directivité fréquentielle pour trois structures constituées de deux cylindres d'un matériau de permittivité variable

iii. Influence du nombre de couches

De la même manière, une structure à une seule couche de diélectrique est comparée à une structure à deux couches d'un même matériau.

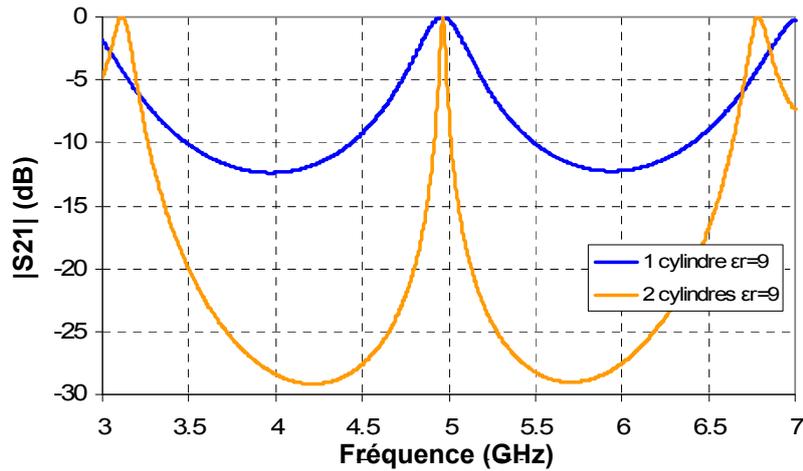


Figure IV-6: Coefficient de transmission de structures constituées d'un ou deux cylindres d'un matériau de permittivité $\epsilon_r=9$

Le coefficient de qualité est bien plus important lorsqu'on rajoute un deuxième cylindre, il passe de 16 à 150. Cela se traduit par une diminution de la bande en rayonnement consécutive mais aussi par une augmentation de la directivité de 3.7 dB (**Figure IV-7**).

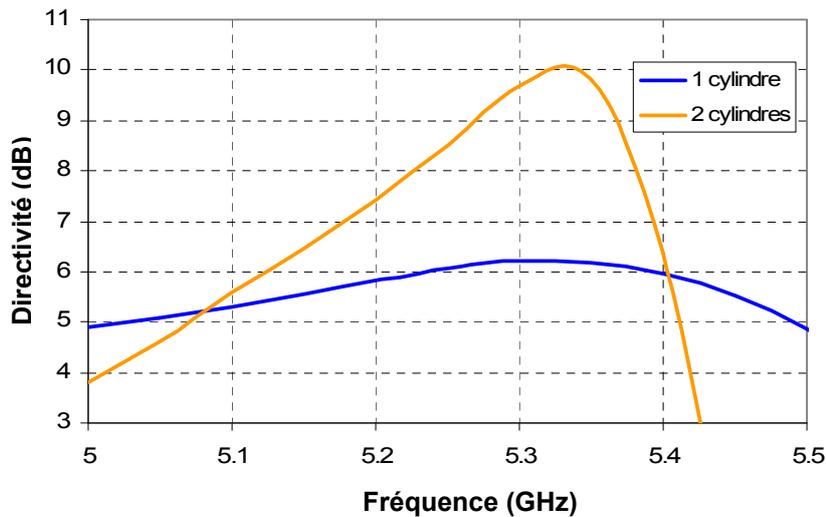


Figure IV-7: Directivité fréquentielle pour des structures constituées d'un et deux cylindres de permittivité $\epsilon_r=9$

En conclusion, le matériau est d'autant plus résonant que la permittivité est élevée et que le nombre de cylindres est important. Dans le même temps, la directivité de l'antenne augmente et la bande passante diminue.

Les différentes simulations réalisées au cours de ces travaux nous ont permis de tracer différents abaques permettant de prévoir les performances de l'antenne en fonction du matériau choisi.

c. Mise au point d'abaques

Le premier abaque donne la directivité maximale en fonction du coefficient de qualité du matériau. La hauteur de l'antenne a été fixée à 350 mm soit $6 \lambda_0$ pour chaque point de la courbe constituant cet abaque.

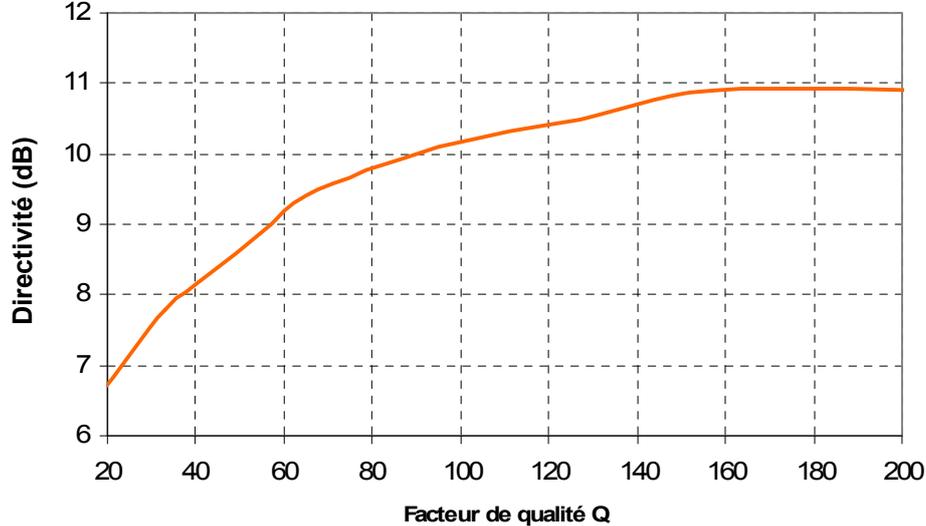


Figure IV-8: Directivité maximale en fonction du coefficient de qualité du matériau pour $H=6\lambda_0$

Le deuxième abaque fournit le pourcentage de bande passante en rayonnement à -3 dB et à -1 dB en fonction du coefficient de qualité du matériau.

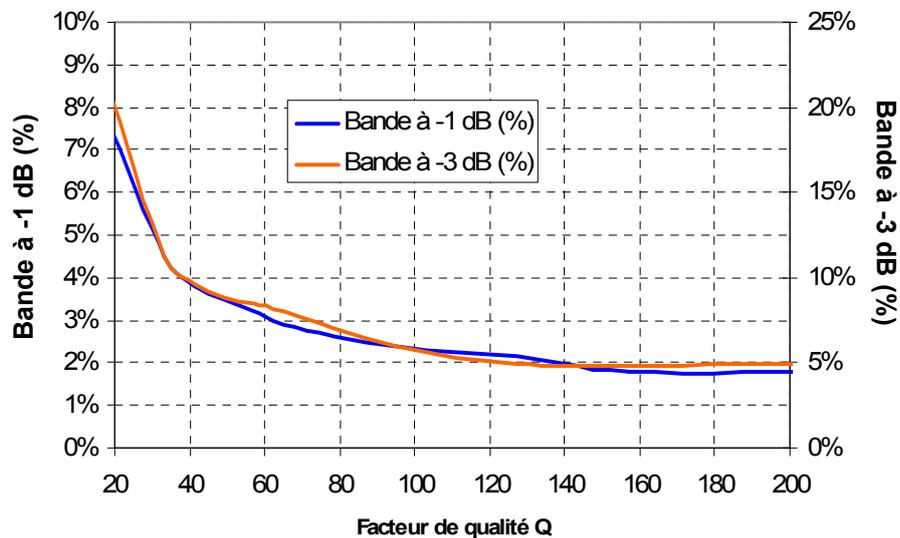


Figure IV-9: Bande passante en rayonnement à -3 dB et à -1 dB en fonction du coefficient de qualité du matériau pour $H=6\lambda_0$

Ces abaques sont des outils indispensables pour déterminer rapidement la nature du matériau à utiliser lorsqu'un cahier des charges est proposé pour la conception d'une nouvelle antenne.

Il est important de préciser que les performances inscrites sur ces graphes sont aussi bien valables pour l'antenne cylindrique que pour l'antenne coaxiale.

d. Simulation d'une antenne à matériau diélectrique

Après avoir étudié de façon théorique plusieurs configurations de matériau, il a été décidé conjointement avec le groupe RADIALL de réaliser un prototype en matériau diélectrique à deux couches.

Le matériau retenu devait présenter une permittivité diélectrique proche de 9 afin d'obtenir une directivité aux environs de 9 dB et aussi pour limiter l'encombrement de l'antenne. En effet, l'épaisseur des cylindres est inversement proportionnelle à la permittivité du matériau.

Alors que des plaques de diélectrique se trouvent couramment dans le commerce, des formes cylindriques sont beaucoup plus rares. C'est pourquoi, un polymère a spécialement été mis au point pour obtenir ce matériau. Il comprend une part importante de céramique. Après caractérisation, la permittivité mesurée vaut 8.8 et la tangente de pertes est égale à 0.001.

La deuxième difficulté est la fabrication des cylindres sur une hauteur importante. Aussi la hauteur de l'antenne a été fixée à 300 mm au maximum, soit $5.7 \lambda_0$.

La structure retenue est constituée de deux cylindres d'épaisseur et elle est excitée par un dipôle imprimé placé sur l'axe de rotation et à mi-hauteur. Les résultats de simulation figurent en **Annexe 2**.

Cette antenne cylindrique devait être réalisée afin de valider le principe de fonctionnement des antennes BIE à matériau diélectrique. Pour confirmer les performances de la structure cylindrique et coaxiale en mesure, ces deux antennes constituées d'un matériau identique et de hauteurs semblables avaient été simulées en vue de deux réalisations. Cependant, faisant face à une quantité insuffisante de matière, un seul des deux prototypes a pu finalement être réalisé, c'est l'antenne coaxiale. Pour mettre à profit ce prototype, des techniques d'amélioration des performances que nous verrons au chapitre suivant ont été appliquées. Les résultats de mesures sont exposés dans la thèse de L. FREYTAG [II.5]. La corrélation entre les résultats de simulation et des mesures est satisfaisante. Ce prototype a permis de confirmer l'obtention d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut grâce à l'utilisation des matériaux BIE diélectriques.

e. Avantages et inconvénients des structures diélectriques

La complexité de mise au point de la permittivité du matériau diélectrique est un gage de non reproductibilité que RADIALL souhaitait faire valoir pour limiter la concurrence. C'est pour cela que de nombreuses études ont été menées avec un matériau diélectrique. Cependant, il existe plusieurs inconvénients à employer des structures diélectriques.

Tout d'abord, les performances de l'antenne sont très dépendantes du matériau diélectrique. En effet, il faut que la permittivité diélectrique de celui-ci soit très homogène. La difficulté est d'autant plus grande que la quantité de matériau n'est pas négligeable. D'autre part, il faut que les pertes soient maîtrisées et limitées au maximum.

Pour obtenir des directivités élevées, il est nécessaire soit d'utiliser des matériaux de permittivité importante ($\epsilon_r > 100$) pour avoir un seul cylindre, soit de multiplier le nombre de couches si la permittivité reste autour des valeurs classiques ($\epsilon_r < 10$).

La réalisation des antennes nécessite un savoir-faire particulier en matière de structures cylindriques. En effet, les épaisseurs et les diamètres des cylindres ne sont pas standards. Il faut donc mouler ou usiner le matériau.

Ces différents critères nous ont amené à nous tourner vers des structures métalliques. En effet, les matériaux métalliques présentent au contraire beaucoup d'avantages.

- Le coefficient de qualité du matériau peut être facilement ajusté grâce au taux de remplissage.
- Avec un taux de remplissage important, des directivités élevées peuvent facilement être atteintes.
- L'encombrement est réduit à un seul cylindre.
- La réalisation est beaucoup plus simple et le coût est plus faible.

Nous allons maintenant détailler les caractéristiques de ces structures métalliques.

2. Les antennes à matériau métallique

a. Nature de la structure

La structure se compose de tiges métalliques réparties de façon circulaire afin de former une cavité cylindrique.

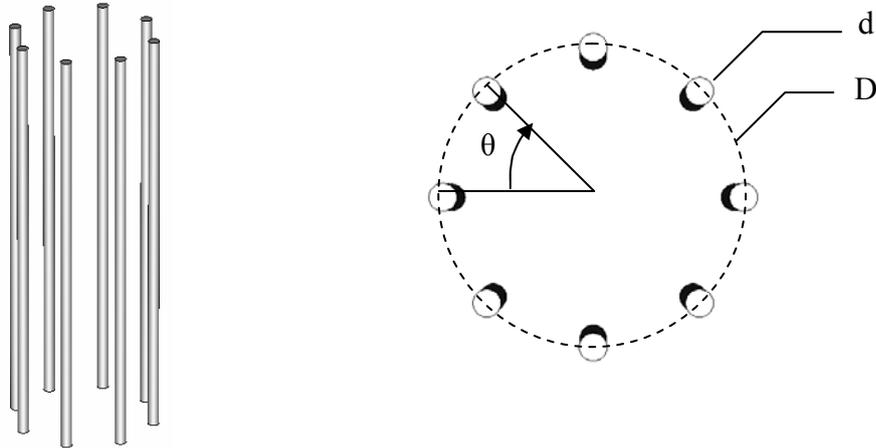


Figure IV-10: Structure BIE métallique formant une antenne omnidirectionnelle à polarisation verticale

Le matériau BIE est défini par son taux de remplissage (qui dépend du diamètre des tiges noté d , du diamètre de la cavité D et de θ la périodicité angulaire des tiges (aussi rattaché au nombre de tiges par $N * \theta = 360$).

$$\tau = \frac{d}{D * \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}$$

Formule IV-1: Taux de remplissage de la structure BIE métallique

D'après la **Formule IV-1**, le taux de remplissage augmente avec le diamètre des tiges et diminue avec leur périodicité angulaire et avec le diamètre de la cavité. Il a une influence directe sur le coefficient de qualité du matériau à défaut et donc sur les performances de l'antenne.

b. Choix du matériau

Le matériau BIE est composé de tiges métalliques dont la section et le rayon et la périodicité peuvent varier. Dans ce paragraphe, nous verrons l'influence de ces paramètres sur les performances de l'antenne.

i. Variation de la section des tiges

Il est important de se demander si la forme des tiges et plus particulièrement la section peut être arbitraire ou non. Nous avons choisi de comparer deux structures de hauteur constante, l'une comprenant des tiges de section circulaire de diamètre 4 mm et l'autre constituée du même nombre de tiges de section carrée de coté 4 mm. La directivité fréquentielle est tracée pour les deux cas sur la **Figure IV-11**.

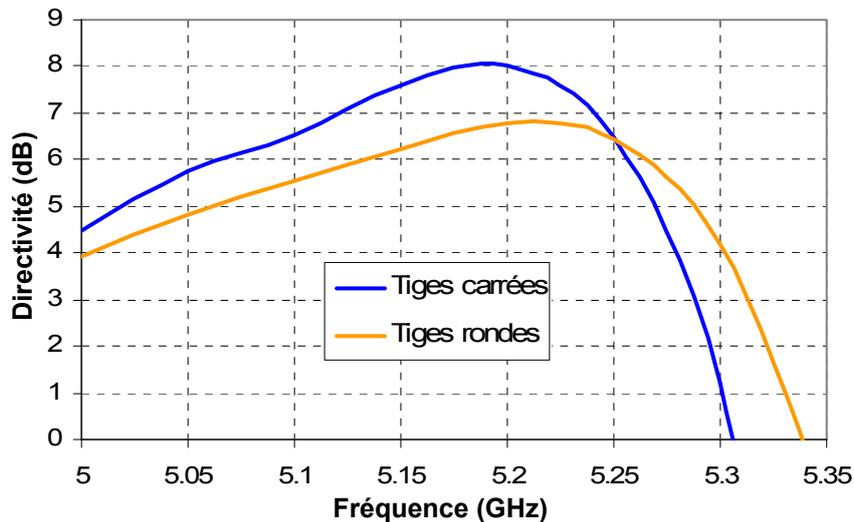


Figure IV-11: Directivité fréquentielle pour des tiges de section différente

Pour les tiges rondes, la directivité maximale est de 6.8 dB alors que pour les tiges de section carrée, elle atteint 8 dB. Le fonctionnement de l'antenne est le même quelle que soit la section mais les performances sont différentes.

On peut noter également le petit décalage fréquentiel lié à la différence de section. Il est dû à la légère modification de la phase du coefficient de réflexion de la structure élémentaire.

ii. Variation du rayon des tiges

Le rayon des tiges permet de modifier le taux de remplissage du matériau qui lui même détermine les performances de l’antenne en terme de directivité et de bande passante en rayonnement. Pour une hauteur fixe et un rayon de tiges croissant, la directivité augmente et la bande passante en rayonnement diminue (**Tableau IV-1**).

Rayon des tiges	1 mm	1.5 mm	2 mm
Directivité maximale	5.5 dB	6.5 dB	7.4 dB
Bande passante en rayonnement	15.5%	9.4%	5.8%

Tableau IV-1: Variation du rayon des tiges pour une hauteur de tiges fixe

iii. Variation de la périodicité des tiges

La périodicité angulaire des tiges modifie aussi le taux de remplissage. Une augmentation de la périodicité angulaire a pour conséquence d’augmenter la directivité et de diminuer la bande en rayonnement. Comme pour le rayon des tiges, les rayons des cavités ont été réajustés pour obtenir dans chaque cas la même fréquence de fonctionnement.

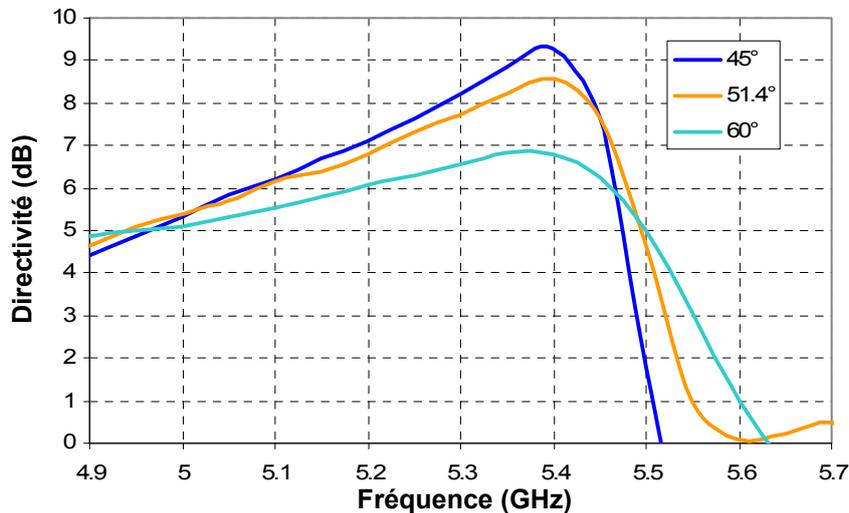


Figure IV-12: Directivité fréquentielle pour différentes périodicités angulaires des tiges

c. Polarisation TE et TM des matériaux

Dans le cas des structures planaires, il a été démontré que l'on peut modifier la polarisation des matériaux sans changer la polarisation finale de l'antenne [II.7]. Les taux de remplissage des deux structures sont sensiblement complémentaires. Cette propriété des matériaux BIE s'appuie sur le principe de Babinet.

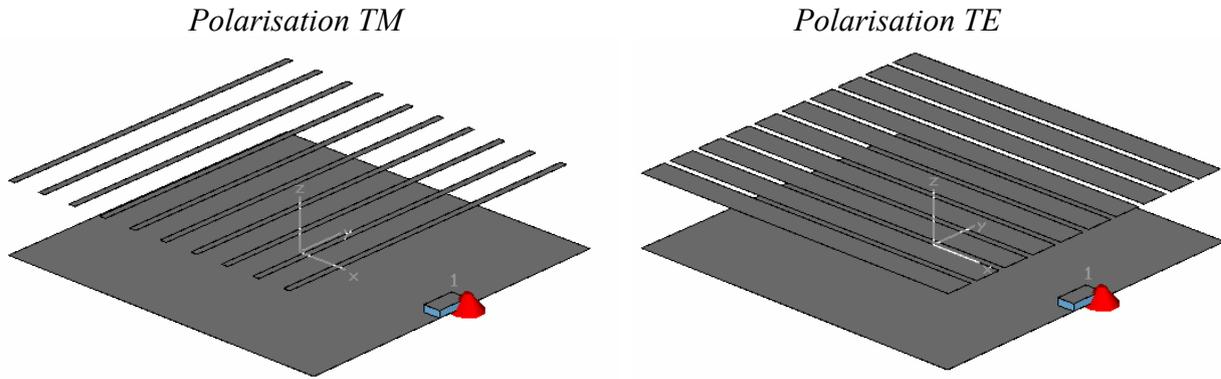


Figure IV-13: Antenne BIE planaire avec structure TM et TE

Pour la structure BIE cylindrique et coaxiale, cela consiste à remplacer la structure métallique composée de tiges disposées de façon circulaire (polarisation TM) par des anneaux métalliques superposés les uns sur les autres et espacés judicieusement (polarisation TE) [II.8].

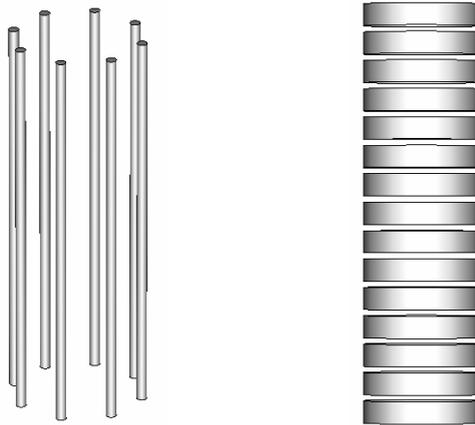


Figure IV-14: Antenne BIE cylindrique avec structure TM et TE

La **Figure IV-15** montre la directivité fréquentielle pour des deux structures possédant le même coefficient de qualité.

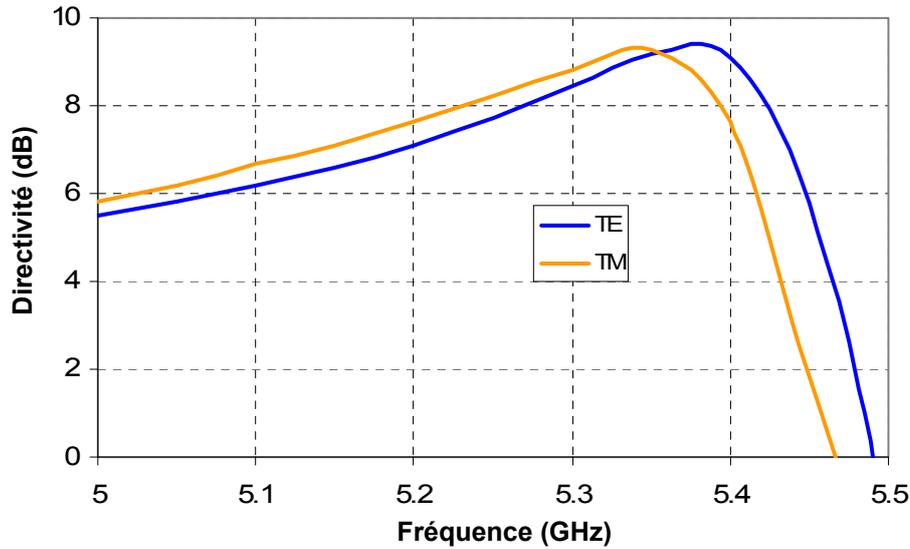


Figure IV-15: Directivité fréquentielle pour un matériau en polarisation TE et TM

La directivité maximale, la largeur de la bande passante et l'évolution de la directivité en fonction de la fréquence sont très proches.

En conclusion, la structure en polarisation TE est une autre structure possible. Cependant, elle est moins facile à réaliser que la structure à tiges. En effet, il est relativement aisé de trouver des tiges de diamètre standard et de longueur importante que l'on peut réduire à la hauteur de l'antenne souhaitée. Ces tiges sont ensuite disposées de façon précise sur un cercle dont les dimensions permettant d'ajuster la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

A contrario, la structure en anneaux oblige à fabriquer des anneaux dont le diamètre intérieur est très précis. Comme ce diamètre n'est jamais standard, il faut usiner un tube ou un bloc de métal. C'est beaucoup plus compliqué et plus coûteux. C'est la raison pour laquelle cette structure n'a pas été privilégiée pour réaliser une antenne en polarisation verticale.

3. Mises au point d'abaques comme outils de conception

Les performances de l'antenne BIE en terme de directivité et de bande passante dépendent du taux de remplissage du matériau utilisé. Il faut donc choisir judicieusement le nombre de tiges et leur diamètre. Des séries de simulation ont permis de mettre au point des abaques facilitant la conception de futures antennes.

Classiquement, un cahier des charges comporte les critères suivants :

- ✓ Bande passante
- ✓ Adaptation
- ✓ Gain nominal
- ✓ Variation du gain sur la bande
- ✓ Ouverture à -3 dB
- ✓ Niveau des lobes secondaires
- ✓ Dimensions de l'antenne

Il s'avère utile de pouvoir dire rapidement si l'antenne BIE cylindrique pourra répondre aux exigences mentionnées ci-dessus.

a. Directivité en fonction du taux de remplissage pour une hauteur donnée

Dans un premier temps, plusieurs des critères précédents sont à prendre en compte. Sur la **Figure IV-16**, la directivité maximale est tracée en fonction de la hauteur de l'antenne pour différents taux de remplissage allant de 5.3% à 26%. Comme nous l'avons vu précédemment, la directivité croît avec la hauteur jusqu'à atteindre un palier. Ainsi, connaissant les dimensions maximales de l'antenne à concevoir et notamment H_0 , il est possible de trouver le taux de remplissage τ_0 nécessaire pour obtenir la directivité désirée.

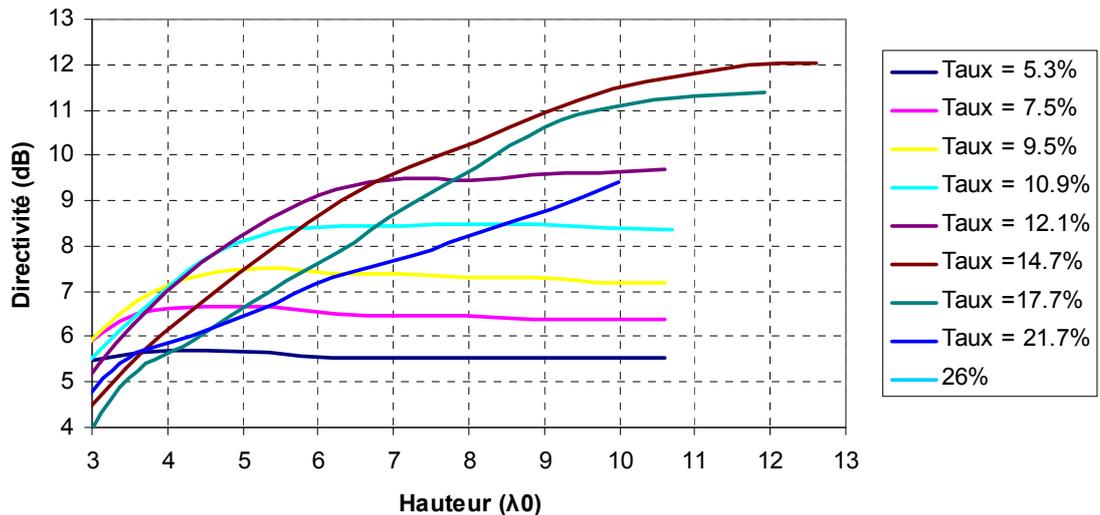


Figure IV-16: Directivité maximale en fonction de la hauteur de l'antenne pour différents taux de remplissage

b. Bande en fonction du taux de remplissage pour une hauteur donnée

Dans un deuxième temps, il faut s'assurer qu'une antenne BIE dont le taux de remplissage τ_0 serait celui trouvé grâce à l'abaque précédente permettrait de couvrir la bande en rayonnement du cahier des charges.

Deux abaques sont alors proposées. Elles tiennent compte du calcul de la bande en rayonnement à -3 dB et à -1 dB de la directivité maximale sur la bande (**Figure IV-17**). En effet, suivant le domaine d'application, une bande en rayonnement définie à -3 dB sera suffisante alors que pour d'autres, la variation du gain sur la bande ne devra pas dépasser 1 dB.

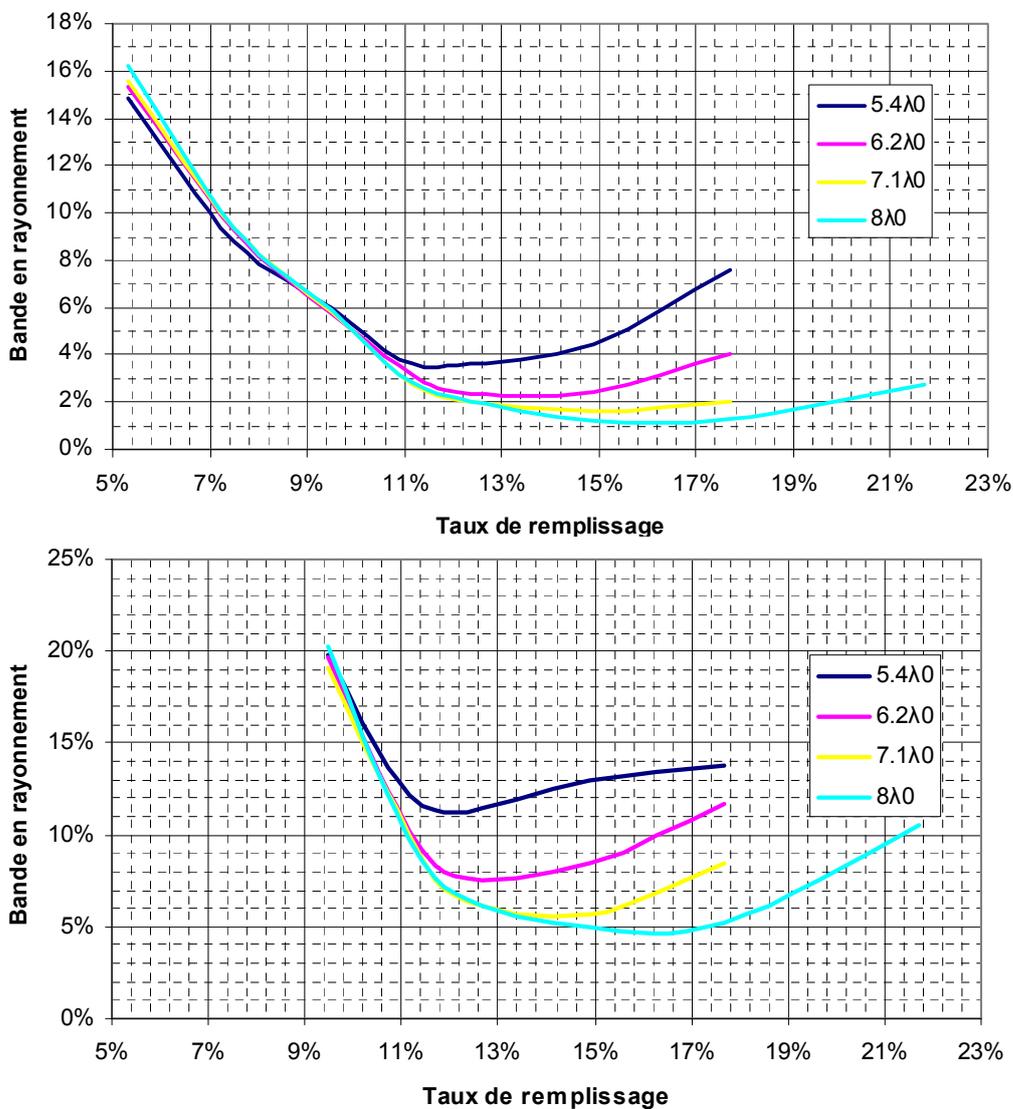


Figure IV-17: Bande passante en rayonnement à -1 dB et -3 dB en fonction du taux de remplissage pour différentes hauteurs de l'antenne

Ces deux types d'abaques conduisent au choix du taux de remplissage τ_0 optimal pour obtenir le gain et la bande en rayonnement.

c. Ouverture à -3 dB en fonction de la directivité

Les cahiers des charges notifient aussi des critères référant à la forme des diagrammes de rayonnement, ce sont par exemple le niveau des lobes secondaires et l'ouverture à -3 dB.

En ce qui concerne le niveau des lobes secondaires, il est en réalité pris en compte pour le calcul des bandes passantes. En effet dans le cas des antennes BIE, la bande passante est limitée dans sa partie haute par la remontée des lobes secondaires. Aussi, pour le calcul des bandes passantes, nous nous sommes fixés le niveau des lobes secondaires à -10 dB.

De nombreuses simulations nous ont permis de tracer l'évolution de la directivité en fonction de l'ouverture à -3 dB pour les antennes BIE omnidirectionnelles (**Figure IV-18**).

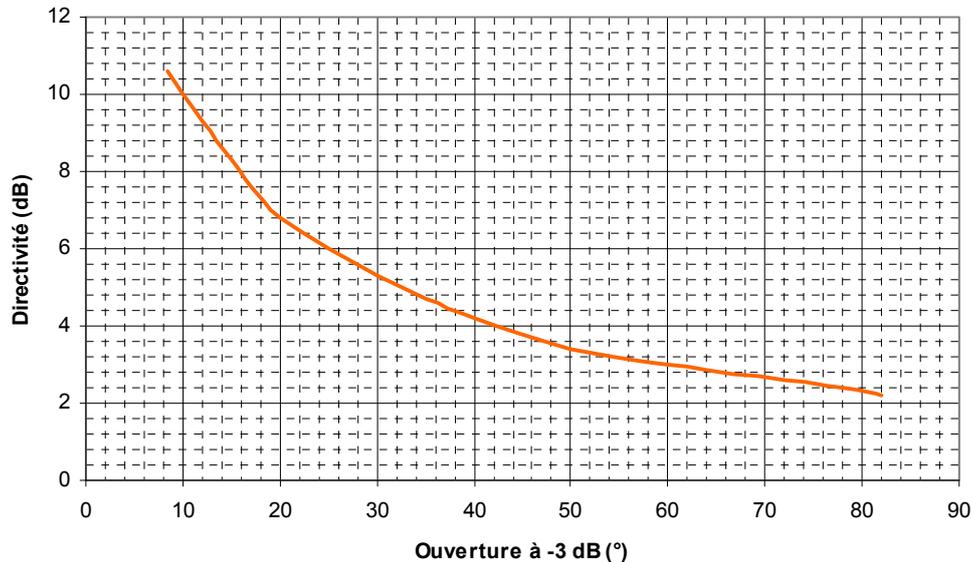


Figure IV-18: Directivité en fonction de l'ouverture à -3 dB

Cette courbe peut être approximée par une courbe de tendance dont l'équation est donnée par la :

$$D_{dB} = 10\log(70.204 * \theta_{-3dB}^{-0.8726})$$

Formule IV-2: Directivité en fonction de l'ouverture à -3 dB

Connaissant l'ouverture à -3 dB demandée par le cahier des charges, nous pouvons ainsi vérifier que la directivité qui en résulte est bien en adéquation avec la directivité requise. Cette courbe a été validée plusieurs fois suite aux mesures des différents prototypes.

V. CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre, le fonctionnement général des antennes BIE cylindrique et coaxiale a été présenté. Il a permis de mieux comprendre le comportement en fonction de la fréquence, en fonction des conditions aux limites de la structure et de sa hauteur.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée aux sources d'excitation. D'abord, les caractéristiques requises ont été décrites puis des antennes élémentaires ont été proposées pour répondre à ces exigences. Nous avons pu nous rendre compte que le diagramme de rayonnement de la source ne devait pas forcément être parfaitement omnidirectionnel mais que plusieurs sources pouvaient être utilisées afin de composer une source équivalente dont le rayonnement se rapproche d'une source omnidirectionnelle avec une variation de la directivité en azimut ne dépassant pas 3 dB.

Les matériaux BIE diélectriques et métalliques ont ensuite été décrits dans la deuxième partie. L'étude de leurs caractéristiques a permis de comprendre comment agir sur les performances des antennes. Afin de répondre rapidement à des cahiers des charges et de pouvoir concevoir plus facilement des antennes, des abaques ont été mis au point.

Le troisième chapitre permettra de valider ces résultats grâce à la réalisation de deux prototypes.

VI. BIBLIOGRAPHIE

[II.1] H. BOUTAYEB

"Etude de structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles", Thèse de Doctorat N° 2942, Université de Rennes 1, 12 Décembre 2003.

[II.2] G. VON TRENTINI

"Partially reflecting sheet arrays", Transactions on Antennas and Propagation, October 1956, pp 666-671.

[II.3] P. F. COMBES

"Micro-ondes, 1. Lignes, guides et cavités", Edition Dunod, 1996.

[II.4] C. DELAVEAUD

"Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles", Thèse de Doctorat N° 40/96, Université de Limoges, 10 octobre 1996.

[II.5] L. FREYTAG

"Conception, réalisation, et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil", Thèse de Doctorat N° 29-2004, 18 Novembre 2004.

[II.6] 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.

[II.7] T. JAFFRE

"Caractérisation des matériaux à bande interdite électromagnétique multipériodiques et leurs applications aux antennes", Thèse de Doctorat N° 03-2005, 04 Février 2005.

[II.8] M. MBAYE

"Etude, conception et réalisation d'une antenne à BIE métallique pour réseaux Wimax", Rapport de stage de 3^{ème} année, ENSIL, Septembre 2005.

Techniques d'amélioration des performances

- ❖ Augmentation de la directivité et de la bande passante des antennes

- ❖ Amélioration de l'adaptation des antennes BIE

- ❖ Application de ces techniques pour la conception d'une antenne pour la bande 5.15 – 5.35 GHz

I. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous verrons plusieurs techniques permettant **d'améliorer les performances des antennes BIE**.

Dans la première partie de ce chapitre, l'emploi de **plusieurs sources d'excitation** permettra d'augmenter de façon significative la directivité et la bande passante de ces antennes. Les mesures d'**un prototype d'antenne cylindrique** utilisant cette technique seront alors discutées. La **conformation** de la cavité ou de l'âme centrale métallique sera une autre méthode exposée pour augmenter la bande.

La deuxième partie sera consacrée à un problème récurrent chez les antennes BIE, c'est-à-dire **l'adaptation**. Tout d'abord, nous mettrons en évidence le problème avec une source d'excitation simple. Puis, quelques modifications au niveau du matériau BIE permettront d'améliorer l'adaptation de ces antennes. Cependant, la limitation sur la directivité obtenue obligera à trouver d'autres solutions. Parmi celles-ci, l'emploi d'une source à deux résonances sera étudié. Un système de filtre antenne sera mis au point mais sa complexité conduira vers des procédés plus aisés. Enfin, nous verrons qu'une source d'excitation aussi simple que le patch mais bien positionnée dans la cavité permettra d'obtenir des résultats concluants.

Finalement, les études menées jusqu'à maintenant et en parallèle sur les antennes coaxiale et cylindrique donneront lieu à une comparaison des performances et à une analyse de l'industrialisation de ces antennes et de leur coût de production. A ce titre, **un prototype d'antenne coaxiale** sera à nouveau réalisé.

II. AUGMENTATION DE LA DIRECTIVITE ET DE LA BANDE PASSANTE DES ANTENNES

Dans le chapitre précédent, des abaques ont été mises au point permettant de connaître à l'avance la directivité et la bande passante que l'on peut atteindre en excitant par une source une structure BIE dont le taux de remplissage est connu et la hauteur fixée.

Ces antennes BIE permettent d'obtenir des gains relativement importants. Néanmoins, l'inconvénient majeur reste la faible bande passante. Il existe deux méthodes pouvant aller au-delà de ces résultats : la technique multisources et la conformation de la cavité BIE.

1. La technique multisources

La technique multisources [III.1] développée pour les antennes BIE planaires est applicable aux antennes cylindriques et coaxiales. Elle consiste à mettre plusieurs sources dans la cavité réparties sur la hauteur de l'antenne. Ceci a pour effet d'augmenter la directivité et la bande passante de l'antenne sans modifier le matériau BIE.

Une autre application de la technique multisources est aussi possible. Elle consiste à positionner des sources fonctionnant à des fréquences différentes dans la cavité BIE pour réaliser de l'entrelacement de fréquences, notamment pour les applications spatiales [III.2].

Deux paramètres sont à prendre en compte avec la technique multisources : le nombre de sources et leur écartement.

a. Principe de fonctionnement

Avant de multiplier largement le nombre de sources, la simulation à deux sources va être comparée à celle constituée d'une seule source. La structure choisie est l'antenne BIE cylindrique à matériau métallique (**Figure II-1**). Elle comporte 8 tiges de 2 mm de rayon et 400 mm de hauteur.

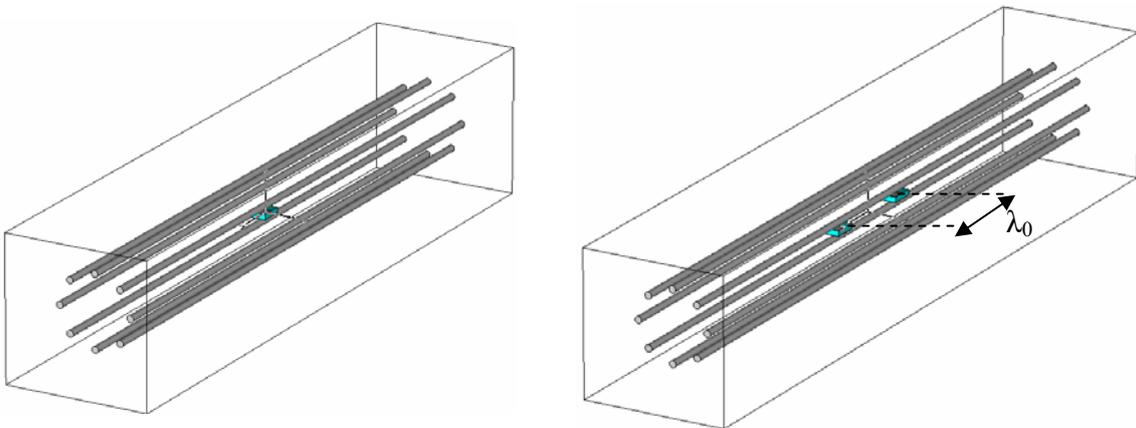


Figure II-1: Structure monosource et structure à deux sources

La source d'excitation est un dipôle imprimé. Dans le cas monosource, le dipôle est placé à mi-hauteur dans la structure. Dans le cas à deux sources, les dipôles sont écartés de λ_0 .

Pour étudier les phénomènes, nous allons observer la répartition du champ électrique dans le plan vertical. La hauteur de l'antenne est la même dans les deux cas, simplement le nombre de sources varie.

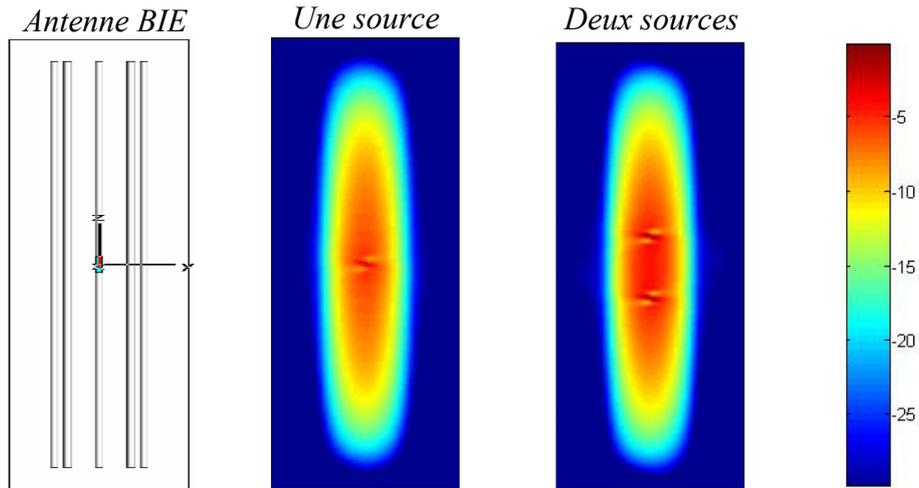


Figure II-2 : Cartographies de champ E pour le cas monosource et le cas à deux sources

Avec la simulation monosource, la tache est étendue selon la hauteur et le maximum de champ se trouve autour de la source. Dans le cas bisource, le maximum d’énergie se trouve toujours autour des sources. Cependant la tache est plus rouge et s’étend sur une plus grande hauteur.

Nous avons vu au chapitre précédent que l’ouverture rayonnante est liée à la directivité de l’antenne. Dans le cas bisource, l’ouverture rayonnante étant plus grande, la directivité est supérieure. En effet, à la fréquence de fonctionnement optimal, la directivité maximale est de 10 dB contre 9.2 dB dans le cas monosource (**Figure II-3**).

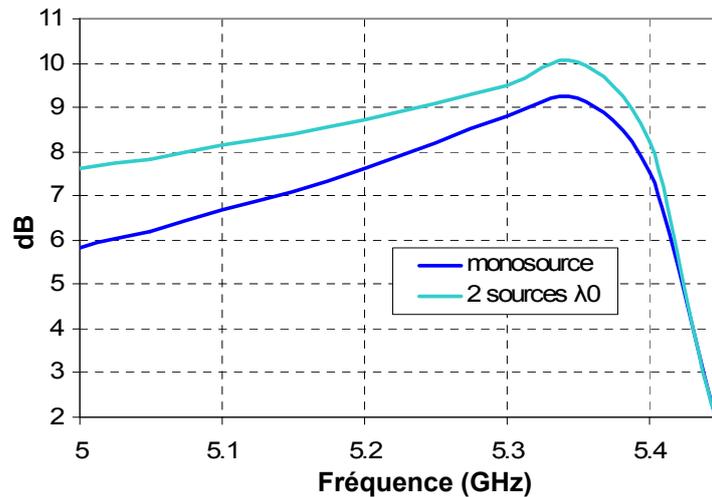


Figure II-3: Directivité fréquentielle pour le cas monosource et bisource

On constate que la directivité a augmenté mais aussi que la bande passante en rayonnement est bien élargie. La bande définie à -3 dB passe de 6.9% à 9.3%, **soit une amélioration de 35%**.

Il est possible de définir le produit gain bande comme la multiplication du gain en linéaire par la bande passante en pourcent. Alors le produit gain bande passe ici de 57 à 93.

Cette amélioration des performances est très intéressante car il n’est pas nécessaire de modifier le matériau BIE.

Ainsi, nous venons de voir le principe de la technique multisources. Elle permet d’une part d’augmenter la directivité et d’autre part d’élargir la bande. Nous allons maintenant étudier l’influence de deux paramètres : le nombre de sources et leur écartement.

b. Influence du nombre de sources

La structure précédente est simulée en modifiant le nombre de sources d’excitation. Il sera successivement égal à une, deux, trois, puis quatre sources. L’écart entre les sources reste constant, égal à $1.5\lambda_0$. Le cas monosource apparaît sur la courbe de manière à bien visualiser le cas de référence et pouvoir comparer convenablement l’effet de la variation du nombre de sources. La **Figure II-4** représente la directivité fréquentielle obtenue pour chacune des ces configurations.

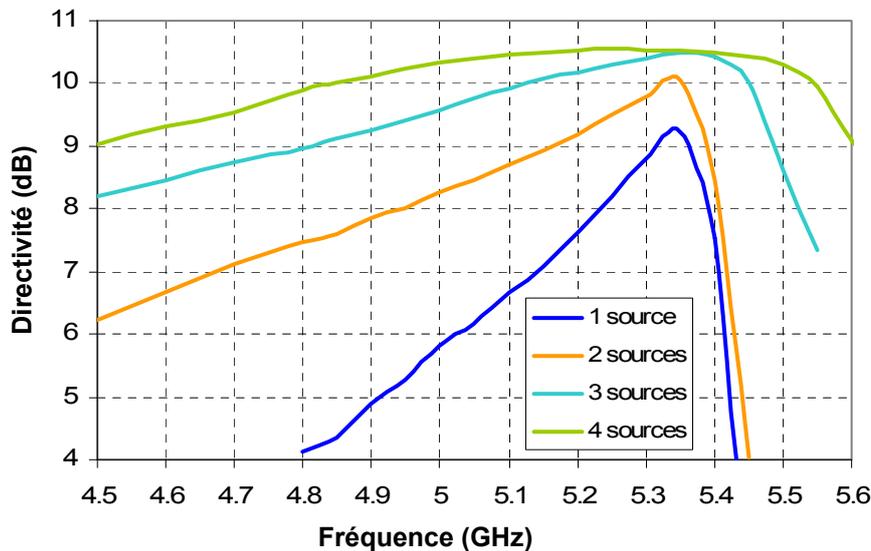


Figure II-4: Directivité fréquentielle pour un nombre de sources variable mais un écart entre sources constant

Les performances sont nettement améliorées avec l’augmentation du nombre de sources. La directivité fréquentielle passe de 10 dB pour le cas bisource à 10.5 dB pour quatre

sources. Mais l'amélioration sur la bande est nettement plus importante, elle passe de 14.6% en bisource à 24.2% pour le cas à trois sources. La bande passante dans le cas des 4 sources est plus petite. En effet, pour calculer la bande passante, les lobes secondaires doivent toujours être inférieurs à -10 dB du maximum dans l'axe. Or, ce n'est pas le cas en début de bande même si le gain est important.

	1 source	2 sources	3 sources	4 sources
Directivité	9.2 dB	10.1 dB	10.4 dB	10.5 dB
Bande passante à -3 dB	6.7%	14.6%	24.2%	15.1%
Produit Gain Bande	56	149	265	169

Tableau II-1: Performances pour un nombre de sources variable espacées de $1.5\lambda_0$

L'observation des cartographies (**Figure II-5**) permet de confirmer le fait que l'ouverture rayonnante de l'antenne est beaucoup plus grande. La tache est bien plus grande quand on augmente le nombre de sources.

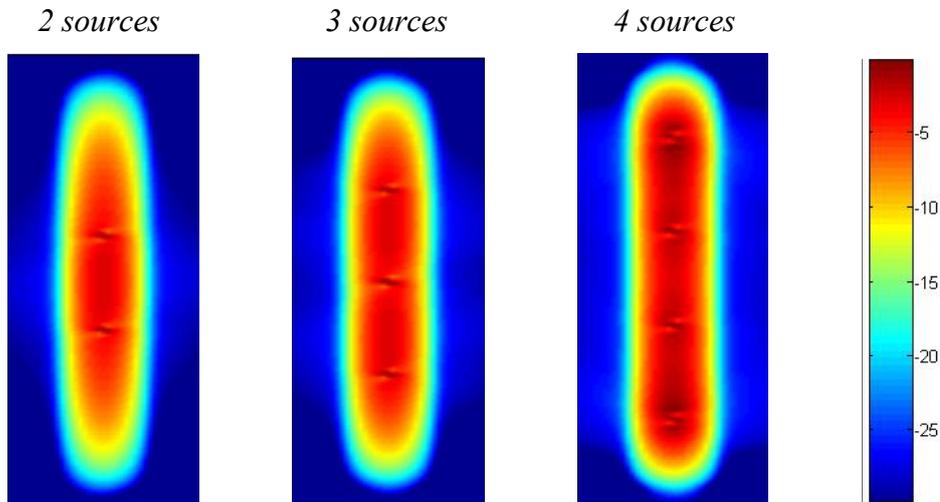


Figure II-5: Cartographies de champ E pour un nombre de sources variable mais un écart entre sources constant

c. Influence de l'écartement entre sources

Nous venons de voir que lorsque les sources sont bien réparties le long de la hauteur, l'énergie remplit toute la cavité, l'ouverture rayonnante augmente et ainsi la directivité est plus élevée.

Cette fois, la structure simulée maintenant comporte un nombre de sources constant mais c'est l'écart entre les sources qui varie. C'est un autre moyen pour répartir les sources selon la hauteur. Nous avons choisi de prendre deux sources espacées successivement de $0.5\lambda_0$, λ_0 , $1.5\lambda_0$ et $2\lambda_0$.

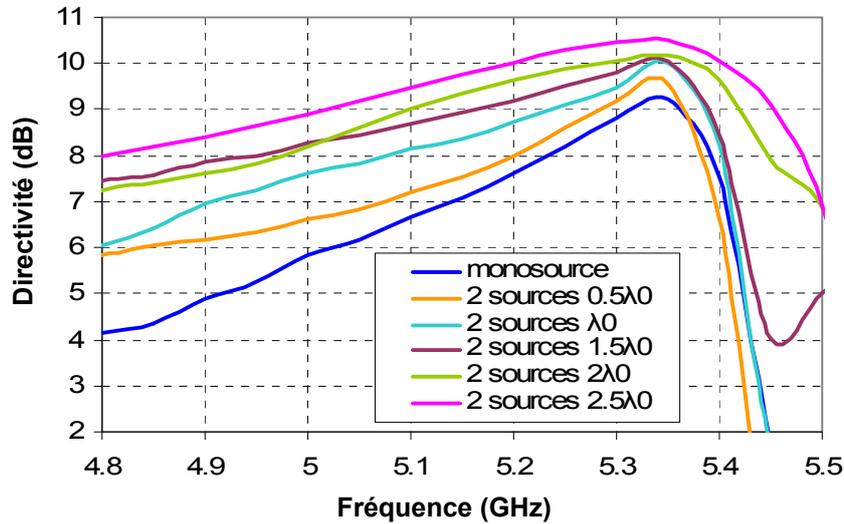


Figure II-6: Directivité fréquentielle pour deux sources espacées d'un écart variable

La directivité est fortement liée à l'écartement entre les sources puisqu'il est possible de gagner près de 1 dB avec le même nombre de sources, simplement en modifiant l'espacement de $0.5\lambda_0$ à $2.5\lambda_0$.

Tout comme l'augmentation du nombre de sources, l'écartement des sources impose une répartition du champ sur toute la hauteur de l'antenne. La tache rayonnante et donc l'ouverture rayonnante sont plus grandes et cela produit une directivité plus importante.

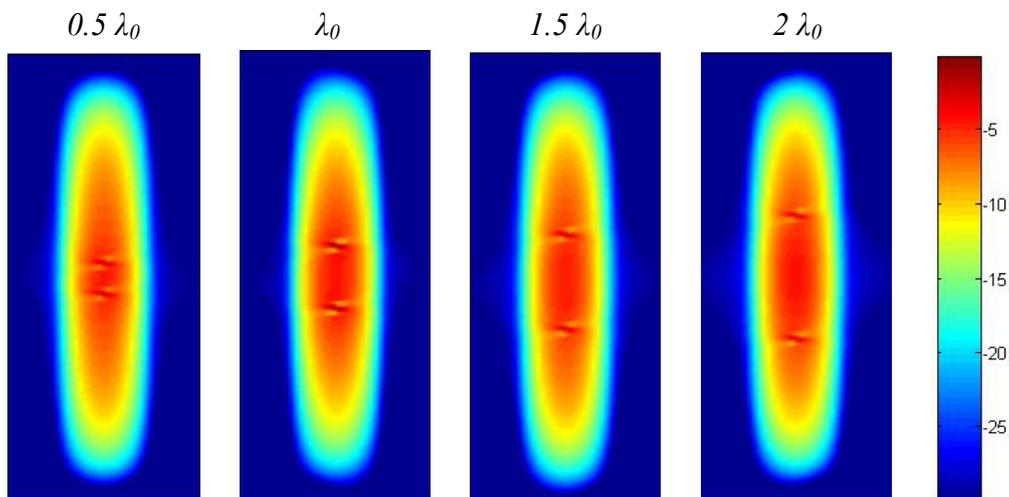


Figure II-7: Cartographies de champ E pour deux sources espacées d'un écart variable

L’espacement entre les sources a aussi pour effet d’augmenter considérablement la largeur de la bande passante. Le **Tableau II-2** regroupe les performances de ces configurations.

	1 source	2 sources espacées de $0.5 \lambda_0$	2 sources espacées de λ_0	2 sources espacées de $1.5 \lambda_0$	2 sources espacées de $2 \lambda_0$
Directivité	9.2 dB	9.5 dB	10 dB	10.1 dB	10.2 dB
Bande passante à -3 dB	6.7%	8.5%	9.5%	14.6%	13.6%
Produit Gain Bande	56	76	95	150	142

Tableau II-2 : Performances pour deux sources espacées d’un écart variable

Pour un espacement compris entre λ_0 et $2 \lambda_0$, la directivité augmente peu mais la bande passante augmente considérablement. Entre la structure dont les sources sont espacées de $0.5 \lambda_0$ et celle où l’espacement est trois fois plus grand, on multiplie quasiment par deux le produit gain bande.

L’augmentation de la bande passante se fait aussi bien en début de bande qu’en fin de bande. En fin de bande, la répartition de l’énergie est telle que cela ralentit l’apparition du mode supérieur. Le diagramme de rayonnement dans le plan vertical à 5.40 GHz a été tracé pour les différentes configurations.

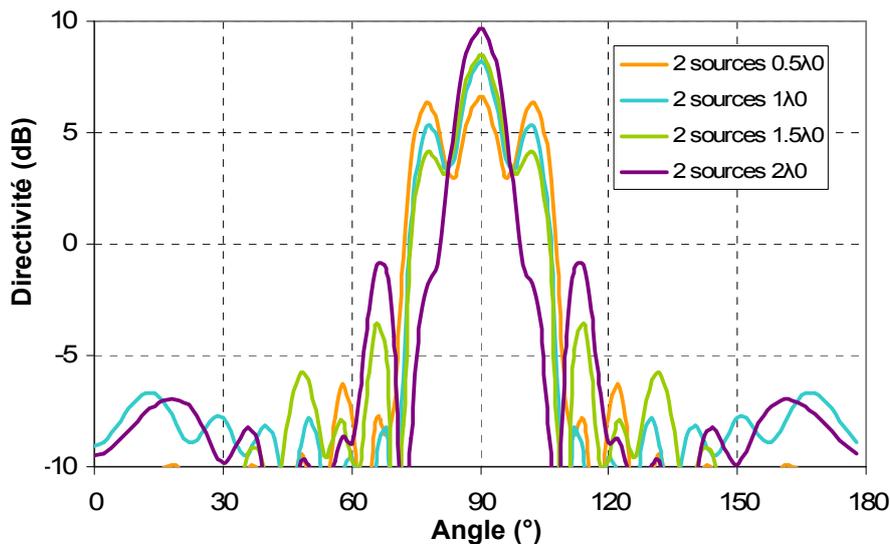


Figure II-8: Diagramme de rayonnement à 5.40 GHz pour deux sources espacées d’un écart variable

On constate que plus l'espacement est important, plus la directivité dans l'axe augmente et plus le niveau des lobes secondaires pointant à 78° est faible. Cependant, on voit apparaître des lobes pointant à 66° . Il existe donc une limite à l'augmentation de l'espacement entre les sources.

En conclusion, on constate que plus le nombre de sources augmente et plus elles sont écartées, plus la courbe de la directivité fréquentielle s'aplatit. Aussi, pour réaliser une antenne dont la directivité varie peu sur la bande, il est possible d'utiliser la technique multisources. Cette solution permet d'obtenir facilement de bonnes performances en terme de directivité et de bande passante. Néanmoins, elle complique rapidement la réalisation de l'antenne. En effet, que ce soit dans le cas de l'antenne cylindrique ou coaxiale, il faut amener l'énergie à l'intérieur de la cavité pour plusieurs sources. Cela implique le passage d'autant de câbles que de sources. Aussi, nous nous sommes limités à deux sources pour les réalisations.

Nous allons voir maintenant l'application et la validation de cette technique multisources sur un prototype.

d. Réalisation d'un prototype

Afin de valider d'une part la faisabilité d'une antenne BIE omnidirectionnelle à matériau métallique et d'autre part la technique multisources, il a été décidé de réaliser un prototype. L'antenne choisie est l'antenne cylindrique. En effet, une antenne coaxiale avait déjà été réalisée au sein de l'équipe par L. FREYTAG en matériau diélectrique. C'est donc la première réalisation d'antenne BIE cylindrique omnidirectionnelle en matériau métallique.

Au moment où nous avons réalisé cette antenne, les objectifs de RADIALL était de concevoir une antenne ou un système d'antenne pouvant couvrir les bandes 5.15 – 5.35 GHz (3.8%) et 5.47 - 5.875 GHz (7.1%) ou la totalité, c'est-à-dire 5.15 – 5.875 GHz (13.1%).

Les perspectives offertes par la technique multisources nous ont amené à essayer de couvrir en une seule antenne la totalité de la bande. Une antenne à deux sources d'excitation a alors été simulée. Cette antenne devait répondre au cahier des charges suivant (**Tableau II-3**) :

Bande de fréquences	5.15 - 5.875 GHz
TOS	1,5 max
Rayonnement	
Gain	8 dB
Diagramme plan H	Omnidirectionnel
Ondulation dans le plan H	1 dB
Ouverture dans le plan E	8° min
Polarisation	verticale
Polarisation croisée	-20 dB maxi
Dimensions	
Diamètre	180 mm maxi
Hauteur	570 mm maxi

Tableau II-3: Cahier des charges du prototype

Les abaques conçues et présentées dans le chapitre précédent nous ont permis de trouver un taux de remplissage satisfaisant pour le cas monosource. Puis l'étude de la technique multisources nous a montré qu'il était possible d'obtenir une bande passante à -3 dB très large avec deux sources d'excitations.

La simulation nous a amené à réaliser une antenne comportant 8 tiges de 2 mm de rayon et de 350 mm de hauteur (**Figure II-9**). Le rayon de la cavité formé par les tiges est de 20 mm. Pour maintenir cette structure, deux disques de plexiglas ont été placés aux extrémités de l'antenne. Les tiges sont insérées dans les trous formés préalablement dedans, et fixées par des vis. Parmi les huit tiges métalliques, deux sont creuses pour permettre le passage des câbles. Ceux-ci sortent de la tige à la hauteur du dipôle imprimé pour l'alimenter (**Figure II-10**). Les dipôles imprimés sont fixés dans une tige de mousse de Rohacell ($\epsilon_r=1.06$ et $\tan \delta=0.0008$). Cette mousse rigide a quasiment les mêmes propriétés que l'air donc ne vient pas perturber le fonctionnement de l'antenne. Les quatre petits disques en mousse ont été insérés dans la structure lors de la phase de mesures pour consolider la structure et permettre toutes les manipulations nécessaires.

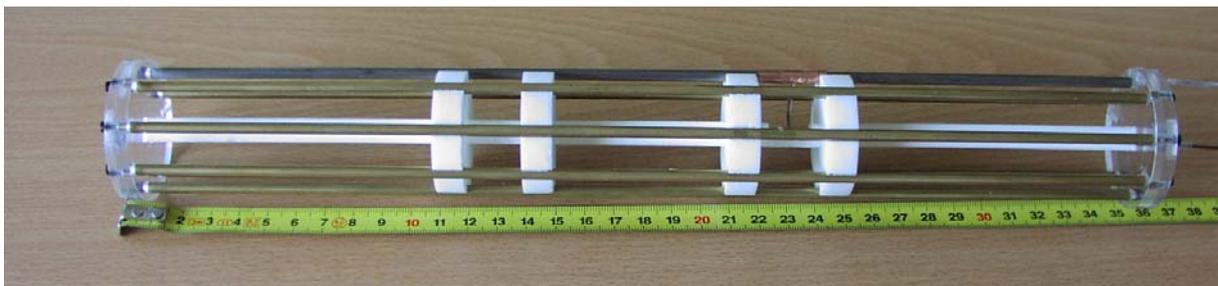


Figure II-9: Photographie de l'antenne réalisée

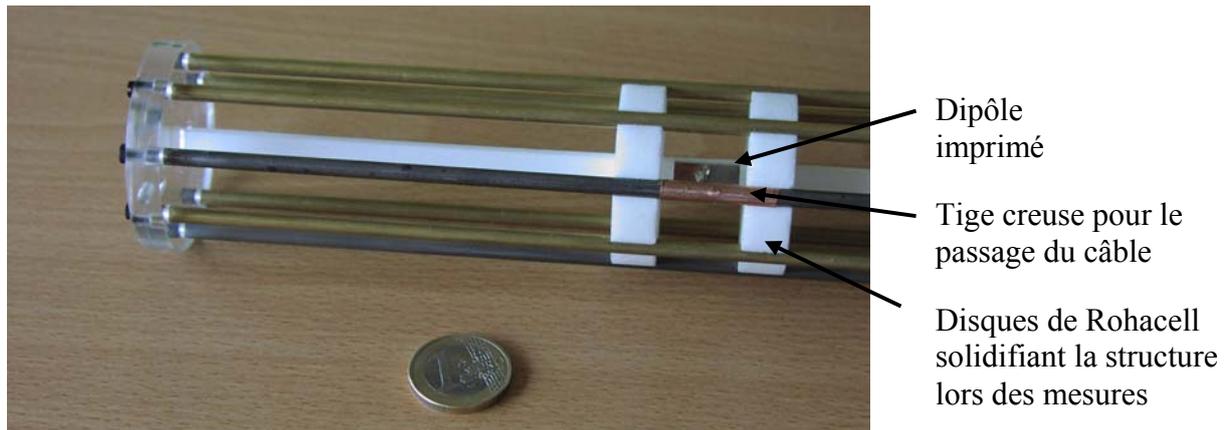


Figure II-10: Photographie du dipôle imprimé placé au centre de la structure BIE

Les dipôles utilisés sont des dipôles imprimés sur un substrat diélectrique d'Arlon 600 ($\epsilon_r=6$ et $\tan \delta=0.0035$) dont les dimensions sont données à la **Figure II-11**.

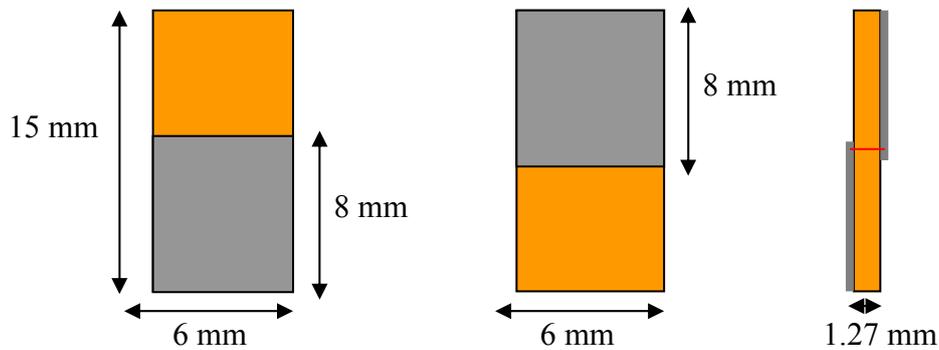


Figure II-11: Dimensions des dipôles imprimés

L'antenne a été mesurée dans la chambre anéchoïde du laboratoire XLIM décrite dans le chapitre 1. La **Figure II-12** représente le gain intrinsèque fréquentiel mesuré dans le plan horizontal.

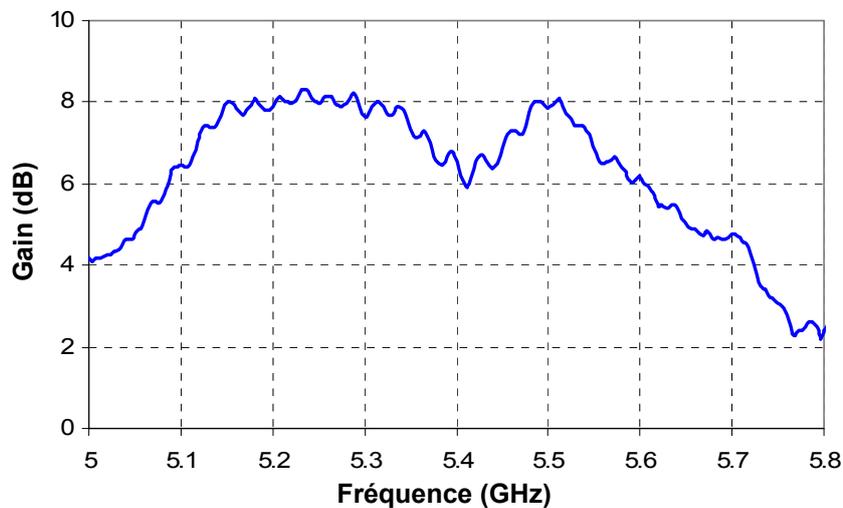


Figure II-12: Gain intrinsèque fréquentiel mesuré dans le plan horizontal

La bande passante calculée à -3 dB est égale à 10% au lieu de 14% obtenu en simulation. Cette différence provient du décalage de la résonance du matériau BIE. En simulation, la fréquence de résonance du BIE était à 5.85 GHz alors qu'en mesure on la retrouve à 5.70 GHz (**Figure II-14**). Ce décalage est lié aux erreurs de réalisation sur la précision du rayon de la cavité formée par les tiges.

La chute de gain observée à 5.40 GHz a été expliquée plus tard lors de la mesure du dernier prototype. Elle est due aux réflexions sur le support de mesure de l'antenne dans son plan vertical et sur le moteur permettant de faire tourner l'antenne. La mise en place d'absorbants permettra à l'avenir de lisser la courbe de la directivité fréquentielle.

On peut noter d'autre part que l'adaptation des deux dipôles n'est pas exactement la même (**Figure II-13**).

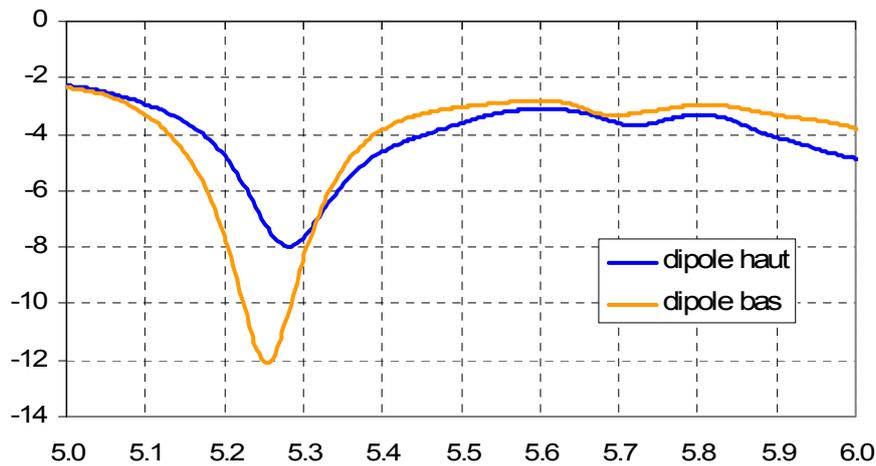


Figure II-13: Module de s_{11} mesuré pour chacun des dipôles, l'autre étant sur 50Ω

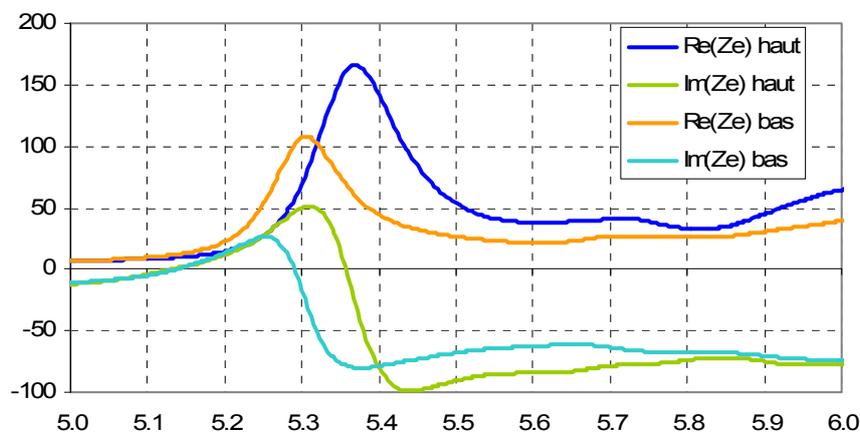


Figure II-14: Impédance d'entrée pour chacun des dipôles

Cette dissymétrie entre les voies rend le diagramme de rayonnement dans le plan vertical légèrement dissymétrique (**Figure II-15**). Ce problème sera plus largement évoqué lors de la réalisation du second prototype. Cependant, l’ouverture à -3 dB est identique en simulation et en mesure. La remontée des lobes autour à 0° est due aux supports utilisés dans la base de mesure.

La correspondance entre la simulation et la mesure est relativement bonne pour les diagrammes dans le plan vertical.

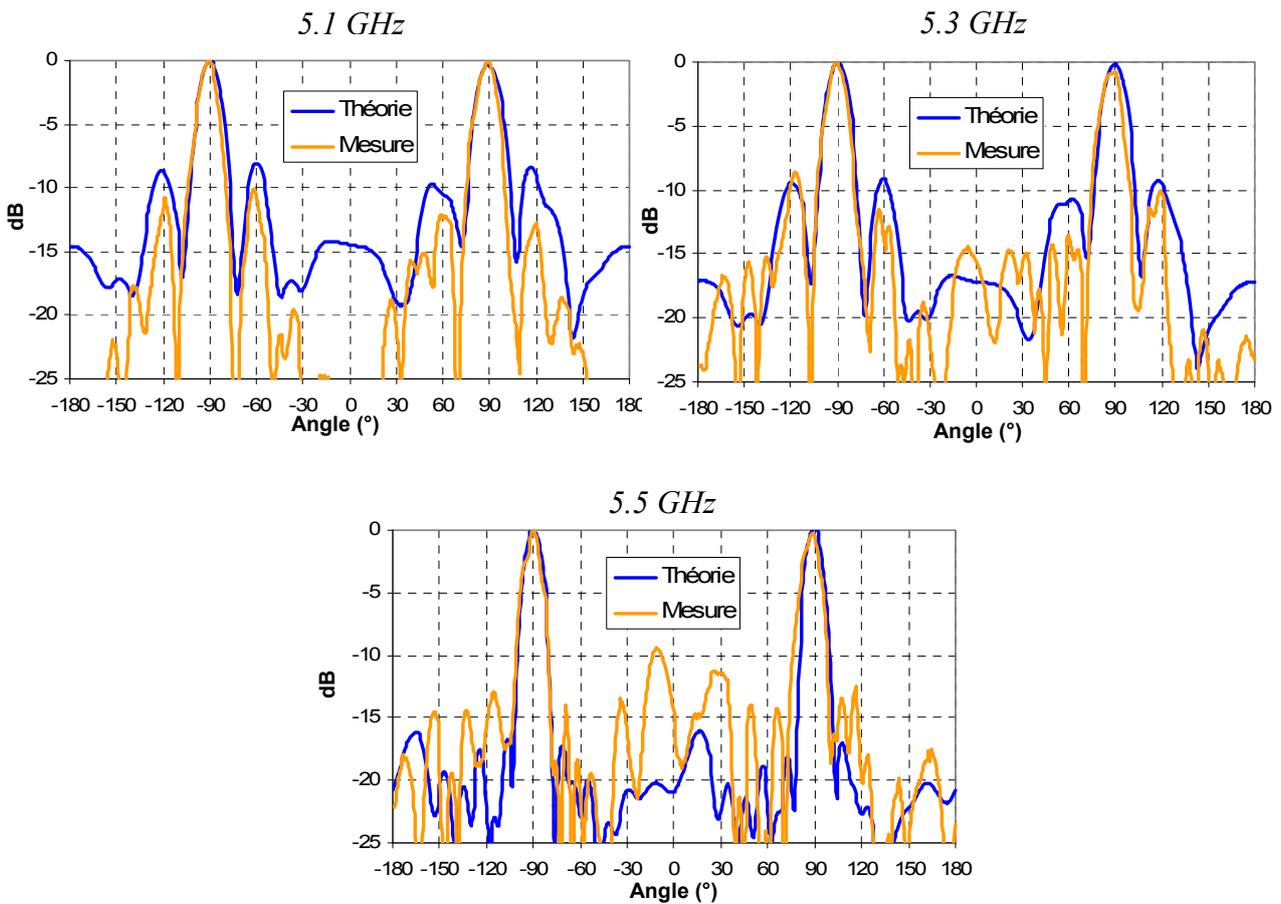


Figure II-15: Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

Dans le plan horizontal, l’ondulation du gain intrinsèque en azimut reste faible comme attendue. Elle est d’au plus 1.2 dB sur la bande. Le gain varie entre 6.5 et 9.4 dB (**Figure II-16**). Il est légèrement inférieur au cahier des charges qui demandait un gain compris entre 7 et 9 dB.

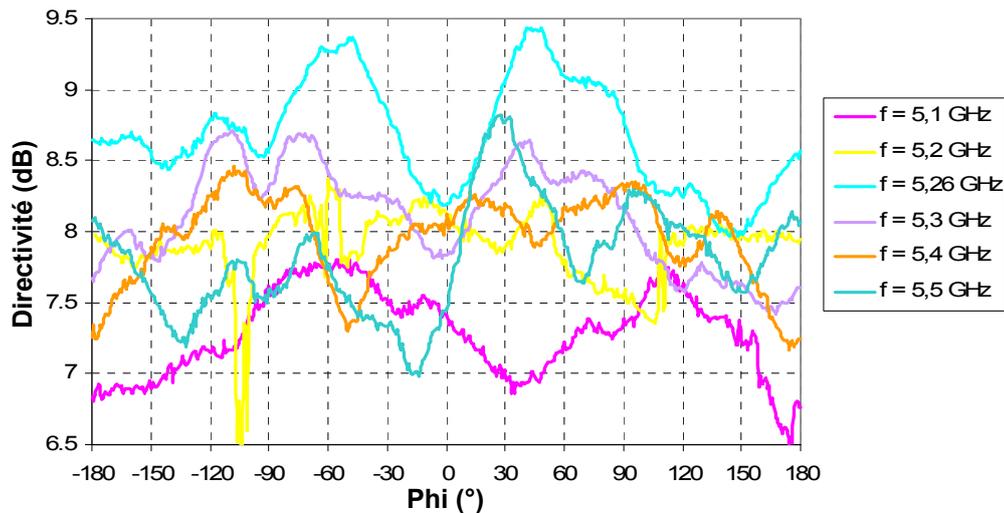


Figure II-16: Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

En conclusion, ce prototype a permis de valider les études faites sur les antennes BIE omnidirectionnelles et plus précisément sur l'antenne cylindrique. Il a aussi permis de montrer que ces antennes sont aussi bien réalisables en matériau diélectrique que métallique.

Les résultats obtenus en mesure sont assez satisfaisants. La technique multisources montre bien qu'il est possible d'obtenir de larges bandes passantes (10% en mesure contre 14.6% en simulation à cause de l'imprécision de réalisation) tout en conservant des gains élevés.

Néanmoins, il faut noter que ces antennes sont loin d'être adaptées sur toute la bande. C'est pour cette raison que nous nous focaliserons plus loin sur l'amélioration de l'adaptation de ces antennes.

Avant cela, nous allons étudier une autre technique permettant d'élargir la bande passante de ces antennes.

2. La conformation

L'idée de conformer la structure a été empruntée aux structures planaires [III.3] [III.4] puis appliquée aux structures cylindriques [III.5]. Deux types de conformation sont envisageables :

- la conformation du matériau BIE,
- la conformation de l'âme centrale pour l'antenne coaxiale.

Commençons par la conformation de la structure BIE, qui est possible pour l'antenne cylindrique et l'antenne coaxiale.

a. Conformation du matériau

La **Figure II-17** montre comment la structure est conformée. Il s'agit de réduire le rayon de la cavité sur les bords de la structure en incurvant les tiges métalliques vers l'intérieur.

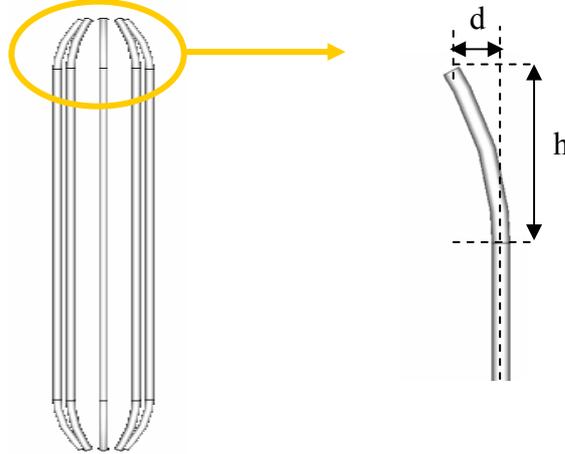


Figure II-17: Conformation de la structure BIE

La conformation peut être plus ou moins importante. Elle dépend de la hauteur de la conformation et de la variation du rayon de cavité qui va être imposée. L'influence de ces deux paramètres va être étudiée. Mais comparons d'abord une simulation sans conformation et avec conformation.

La directivité fréquentielle présentée en **Figure II-18** montre que la bande passante est élargie dans le cas de la structure conformée. La bande passante en rayonnement à -3 dB passe de 6.6% à 9%, soit une amélioration de 36%.

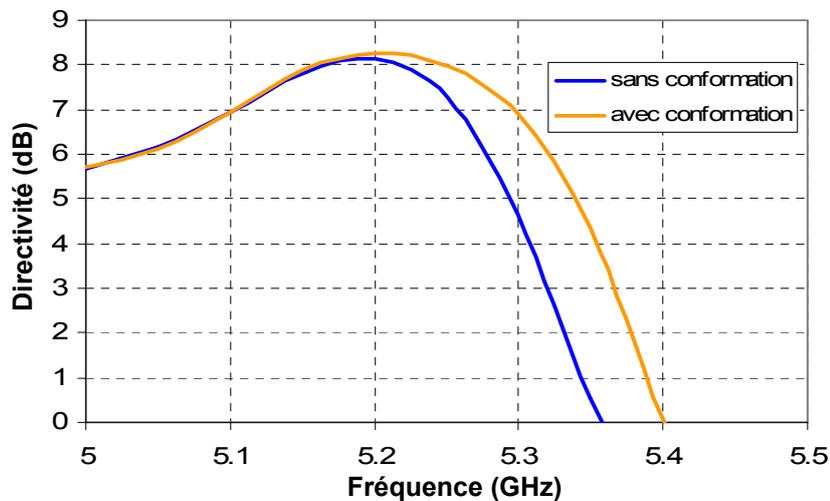


Figure II-18: Directivité fréquentielle pour une structure conformée et une structure non conformée

Les diagrammes de rayonnements des deux structures sont comparés **Figure II-19**.

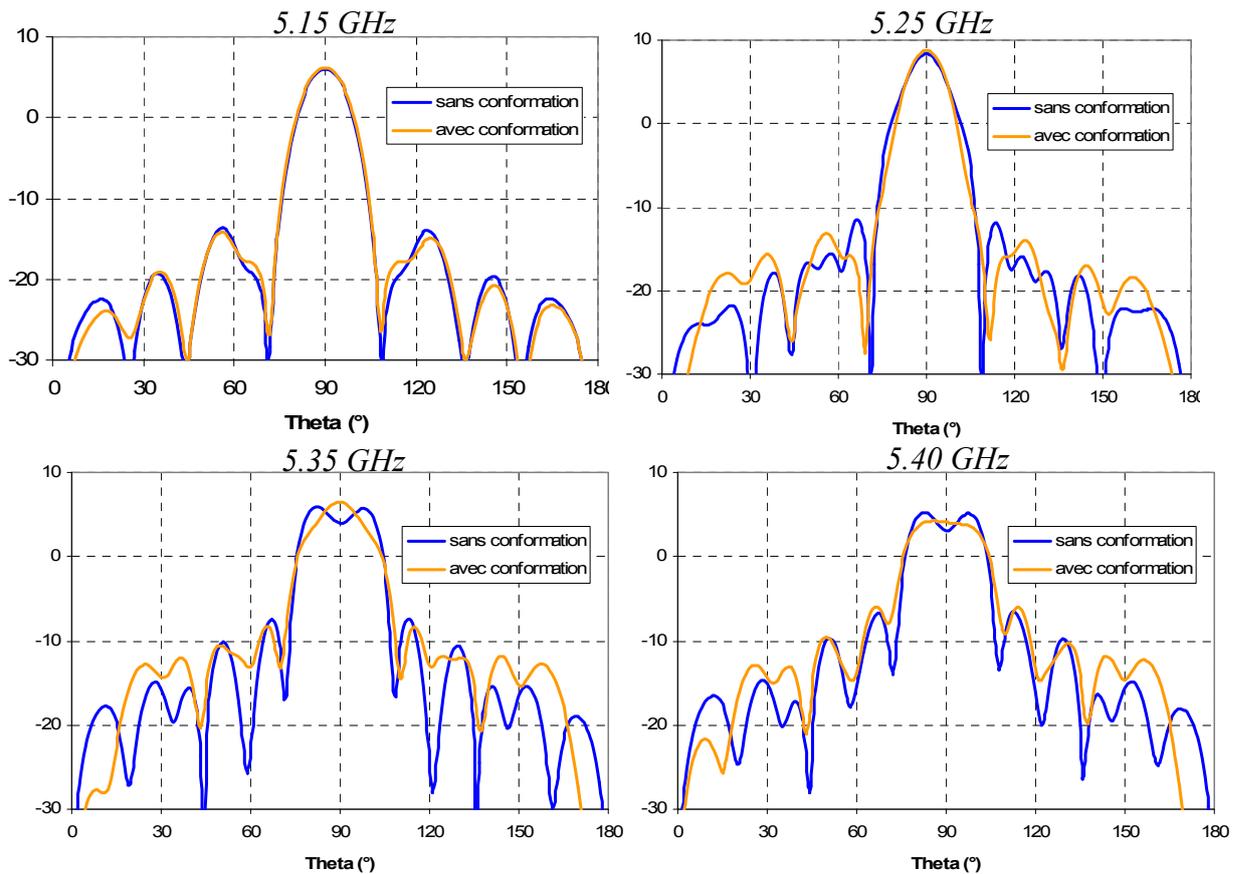


Figure II-19: Diagrammes de rayonnement pour une structure conformée et une structure non conformée

A 5.10 GHz, les deux structures présentent des diagrammes de rayonnements similaires mais à partir de 5.25 GHz, l'ouverture du lobe pour la structure non conformée commence à s'élargir et donc la directivité diminue. Puis à 5.35 GHz, les lobes secondaires sont apparus. A 5.40 GHz, le diagramme de rayonnement de la structure conformée présente un lobe plus large mais toujours un lobe unique.

Observons maintenant la partie réelle de l'impédance d'entrée pour situer en fréquence l'apparition des lobes secondaires pour chacune des structures (**Figure II-20**).

Pour la structure non conformée, les lobes secondaires apparaissent à 5.30 GHz, c'est-à-dire juste après la résonance de la cavité BIE. Pour la structure conformée, les premiers lobes secondaires sont visibles à 5.40 GHz. Finalement, conformer la structure BIE a pour effet de repousser l'apparition du mode supérieur.

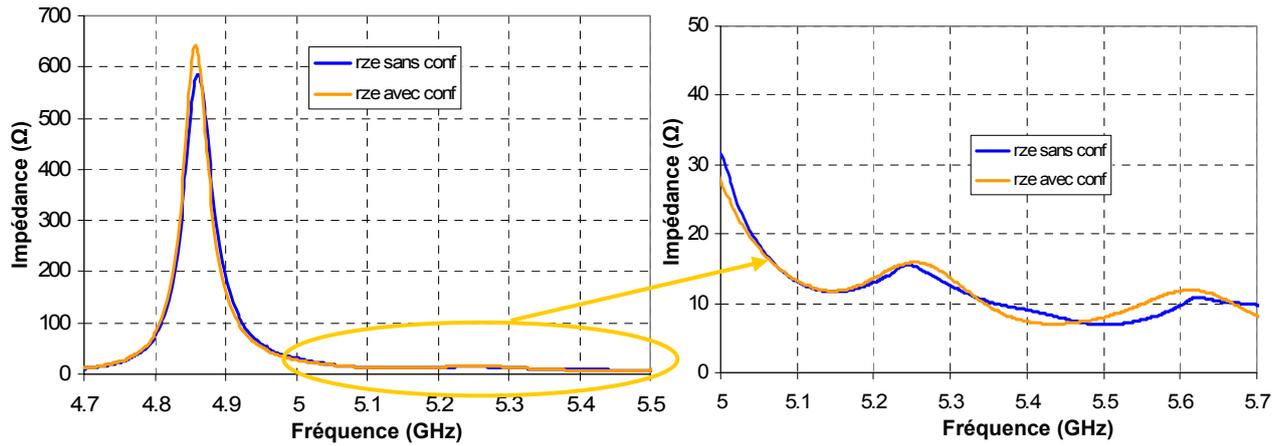


Figure II-20 : Impédance d'entrée pour une structure conformée et une structure non conformée

i. Influence de la hauteur de conformation

La **Figure II-21** montre la directivité fréquentielle pour des structures conformées dont la variation du rayon est de 2 mm sur une hauteur de conformation variable.

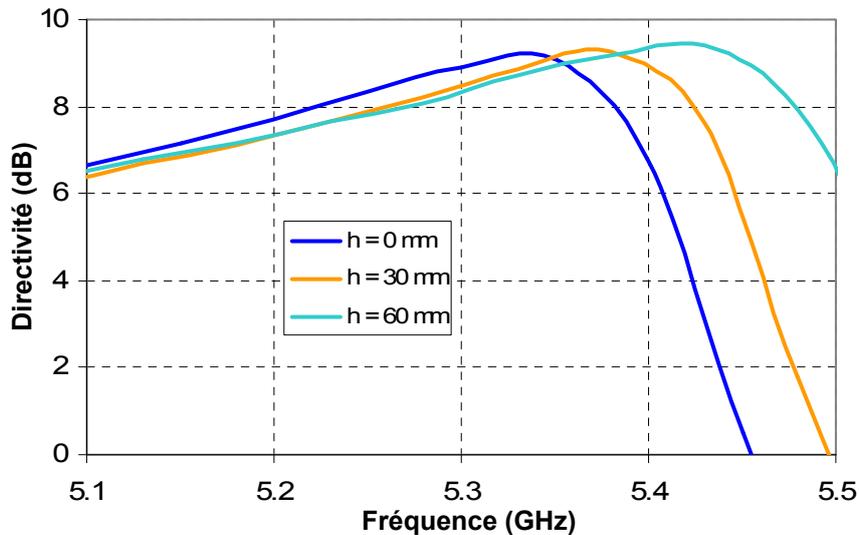


Figure II-21: Directivité fréquentielle pour d=2mm et h variable

Plus la hauteur de conformation est grande plus la bande passante est importante. Mais la directivité reste quasiment inchangée.

ii. Influence du rayon de conformation

Sur la **Figure II-22**, la conformation est appliquée sur une hauteur fixe et c'est le rayon de l'extrémité de la structure qui est plus réduit.

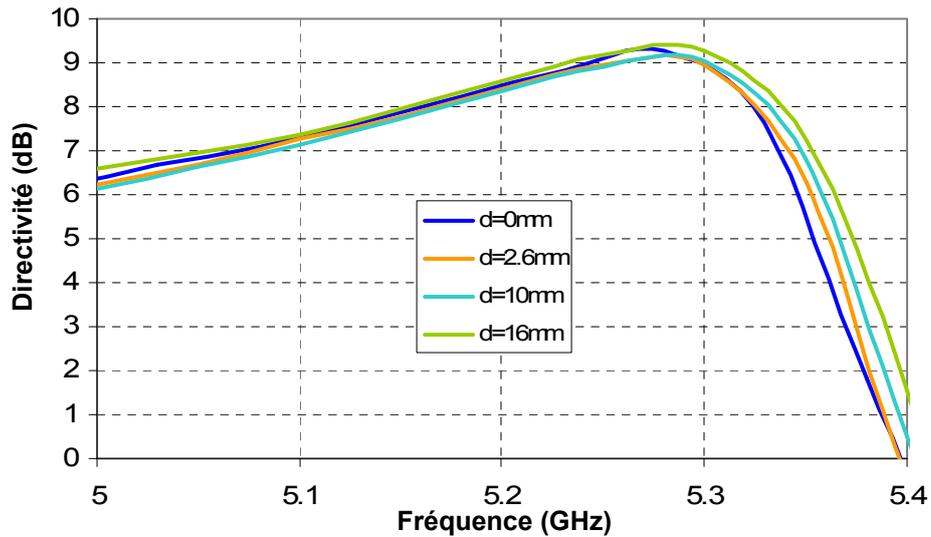


Figure II-22: Directivité fréquentielle pour d variable et $h=30$ mm

La variation du rayon de la structure à l'extrémité élargit un peu la bande mais globalement, ce paramètre a moins d'influence que la hauteur de la conformation.

b. Conformation de l'âme centrale

Pour réduire le rayon de la cavité aux extrémités de l'antenne, une autre solution est possible pour l'antenne coaxiale. Il s'agit cette fois d'augmenter le rayon de l'âme centrale métallique aux extrémités de la structure, comme le montre la **Figure II-23**.

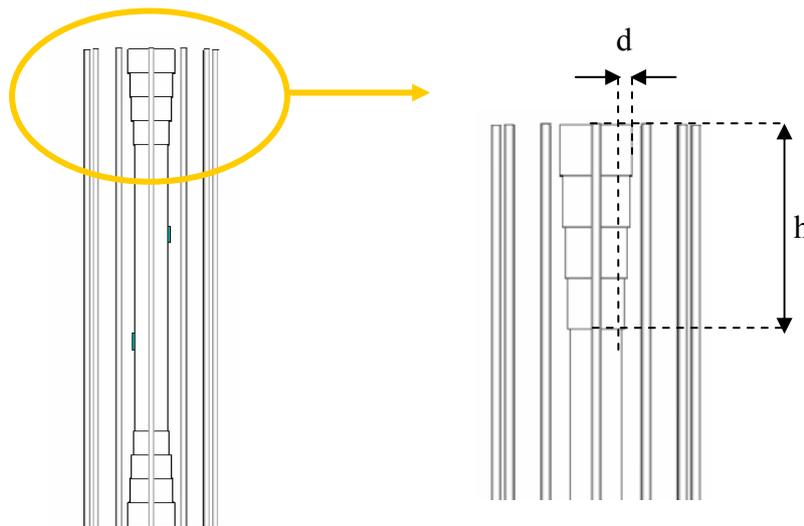


Figure II-23: Conformation de l'âme centrale métallique

De la même manière que pour la conformation de la cavité, l'augmentation de la hauteur de conformation et de la variation du rayon permettent d'élargir la bande passante de l'antenne.

i. Influence de la hauteur de conformation

Sur la **Figure II-24**, le rayon de conformation est fixe et la hauteur de conformation varie. On constate que la directivité reste stable mais la bande passante augmente.

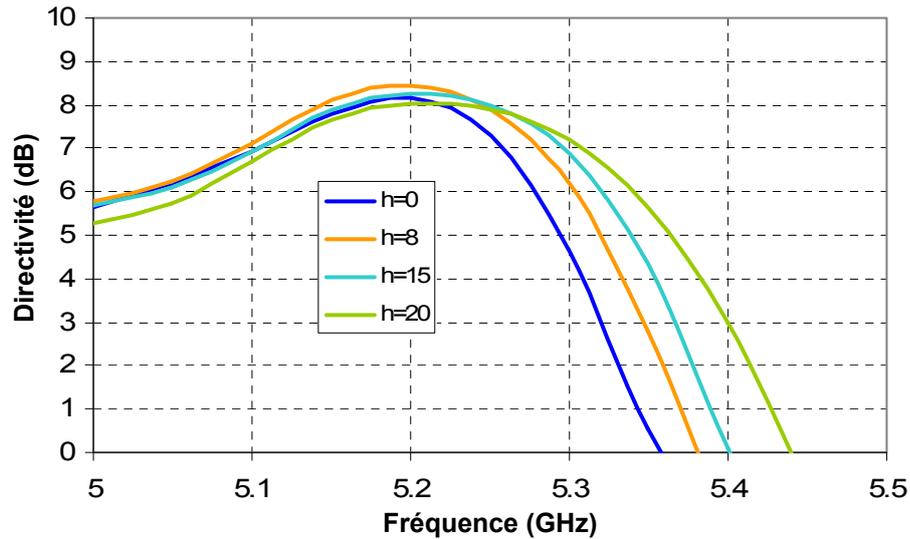


Figure II-24: Directivité fréquentielle pour d= 2 mm et h variable

ii. Influence du rayon de conformation

Sur la **Figure II-25**, la hauteur de cavité est fixe mais le rayon de cavité est de plus en plus petit. La bande passante augmente jusqu'à une certaine limite correspondant à une réduction du rayon de 8 mm environ.

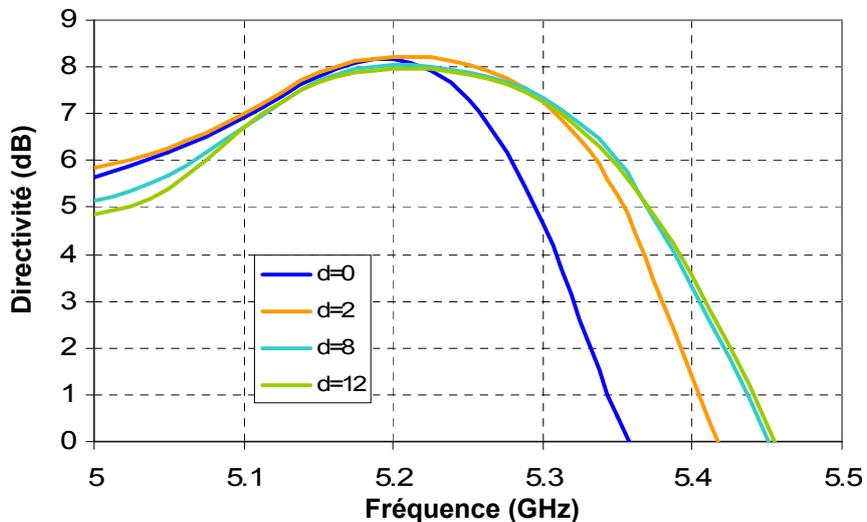


Figure II-25: Directivité fréquentielle pour h= 15 mm et d variable

c. Comparaison entre les deux types de conformation

Nous avons comparé les résultats obtenus avec la conformation du matériau et la conformation de l'âme centrale pour des valeurs communes pour d et h .

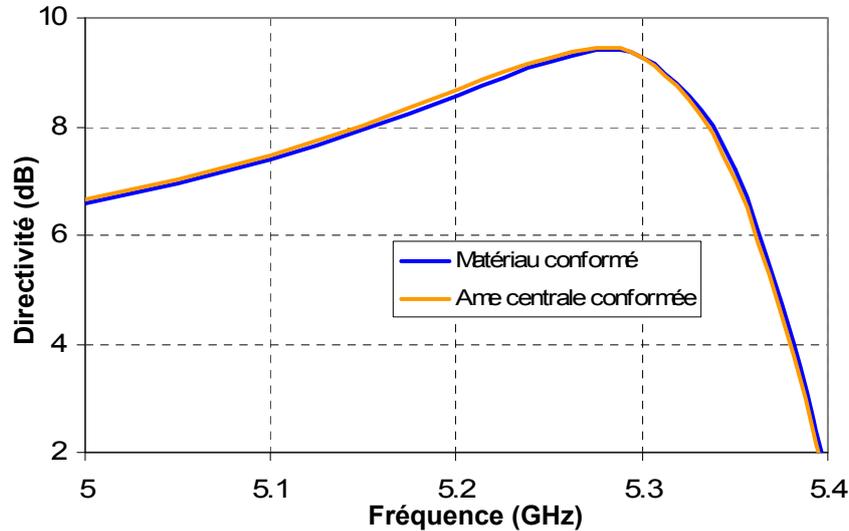


Figure II-26 : Comparaison des directivités fréquentielles avec les deux types de conformation

Les résultats obtenus sont tout à fait comparables. Le comportement de la structure est le même que l'antenne soit conformée au niveau de l'âme centrale ou du matériau. Aussi, nous préférons la solution la plus simple à réaliser. Dans le cas d'une structure composée de tiges, nous opterons pour la conformation de l'âme centrale. Plus loin dans le chapitre suivant, nous verrons que la solution la plus adéquate sera de conformer le matériau.

En conclusion, nous venons de voir deux techniques qui permettent d'améliorer les performances des antennes BIE.

La conformation de la structure a montré qu'il était possible d'augmenter la bande passante en repoussant plus haut en fréquence l'apparition du mode supérieur.

La technique multisources a permis de doubler la bande passante tout en augmentant la directivité en passant d'une structure monosource à une structure excitée par deux sources judicieusement espacées. Cette solution a même fait l'objet d'une réalisation d'un prototype afin de valider les performances en rayonnement.

Nous disposons désormais d'une structure dont les caractéristiques en rayonnement sont bien connues et peuvent être prévues à l'avance. Néanmoins, le prototype a montré que

l'adaptation de l'antenne n'était pas bonne. Aussi, le paragraphe suivant portera sur l'amélioration de l'adaptation des antennes BIE cylindriques et coaxiales.

III. AMELIORATION DE L'ADAPTATION DES ANTENNES BIE

Nous avons vu dans le **chapitre 2** que les performances en rayonnement de l'antenne cylindrique et de l'antenne coaxiale sont tout à fait comparables. Le comportement fréquentiel des deux structures est identique. Cependant, des différences existent.

L'antenne coaxiale et l'antenne cylindrique ne présentent pas les mêmes répartitions de champ à l'intérieur de la cavité et notamment proche de l'axe de rotation. Et traditionnellement, les antennes sont excitées sur l'axe ou proche de l'axe de rotation des structures. Les sources d'excitation ne sont pas les mêmes puisque pour la structure coaxiale, la présence de l'âme centrale oblige souvent à les modifier.

Durant cette étude, le travail a été mené en parallèle sur la structure cylindrique et la structure coaxiale. L'objectif recherché a été tout d'abord de comprendre pourquoi ces structures sont difficiles à adapter, puis de trouver des solutions. A chaque étape, les résultats obtenus ont été comparés pour les deux structures BIE afin de dégager éventuellement une structure plus propice à l'adaptation.

Nous allons commencer par exposer les difficultés liées à l'adaptation de ces structures.

1. Mise en évidence du problème d'adaptation

Le prototype présenté précédemment ainsi que la structure coaxiale à matériau diélectrique réalisée dans le cadre de la thèse L. FREYTAG ont tous deux été excités par des dipôles imprimés. En effet, le diagramme de rayonnement omnidirectionnel de cette source garantit une excitation homogène dans toute la cavité. De plus, le nombre de paramètres géométriques ou diélectriques à faire varier reste limité, mais suffisant pour disposer d'un nombre de degré de liberté conséquent. Ces deux antennes ne sont pas bien adaptées. Nous allons donc mettre en évidence les difficultés pour adapter ces antennes BIE excitées par un dipôle imprimé.

Avant de se pencher de plus près sur les courbes d'impédance et de module de s_{11} , il faut bien comprendre quel est le but recherché. Les antennes BIE doivent être adaptées sur leur bande de fonctionnement. Celle-ci est définie pour sa limite basse au niveau de la résonance de la source, et pour la limite haute par la résonance de la cavité BIE. La fréquence de résonance de la cavité BIE est imposée par la bande de fonctionnement souhaitée. Ensuite, la résonance de l'excitation doit être positionnée plus bas en fréquence afin d'exciter le matériau BIE. Deux cas de figure se présentent. Le premier cas fait apparaître la résonance de l'excitation dans la bande de fonctionnement et le deuxième cas juste avant la bande de fonctionnement.

a. Résonance de l'excitation dans la bande de fonctionnement

La structure simulée est une antenne cylindrique composée de 8 tiges de 2 mm de rayon et de 400 mm de hauteur. Elle est excitée par un dipôle imprimé de 14 mm de longueur, 7 mm de largeur et 1.6 mm d'épaisseur. Il est placé sur l'axe de rotation et à mi-hauteur de l'antenne.

L'impédance relevée et son coefficient de réflexion associé sont présentés **Figure III-1** et **Figure III-2**.

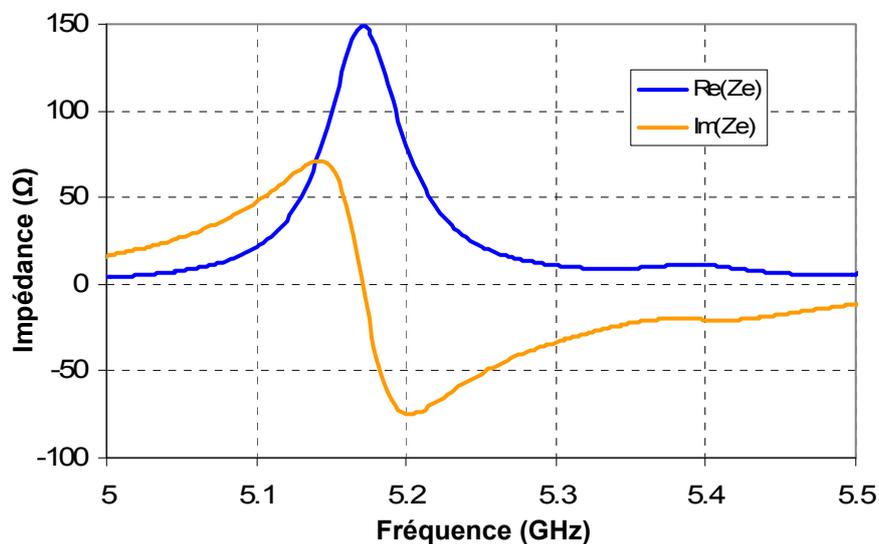


Figure III-1: Impédance d'entrée d'une structure dont la résonance de l'excitation se situe dans la bande de fonctionnement

La bande de fonctionnement de cette antenne est comprise entre 5.15 GHz et 5.35 GHz. On entend par là, la bande en rayonnement. Or, sur cette bande, l'adaptation n'est pas

bonne. La partie réelle de la résonance de la source est élevée en début de bande et la partie imaginaire est trop fortement négative.

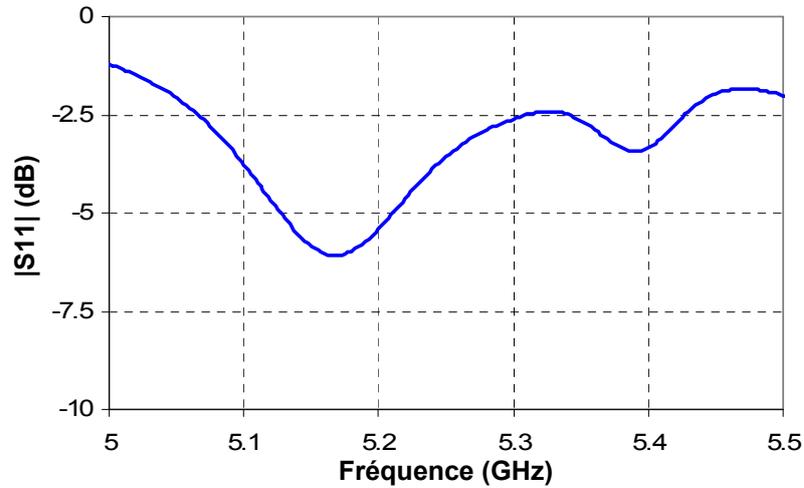


Figure III-2: Module du coefficient de réflexion d'une structure dont la résonance de l'excitation se situe dans la bande de fonctionnement

Pour améliorer l'adaptation, il faudrait élargir la résonance du dipôle ou encore diminuer le coefficient de qualité de cette résonance. Cette opération s'avère plutôt aisée pour le dipôle seul. Il est presque naturellement adapté sur une large bande (**Figure III-3**). Mais une fois placé dans la cavité BIE, le comportement de l'impédance du dipôle est très différent. On ne retrouve pas le caractère large bande du dipôle. Ceci est dû à l'influence du matériau BIE.

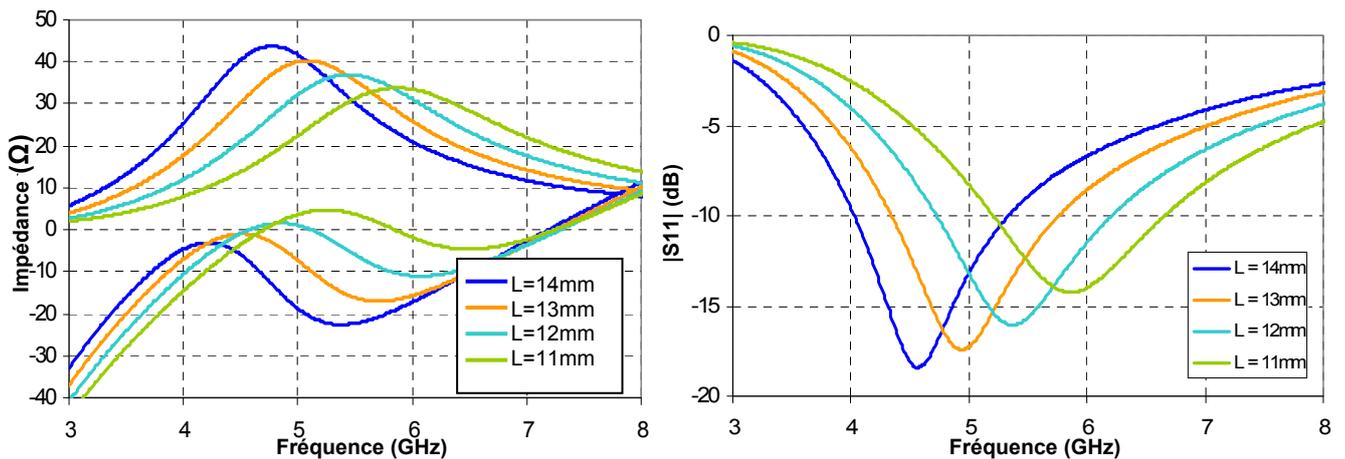


Figure III-3: Variation de l'impédance d'entrée et du module de S_{11} pour le dipôle imprimé seul lorsque la longueur du dipôle varie

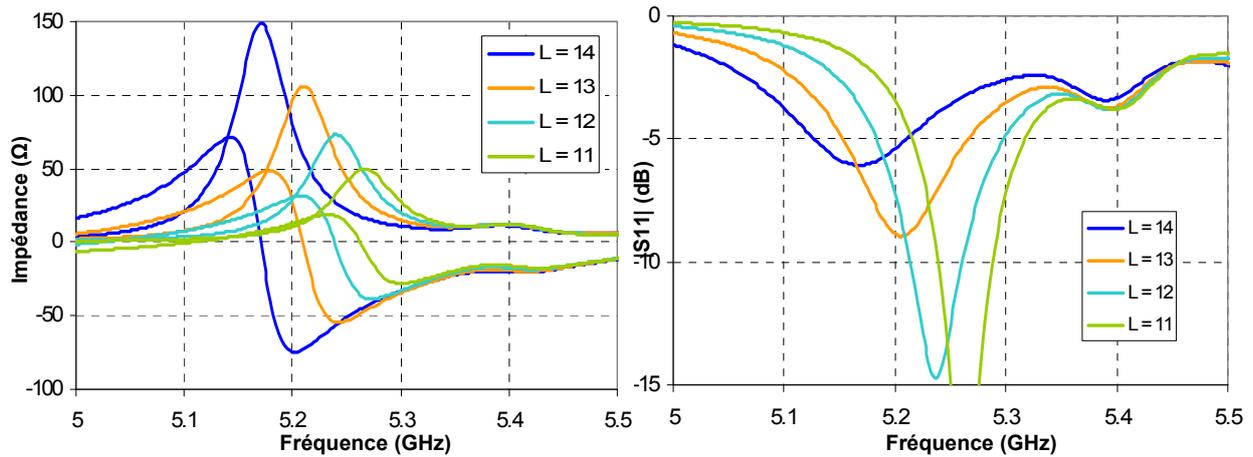
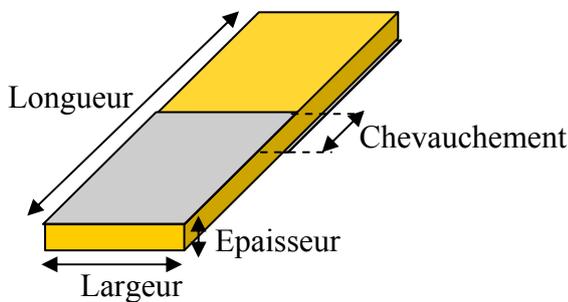


Figure III-4: Impédance d'entrée du même dipôle placé dans la cavité BIE

De nombreuses simulations nous ont amené à jouer sur différents paramètres tels que la largeur du dipôle, sa longueur, l'épaisseur du substrat, le chevauchement des faces métallisées. L'influence de l'augmentation de ces paramètres sur la partie réelle, imaginaire, sur la fréquence de résonance est répertoriée dans le **Tableau III-1**:



Augmentation des paramètres	Fréquence de résonance	Amplitude de $Re(Z_e)$	Amplitude de $Im(Z_e)$
Longueur	↘	↗	↗
Largeur	↘	↘	↗
Epaisseur ϵ_r	↗	↗	↗
Chevauchement des faces métallisées	↘	↘	↘

Tableau III-1: Etude paramétrique du dipôle simple

Malgré tout, il est très compliqué de modifier le coefficient de qualité de la résonance de la source d'excitation.

Aussi, nous avons pensé sortir la résonance de l'excitation en dehors de la bande de fonctionnement.

b. Résonance de l'excitation avant la bande de fonctionnement

Cette fois, la fréquence de résonance du dipôle est inférieure à 5.15 GHz. L'impédance d'entrée et le module du coefficient de réflexion sont proposés **Figure III-5**.

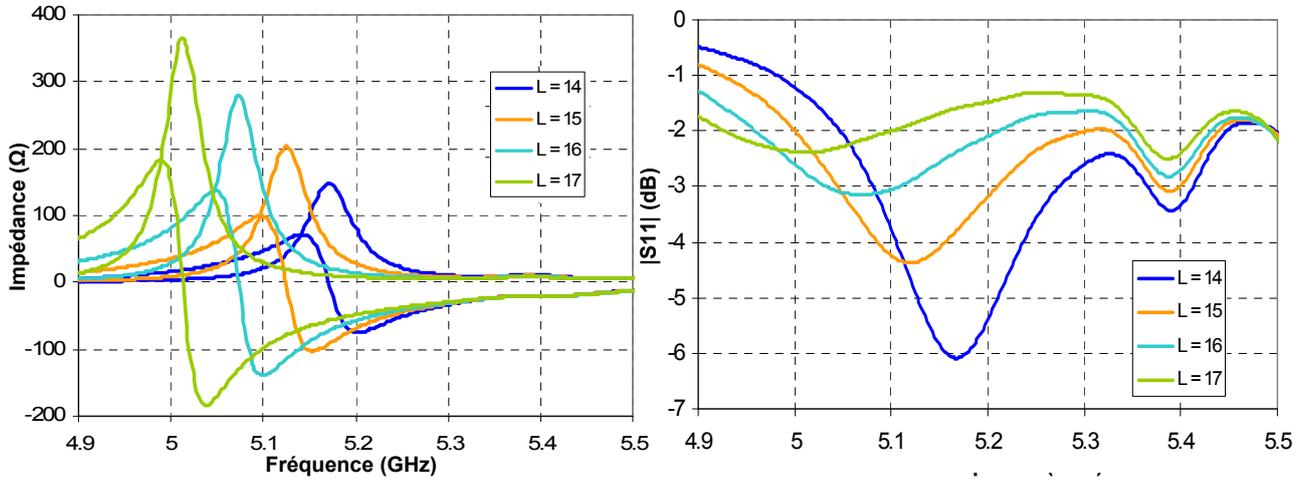


Figure III-5: Impédance d'entrée et module du coefficient de réflexion d'une structure dont la résonance de l'excitation est située avant la bande de fonctionnement

Cette solution a pour avantage de parvenir à une partie réelle stable sur toute la bande mais trop faible entre les deux résonances. Pour augmenter son niveau, il faut augmenter la partie réelle de la résonance du dipôle imprimé et rapprocher cette résonance juste avant le début de bande. Cependant, si on augmente la partie réelle de la résonance de la source d'excitation en tout début de bande, l'amplitude de la partie imaginaire devient trop élevée sur la bande de fonctionnement.

Finalement, le problème est lié au fait que les résonances présentent des coefficients de qualité très élevés. Cela a pour effet de créer des impédances fortes aux fréquences de résonance et des impédances trop faibles entre les résonances. Nous avons vu qu'il était aussi très difficile de modifier aisément les caractéristiques de ces résonances car elles sont asservies par le comportement du matériau.

L'idée première est donc de voir si en modifiant le matériau BIE il est possible d'adapter plus facilement cette antenne.

2. Modification du matériau

La structure précédente composée de 8 tiges de 2 mm de rayon présente un taux de remplissage élevé donc un coefficient de qualité élevé. Nous avons donc voulu le diminuer. Deux possibilités s'offrent à nous : diminuer le nombre de tiges ou leur rayon. La solution choisie a été de diminuer le rayon des tiges. En effet, en conservant 8 tiges, cela permet de garder la symétrie et donc de diminuer le temps de simulation.

Nous comparons donc une structure à 8 tiges de 2 mm de rayon et une structure à 8 tiges de 1 mm de rayon. Les modules des coefficients de transmission sont présentés sur la **Figure III-6** qui montre bien la diminution du coefficient de qualité.

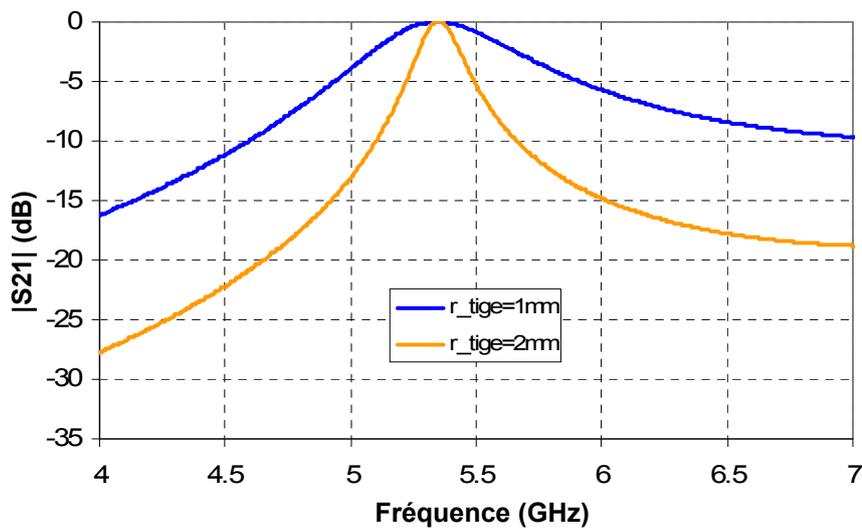


Figure III-6: Module du coefficient de transmission d'une structure à 8 tiges de 1 mm de rayon et 2 mm de rayon

Les impédances des deux structures et leur module du coefficient de réflexion sont comparés **Figure III-7**.

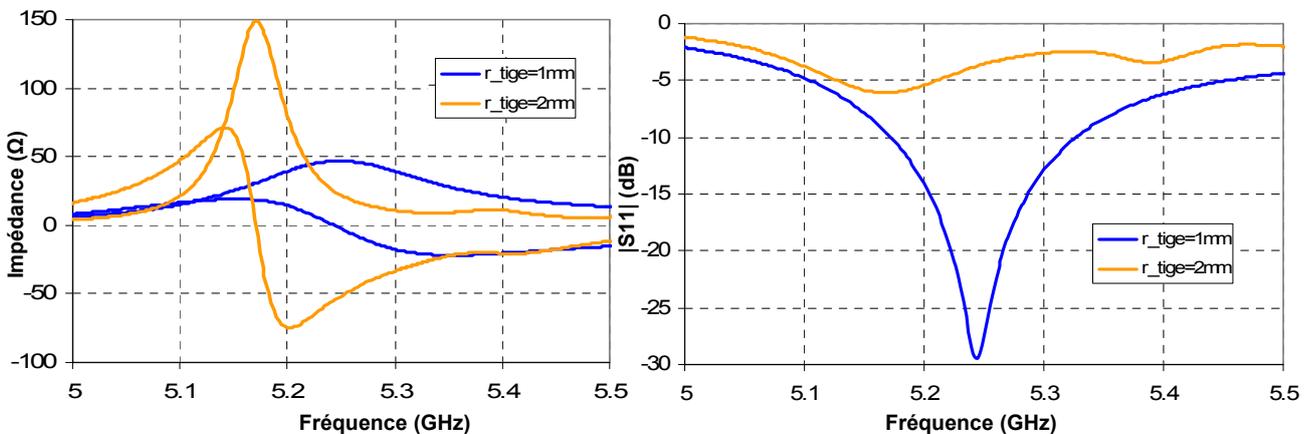


Figure III-7: Comparaison des impédances et des modules du coefficient de réflexion pour deux structures dont le coefficient de qualité est différent

L'adaptation est nettement meilleure avec la structure pour laquelle le rayon des tiges a été réduit. En effet, le coefficient de qualité de la résonance du dipôle est beaucoup plus faible. Mais cette solution a une limite. En effet, la directivité a nettement chuté (**Figure III-8**). La directivité maximale est passée de 9.5 dB à 7 dB.

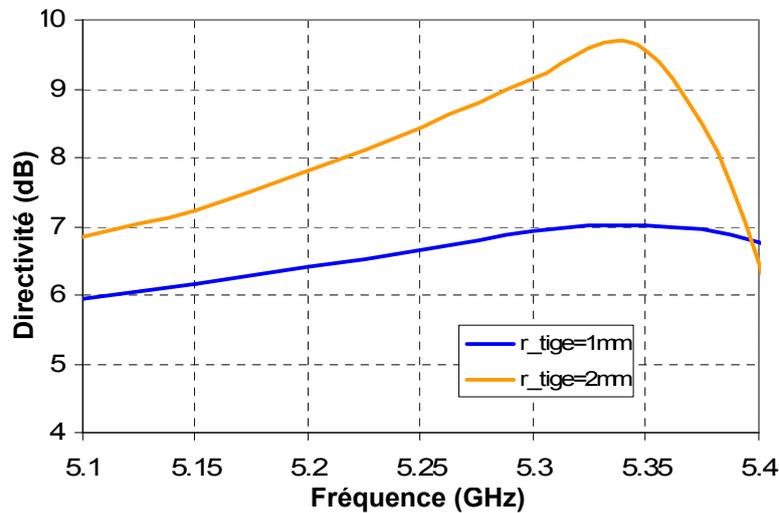


Figure III-8: Comparaison des directivités fréquentielles pour deux structures dont le coefficient de qualité est différent

C'est pourquoi il est nécessaire de trouver une autre solution pour adapter ces antennes BIE. Plutôt que de modifier le matériau BIE qui confère à l'antenne ses performances, il serait préférable de se tourner vers la source d'excitation. C'est pourquoi différentes sources d'excitation ont été étudiées.

3. Modification des sources d'excitation

Nous avons vu qu'avec des sources simples comme le dipôle imprimé, il serait plus facile d'adapter l'antenne si deux conditions étaient remplies :

- Il faut que la fréquence de résonance de l'excitation soit assez proche de celle de la cavité BIE.
- L'impédance à la résonance de l'excitation doit être relativement faible afin de rester suffisamment stable entre les deux résonances.

Avec la configuration actuelle très résonante due au coefficient de qualité élevé de nos structures, la première résonance est toujours très élevée. Nous avons vu que seule la modification du matériau BIE avait une influence conséquente mais que la directivité devenait trop faible.

Dans ce paragraphe, nous allons voir si une source à deux résonances proches dont la première aurait une impédance forte et la deuxième plus faible permettrait de résoudre ce problème. Plusieurs sources à deux résonances ont été étudiées suivant si l'on s'intéresse à la structure cylindrique ou coaxiale. Nous n'en présenterons ici que trois types ayant fait l'objet de simulations avec le matériau BIE. La première source a été étudiée pour l'antenne coaxiale, la deuxième et la troisième, pour l'antenne cylindrique.

a. Utilisation de sources à deux résonances

i. Dipôle à deux bras différents

La fréquence de résonance des dipôles utilisés jusqu'à maintenant est fonction de la longueur du dipôle. Pour créer deux résonances, l'idée est donc de modifier ces dipôles présentant deux brins métalliques de même dimension en des dipôles à deux brins de longueur différente.

Voici la structure retenue pour intégrer ce dipôle dans l'antenne coaxiale. Les brins des dipôles sont imprimés du même côté du substrat diélectrique, l'autre côté étant un plan de masse reflétant l'âme centrale métallique (**Figure III-9**). L'excitation se fait entre les deux brins comme pour un dipôle classique.

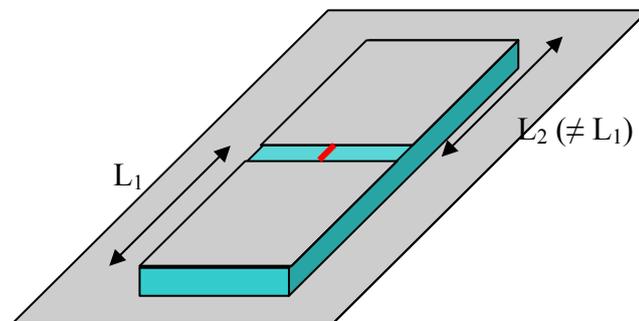


Figure III-9: Dipôle à deux brins de longueurs différentes

Ce dipôle sur plan de masse a été simulé pour L_1 et L_2 respectivement égales à 15 mm et 13.5 mm sur une largeur de 20 mm. L'épaisseur du substrat est de 1.6 mm et sa permittivité diélectrique égale à 4.4. Les dimensions du plan de masse sont égales à celles du substrat. L'impédance d'entrée présentée **Figure III-10** montre bien l'existence de deux résonances, l'une à 4.7 GHz et 5.3 GHz.

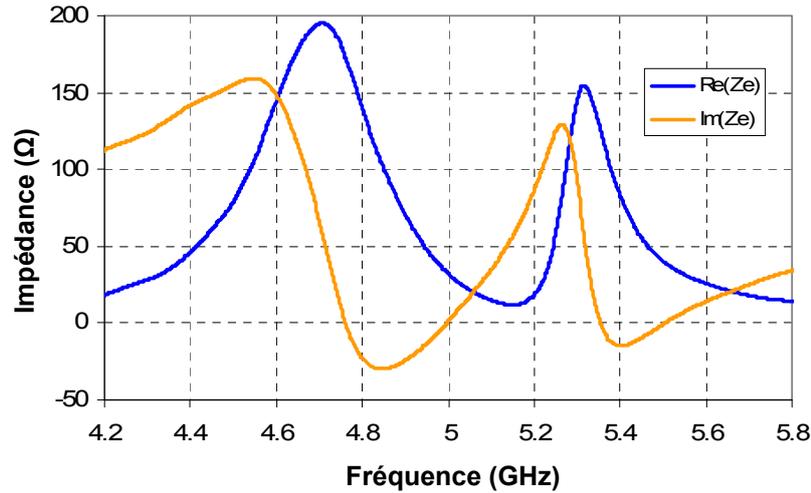


Figure III-10: Impédance d'entrée du dipôle à deux résonances

Les diagrammes de rayonnements sont tracés en 3D aux deux fréquences de résonance. La directivité est de 5.3 dB et 6.2 dB.

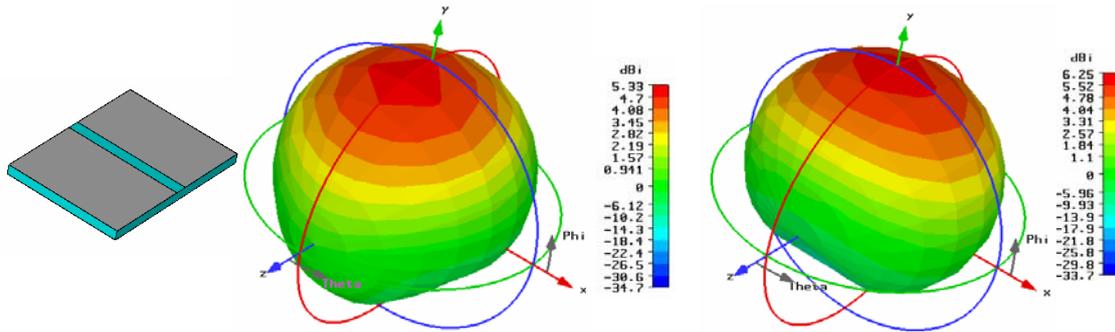


Figure III-11: Schéma du dipôle et diagrammes de rayonnement à 4.7 GHz et 5.3 GHz

Une étude paramétrique a abouti à l'élaboration du tableau de variation permettant de faire varier la fréquence de résonance et l'impédance du dipôle.

Augmentation des paramètres	Fréquence de résonance 1	Amplitude de $Re(Ze1)$	Amplitude de $Im(Ze1)$	Fréquence de résonance 2	Amplitude de $Re(Ze2)$	Amplitude de $Im(Ze2)$
Longueur 1	↘	→	→	→	↗	↗
Longueur 2	→	↗	↗	↘	→	→
Largeur	↘	↘	↘	↘	↘	↘
Epaisseur du substrat	↗	↗	↗	↗	↗	↗
ϵ_r	↘	↘	↘	↘	↘	↘

Tableau III-2: Paramétrage du dipôle à deux résonances

Dans le **paragraphe IV**, un prototype d'antenne BIE coaxiale excitée par un dipôle à deux résonances illustrera l'avantage de cette source pour adapter convenablement cette antenne à -10 dB minimum.

ii. Fil plaque à étages

La fil-plaque à toits superposés [III.6] permet aussi de créer plusieurs résonances. Elle est constituée d'une antenne imprimée classique court-circuitée sur laquelle est greffé un second toit capacitif. La mise à la masse du toit supérieur est réalisée par l'intermédiaire d'un fil connecté aux deux toits, le toit inférieur étant lui-même court-circuité par un autre fil relié au plan de masse. La géométrie de cette antenne est décrite sur la **Figure III-12**.

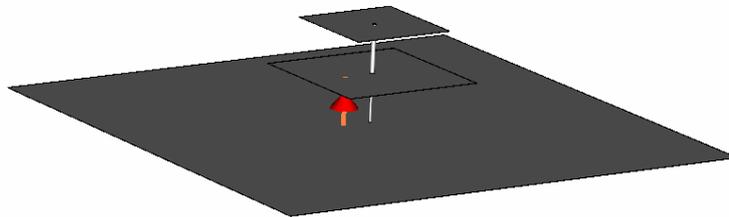


Figure III-12: Géométrie d'une antenne à toits superposés

Cette structure est très compliquée à régler une fois positionnée sous le matériau BIE. Les paramètres sont très dépendants les uns des autres. Ainsi, il est très difficile de parvenir à une bonne adaptation. Il a donc fallu trouver une autre source d'excitation.

iii. Dipôle à fentes

Pour l'antenne cylindrique, le dipôle ne peut pas s'appuyer sur un plan de masse comme pour l'antenne coaxiale. Un dipôle à fentes [III.7] a donc été utilisé. Le principe est le suivant : la longueur du dipôle définit une fréquence de résonance, et la fente permet de créer une deuxième résonance qui est, elle aussi, fonction de la longueur de celle-ci. La largeur de la fente doit être très inférieure à la longueur d'onde.

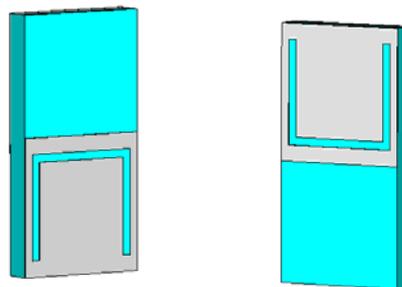


Figure III-13: Géométrie d'un dipôle à fentes, recto et verso

La **Figure III-14** montre l'impédance relevée dans le cas d'un dipôle sans fente et le même dipôle avec deux fentes identiques.

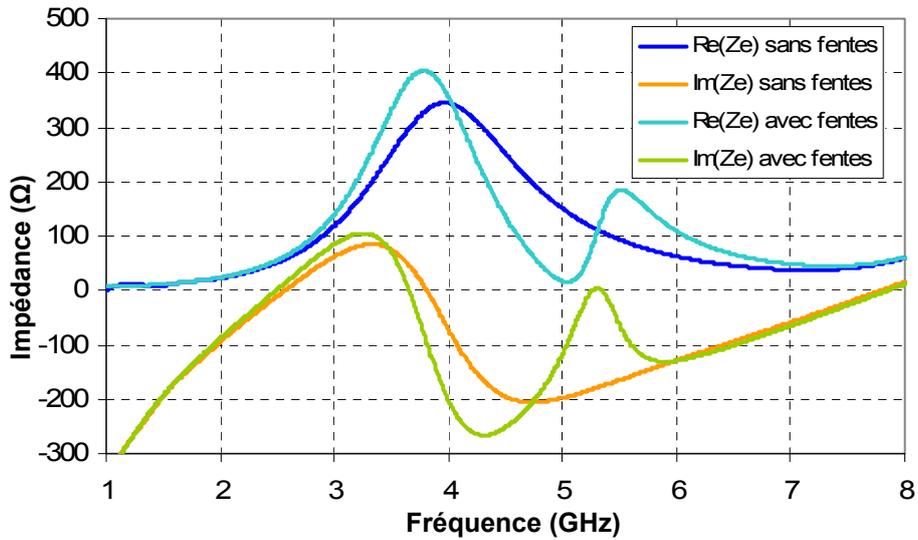


Figure III-14: Impédance d'entrée d'un dipôle simple et du même dipôle à fentes

L'impédance d'entrée révèle bien la présence de deux résonances pour le dipôle à fentes. En effet, la première résonance à 3.8 GHz est liée à la longueur du dipôle alors que la deuxième à 5.5 GHz fait référence à la longueur de la fente.

De cette manière, il est même possible d'utiliser 3 résonances en créant deux fentes différentes dans le dipôle. Cette solution a permis d'adapter l'antenne BIE cylindrique. Le module du coefficient de réflexion présenté en **Figure III-15** est inférieur à -10 dB sur la bande 5.13 GHz - 5.43 GHz, soit 5.7% de bande.

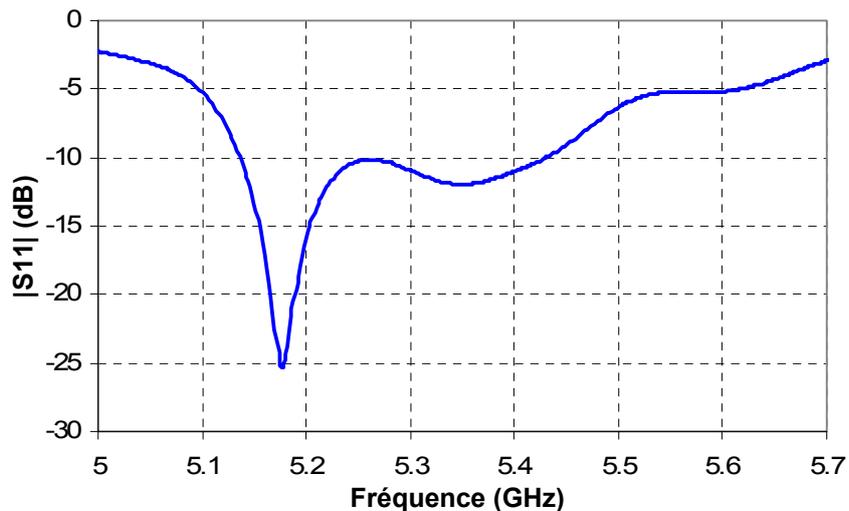


Figure III-15: Module du coefficient de réflexion d'une antenne BIE cylindrique excitée par un dipôle à fentes

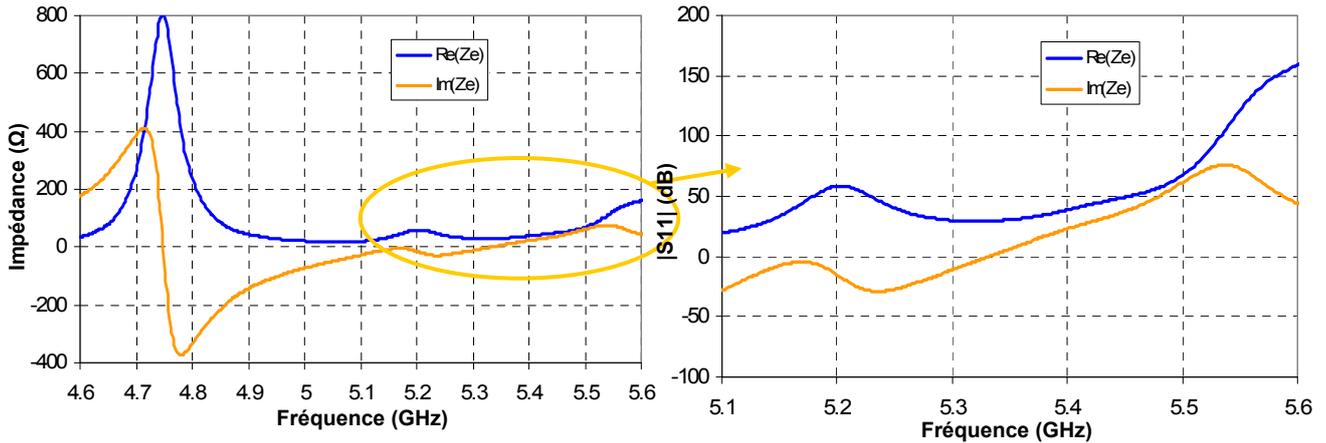


Figure III-16: Impédance d'entrée d'une antenne BIE cylindrique excitée par un dipole à fentes

La première résonance à 4.74 GHz équivaut à la résonance d'un dipôle classique. Son impédance est très élevée, elle est donc pénalisante pour adapter. C'est pourquoi, elle est écartée au maximum de la bande de fonctionnement. La deuxième résonance à 5.20 GHz sert à adapter l'antenne sur la bande de fonctionnement en fixant un niveau optimal en début de bande. Enfin, la troisième résonance située à 5.60 GHz permet d'augmenter l'impédance en fin de bande autour de la résonance de la cavité BIE souvent trop faible. Ici, elle se situe à 5.44 GHz. Grâce à ces trois résonances, l'antenne BIE cylindrique est adaptée.

iv. Problème lié à l'utilisation des sources à plusieurs résonances

Comme nous l'avons vu précédemment, les diagrammes de rayonnements des sources à chacune des résonances sont satisfaisants pour exciter convenablement le matériau BIE. Cependant, il faut s'intéresser à la directivité fréquentielle de ces sources mesurée en azimut et notamment entre les deux fréquences de résonance (**Figure III-17**). On constate une chute brutale de la directivité juste avant la deuxième résonance.

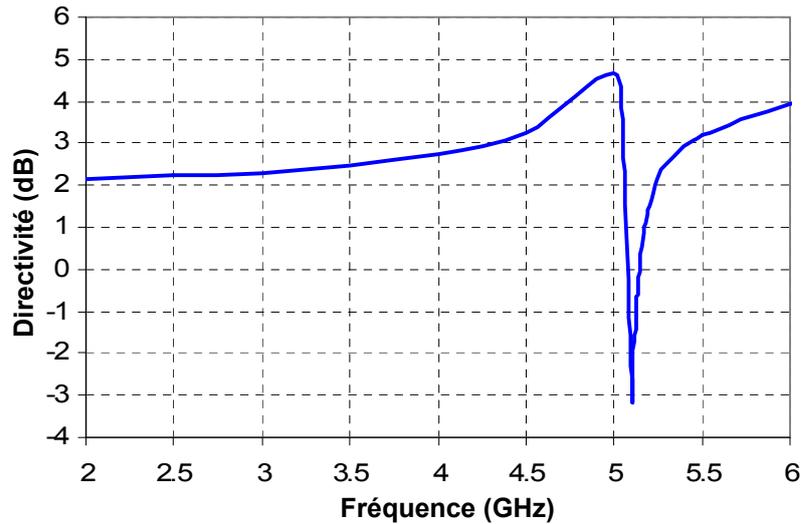


Figure III-17 : Directivité fréquentielle mesurée en azimut pour un dipôle à fente

Ce phénomène est dû à un changement de mode de fonctionnement qui a pour effet de modifier le diagramme de rayonnement (**Figure III-18**).

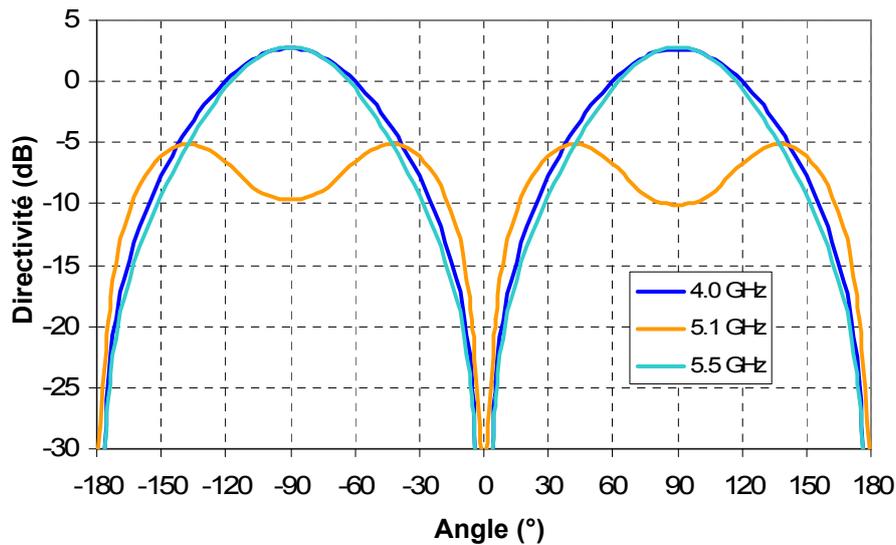


Figure III-18: Diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence

Dans le principe d'adaptation que nous utilisons, seule la deuxième résonance sert à adapter l'antenne BIE finale. Elle est donc tout juste dans la limite basse de la bande de fonctionnement. Constatant ce problème de directivité, il est indispensable de positionner cette résonance en limite de bande. Cette observation peut être très pénalisante et annihiler l'avantage de la source à deux résonances. C'est le cas pour l'exemple que nous avons pris avec le dipôle à fentes. La directivité chute en début de bande juste avant la deuxième résonance. La **Figure III-19** présente la directivité de l'antenne et le gain pour un dipôle dont la tangente de pertes du substrat varie de 0.02 et 0.002. Pour un substrat à faibles pertes, la

bande comprise entre 5.2 GHz et 5.40 GHz est conservée mais dès que les pertes augmentent, la bande est réduite en début de bande.

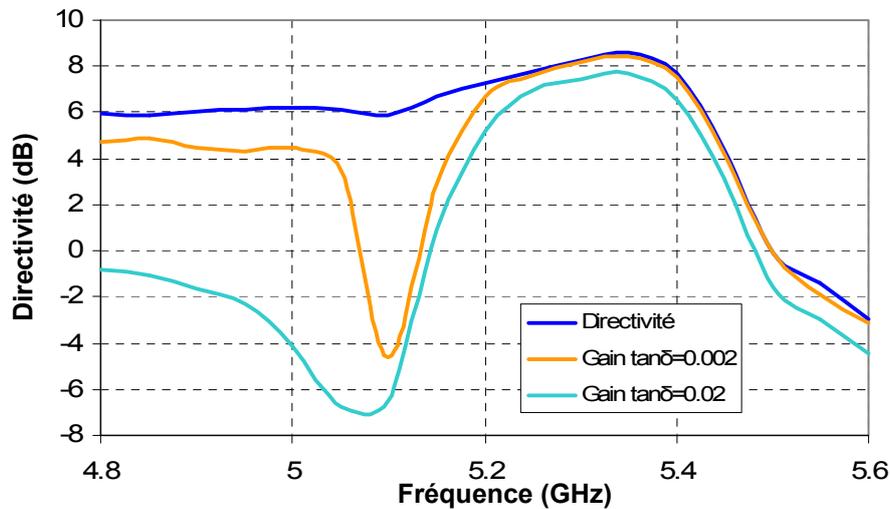


Figure III-19: Directivité de l'antenne BIE cylindrique excitée par un dipôle à fentes

Ainsi, dans tous les cas, il faut placer la deuxième résonance de la source en dehors de la bande de fonctionnement pour éviter d'avoir cette chute du gain. Parfois, cela suffit pour adapter l'antenne. Cette configuration fera l'objet d'une réalisation d'un prototype exposé au **paragraphe IV**.

Dans le cas inverse, l'adaptation de l'antenne est améliorée mais ne permet pas d'atteindre les -10 dB escomptés. Deux voies ont alors été explorées :

- la conception de l'antenne a été complétée par la mise au point d'un filtre antenne. Le principe est expliqué en **Annexe 3** et illustré par un exemple d'adaptation d'une antenne BIE dont le module de s_{11} avoisinait au mieux les -5 dB.
- la seconde voie a consisté à rechercher une nouvelle source d'excitation.

b. Le patch comme source d'excitation simple

Longtemps, nous avons pensé que le patch ne pourrait pas convenir à l'excitation de nos structures BIE. En effet, il existe un mode guidé TEM dans l'antenne coaxiale qu'il ne faut pas exciter car il aurait pour effet d'empêcher le pincement du lobe de rayonnement dans le plan azimutal $\theta=90^\circ$.

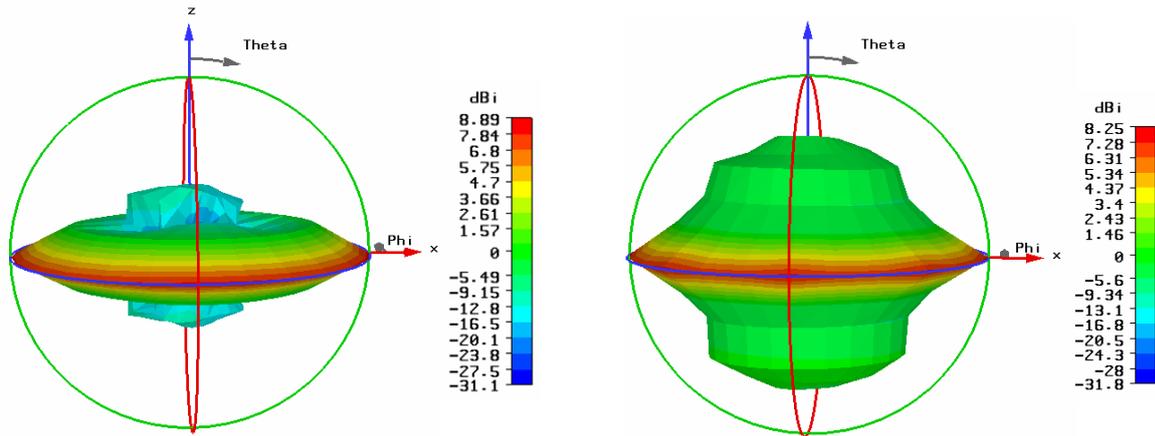


Figure III-20: Diagrammes de rayonnement pour le mode de BIE et le mode guidé

Le mode guidé présente un champ électrique radial E_r et un champ magnétique orthoradial H_ϕ . Le mode excité par la structure BIE présente les mêmes champs auxquels s'ajoute un champ E_z majoritaire. Ainsi, si le mode guidé est excité, la polarisation croisée est importante.

Pour exciter notre structure BIE, il faut que la source présente au moins un champ colinéaire à un des champs excités par la structure BIE. Avec une source équivalente à un dipôle électrique tel que le dipôle classique, le dipôle imprimé ou la fil plaque, c'est le champ E_z qui est excité. De cette manière, nous pensons que le mode TEM ne serait pas excité et donc que cela garantirait un rayonnement omnidirectionnel en azimut.

Or, cette affirmation est basée sur l'hypothèse que le couplage est uniquement électrique. Désormais, nous savons que le couplage peut aussi être magnétique. C'est pourquoi, l'utilisation des patchs est tout à fait possible.

Le mode guidé est excité dans certains cas particuliers où la source est positionnée dans une structure dont le coefficient de qualité du matériau est très fort, comme par exemple la structure complémentaire en polarisation TE que nous avons présenté au chapitre précédent, composée d'anneaux faiblement espacés. C'est en fait lorsqu'on se rapproche du guide métallique parfait.

L'avantage des patchs pour adapter les antennes BIE réside dans la simplicité de cette source d'excitation. Bien sûr, il n'est possible de l'utiliser que dans le cas de l'antenne coaxiale.

La fréquence de résonance du patch est réglée par les dimensions de celui-ci. La position de l'excitation permet de jouer facilement sur le niveau de l'impédance. Nous avons remarqué qu'en positionnant la source à une distance égale au tiers du côté du patch par

rapport au bord, cela permettait bien souvent de parvenir aisément à une adaptation convenable de -10 dB.

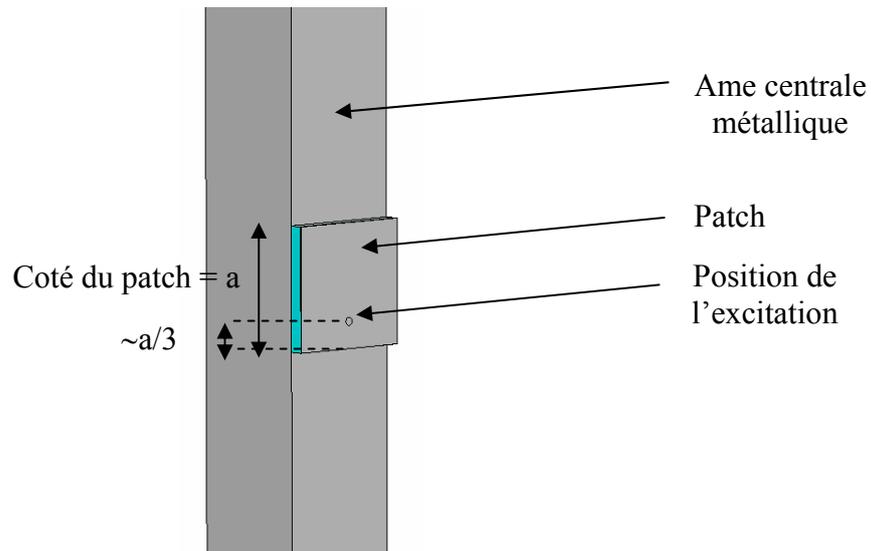


Figure III-21: Adaptation par patch

Nous allons maintenant montrer sur un exemple précis que le patch permet d'adapter l'antenne BIE coaxiale.

La structure BIE comporte 12 tiges de 2 mm de rayon et de 400 mm de hauteur. Le patch mesure 13.8 mm de coté. L'excitation du patch se fait à 4.6 mm du bord du patch.

L'impédance d'entrée de l'antenne et le module du coefficient de réflexion associé sont présentés **Figure III-22**. L'antenne est adaptée à -10 dB sur 200 MHz de bande entre 5.12 GHz et 5.32 GHz, soit 3.8% de bande.

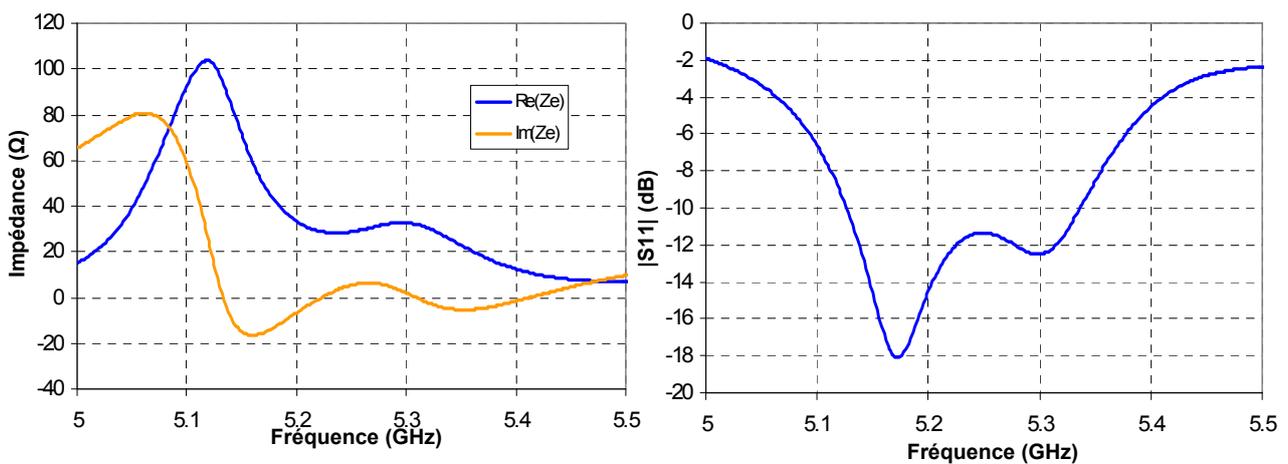


Figure III-22: Impédance et module du coefficient de réflexion de l'antenne coaxiale excitée par patch

Sur cette bande, la directivité fréquentielle est comprise entre 7.8 dB et 9.1 dB.

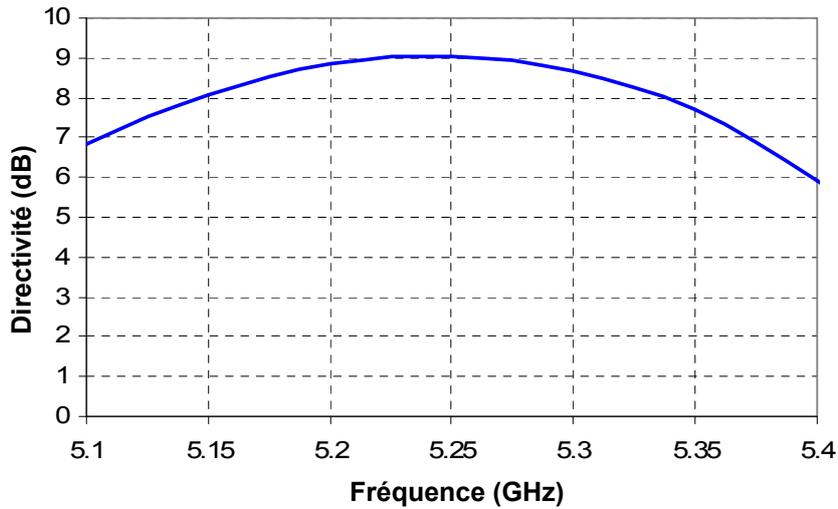


Figure III-23: Directivité fréquentielle de l'antenne coaxiale excitée par patch

Les diagrammes de rayonnement permettent de se rendre compte que le mode guidé n'est pas excité. La **Figure III-24** présente le diagramme de rayonnement à la fréquence centrale.

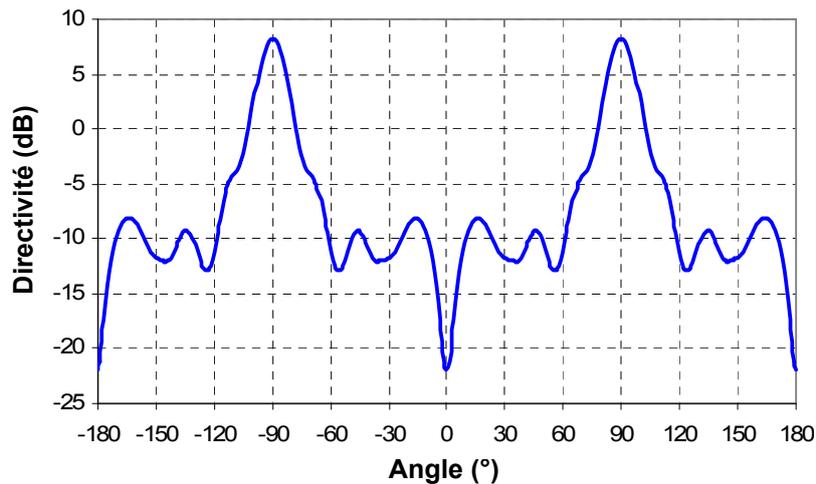


Figure III-24: Diagramme de rayonnement à la fréquence centrale de 5.25 GHz

Finalement, cette source d'excitation offre une grande souplesse d'utilisation et une facilité d'adaptation bien plus importante que le dipôle ou la fil plaque ou encore que les sources à deux résonances.

Pour réaliser l'antenne et alimenter le patch, il suffit de faire passer le câble dans l'âme centrale creuse, de percer l'âme centrale pour laisser sortir le câble à l'emplacement voulu, et de percer un trou dans le patch. Enfin, il faut souder le connecteur interne du câble sur le patch et le connecteur extérieur sur l'âme centrale de l'antenne.

Ce détail technique de réalisation peut paraître ici anodin mais nous verrons plus loin lors de la réalisation d'un prototype excité par un dipôle imprimé à deux résonances les difficultés pour alimenter convenablement la source.

c. Comparaison des structures coaxiales et cylindriques pour l'adaptation

Même si nous avons réussi à obtenir des modules du coefficient de réflexion inférieurs à -10 dB, l'adaptation des antennes BIE est tout de même un exercice difficile dès que le coefficient de qualité du matériau devient élevé car il impose un coefficient de qualité très important au niveau des résonances. Mais pour arriver à adapter, il faut s'intéresser à la source d'excitation. C'est cette antenne d'excitation placée dans un contexte favorable qui permet d'y parvenir.

De toutes les simulations effectuées pour atteindre cet objectif, nous retiendrons que la structure coaxiale est nettement plus facile à adapter. Nous avons essayé de comprendre les difficultés liées à la structure cylindrique.

Comme nous l'avons déjà dit, les deux structures présentent les mêmes caractéristiques en rayonnement. Seule la répartition de champ à l'intérieur de la cavité est différente. La source d'excitation des deux structures est placée sur l'axe ou proche de l'axe et est donc dans un niveau de champ différent suivant la structure BIE.

Pour l'antenne coaxiale, le couplage entre la source et la structure BIE est plus faible que pour l'antenne cylindrique car pour l'une le champ est quasi nul, pour l'autre il est maximum. Cette remarque a pour conséquence une impédance avec un très fort coefficient de qualité au niveau de la résonance de la source. Pour limiter ce couplage dans la cavité cylindrique, seul un décalage de la source par rapport à l'axe peut diminuer cet effet. Mais cela a aussi pour incidence un rayonnement omnidirectionnel présentant une ondulation du gain en azimut de plus en plus importante comme cela a été montré au **chapitre 1**.

Ainsi, nous avons choisi de réaliser un nouveau prototype d'antenne BIE à matériau métallique basé sur la structure coaxiale.

IV. APPLICATION DE CES TECHNIQUES POUR LA CONCEPTION D’UNE ANTENNE POUR LA BANDE 5.15 – 5.35 GHZ

1. Cahier des charges et résultats de simulation

Le cahier des charges soumis par RADIALL comporte les caractéristiques techniques mentionnées dans le **Tableau IV-1**.

Bande de fréquences	5.15 - 5.35 GHz soit 3.8%
TOS	2 max ($ s_{11} < -10$ dB)
Rayonnement	
Gain moyen	9 dB min
Variation du gain sur la bande	1,5 dB
Diagramme plan H	Omnidirectionnel
Ondulation dans le plan H	1,5 dB
Ouverture dans le plan E	8° min
Polarisation	verticale
Polarisation croisée	-20 dB
Dimensions	
Diamètre	150 mm maxi
Hauteur	400 mm maxi

Tableau IV-1: Cahier des charges proposé par RADIALL

La réalisation de ce prototype s’inscrit dans le contexte suivant. L’entreprise souhaite développer de nouvelles antennes à base de matériaux BIE afin de pouvoir comparer les performances obtenues avec l’antenne existante sur catalogue constituée d’un réseau de dipôles et fonctionnant sur la bande 5.15-5.35 GHz. Cette démarche s’accompagne également d’une étude du coût de fabrication.

a. Choix de la structure BIE

La structure d’antenne BIE choisie a été celle de l’antenne coaxiale pour sa facilité d’adaptation. Néanmoins, il faut noter que cette solution nécessite l’utilisation de deux sources d’excitation contrairement à l’antenne cylindrique qui, elle, peut se contenter d’une seule source tout en conservant un rayonnement omnidirectionnel. Cependant, il aurait fallu pouvoir l’adapter suffisamment.

Compte tenu du gain requis, la structure choisie comporte 12 tiges de 2 mm de rayon et de 400 mm de hauteur disposées tous les 30°. La cavité formée entre l'âme centrale et l'extrémité intérieure de la tige mesure 26.8 mm. L'âme centrale est conformée par pas de 1 mm sur une hauteur de 80 mm.

b. Choix de l'alimentation

Elle est alimentée par deux dipôles imprimés à deux résonances. Le choix des dipôles imprimés s'est fait bien avant de comprendre que les patches pouvaient être une solution satisfaisante et beaucoup plus simple pour l'adaptation.

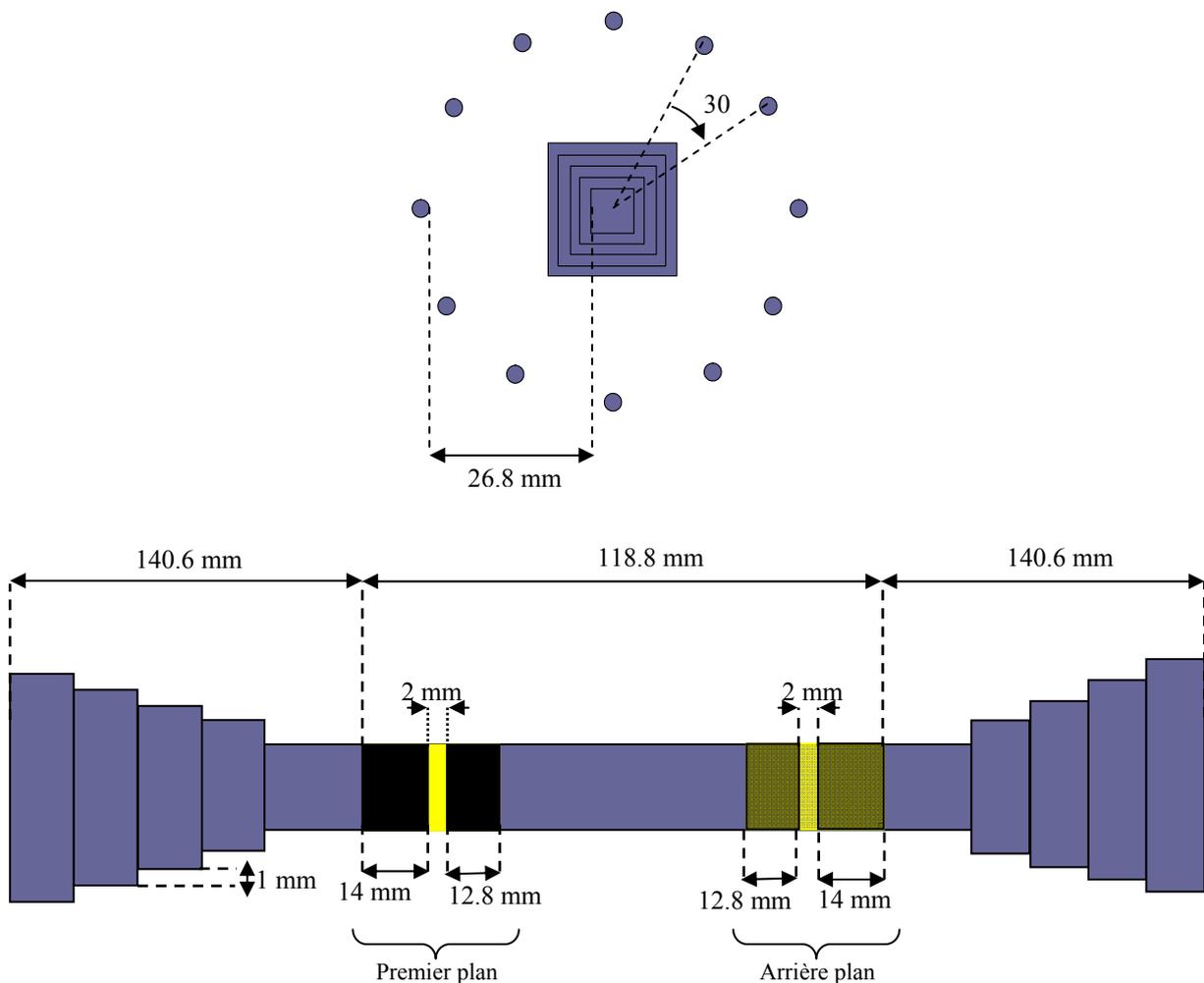


Figure IV-1 : Dimensions de l'antenne simulée

c. Résultats de simulation

L'impédance simulée de l'antenne BIE laisse clairement apparaître ces deux résonances. La première se situant vers 4.6 GHz et la seconde juste avant la bande de fonctionnement vers 5.1 GHz. La première résonance a une amplitude élevée qui ne permet pas d'adapter. La deuxième permet d'obtenir l'impédance optimale sur la bande de fonctionnement. La résonance de la cavité BIE se situe à 5.32 GHz.

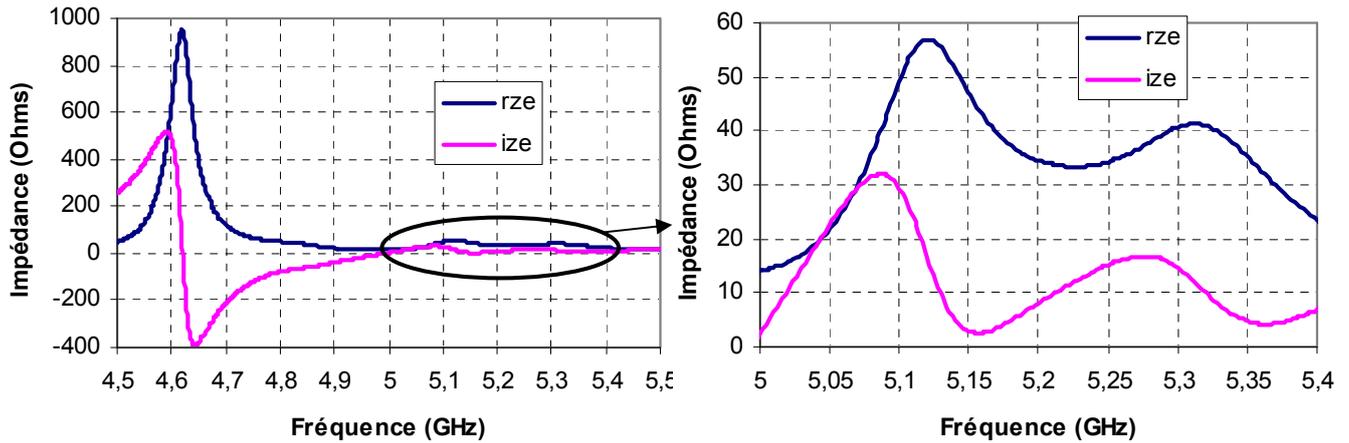


Figure IV-2: Impédance d'entrée simulée

Le module du coefficient de réflexion simulé est inférieur à -10 dB sur la bande 5.08 – 5.38 GHz (Figure IV-3).

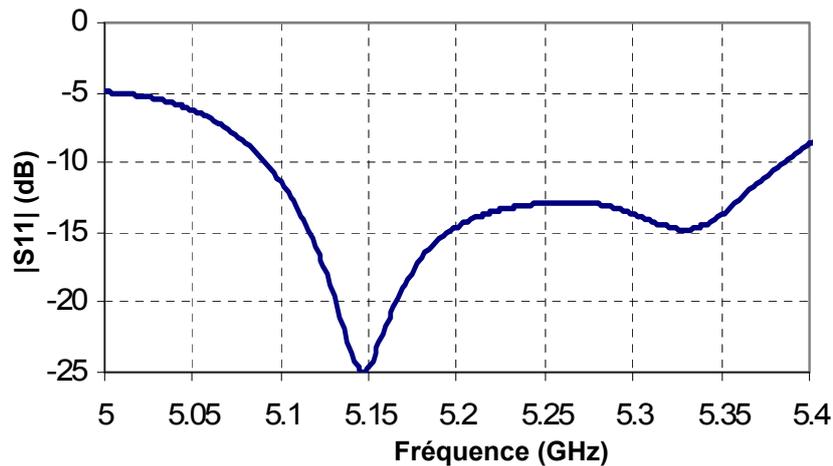


Figure IV-3: Module du coefficient de réflexion simulé

La directivité fréquentielle est satisfaisante puisqu'elle atteint 9.3 dB (Figure IV-4). De plus, la variation de la directivité en fonction de la fréquence est assez faible, elle est inférieure à 1 dB. C'est l'utilisation de deux sources qui permet d'aplanir cette courbe.

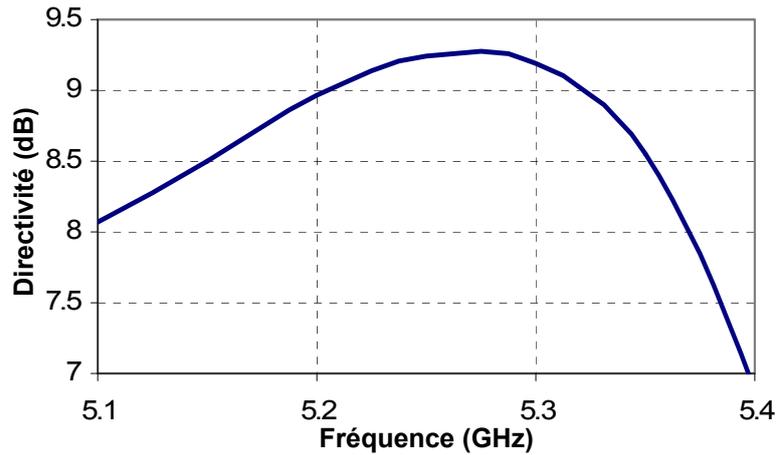


Figure IV-4: Directivité fréquentielle relevée dans le plan horizontal

2. Réalisation et mesures du prototype

Le prototype a été réalisé par RADIALL puis mesuré dans la base de mesures d'XLIM. La **Figure IV-5** montre la photographie de l'antenne complète, et permet d'observer plus en détail la conformation de l'âme centrale ainsi que la réalisation du dipôle à double résonance. Afin de mettre en contact le plan de masse des dipôles avec l'âme centrale, du scotch métallique a été utilisé.

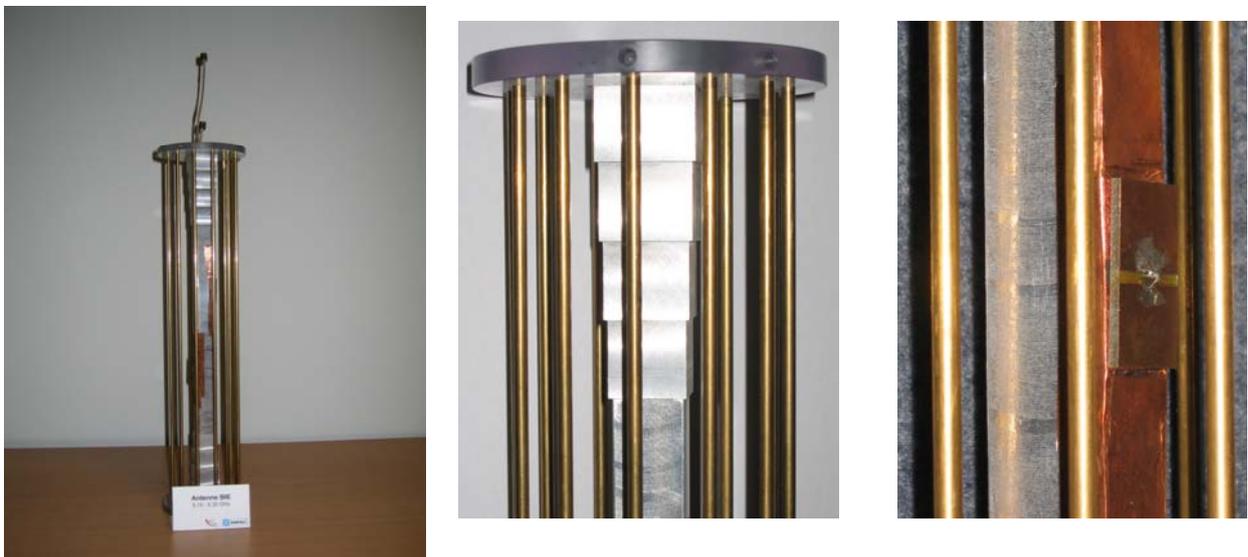


Figure IV-5: Photographie du prototype d'antenne BIE coaxiale, zoom sur la conformation de l'âme centrale et sur le dipôle à double résonance

Au cours du montage de l’antenne, il est important de positionner correctement les dipôles. Une erreur dans leur positionnement peut avoir des conséquences sur le diagramme de rayonnement.

Tout d’abord, chaque dipôle ayant des faces métallisées de longueur différente, il faut les placer dans le sens opposé pour éviter tout dépointage. D’autre part, le sens d’alimentation est primordial pour éviter d’avoir un rayonnement présentant un trou dans l’axe. Il faut donc les alimenter dans le même sens comme le traduit la **Figure IV-6**.

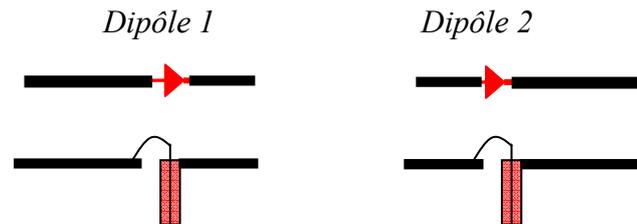


Figure IV-6 : Analogie entre la représentation du port discret et du câble coaxial

a. Mesure du module du coefficient de réflexion

Le module du coefficient de réflexion a été mesuré au niveau de chaque dipôle, l’autre étant chargé sur 50 Ω (**Figure IV-7**).

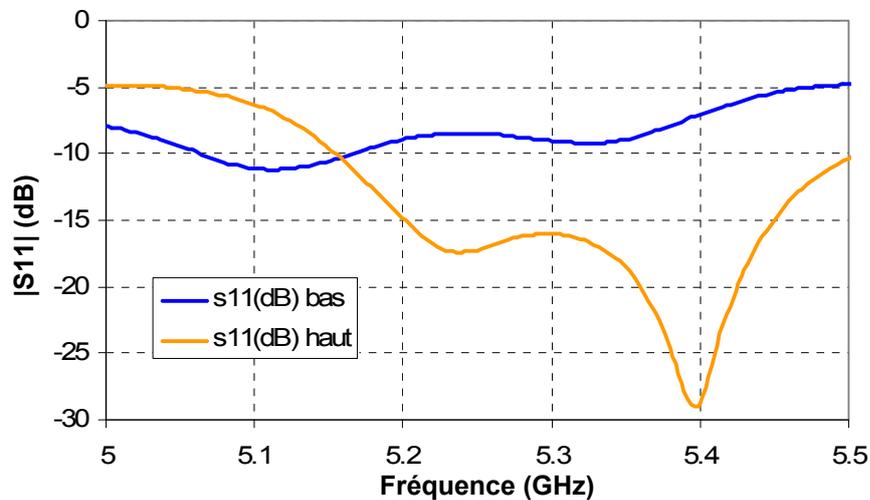


Figure IV-7: Module du coefficient de réflexion mesuré pour chacun des dipôles

Une différence d’adaptation a pu être constatée. Ainsi, les dipôles ont été changés de nombreuses fois pour ôter le doute quant à un problème de réalisation des sources. Malgré maintes modifications, le résultat conduisait toujours à la même conclusion.

En réalité, les simulations ont été effectuées grâce à la modélisation de l’excitation par un port discret. Pour une source symétrique, cela ne pose pas de problème. La simulation par

port coaxial équivaut à celle par port discret et s'avère plus rapide. Mais pour une source comme le dipôle à bras dissymétriques, il existe bien une différence, visible sur la **Figure IV-8**.

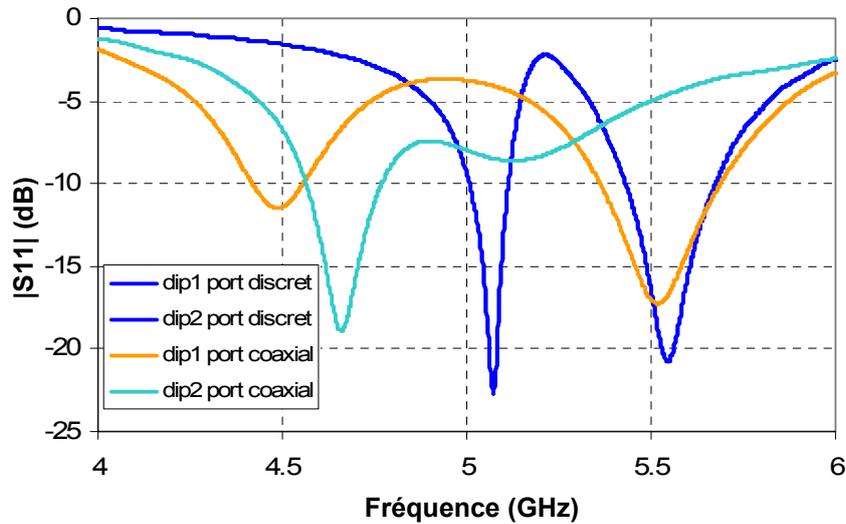


Figure IV-8: Coefficient de réflexion simulés pour chacun des dipôles seuls excités par un port discret et coaxial

Pour le dipôle n°1, la fréquence d'adaptation f_2 ($f_2 > f_1$) reste inchangée quel que soit le type de port. La fréquence f_1 est décalée mais cela n'aura pas de répercussion sur l'adaptation de l'antenne globale car la première résonance n'est pas mise à profit pour adapter. On constate que pour le dipôle n°2, les deux fréquences d'adaptation sont complètement différentes suivant le port d'excitation utilisé.

Cela amène à la conclusion suivante. Il faut nécessairement souder les câbles sur la même face du dipôle imprimé. Mais pour respecter le sens d'alimentation des ports, il faut introduire un déphasage de 180° sur l'un des câbles comme le montre la **Figure IV-9**.

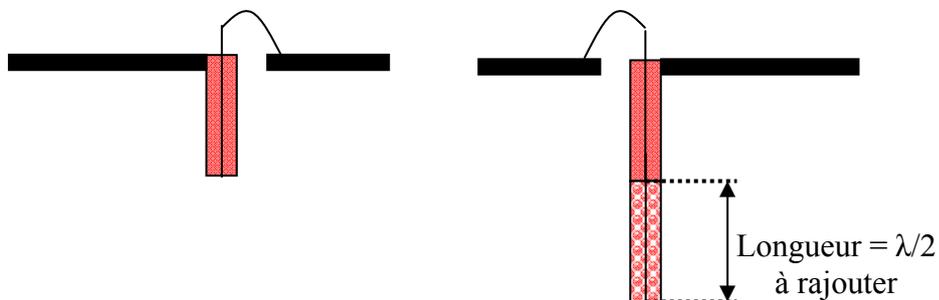


Figure IV-9: Configuration des dipôles désirée

b. Mesure des diagrammes de rayonnements

Malgré les changements successifs de dipôles, les diagrammes de rayonnements présentaient une dissymétrie.

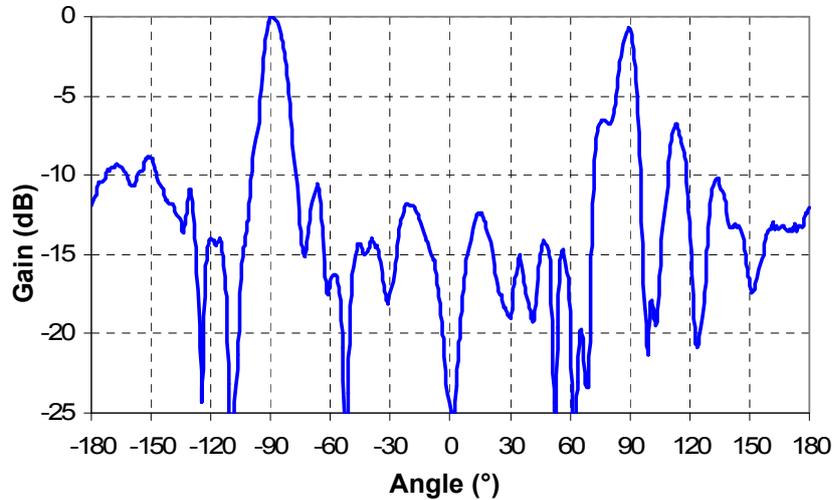


Figure IV-10 : Diagramme de rayonnement à $f = 5.22$ GHz

Pour bien comprendre ce problème, plusieurs simulations de la structure ont été effectuées en appliquant des différences de phase et d'amplitude sur les dipôles.

➤ Application d'une différence d'amplitude entre les dipôles :

Dans un premier temps, la variation sur la directivité fréquentielle est observée lorsque l'amplitude d'un des dipôles varie.

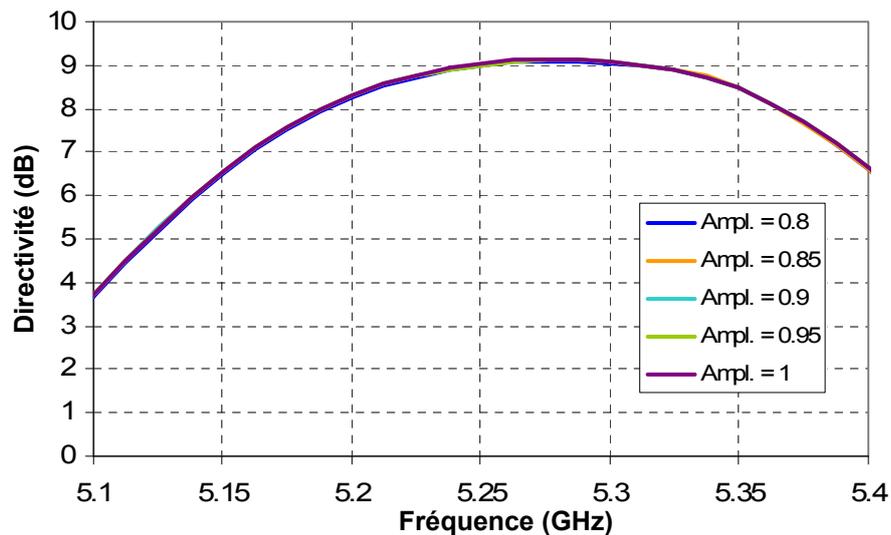


Figure IV-11 : Directivité fréquentielle pour des dipôles pondérés en amplitude

La Figure IV-11 montre que la fréquence centrale reste inchangée. De plus, une variation de 0.8 à 1 de l'amplitude sur un des deux dipôles ne fait varier que très légèrement la directivité. Ainsi, la variation de l'amplitude n'a pas une grande influence.

➤ Application d'une différence de phase entre les dipôles :

Dans un deuxième temps, une différence de phase est appliquée sur l'un des dipôles par pas de 10° . A 5.25 GHz, une différence de phase de 10° correspond à une différence de longueur de câble de 1.1 mm, ce qui n'est pas négligeable. Et une différence de phase proche de 5 mm peut facilement faire chuter le gain de 0.7 dB (**Figure IV-12**).

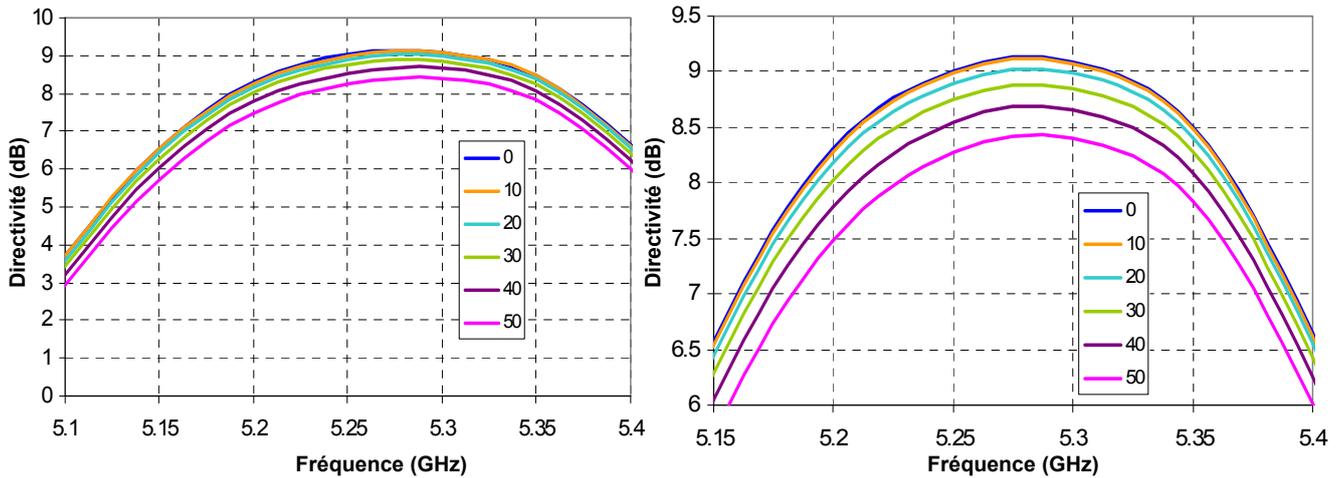


Figure IV-12 : Directivité fréquentielle pour des dipôles pondérés en phase

En observant les diagrammes de rayonnements dans deux plans verticaux perpendiculaires (**Figure IV-13**), cette différence de phase se traduit par une dissymétrie du diagramme plus ou moins importante. Et dans le plan horizontal (**Figure IV-14**), l'ondulation du gain en azimut subit une ondulation pouvant aller jusqu'à 3.5 dB.

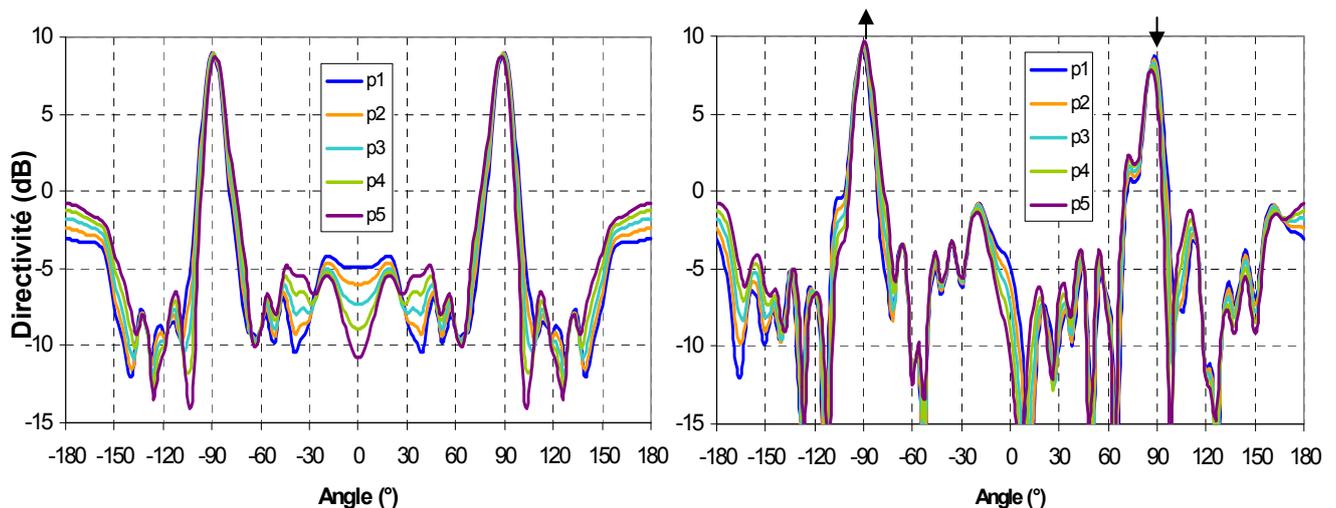


Figure IV-13: Diagrammes de rayonnement dans deux plans verticaux

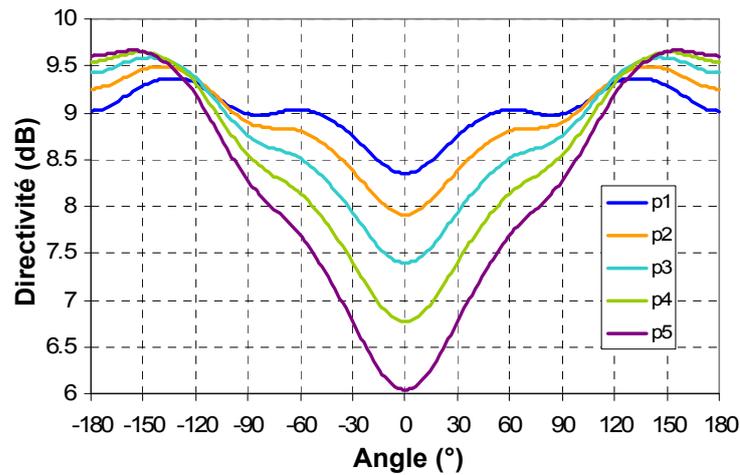


Figure IV-14 : Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

La phase des deux dipôles doit donc être parfaitement identique de manière à ne pas détériorer la symétrie des diagrammes de rayonnements.

La comparaison des diagrammes de rayonnements mesurés et simulés avec une différence de phase de 40° montre bien que l'origine de la dissymétrie provient du déphasage entre les dipôles.

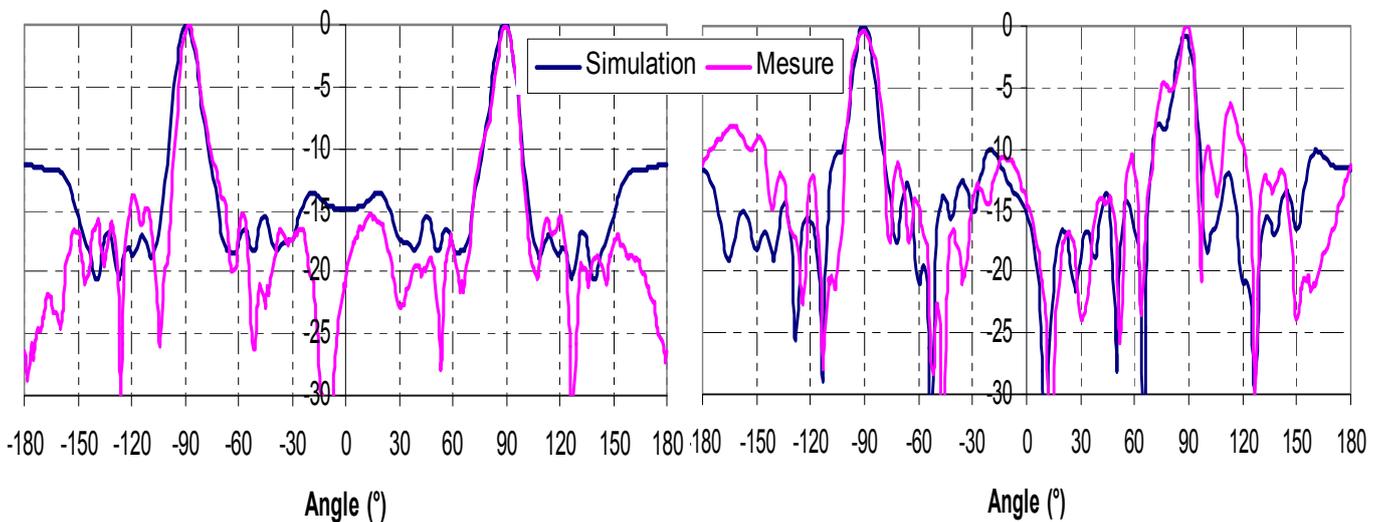


Figure IV-15 : Comparaison du diagramme de rayonnement mesuré et du diagramme de rayonnement simulé avec une différence de phase entre les dipôles de 20°

L'origine de cette différence de phase entre les dipôles peut s'expliquer par le fait que les deux câbles n'ont pas exactement la même longueur. De plus, le connecteur central du

câble coaxial n'a peut-être pas la même longueur recourbée sur sa partie dénudée pour chacun des dipôles (**Figure IV-16**).

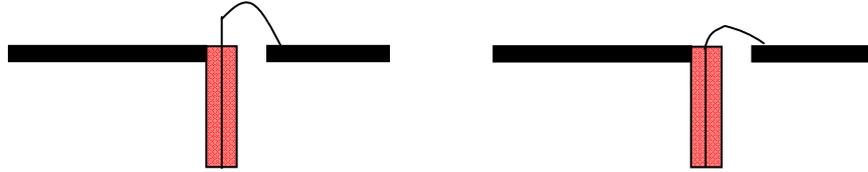


Figure IV-16 : Incertitude sur la soudure

La différence de phase a aussi pu naître de la manipulation excessive des câbles (courbures, torsions). Quoi qu'il en soit, cette différence de phase est probablement causée par un ensemble de facteurs qui contribuent tous plus ou moins à la dissymétrie des diagrammes.

Les dernières simulations ont conduit à un très bon niveau de concordance entre la simulation et la mesure. Compte tenu du fait que le prototype a été fragilisé par les nombreuses manipulations et que nous ne disposons pas d'un nouveau câble permettant de réaliser le déphasage de 180° comme nécessaire, la mesure complète du prototype avec corrections des erreurs ciblées n'a pu avoir lieu.

Finalement, les mesures ont permis de mettre en évidence des exigences restées transparentes en simulation telles que le sens des dipôles, ou le sens d'alimentation. Des simulations complémentaires ont aussi permis de comprendre l'origine de la dissymétrie des diagrammes et ainsi de rendre compte de la sensibilité en phase qu'implique la double alimentation. Une fois connues, ces erreurs peuvent être évitées ou limitées.

Enfin, ce prototype nous a surtout permis de montrer que ces antennes BIE omnidirectionnelles peuvent être adaptées sur toute leur bande de fonctionnement.

3. Analyse des structures BIE

Maintenant que les caractéristiques des antennes BIE omnidirectionnelles sont connues et validées, il est intéressant de comparer avec l'antenne RADIALL existante autant du point de vue technique que du coût. Les mesures de cette dernière antenne vont tout d'abord être présentées.

a. Mesure du réseau de dipôles

L'antenne R380.600.200 qui nous a été fournie est présentée sur la **Figure IV-17**.



Figure IV-17 : Photographie de l'antenne R380.600.200 mesurée

La documentation technique affiche les caractéristiques indiquées **Figure IV-18**:

Bande de fréquence	5,15 - 5,35 GHz=3,8%
TOS	1,5 max
Rayonnement:	
Gain moyen	10 dB \pm 1 dB
Diagramme dans le plan H	omnidirectionnel
Ondulation dans le plan H	2,4 dB
Ouverture dans le plan E	8,5° \pm 0,5°
Polarisation	verticale
Polarisation croisée	-23 dB max
Dimensions:	
Diamètre	22 mm
Hauteur	422 mm

Figure IV-18 : Caractéristiques techniques de l'antenne R380.600.200

Cette antenne a été mesurée dans la base de mesures d'antennes du laboratoire XLIM.

i. Adaptation de l'antenne

Elle est très bonne sur la bande 5.15 – 5.35 GHz. Le module de S_{11} est donné **Figure IV-19** :

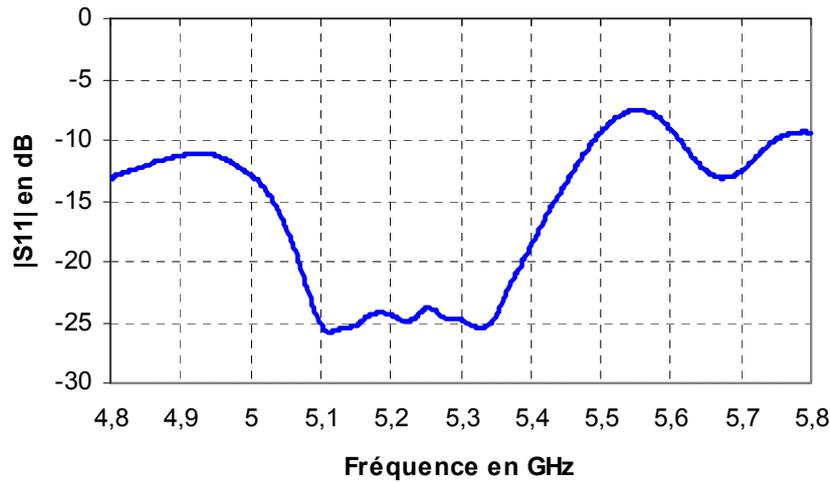


Figure IV-19: Module du coefficient de réflexion

ii. Gain et directivité en fonction de la fréquence

Le gain a été mesuré directement dans la base de mesure. La directivité fréquentielle (**Figure IV-20**) a été calculée ultérieurement en intégrant sur tout l'espace les diagrammes de rayonnement (**Annexe 4**). Cette méthode nécessite un grand nombre de plans de mesure. Nous en avons utilisé 4 dans ce cas, ce qui permet d'avoir un point de mesure tous les 45°.

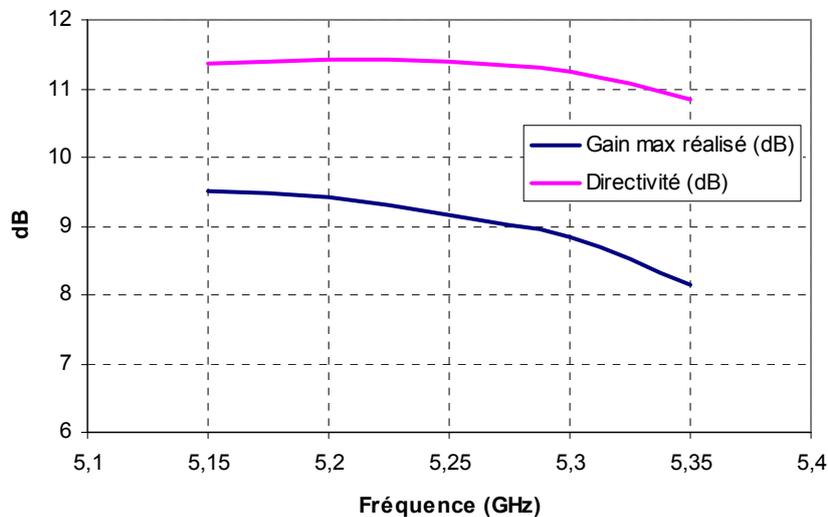


Figure IV-20: Gain et directivité en fonction de la fréquence

La directivité est importante, de l'ordre de 11 dB. Néanmoins, le gain est de 1.8 à 2.7 dB plus faible. La différence entre la directivité et le gain traduit les pertes dans l'antenne. Elles peuvent être diélectriques ou métalliques, ou être introduites par le réseau d'alimentation de l'antenne. Quoiqu'il en soit, ce ne sont pas des pertes dues à une mauvaise adaptation.

Après avoir pris connaissance de la structure réelle de l'antenne, il est facile d'en déduire que ce sont des pertes diélectriques. L'antenne est constituée d'un réseau de dipôles imprimés sur un substrat à pertes, du FR4 dont la tangente de pertes est égale à 0.02.

iii. Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

Les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical sont présentés pour 3 fréquences (Figure IV-21).

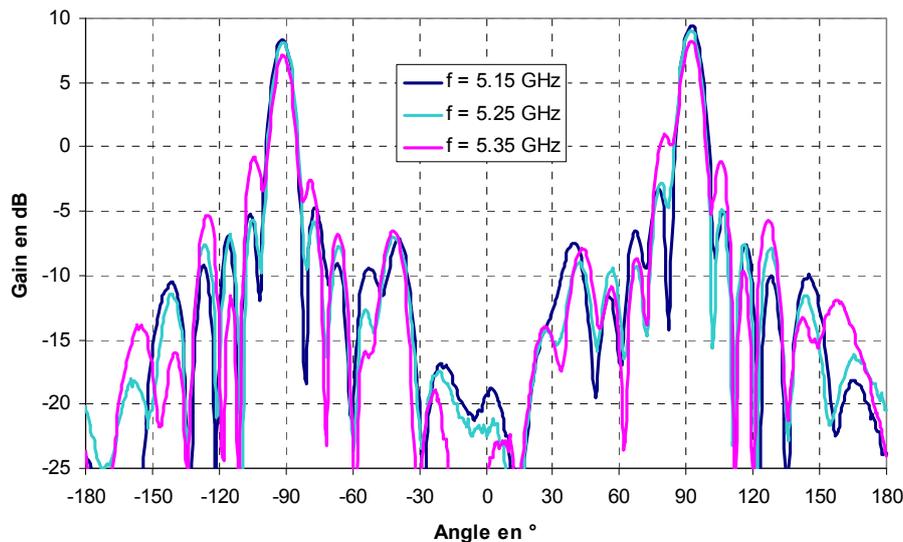


Figure IV-21: Diagramme de rayonnement dans le plan vertical

L'ouverture du lobe principal dans le plan vertical est stable et proche de 9° . Néanmoins, à 5.35 GHz, le niveau des lobes secondaires remonte à 7.6 dB du lobe principal. De plus, l'antenne dépointe de 2° vers le bas. Cette dernière caractéristique est intéressante pour les abonnés situés proches de l'antenne car leur couverture est améliorée. Mais dans le même temps, la portée de l'antenne est réduite.

iv. Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal présentent une ondulation de près de 2.5 dB sur toute la bande (Figure IV-22).

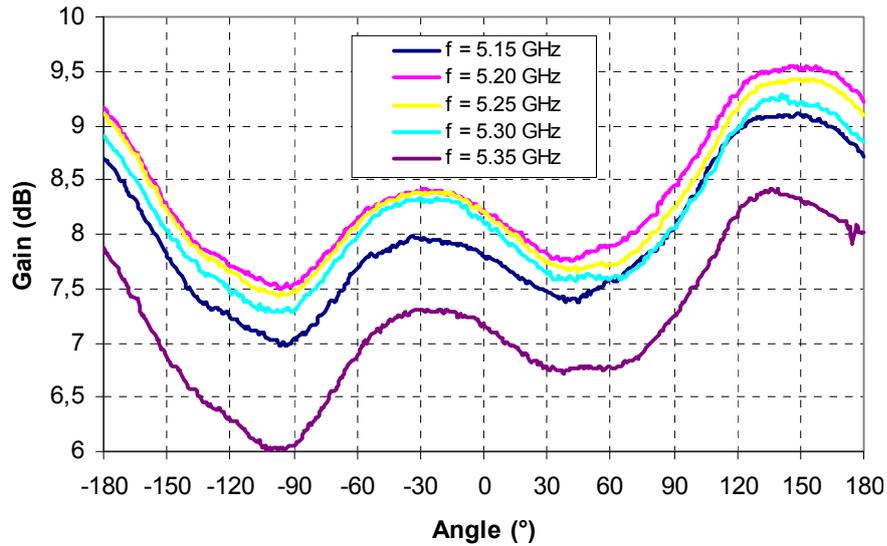


Figure IV-22: Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Cela signifie que les abonnés dans une direction percevront un gain d'antenne de 6 dB et dans une autre 8.5 dB. Aussi, le bilan de liaison sera fonction de la direction. Cela peut poser des problèmes de réception dans certaines zones.

Polarisation croisée

Le diagramme de rayonnement en polarisation croisée dans le plan horizontal est présenté ici uniquement à la fréquence centrale de 5.25 GHz (**Figure IV-23**). Sur toute la bande, le niveau de polarisation croisée est très bon, avec un niveau inférieur à -23 dB dans l'axe, ce qui est conforme à la documentation technique.

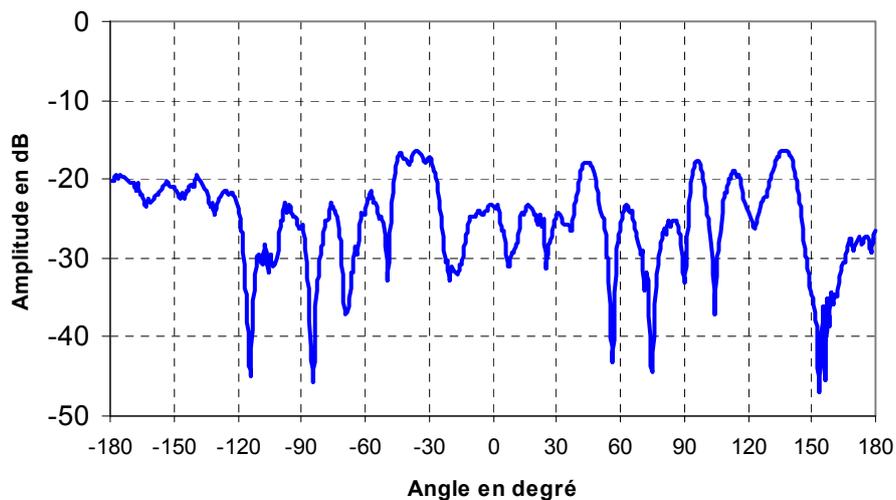


Figure IV-23: Diagramme de rayonnement dans le plan horizontal en polarisation croisée à 5.25 GHz

b. Comparaison de l'antenne BIE avec le réseau de dipôles

Chacun des points techniques de l'antenne BIE et du réseau de dipôles va maintenant être comparé.

Encombrement

Tout d'abord, la hauteur des deux antennes est égale à 400mm. Par contre, le diamètre de l'antenne BIE est plus gros que pour le réseau de dipôles, 100 mm contre 22 mm.

Adaptation

Sur le plan de l'adaptation, le réseaux de dipôles est adapté à -25 dB alors que le module du S_{11} de l'antenne BIE est inférieur à -10 dB sur la bande.

Diagrammes de rayonnement

Les rayonnements dans le plan vertical sont similaires pour les deux antennes avec des lobes secondaires inférieurs à -10 dB.

Mais dans le plan horizontal, l'antenne BIE présente une ondulation plus faible que le réseau de dipôles. La différence est assez importante, de l'ordre de 2.4 dB contre 1 à 1.5 dB. L'avantage est pour la structure BIE qui présente une symétrie de révolution.

La polarisation croisée est faible dans les deux cas, inférieure à -20 dB pour le réseau de dipôles contre -15 dB pour l'antenne BIE.

Directivité et gain

Pour le réseau de huit dipôles, la directivité maximale est de 11.4 dB pour un gain de 8 à 9 dB. Dans le cas de l'antenne BIE, la directivité atteint 9.2 dB et le gain n'est plus que de 6.2 dB. Pour les deux antennes, cette différence entre la directivité et le gain s'explique principalement par les pertes diélectriques et par les pertes dans les câbles pour l'antenne BIE.

Le substrat utilisé pour les deux antennes est du FR4 dont la tangente de pertes avoisine les 0.002. Aussi, les pertes dans le réseau d'alimentation des dipôles induisent une chute du gain de 2.5 dB et pour l'antenne BIE elle est comprise entre 1.5 dB et 2 dB. Pour cette dernière, le changement de substrat par du TMM4 ou de l'AR450 ($\tan \delta = 0.002$) permettrait de réduire les pertes de moitié soit environ 0.7 dB.

D'autre part, les câbles utilisés pour alimenter les dipôles imprimés de l'antenne BIE sont très fins. Le diamètre extérieur est égal à 1.2 mm. Ces câbles, également employés pour la structure cylindrique, étaient justifiés pour le premier prototype puisqu'ils passaient dans

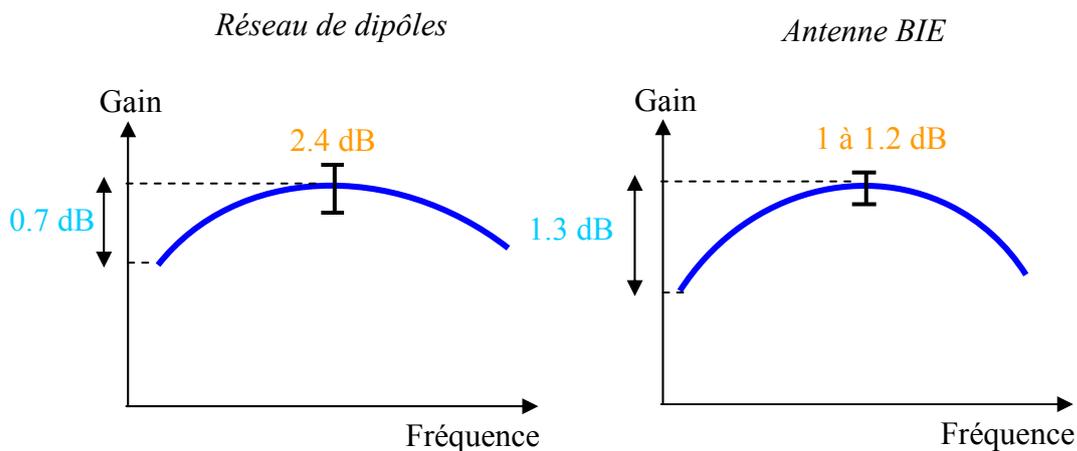
les tiges métalliques et sortaient à hauteur des dipôles. Mais pour l'antenne coaxiale, d'autres câbles moins fragiles et un peu plus gros auraient permis de réduire les pertes linéaires de 2.8 dB/m à 1.6 dB/m.

Ainsi, il serait possible d'optimiser la structure de manière à réduire les pertes de façon générale et se rapprocher des 9 dB de directivité escomptés.

Pour le réseau de dipôles, le choix a été tout autre : concevoir un système présentant une directivité de 11dB pour palier aux 2.5 dB de pertes dans le réseau d'alimentation et ainsi réaliser une antenne de 9 dB.

Evolution de la directivité en fonction de la fréquence et de la position du récepteur

Les deux antennes connaissent une variation du gain. Pour le réseau de dipôles, le gain varie plutôt en fonction de l'azimut et donc en fonction de la position du récepteur, alors que pour l'antenne BIE, le gain varie plutôt en fréquence. Cette remarque peut se traduire par la **Figure IV-24**.



Ondulation du gain en azimut à une fréquence donnée
 Variation du gain en fonction de la fréquence et en un point donné

Figure IV-24 : Comparaison de la variation de la directivité en fonction de la fréquence et de la position d'observation

Le réseau de dipôles possède un gain plus élevé que l'antenne BIE et il varie moins en fonction de la fréquence : 0.7 dB contre 1.3 dB pour un point donné.

Cependant, à une fréquence donnée, le niveau du signal reçu par un utilisateur sera très différent d'une direction à une autre. En effet, la variation du gain en azimut est de 1 à 1.2 dB pour l'antenne BIE alors qu'elle atteint 2.4 dB pour le réseau de dipôles.

Cette dernière caractéristique n'enlève rien à l'appellation "antenne omnidirectionnelle" d'après la norme de l'ETSI sur les antennes de station de base fonctionnant sur la bande 3-11 GHz qui autorise une variation de 3 dB. Néanmoins, il faut savoir que le bilan de liaison sera bien différent en fonction de la position des récepteurs autour de la station de base.

c. Etude de coût

Jusqu'ici, les antennes BIE ont été évaluées sur le plan des performances techniques. Reste encore un point à observer pour conclure sur une étude complète : l'aspect financier.

Afin d'évaluer le coût d'industrialisation des antennes BIE, il faut d'abord positionner le marché que l'on souhaite cibler. L'étude concernera les réseaux de télécommunications grand public fonctionnant dans la bande 2-6 GHz.

Deux simulations ont été mises en œuvre. La première suppose la vente de 100 pièces par an et la deuxième 500 pièces. Le **Tableau IV-2** et le **Tableau IV-3** exposent les coûts pour la fabrication des antennes telles qu'elles ont été proposées pour la réalisation du prototype. L'antenne coaxiale en question concerne exactement le prototype mesuré précédemment. Et l'antenne cylindrique est excitée par un dipôle à fentes.

Antenne coaxiale	Pour 100 pièces	Pour 500 pièces
Ame centrale en aluminium	45 000 €	225 000 €
12 Tiges en laiton	9 000 €	45 000 €
Support en plexiglas	22 500 €	112 500 €
Vis nylon pour maintenir les supports	8 280 €	41 400 €
Assemblage antenne	2 250 €	11 250 €
Câble+connecteur	3 777 €	18 885 €
Assemblage cordon	788 €	3 940 €
Dipôles sur substrat	1 350 €	788 €
Coupleur	6 000 €	30 000 €
Total	98 945 €	488 763 €
Coût unitaire	989 €	978 €

Tableau IV-2 : Devis pour l'industrialisation de l'antenne coaxiale

Antenne cylindrique	Pour 100 pièces	Pour 500 pièces
8 Tiges en laiton	6 000 €	30 000 €
Support en plexiglas	22 500 €	112 500 €
Vis nylon pour maintenir les supports	5 520 €	27 600 €
Assemblage antenne	1 125 €	5 625 €
Câble+connecteur	1 977 €	9 885 €
Assemblage cordon	394 €	1 973 €
Tige rohacell	1 500 €	3 750 €
Dipôle sur substrat	600 €	1 500 €
Total	39 616 €	192 833 €
Coût unitaire	396 €	386 €

Tableau IV-3 : Devis pour l'industrialisation de l'antenne cylindrique

La différence de coût entre les deux antennes est importante, plus du simple au double. Le critère majeur est la réalisation de l'âme centrale métallique conformée qui demande beaucoup de temps d'usinage. En effet, la section de celle-ci est carrée. Il aurait été judicieux de choisir une âme centrale de section circulaire et de réaliser des méplats pour fixer les dipôles.

D'autre part, les deux antennes ne comportent pas le même nombre de tiges métalliques, ce qui déséquilibre le coût unitaire des antennes.

Enfin, l'excitation n'est pas la même. Pour l'antenne coaxiale, les deux dipôles sont facilement réalisables puis fixés sur l'âme centrale. L'antenne cylindrique ne comporte qu'une source donc ne nécessite pas de coupleur. Néanmoins sa fixation au centre de la cavité impose l'utilisation d'une mousse de permittivité diélectrique proche de l'air qui coûte cher. Aussi, le coût de fabrication est alors augmenté pour cette dernière antenne. Mais, l'antenne coaxiale présente un coût d'assemblage plus élevé dû au temps de fixation des deux sources au lieu d'une et au temps nécessaire pour la soudure des deux câbles.

d. Industrialisation

L'objectif de ce paragraphe est de montrer comment la connaissance du comportement de notre structure permet de réduire les coûts de fabrication.

Nous allons partir du prototype et voir comment il est possible de modifier cette structure sans changer les performances de l'antenne.

Pour fixer les tiges, nous avons utilisé deux plaques de plexiglas dans lesquelles les tiges métalliques sont venues s'insérer. Elles sont vissées aux supports par l'intermédiaire de vis en nylon.

La première étape de cette étude nous a conduit à transformer les extrémités de l'antenne en plexiglas et en nylon par du métal. En effet, les conditions aux limites aux extrémités ne perturbent pas le fonctionnement de l'antenne. Ce sont les conditions aux limites latérales qui importent.

Le prix élevé des supports (disques en plexiglas) est dû à l'usinage qui demande 5h de travail. En remplaçant le plexiglas par un métal d'épaisseur standard, l'usinage est plus simple donc le coût est allégé.

D'autre part, nous pouvons remplacer les vis en nylon par des vis métalliques. Cela réduit facilement le prix. Pour l'antenne coaxiale, au lieu de 989€, le coût ne s'élèverait plus qu'à 907€.

Les câbles utilisés ont un diamètre extérieur faible de 1.2 mm et coûtent donc cher. Cette contrainte n'était nécessaire que pour l'antenne cylindrique. En effet, le câble d'alimentation doit être glissé dans une tige de 4 mm de diamètre. Pour l'antenne coaxiale, des câbles de plus gros diamètre auraient pu être employés et auraient réduit encore le montant final.

Ces modifications diminuent les coûts mais pas de façon nette. Le changement complet de procédé de fabrication pourrait avoir une incidence plus grande.

Au lieu de placer des tiges métalliques, on pourrait imprimer des bandes métalliques sur un substrat souple prédécoupé aux dimensions exactes de l'antenne, puis l'enrouler sur lui-même.

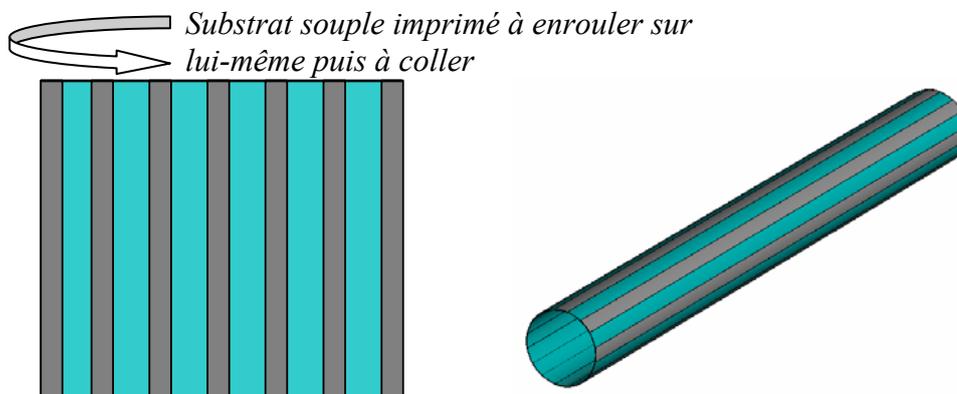


Figure IV-25 : Nouveau concept de réalisation des antennes BIE omnidirectionnelles à polarisation verticale

Cette technique oblige à refaire la conception de l'antenne. Cette fois, le paramétrage du rayon de la tige est associé à la largeur de la bande métallisée.

Ce nouveau design permettrait de s'affranchir du montage des tiges. Cependant, une telle structure mériterait néanmoins une réalisation de manière à s'assurer de sa résistance mécanique.

V. CONCLUSION

Ce troisième chapitre a été consacré à la description de plusieurs techniques d'amélioration des performances des antennes BIE.

Tout d'abord, nous avons montré que l'utilisation de plusieurs sources d'excitation permet d'augmenter la directivité et la bande passante des antennes. L'amélioration des performances dépend du nombre de sources et de leur écartement. Cette technique a fait l'objet d'une réalisation d'un prototype dont les mesures ont été satisfaisantes et en accord avec la simulation.

Puis, une deuxième technique d'élargissement de la bande passante a été décrite. Il s'agit de conformer la cavité BIE. Deux solutions équivalentes sont possibles, soit en conformant le matériau BIE, soit l'âme centrale dans le cas de l'antenne coaxiale. L'augmentation de la bande passante peut atteindre près de 30%.

Enfin, nous avons étudié plusieurs solutions pour palier au problème d'adaptation des antennes BIE comme la modification du matériau ou l'emploi de sources d'excitation à deux résonances. Finalement, le patch s'est avéré comme la solution la plus simple pour parvenir à adapter ces antennes.

Tous les travaux sur les antennes BIE à polarisation verticale ont conduit à la réalisation d'un autre prototype excité par un dipôle à deux résonances. Les mesures ont montré une bonne concordance avec la simulation et ont permis de valider les recherches menées pour améliorer l'adaptation. Ce prototype a aussi fait l'objet d'une comparaison avec des réseaux de dipôles. Le coût de cette antenne a été chiffré et un autre procédé de réalisation a été proposé.

Jusqu'ici, les antennes BIE ont été étudiées dans un fonctionnement bien précis, c'est-à-dire la polarisation linéaire verticale. Cependant, d'autres concepts d'antennes omnidirectionnelles pourraient être étudiés. Par exemple, les systèmes antennaires sont amenés à présenter désormais une agilité particulière : la diversité de polarisation. Ainsi, il devient indispensable de concevoir des antennes capables de générer deux polarisations comme par exemple une polarisation verticale et horizontale, ou encore une polarisation circulaire.

Justement, les antennes BIE sont capables de créer de la diversité de polarisation. Il suffit pour cela de modifier la polarisation du matériau BIE et la source d'excitation. Les travaux menés sur les antennes BIE planaires ont déjà permis de réaliser des antennes à polarisation horizontale [III.4] ou circulaire [III.8]. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude d'antennes omnidirectionnelles à polarisation horizontale, double polarisation et polarisation circulaire.

VI. BIBLIOGRAPHIE

[III.1] L. LEGER

"Methodology to design high gain EBG antennas. Enhancement of the gain and bandwidth", PIERS 2004, March 28-31 2004, Pise, Italy.

[III.2] 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, Université de Limoges, 3 Novembre 2003.

[III.3] 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.4] E. RODES

"Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications", Thèse de Doctorat N°67-2006, Université de Limoges, 28 Novembre 2006.

[III.5] L. FREYTAG

"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunications sans fil", Thèse de Doctorat N°29-2004, Université de Limoges, 18 Novembre 2004.

[III.6] C. DELAVEAUD

"Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles", Thèse de Doctorat N° 40/96, Université de Limoges, 10 octobre 1996.

[III.7] C-M. SU, H-T. CHEN, K-L. WONG

"Printed dual-band dipole antenna with U-slotted arms for 2.4/5.2GHz WLAN operation", Electronics Letters, Vol. 38, Issue 22, 24 October 2002, pp 1308-1309.

[III.8] M. DIBLANC

"Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire ", Thèse de Doctorat N°7-2006, Université de Limoges, 20 Mars 2006.

Exploitation des polarisations des antennes BIE

- ❖ Antenne à polarisation horizontale
- ❖ Conception d'une antenne à double polarisation
- ❖ Conception d'une antenne à polarisation circulaire

I. INTRODUCTION

L'utilisation des techniques de diversité d'espace, de polarisation ou de diagrammes permet d'accroître dans de larges proportions la capacité des liaisons en terme de bits par seconde et par hertz. Dans le cadre de la diversité d'espace, l'encombrement est un inconvénient majeur que n'impose pas la diversité de polarisation. Ce quatrième et dernier chapitre est donc consacré à l'exploitation des différentes polarisations des antennes BIE.

La première partie présentera la structure générale d'une antenne à polarisation horizontale. Les structures BIE ainsi que les sources d'excitation possibles seront décrites. Afin de valider cette nouvelle antenne, un prototype sera réalisé puis mesuré. L'étude d'un radôme sera aussi prise en compte.

Après avoir étudié la polarisation verticale et la polarisation horizontale, les deux seront combinées pour concevoir une antenne à double polarisation.

Enfin, la dernière partie exposera les travaux effectués pour réaliser une antenne à polarisation circulaire.

II. ANTENNE A POLARISATION HORIZONTALE

1. Principe général de l'antenne à polarisation horizontale

a. Objectifs et cahier des charges

Comme cela a été relaté dans le **chapitre 1**, un des objectifs des recherches menées sur l'antenne omnidirectionnelle était de pouvoir disposer d'antennes de stations de base fonctionnant dans différentes polarisations.

En effet, dans le domaine des télécommunications avec les mobiles, de nombreuses techniques de traitement du signal utilisent la diversité de polarisation pour lutter contre le fading, phénomène d'évanouissement des signaux. Le principe consiste à utiliser différents "capteurs électromagnétiques" à la fois à l'émission et à la réception dans plusieurs polarisations. Avant de combiner ces polarisations, nous allons nous intéresser à la mise au point d'une antenne de station de base omnidirectionnelle en azimuth fonctionnant en polarisation horizontale.

Ce type d'antenne est utilisé dans des zones à forte densité de populations dites "hot-spots" pour permettre la communication avec des ordinateurs portables ou des PDA par exemple.

Cependant, ces antennes sont peu nombreuses sur le marché. En polarisation verticale, nous avons vu qu'il est assez courant de concevoir des réseaux de dipôles pour obtenir un fort gain et un rayonnement omnidirectionnel en azimut. Or, en polarisation horizontale, on ne dispose pas d'antennes simples pouvant être utilisées en réseaux.

Nous allons alors tenter de concevoir une antenne omnidirectionnelle en azimut présentant une directivité moyenne de 8 dB et travaillant sur la bande 5.15 – 5.35 GHz. Le critère sur l'omnidirectionnalité du système reste fixé à 1 dB, les lobes secondaires ne doivent pas être supérieurs à 10 dB du maximum et la polarisation croisée doit rester inférieure à -15 dB sur toute la bande.

Les performances de l'antenne conçue en polarisation horizontale seront alors comparées à celles obtenues en polarisation verticale.

b. Principe de l'antenne à polarisation horizontale

Lors de la réalisation d'une antenne en polarisation verticale, nous avons expliqué qu'il était nécessaire d'avoir concordance entre la polarisation de la source et la polarisation du matériau. Pour concevoir une antenne BIE en polarisation horizontale, deux conditions doivent être réunies.

- Tout d'abord, il faut disposer d'une source rayonnant en polarisation horizontale qui soit capable d'exciter la cavité BIE. Après un bref état de l'art des antennes existantes, les sources pouvant convenir pour les antennes BIE seront présentées.
- La mise au point du matériau BIE fonctionnant en polarisation horizontale est l'autre étape indispensable. Deux topologies de matériau seront décrites et paramétrées par la suite.

La source élémentaire excitant le matériau BIE en polarisation horizontale forme alors un nouveau guide d'ondes. Son fonctionnement va maintenant être expliqué à travers les cartographies de champ.

2. Fonctionnement du guide d'ondes

Comme pour l'antenne à polarisation verticale, l'antenne omnidirectionnelle à polarisation horizontale est constituée d'un matériau BIE entourant l'axe de rotation de

l'antenne sur une hauteur H . L'interprétation du fonctionnement est identique à celui produit en polarisation verticale. C'est pourquoi nous ne reviendrons pas sur ce point. Seules les cartographies de champ, différentes dans ce cas, seront montrées afin de mieux comprendre comment il faut exciter cette nouvelle structure. De plus, les éléments nécessaires au dimensionnement de l'antenne seront fournis.

a. Cartographies de champ

Observons les cartographies de champ pour la structure coaxiale et cylindrique. Deux représentations sont proposées. La première est vectorielle. Les champs majoritairement excités sont cette fois le champ électrique E_ϕ et le champ magnétique H_z .

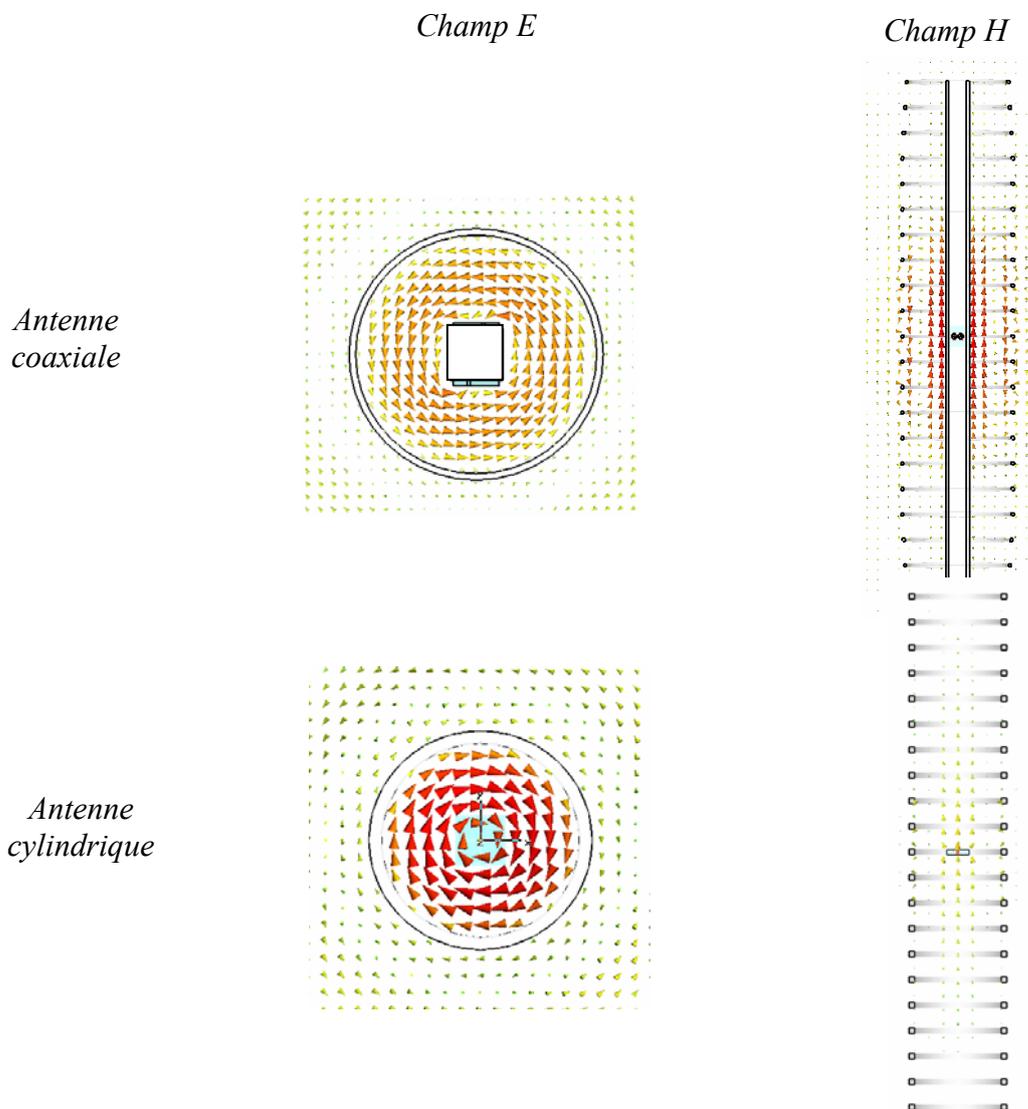


Figure II-1 : Représentation vectorielle du champ électrique et magnétique dans les structures BIE à polarisation horizontale

La représentation suivante affiche le module du champ pour les deux structures.

Pour l'antenne coaxiale, le champ électrique E_ϕ est nul à l'interface du matériau BIE et au centre. Son maximum se situe à mi-rayon. Comme pour la polarisation verticale, à la fréquence de fonctionnement, le champ est maximum à mi-hauteur et évanescent aux extrémités. Du côté du champ magnétique, le maximum se situe sur l'âme centrale.

Dans le cas de l'antenne cylindrique, le champ électrique E_ϕ est nul sur l'axe de rotation et au niveau du matériau BIE. Le champ magnétique H_z est maximum au centre de l'antenne, passe par un zéro de champ lorsqu'on s'éloigne de l'axe de rotation et redevient important à l'interface du matériau.

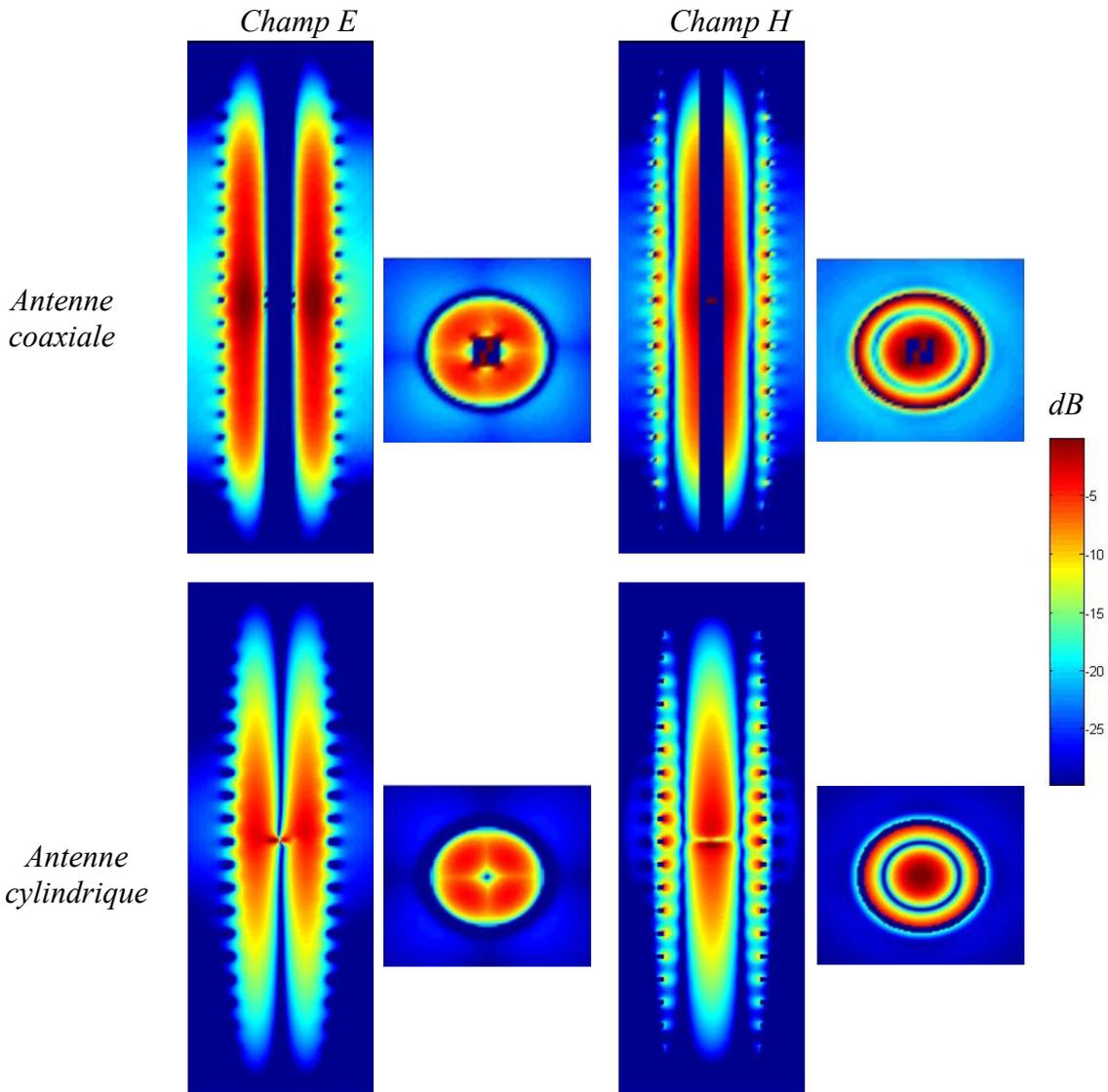


Figure II-2 : Amplitude du champ dans les structures BIE à polarisation horizontale

b. Dimensionnement du guide d'ondes

De la même manière que dans le cas de la polarisation verticale, la structure peut être dimensionnée de manière exacte grâce au calcul de la phase à l'interface du motif élémentaire de la structure.

Pour dimensionner rapidement nos structures, nous approximations la cavité par un guide métallique parfait dans lequel le mode TE s'installe.

La fréquence de résonance du guide est donnée par :

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} k_{cnm}$$

Formule II-1: Fréquence de fonctionnement du guide métallique

Où l'expression de k_{cnm} varie suivant s'il s'agit du guide cylindrique ou coaxial.

Pour le guide cylindrique, le vecteur d'onde fait intervenir la racine de la fonction de Bessel J'_n :

$$k_{cnm} = \frac{x'_{nm}}{R}$$

Formule II-2: Vecteur d'onde pour l'antenne cylindrique en polarisation horizontale

Pour l'antenne coaxiale, k_{cnm} est le résultat de l'équation suivante :

$$\frac{k_c J_{n+1}(k_c r) - \frac{n}{r} J_n(k_c r)}{k_c Y_{n+1}(k_c r) - \frac{n}{r} Y_n(k_c r)} = \frac{k_c J_{n+1}(k_c R) - \frac{n}{R} J_n(k_c R)}{k_c Y_{n+1}(k_c R) - \frac{n}{R} Y_n(k_c R)}$$

Formule II-3 : Solution du vecteur d'onde pour l'antenne coaxiale en polarisation horizontale

Le premier mode offrant un rayonnement omnidirectionnel est le mode TE_{01} . En prenant $n=0$ dans les expressions précédentes, on obtient une bonne approximation du rayon de la cavité.

3. Topologie des structures BIE possibles

Maintenant que le dimensionnement des structures est connu, il faut s'intéresser à la nature même du motif périodique. Nous en avons étudié deux types. Le premier est constitué d'un anneau comme élément de base et le deuxième est un arc.

a. L'anneau comme élément de base de la structure BIE

La première idée pour parvenir à une structure en polarisation horizontale est de faire l'analogie avec la structure en polarisation verticale. Rappelons que la structure en polarisation verticale étudiée dans le chapitre précédent comportait des tiges verticales comme éléments périodiques. Et le champ électrique était aussi vertical donc parallèle à celles-ci. Ainsi, pour former de la polarisation horizontale, le motif élémentaire choisi sera un anneau. En effet, le champ est toujours parallèle au motif.

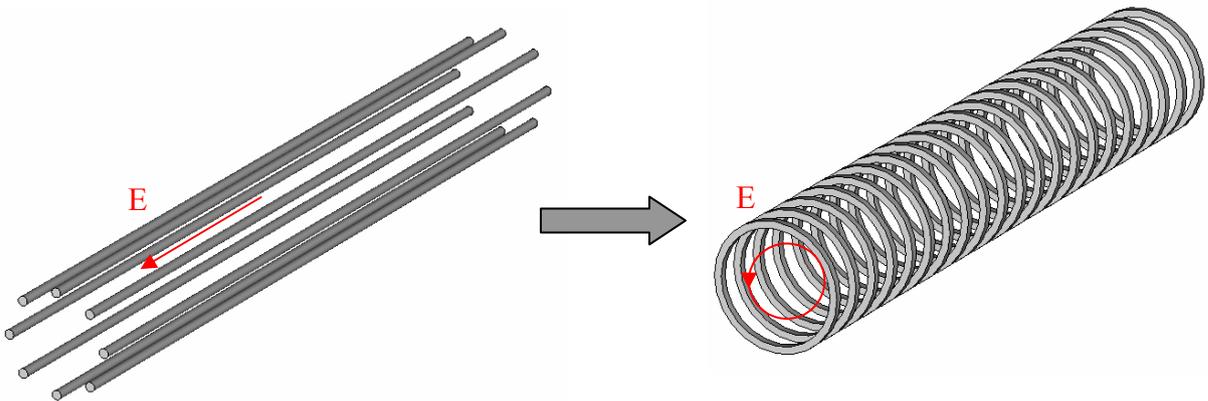


Figure II-3 : Analogie des structures BIE en polarisation verticale et horizontale

i. Structure d'antenne étudiée

L'antenne est donc composée d'un empilement d'anneaux métalliques de largeur w et de hauteur h , disposés selon une période p .

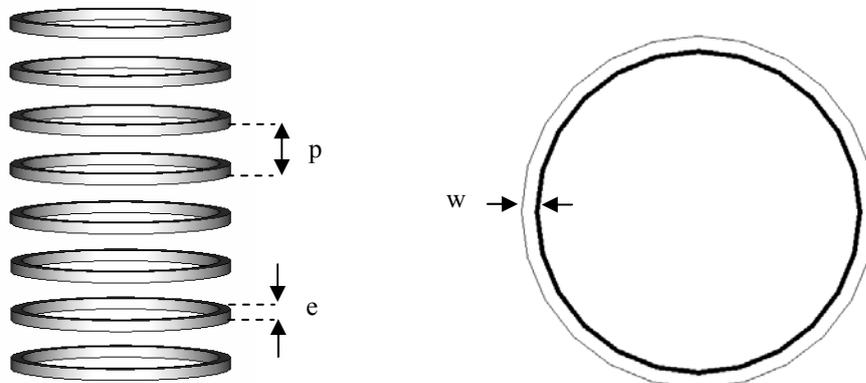


Figure II-4 : Antenne à polarisation horizontale

Il est possible de définir un taux de remplissage comme le rapport entre l'épaisseur des anneaux et leur périodicité.

$$\tau = \frac{e}{p}$$

Formule II-4 : Taux de remplissage de la structure en anneaux

Le taux de remplissage augmente avec l'épaisseur des anneaux et diminue avec leur périodicité. Il est lié au coefficient de qualité du matériau. Plus le taux de remplissage est important, plus le matériau BIE présente un coefficient de qualité élevé.

ii. Choix du matériau

Le choix du matériau est déterminant pour obtenir les caractéristiques nécessaires à la conception d'une antenne. La largeur de bande et la directivité sont directement liées. Nous allons voir l'effet de la variation de l'épaisseur des anneaux, de leur largeur et de leur périodicité.

Influence de la hauteur de l'anneau

L'exemple choisi est un matériau BIE constitué d'anneaux de largeur 3 mm et espacés de 15 mm et dont l'épaisseur des anneaux varie. La hauteur de l'antenne est aussi proche que possible de 400mm. Pour conserver cette hauteur constante, le nombre d'anneaux varie. Pour chaque cas, la directivité et la bande passante ont été relevées dans le **Tableau II-1**.

Hauteur des anneaux	Taux de remplissage	Nombre d'anneaux	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB	Bande en rayonnement à -1 dB	Produit Gain*Bande
1 mm	6.2%	27	8.3 dB	6.3%	2.9%	43
2 mm	11.7%	24	8.7 dB	5.1%	2.5%	38
3 mm	16.7%	23	9.1 dB	4.7%	2.3%	38
4 mm	21.0%	22	9.3 dB	4.5%	2.0%	40
5 mm	25.0%	21	9.5 dB	4.1%	1.9%	36

Tableau II-1 : Influence de la hauteur des anneaux sur la directivité et la bande passante

Quand l'épaisseur des anneaux augmente, le taux de remplissage augmente donc la directivité augmente et la bande passante diminue.

Influence de la largeur de l'anneau

Classiquement, les anneaux ont été pris avec une section carrée. Or, en faisant varier la largeur des anneaux, les performances sont différentes. L'exemple choisi concerne des anneaux de 3 mm d'épaisseur espacés de 15 mm sur une hauteur de 400 mm.

Largeur des anneaux	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB	Bande en rayonnement à -1 dB	Produit Gain*Bande
2 mm	8.1 dB	6.6%	3.1%	43
3 mm	8.7 dB	5.5%	2.7%	41
4 mm	9 dB	4.7%	2.4%	37

Tableau II-2 : Influence de la largeur des anneaux sur la directivité et la bande passante

Influence de la périodicité des anneaux

De la même manière que précédemment, la hauteur d'antenne est égale à 400mm. Cette fois, l'espacement entre les anneaux varie. Ceux-ci ont une section carrée de 3 mm de coté.

Espacement entre anneaux	Taux de remplissage	Nombre d'anneaux	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB	Bande en rayonnement à -1 dB	Produit Gain*Bande
20 mm	13.0%	18	6.7 dB	9.3%	4.1%	43
17 mm	15.0%	21	8.1 dB	5.9%	2.7%	38
15 mm	16.7%	23	9.1 dB	4.7%	2.3%	38
13 mm	18.7%	26	9.9 dB	3.9%	1.6%	38

Tableau II-3 : Influence de la périodicité des anneaux sur la directivité et la bande passante

Quand l'espacement entre les anneaux diminue, le taux de remplissage augmente. La directivité augmente et la bande passante diminue.

En conclusion, il est très facile de modifier les performances en rayonnement des antennes simplement en modifiant les paramètres géométriques des anneaux (épaisseur, largeur ou espacement).

b. L'arc comme élément de base de la structure BIE

i. Nature de la structure étudiée

En se basant sur le théorème de Babinet, il est possible de modifier la polarisation du matériau sans changer la polarisation de l'antenne. Ainsi, la nouvelle structure est formée de N arcs métalliques de hauteur H , d'épaisseur variable notée w et espacés d'un angle α variable également. Le nombre d'arcs N est lié à l'angle de périodicité noté θ par la relation $N*\theta=360$.

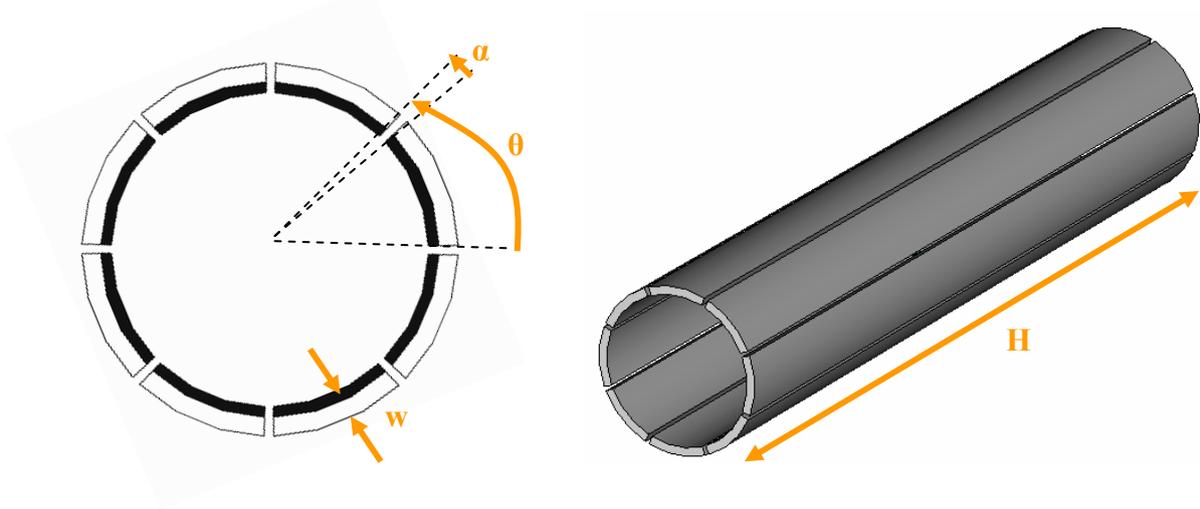


Figure II-5 : Structure BIE d'antenne en polarisation horizontale

Cette structure est décrite par un taux de remplissage dont l'expression est :

$$\tau = \frac{\alpha}{\theta} = 1 - \frac{N\alpha}{360}$$

Formule II-5: Taux de remplissage de la structure en arcs

Ainsi, si l'ouverture entre les arcs augmente alors le taux de remplissage diminue. Et si la longueur de l'arc augmente alors le taux de remplissage augmente. Nous allons vérifier ces affirmations par la simulation des antennes correspondantes.

ii. Choix du matériau

Toutes les simulations ont été effectuées avec une hauteur d'antenne constante égale à 400 mm soit $7 \lambda_0$.

Variation de l'ouverture entre les arcs

Dans un premier temps, le nombre d'arcs est fixé à 8 et c'est l'ouverture entre les arcs qui varie de 2° à 20° .

Ouverture entre les arcs (°)	Taux de remplissage	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB	Bande en rayonnement à -1 dB	Produit Gain*Bande
2	95.5%	10.8 dB	3.3%	1.1%	40
5	88.8%	10.7 dB	3.7%	1.6%	44
10	77.7%	9.1 dB	5.6%	2.3%	45
15	66.6%	7.3 dB	10.6%	4.3%	57
20	55.5%	5.9 dB	17.2%	7.5%	67

Tableau II-4:Influence de l’ouverture entre les 8 arcs sur la directivité et la bande passante

Quand l’ouverture augmente alors le taux de remplissage diminue. La directivité diminue mais la bande passante augmente. On peut constater que le produit gain bande augmente dans le même temps.

Variation du nombre d’arcs

Pour une ouverture entre les arcs égale à 3°, nous avons ensuite fait varier le nombre d’arcs.

Nombre d'arcs	Taux de remplissage	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB	Bande en rayonnement à -1 dB	Produit Gain*Bande
8	93.3%	11.1 dB	3.1%	1.2%	40
12	90.0%	10 dB	4.0%	1.5%	40
18	85.0%	8.4 dB	6.5%	2.8%	45
24	80.0%	7 dB	10.5%	4.3%	53

Tableau II-5 : Influence du nombre d'arcs sur la directivité et la bande passante pour une ouverture de 3 ° les séparant

Quand le nombre d’arcs augmente, le taux de remplissage diminue. La bande passante diminue aussi et la directivité augmente.

Variation de l’épaisseur des arcs

Le **Tableau II-6** regroupe les performances d’une structure comportant 12 arcs séparés de 3° et dont l’épaisseur varie.

Epaisseur de l'arc	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB	Bande en rayonnement à -1 dB	Produit Gain*Bande
1	8.8 dB	5.7%	2.4%	43
2	9.6 dB	4.4%	1.8%	40
3	10.3 dB	3.6%	1.4%	38

Tableau II-6 : Influence de l'épaisseur des arcs sur la directivité et la bande passante pour une ouverture de 3 ° séparant les 12 arcs

La variation de l'épaisseur des arcs a la même influence que la largeur des anneaux. Plus la largeur est grande et plus la directivité est importante au détriment de la bande passante.

c. Comparaison des deux structures BIE pour la polarisation horizontale

Il est intéressant de comparer les performances de la structure en anneaux et celles de la structure en arcs.

La première structure est composée de 23 anneaux de 4 mm d'épaisseur et 3 mm de hauteur, espacés de 15 mm. La deuxième comporte 8 arcs de 4 mm d'épaisseur. Une ouverture de 10° les sépare. Les performances des deux structures sont indiquées **Tableau II-7**.

Structure	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB
Arcs	10.7 dB	4.7%
Anneaux	10.8 dB	5.6%

Tableau II-7 : Comparaison des performances de la structure en arcs et de la structure en anneaux

Elles ont quasiment la même directivité maximale. Mais la bande passante en rayonnement est plus large pour la structure en arcs.

Il apparaît donc que la structure en arcs est plus avantageuse. Néanmoins, les arcs sont difficiles à réaliser et à fixer. De plus, le poids des deux structures est complètement disproportionné. En prenant du laiton dont la masse volumique vaut 7800kg/m³, la structure en anneaux pèserait 320g alors que la structure en arcs atteindrait 2.1 kg. Elle est donc plus de 6 fois plus lourde.

Compte tenu des contraintes de poids et surtout de réalisation, lorsque la décision de réaliser une antenne en polarisation horizontale a été prise, le choix de la structure s'est rapidement porté sur la structure en anneaux comme nous le verrons plus loin.

Mais il faut tout d'abord trouver la source d'excitation adéquate.

4. Excitation de la cavité BIE

a. Propriétés requises pour la source

Pour concevoir une antenne BIE en polarisation horizontale, la source d'excitation doit posséder les caractéristiques suivantes :

- générer un champ électrique ou magnétique capable de se coupler avec un des champs générés par la cavité BIE. La polarisation de la source doit donc être identique à l'antenne BIE finale.
- le rayonnement de la source doit présenter un maximum en azimut. Si le rayonnement de la source n'est pas omnidirectionnel, plusieurs sources permettront de minimiser l'ondulation du gain en azimut.

Il s'agit donc de trouver une source assez petite pour être insérée dans la cavité et qui présente un champ électrique dans le plan horizontal ou un champ magnétique dans le plan vertical, ainsi qu'un diagramme de rayonnement le plus omnidirectionnel possible.

b. Types d'excitation possibles

Pour générer de la polarisation horizontale, il existe des dipôles repliés disposés horizontalement [IV.1] et le plus souvent, imprimés sur un substrat, des boucles magnétiques [IV.2], et des structures planaires à fentes excitées par guide d'ondes coplanaires [IV.3]. Toutes ces structures ne sont pas facilement utilisables dans la cavité BIE soit pour des questions d'encombrement soit à cause du type d'alimentation. Deux types de sources ont été employées durant ces travaux de thèse : l'antenne tourniquet, et l'antenne patch. Les deux structures vont maintenant être décrites.

i. L'antenne tourniquet

Les sources à polarisation horizontale et présentant un rayonnement omnidirectionnel sont peu répandues. Nous avons sélectionné une antenne tourniquet [IV.4] composée de dipôles imprimés sur un substrat.

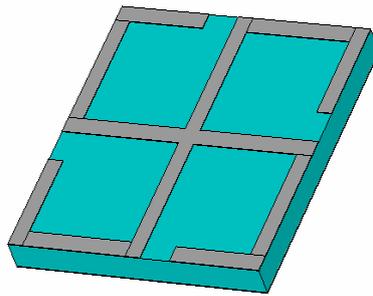


Figure II-6: Géométrie de l'antenne tourniquet

Chacun des 4 brins a pour longueur $\lambda/2$. Les courants circulant sur les brins sont nuls aux extrémités et à la jonction des brins et les maximums sont situés à mi-longueur. Le champ électrique résultant est E_{φ} .

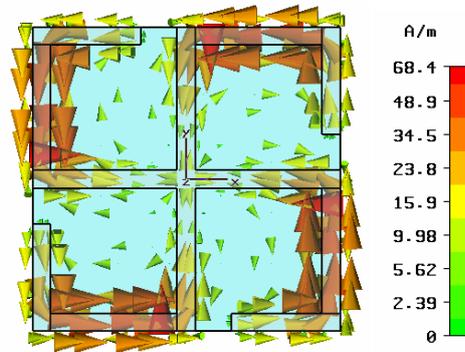


Figure II-7: Courants surfaciques

Le diagramme de rayonnement de cette source est similaire à celui d'un dipôle. Le gain est compris entre 1 et 1.5 dB.

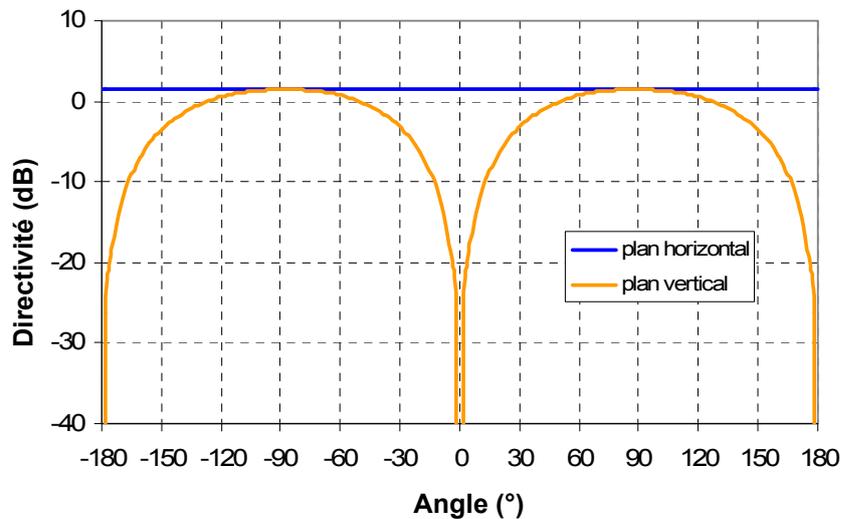


Figure II-8: Diagramme de rayonnement de l'antenne tourniquet

Il est important de noter que l'encombrement n'est pas négligeable (environ $\lambda_g/4$) quand on insère cette antenne dans la cavité à résonateur BIE. De plus, la multitude de paramètres géométriques offre de nombreux degrés de liberté mais complique la conception.

Cette antenne ne peut pas être insérée dans la cavité de l'antenne coaxiale. C'est pourquoi une autre source plus simple a été envisagée : le patch fonctionnant en polarisation horizontale.

ii. Le patch

L'alimentation du patch se fait de manière à avoir un champ magnétique dans le plan perpendiculaire à l'âme centrale comme le montre la **Figure II-9**.

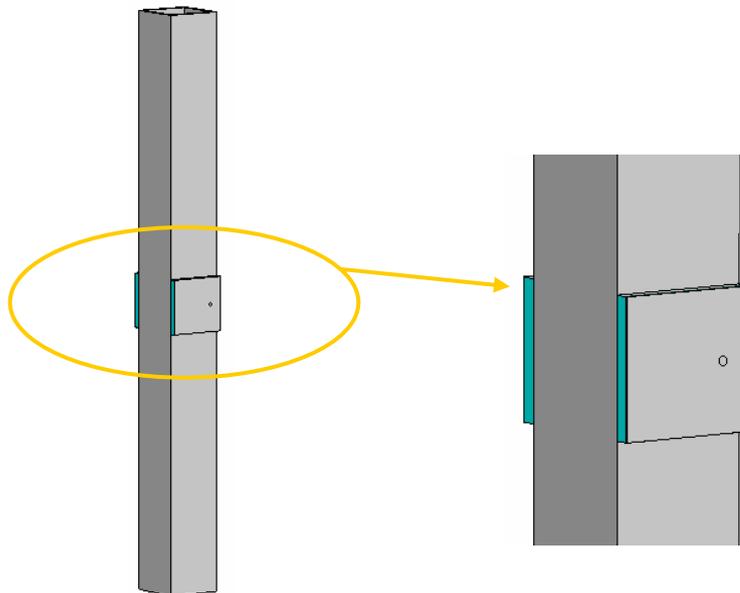


Figure II-9 : Disposition des patches sur l'âme centrale

De la même manière qu'en polarisation verticale, il est nécessaire de mettre plusieurs patches autour de l'âme centrale pour obtenir un rayonnement omnidirectionnel. Le rayonnement des patches seuls posés sur l'âme centrale a été simulé. L'emploi de deux sources suffit à obtenir une ondulation du gain en azimut minimisée d'environ 2 dB. Puis une fois placés dans la cavité BIE, l'ondulation sera inférieure à 1 dB.

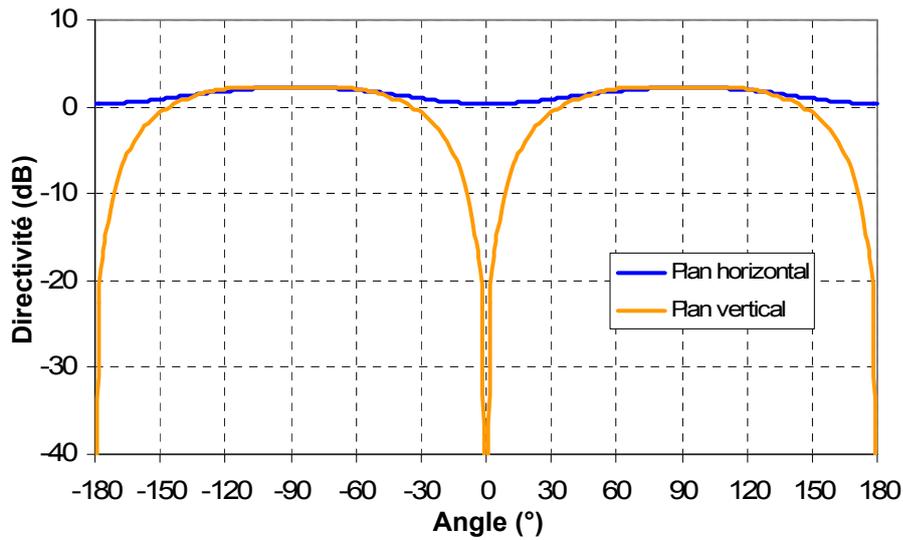


Figure II-10 : Diagrammes de rayonnements de deux patches sur l'âme centrale

Le patch comme source d'excitation convient donc très bien pour exciter les cavités BIE produisant un rayonnement omnidirectionnel. L'utilisation des patches a permis d'adapter les antennes BIE en polarisation verticale et nous verrons qu'ils sont tout à fait adéquats pour la polarisation horizontale.

5. Conception d'une antenne en polarisation horizontale

La réalisation d'un prototype a été motivée par deux raisons. Tout d'abord, pour valider la faisabilité de cette polarisation, il est indispensable de passer par une phase de mesures. D'autre part, très peu d'antennes omnidirectionnelles réalisent de la polarisation horizontale. L'entreprise RADIALL attendait donc de pouvoir évaluer les performances de cette nouvelle antenne et d'évaluer encore une fois le coût de production.

a. Choix technologiques et dimensions de l'antenne

Dans le paragraphe précédent, deux structures BIE ont été présentées. Pour une question de simplicité de réalisation, nous avons choisi de réaliser la structure composée d'anneaux.

Pour adapter l'antenne finale, le patch est apparu comme le candidat idéal privilégiant alors l'antenne coaxiale.

D'autre part, afin d'élargir la bande, l'antenne a été conformée. Lors de la réalisation de l'antenne à polarisation verticale, l'âme centrale conformée avait demandé beaucoup d'usinage et de nombreuses heures de travail mais était néanmoins plus aisée à réaliser que la

conformation des tiges. La solution exposée ici propose donc de conformer le matériau à la place de l'âme centrale métallique. C'est pourquoi le diamètre des anneaux aux extrémités a été réduit.

Les dimensions optimisées de l'antenne sont précisées **Figure II-11**.

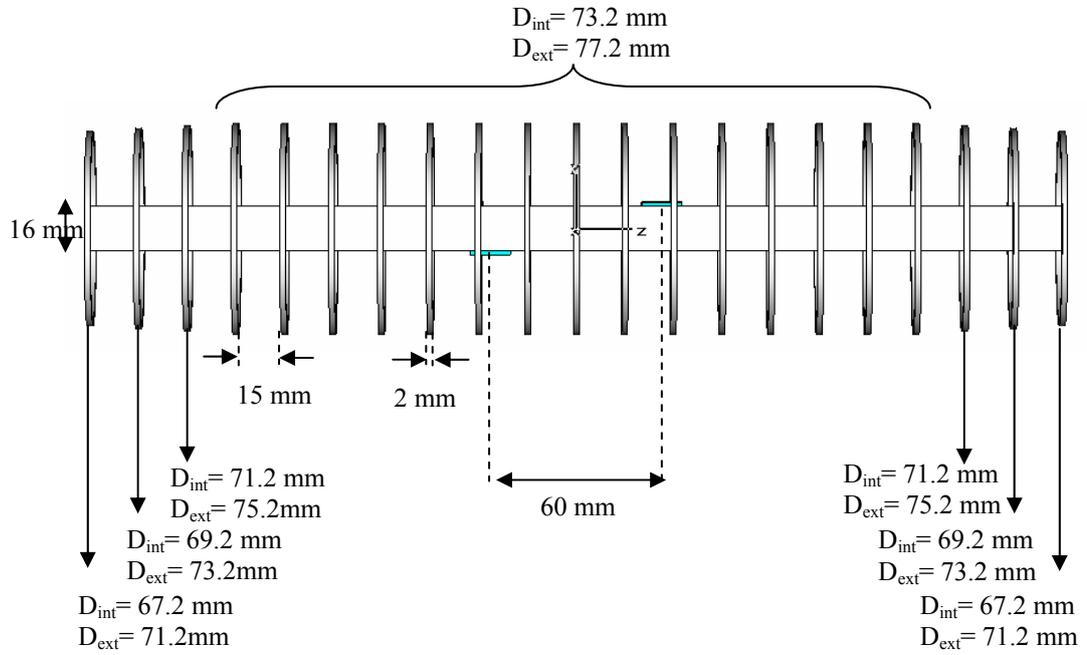


Figure II-11 : Dimensions de l'antenne à polarisation horizontale

L'excitation est double. Deux patchs identiques sont positionnés sur l'âme centrale. Ils sont écartés de 60 mm de centre à centre pour élargir la bande en répartissant l'énergie dans toute la hauteur de la cavité. Ils reposent sur un substrat faibles pertes TMM4 ($\epsilon_r=4.5$ et $\tan \delta = 0.002$) d'épaisseur 1.6 mm. Leurs dimensions sont données sur la figure ci-dessous.

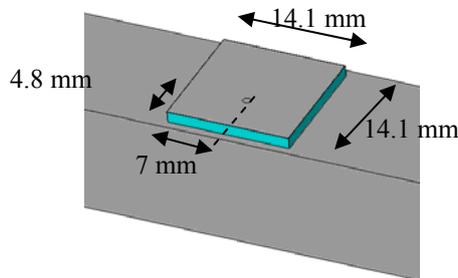


Figure II-12 : Dimensions des patchs sur l'âme centrale

b. Résultats de simulation

Impédance d'entrée et adaptation

L'antenne est adaptée à -10 dB sur la bande 5.17 – 5.37 GHz (**Figure II-13**).

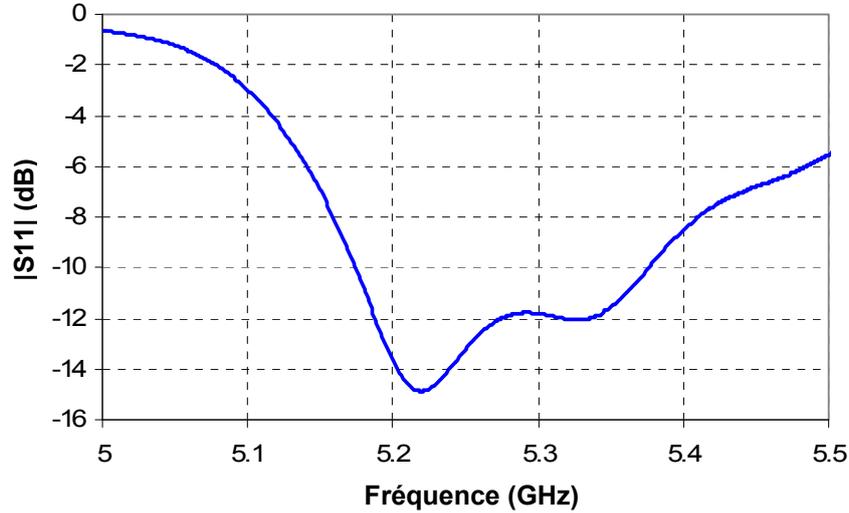


Figure II-13 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne

Sur la bande de travail, l'impédance d'entrée simulée a l'allure suivante (**Figure II-14**) :

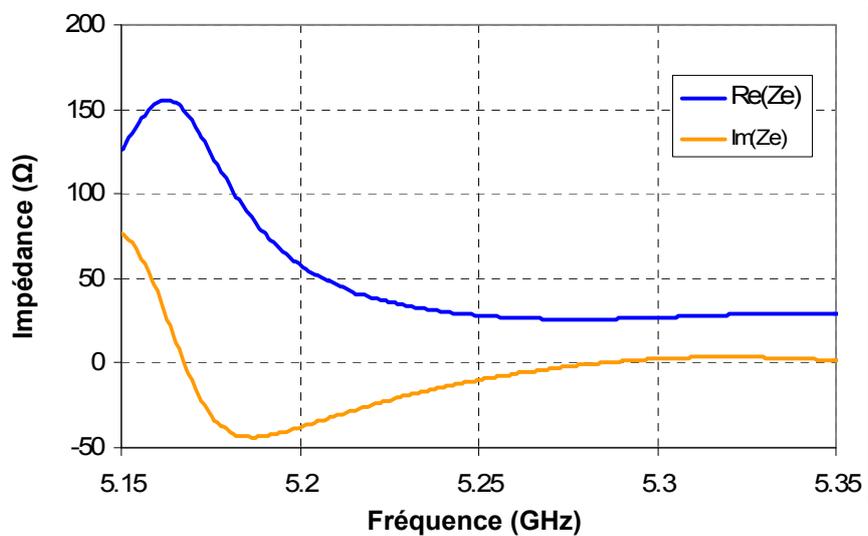


Figure II-14 : Impédance d'entrée de l'antenne

i. Diagrammes de rayonnement

Le diagramme 3D à la fréquence centrale (**Figure II-15**) montre un lobe pincé dans le plan horizontal et une très bonne omnidirectionnalité.

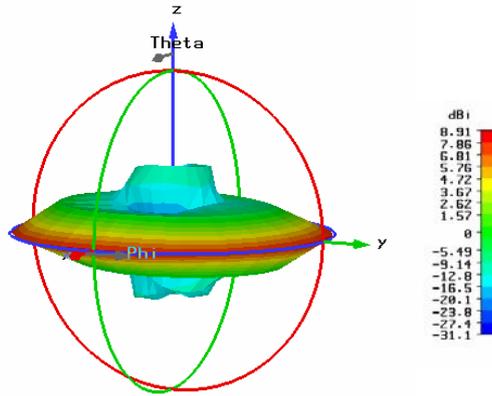


Figure II-15 : Diagramme de rayonnement 3D à 5.25 GHz

Diagrammes dans le plan horizontal

Les diagrammes de rayonnements dans le plan horizontal (Figure II-16) sont omnidirectionnels. Ils présentent une faible ondulation de l'ordre de 0.6 dB à une fréquence donnée.

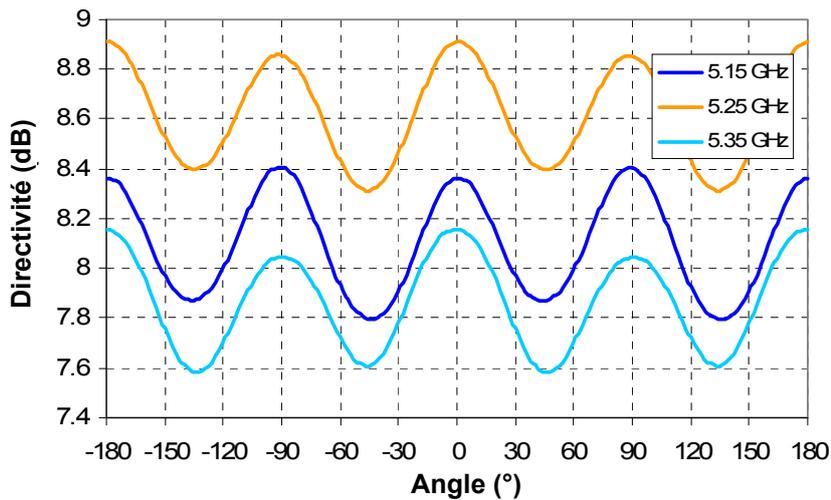


Figure II-16 : Diagramme de rayonnement dans le plan horizontal

Diagrammes dans le plan vertical

Le diagramme de rayonnement à la fréquence centrale est montré dans deux plans verticaux perpendiculaires (Figure II-17).

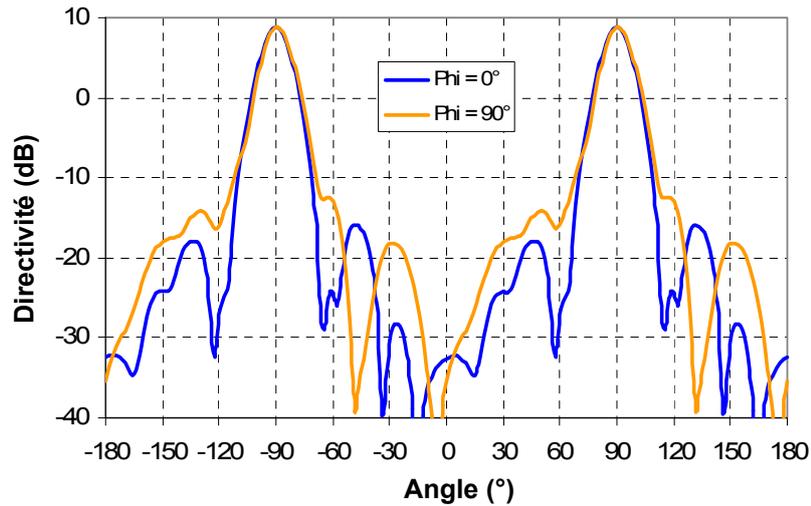


Figure II-17 : Diagramme de rayonnement dans les plans verticaux $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$ à 5.25 GHz

On peut constater une légère remontée des lobes secondaires dans le plan des patches ($\varphi=90^\circ$). Cependant, le niveau des lobes secondaires reste inférieur à 20 dBc.

Le niveau de polarisation croisée est faible (**Figure II-18**), et dans l'axe principal, il est même inférieur à 30 dBc.

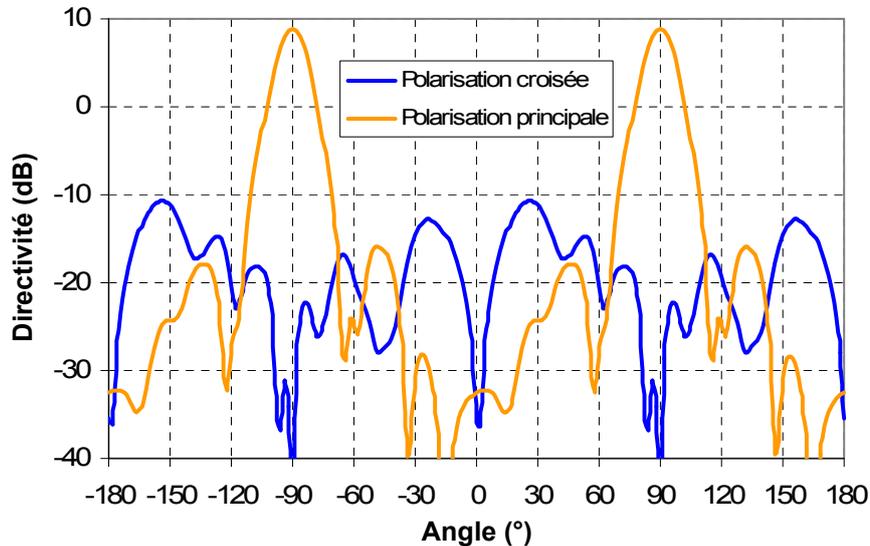


Figure II-18 : Diagramme de rayonnement en polarisation principale et croisée à 5.25 GHz pour $\varphi=0^\circ$

ii. Directivité fréquentielle

La directivité fréquentielle calculée dans le plan $\varphi=0^\circ$ est comprise entre 8.2 dB et 8.9 dB, soit une variation assez faible (**Figure II-19**).

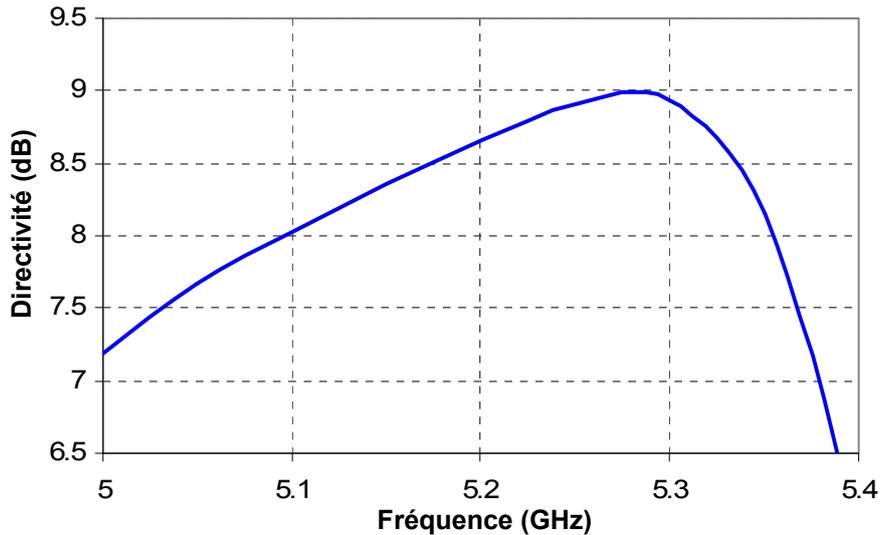


Figure II-19 : Directivité fréquentielle

c. Influence du radôme

Les performances en rayonnement et en adaptation montrées précédemment sont correctes. Si on envisageait de faire réellement fonctionner cette antenne, il faudrait la protéger des contraintes météorologiques (température, vent...) par un radôme. Or, il est important de savoir si le fonctionnement et les caractéristiques de l'antenne seraient modifiés.

Nous avons pour cela envisagé de glisser l'antenne dans un cylindre de PVC. Ce type de matériau offrant une palette de produits bien différents, nous avons testé deux permittivités diélectriques que l'on trouve sur le marché ($\epsilon_r=3.3$ et $\epsilon_r=5$) et deux diamètres standards de radôme (80 mm et 100 mm) avec 2 mm d'épaisseur. Les pertes du diélectrique sont égales à 0.03 pour toute l'étude de l'influence du radôme.

i. Influence du diamètre du radôme

Dans un premier temps, il est important de savoir dans quelle mesure la position du radôme influence les performances de l'antenne. C'est pourquoi la permittivité est fixée à 3.3 dans ce premier cas et le diamètre du radôme est alternativement égal à 80 mm et 100 mm. Il est important de rappeler que le diamètre extérieur de l'antenne est de 77 mm.

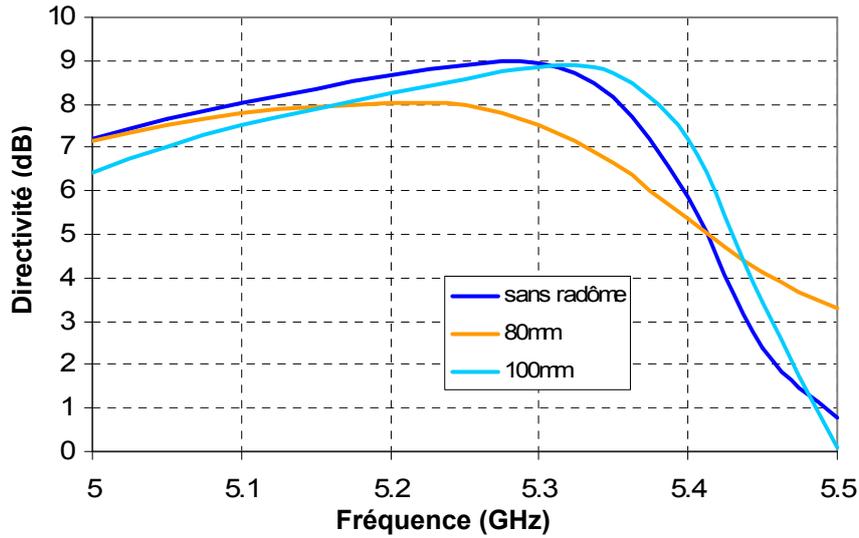


Figure II-20 : Directivité fréquentielle en fonction du diamètre du radôme pour $\epsilon_r=3.3$

Quand le radôme est proche de l'antenne (80 mm), la chute de directivité est importante (0.9 dB) et il y a un décalage fréquentiel vers le bas. Alors que pour un radôme éloigné de l'antenne, la directivité fréquentielle semble juste être légèrement décalée en fréquence (**Figure II-21**). Le radôme a peu d'influence lorsqu'il est éloigné de la structure.

Par rapport au cas sans radôme, l'adaptation est meilleure avec un radôme de 80 mm et moins bonne avec un radôme de 100 mm. Cela s'explique grâce au coefficient de qualité de la résonance. Pour le radôme de 80 mm de diamètre, la résonance est en effet plus faible et plus large donc l'adaptation s'améliore.

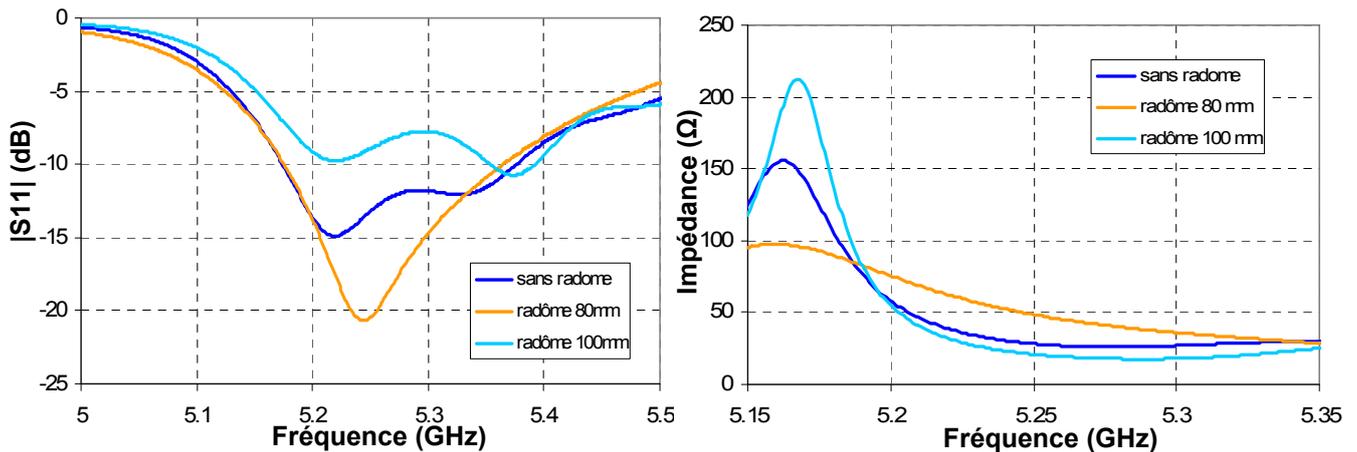


Figure II-21 : Module du coefficient de réflexion et partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction du diamètre du radôme pour $\epsilon_r = 3.3$

ii. Influence de la permittivité du radôme pour un diamètre fixe

Maintenant, la directivité fréquentielle va être comparée en fonction de la permittivité diélectrique du radôme et pour les deux diamètres.

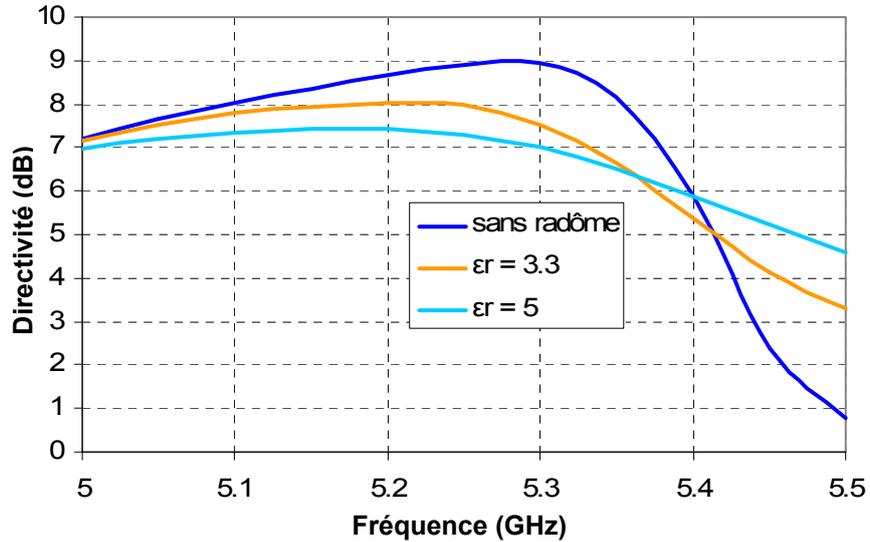


Figure II-22 : Directivité fréquentielle en fonction de la permittivité du radôme pour un diamètre fixe de 80 mm

Lorsque le radôme est proche de l'antenne, la directivité fréquentielle diminue quand la permittivité du radôme augmente. Pour une permittivité égale à 3.3, la directivité chute de 0.9 dB et lorsqu'elle est égale à 5, il y a 1.5 dB en moins.

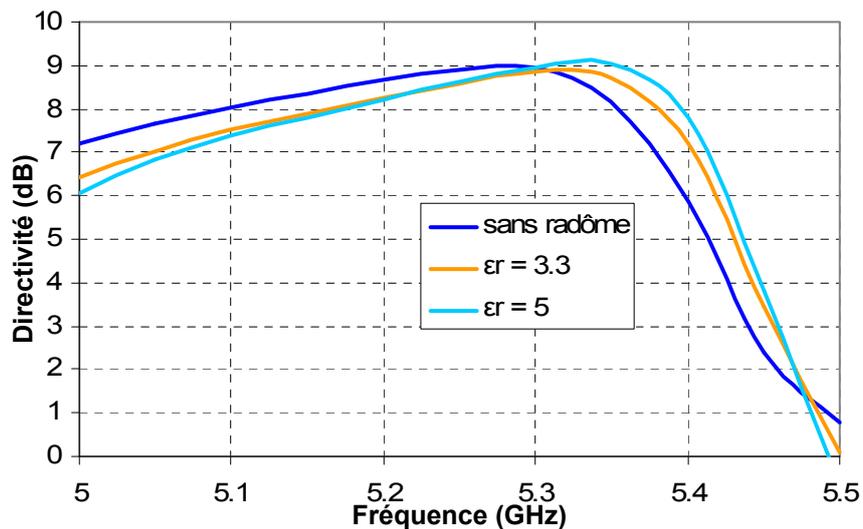


Figure II-23 : Directivité fréquentielle en fonction de la permittivité du radôme pour un diamètre fixe de 100 mm

Quelle que soit la permittivité du diélectrique, lorsque le radôme est éloigné de l'antenne, la directivité fréquentielle varie très peu. On constate simplement un petit décalage fréquentiel.

Pour les deux diamètres de radôme, l'adaptation est meilleure avec une permittivité diélectrique plus faible.

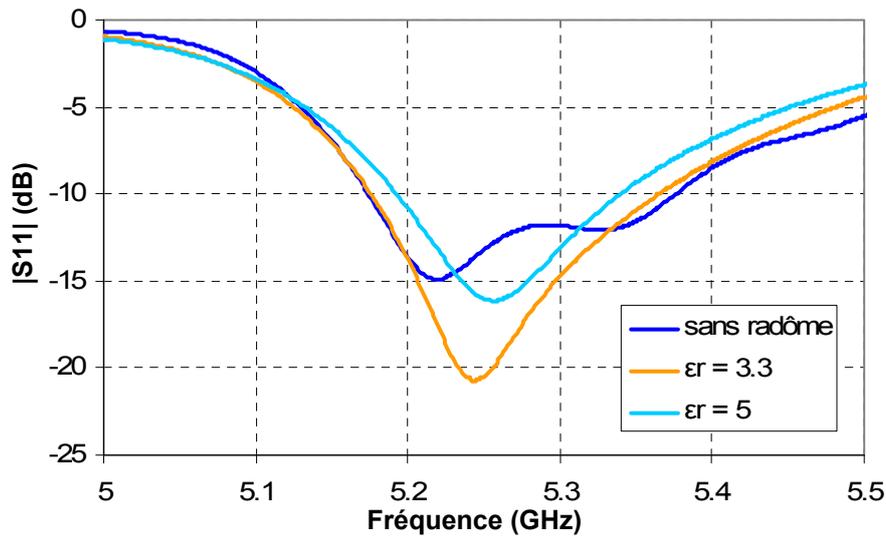


Figure II-24 : Module du coefficient de réflexion en fonction de la permittivité du radôme pour un diamètre fixe de 80 mm

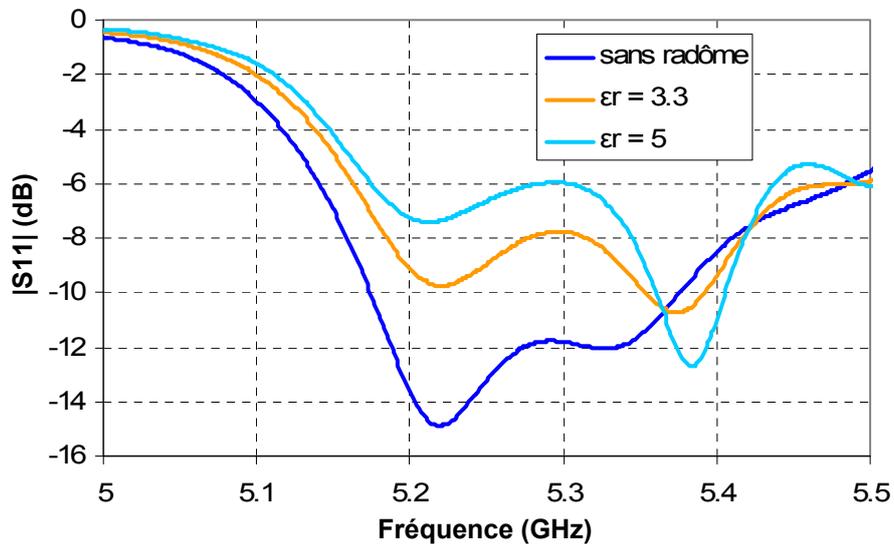


Figure II-25 : Module du coefficient de réflexion en fonction de la permittivité du radôme pour un diamètre fixe de 100 mm

iii. Influence des pertes diélectriques du radôme

Les pertes du radôme sont égales à 0.03. En effet, en général, le matériau utilisé n'est pas un diélectrique à faibles pertes pour des questions de coût. Il faut donc tenir compte des pertes qu'il peut engendrer. Nous les avons évaluées pour un cas défavorable, c'est-à-dire un radôme de 80 mm proche de l'antenne et pour une permittivité égale à 3.3.

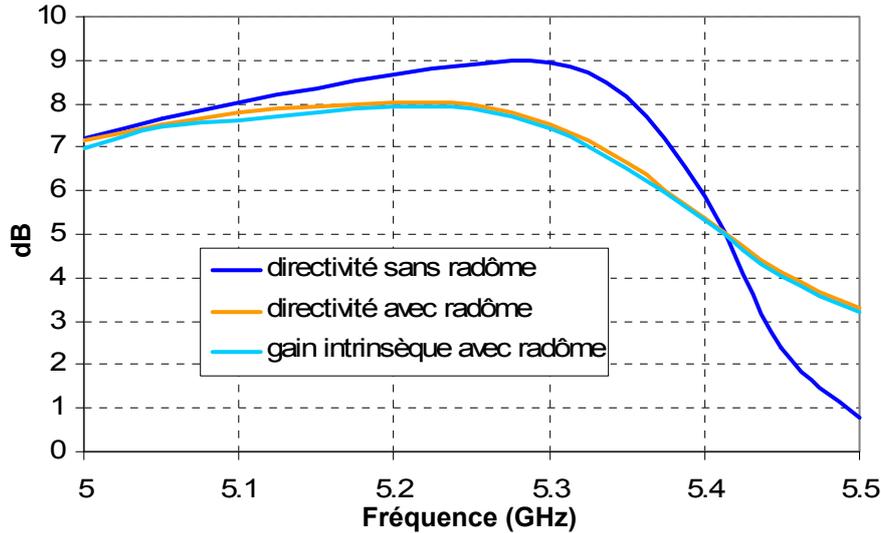


Figure II-26 : Evaluation des pertes liées au radôme

Les pertes sont de 0.1 dB, soit très faibles. L'influence des pertes est quasi inexistante du moment que ce matériau est placé à l'extérieur de l'antenne. Au préalable, nous avons envisagé de plonger les tiges métalliques dans le radôme. Cela impliquait de choisir un matériau d'épaisseur au moins égale à 4 mm. Nous avons constaté que dès lors que le diélectrique est situé dans la cavité BIE, les pertes deviennent considérables.

En conclusion, on privilégiera un radôme assez éloigné de l'antenne et de faible permittivité pour ne pas trop s'éloigner du cas sans radôme.

Il faut en réalité concevoir dès le début l'antenne avec le radôme pour ne pas être confronté à une chute de directivité, une modification de l'adaptation ou un décalage fréquentiel.

6. Réalisation du prototype et validation

La réalisation de cette antenne est complexe. C'est pourquoi avant de se lancer dans la fabrication en elle-même, nous avons comparé la méthode qu'adopteraient les techniciens de RADIALL et du laboratoire XLIM pour confectionner les anneaux.

Nous sommes arrivés à la conclusion que les deux protagonistes procèderaient de la même manière. Cependant, les délais étant plus longs à Limoges, l'industriel s'en est chargé.

D'autre part, le substrat choisi pour les sources d'excitation était du TMM4 ($\epsilon_r = 4.5$ et $\tan \delta = 0.002$) de chez ROGERS. En effet, la réalisation du prototype précédent nous avait amené à la conclusion que les pertes étaient beaucoup trop importantes (2.9 dB contre 0.3 dB) avec du FR4 ($\epsilon_r = 4.4$) dont la tangente de pertes est égale à 0.02.

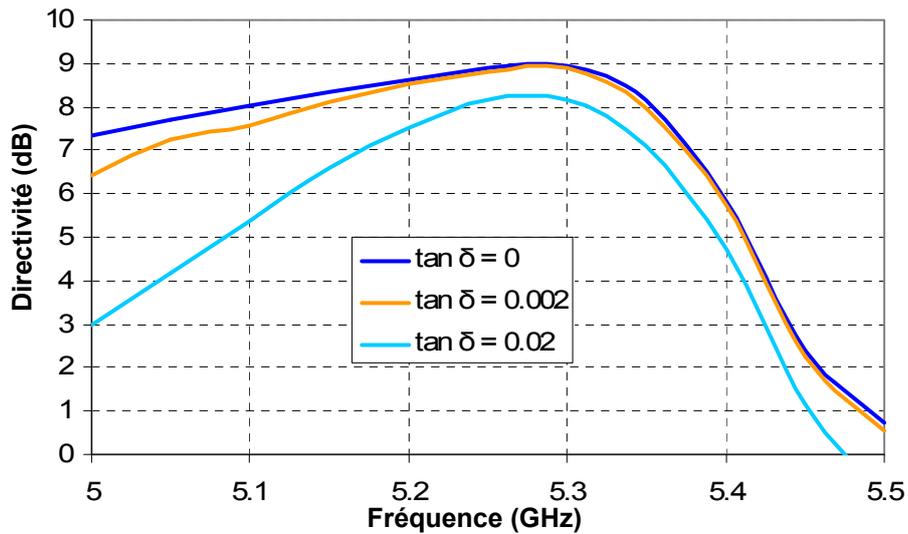


Figure II-27 : Gain fréquentiel en fonction des pertes du substrat

Mais faisant face à des problèmes d'approvisionnement de stock chez ROGERS, nous avons dû abandonner le substrat TMM4 pour nous rabattre vers le FR4, tout en sachant que les pertes seraient plus élevées et donc le gain réalisé plus faible.

La structure BIE n'a pas été modifiée malgré ce changement de dernière minute. Seules les dimensions du patch ont été légèrement retouchées.

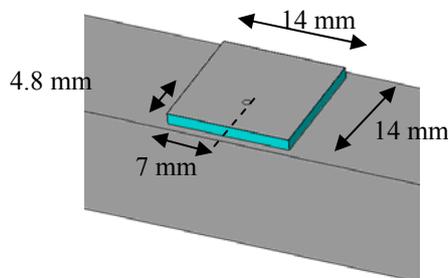


Figure II-28: Dimensions du patch modifiées

L'antenne a donc été réalisée par RADIALL telle que le montre la photographie suivante :



Figure II-29 : Antenne réalisée par RADIALL avec et sans radôme en PVC

Les anneaux sont positionnés avec l'espacement adéquat grâce à quatre tiges munies de fentes. Le matériau utilisé pour réaliser ces tiges est du Delrin ($3.1 < \epsilon_r < 3.7$ et $0.005 < \tan \delta < 0.01$) car il a la particularité d'être très rigide.

Malgré tout, à la réception de l'antenne à Limoges, nous avons pu constater que les anneaux n'étaient pas maintenus convenablement, les quatre tiges ayant subi une flèche importante. De plus, les fentes dans le matériau étaient très probablement trop grandes en hauteur et en largeur. Les anneaux pouvaient donc se déplacer.

C'est pourquoi, nous avons jugé qu'il n'était pas possible de mesurer l'antenne telle quelle. En effet, la fréquence de résonance de l'antenne risquait d'être décalée à chaque rotation du fait que la cavité n'avait pas la même largeur.

Nous avons donc fait réaliser auprès de l'atelier de Limoges, quatre autres tiges, en Rohacell cette fois. Les propriétés mécaniques (rigidité) et physiques (proches de l'air) permettent en plus de garantir un fonctionnement optimal.

Les problèmes concernant les tiges illustrent bien la complexité de réalisation de cette antenne.

La nouvelle structure est présentée à la **Figure II-30**.



Figure II-30: Antenne après modifications fixée sur le support de mesures

Ces nouvelles tiges permettent de tourner l'antenne sans que les anneaux ne bougent lors des manipulations. Nous avons donc pu aborder la phase de mesures.

a. Résultats de mesures

L'antenne a été mesurée dans la base de mesures d'XLIM.

i. Adaptation de l'antenne

L'adaptation de l'antenne a été mesurée sur chacun des patches, l'autre étant chargé sur 50Ω .

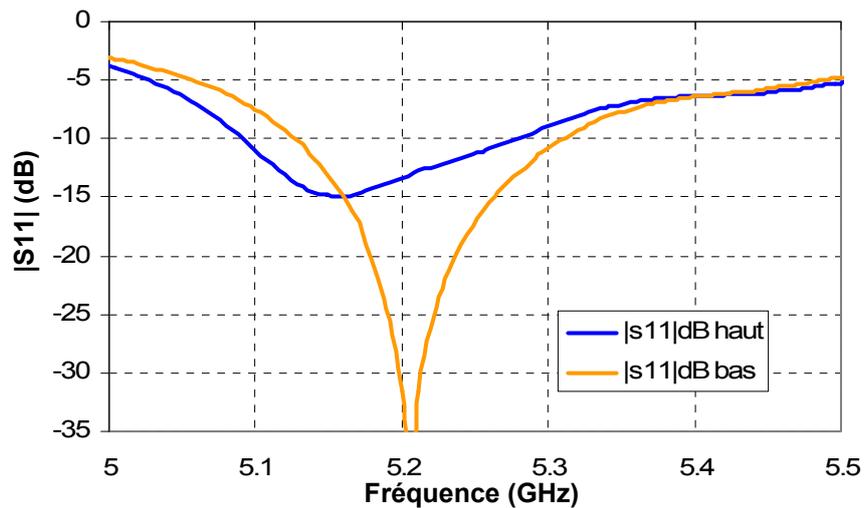


Figure II-31 : Adaptation de l'antenne

Les deux patches ne présentent pas exactement la même adaptation, cet écart étant dû à la réalisation de ces mêmes sources. Néanmoins, la bande passante de 190 MHz pour un des

patches et de 180 MHz pour l'autre est relativement proche de celle qui a été simulée (200 MHz). Il existe un léger décalage de 60 MHz sur une voie et 20 MHz sur l'autre. Ces résultats sont assez satisfaisants.

ii. Couplage entre patches

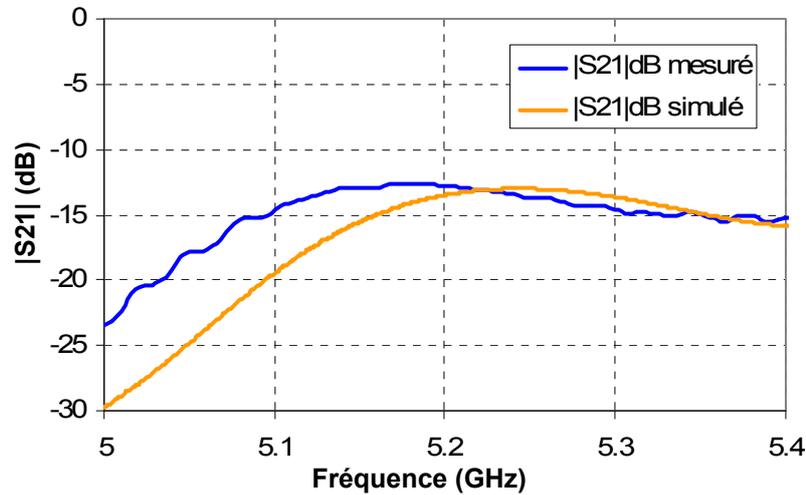


Figure II-32 : Couplage entre patches

Le couplage entre les patches n'est pas complètement négligeable. Les pertes engendrées sont au maximum de 0.2 dB. Hormis le petit décalage fréquentiel, la concordance entre la simulation et la mesure est très bonne.

iii. Gain réalisé en fonction de la fréquence

Le gain fréquentiel a été mesuré à la fois dans le plan horizontal et dans le plan vertical. Dans chacun de ces plans, la mesure a été relevée pour plusieurs positions de l'antenne sous test (AST).

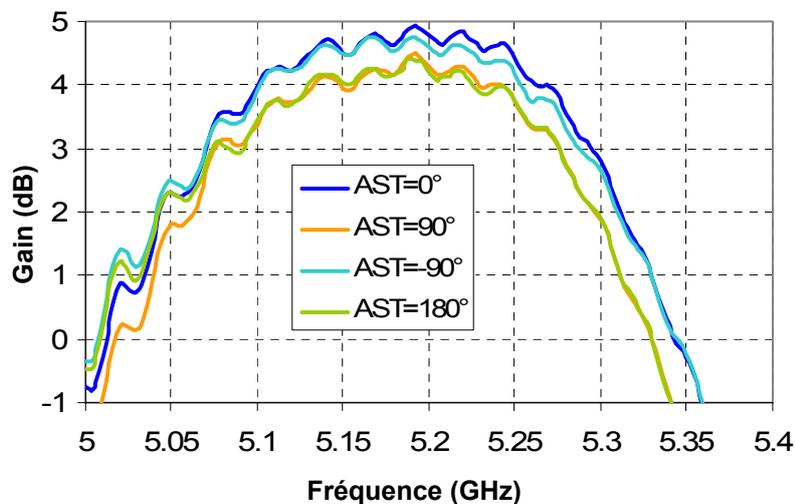


Figure II-33 : Gain fréquentiel mesuré dans la plan horizontal

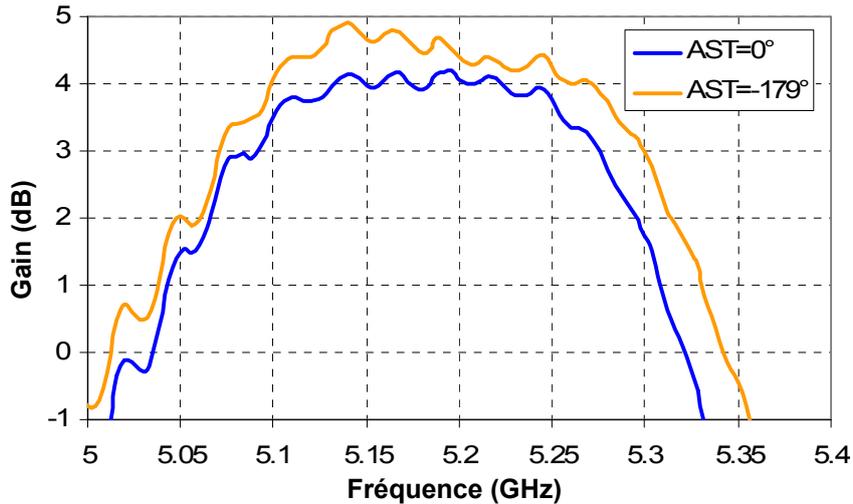


Figure II-34 : Gain fréquentiel mesuré dans le plan vertical sans radôme

Les mesures dans le plan vertical et dans le plan horizontal concordent. La bande a subi un léger décalage sur 5.08 – 5.28 GHz au lieu de 5.15 – 5.35 GHz. Sur cette bande, le gain varie de 1 dB environ. Il est compris entre 3.5 et 4.9 dB. Ce gain peut paraître faible mais il est dû aux différentes pertes du système. L'évaluation des pertes permet de remonter à la directivité de l'antenne simulée.

A 5.2 GHz, le gain mesuré dans le plan horizontal est égal à 4.8 dB alors que la directivité simulée est de 8 dB. Nous avons évalué les pertes :

- Pertes diélectriques = 1.5 dB à 5.2 GHz (sur la bande, de 0.5 à 2 dB)
- Pertes par couplage : 0.2 dB
- Pertes d'adaptation: 0.2 dB
- Pertes dans les câbles : 0.6 dB
- Pertes dans les connecteurs SMA : 0.1 dB
- Pertes dans le coupleur : 0.6 dB

Le total des pertes s'élève à 3.2 dB. Donc la mesure est bien conforme à ce qui était attendu.

iv. Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

La mesure du diagramme de rayonnement dans le plan horizontal a été effectuée selon la configuration suivante :



Figure II-35 : Mesure des diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal sans radôme

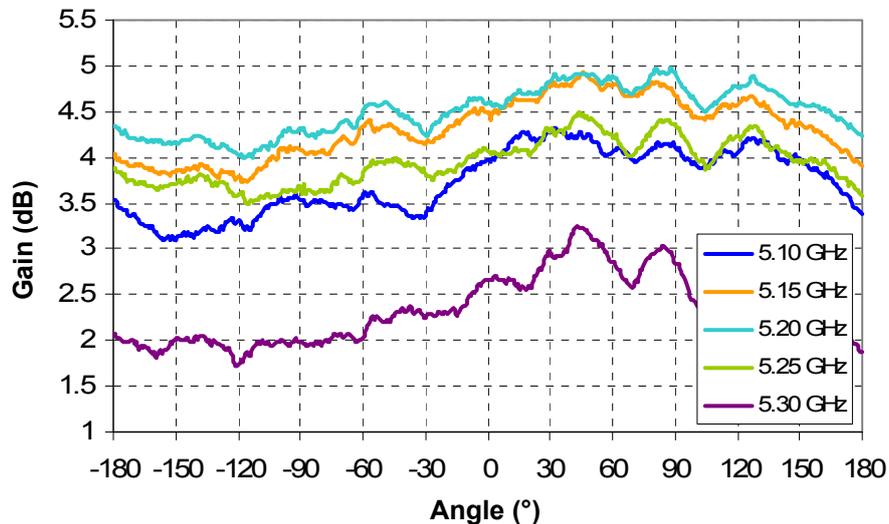


Figure II-36 : Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal sans radôme

Les diagrammes de rayonnements présentent une ondulation inférieure à 1 dB.

Remarque :

Malgré les modifications apportées aux tiges améliorant la fixation des anneaux, nous avons pu constater que c'était encore insuffisant. En effet, la mesure a nécessité la présence d'élastiques de manière à immobiliser complètement les anneaux autour de l'axe de rotation de l'antenne. En effet, une première série de mesures avait donné une ondulation du gain en azimut de 2.4 à 2.8 dB alors que la deuxième série avec élastiques a permis de réduire cette valeur à moins de 1 dB. Cette remarque souligne la sensibilité de l'antenne.

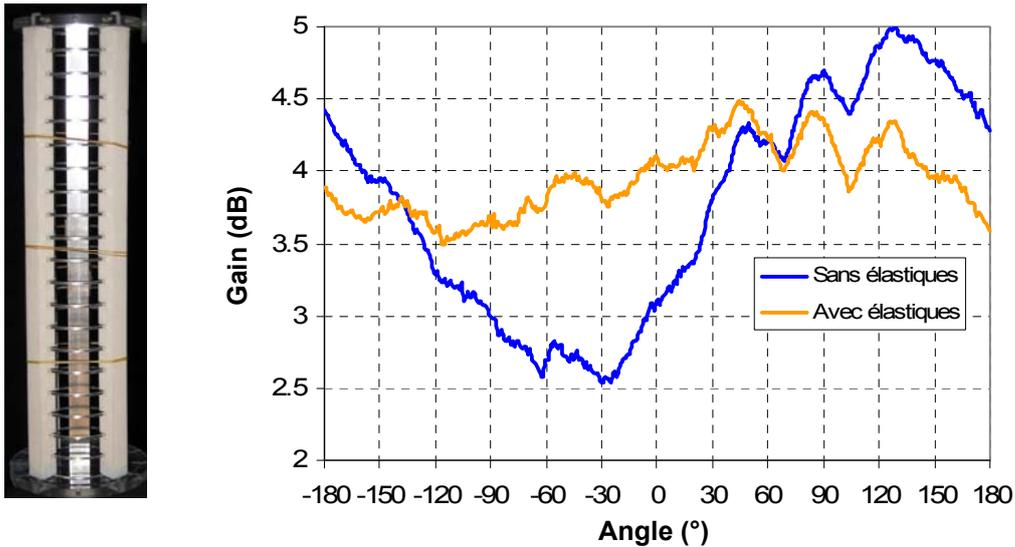


Figure II-37 : Ondulation du gain dans le plan horizontal avec et sans élastiques autour de l'antenne

v. Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

Pour mesurer les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical, l'antenne est positionnée horizontalement comme le montre la **Figure II-38**. Or l'énergie rayonnée est maximale au centre de la structure, tout autour de son axe de rotation. Il existe donc une forte partie de cette énergie qui est rayonnée vers le moteur qui permet de faire tourner l'antenne. Au cours de ces mesures, nous nous sommes rendus compte que les réflexions sur les parties métalliques du moteur perturbaient nettement les résultats. Nous avons donc positionné des absorbants sur le support de mesures de l'antenne et autour du coupleur.

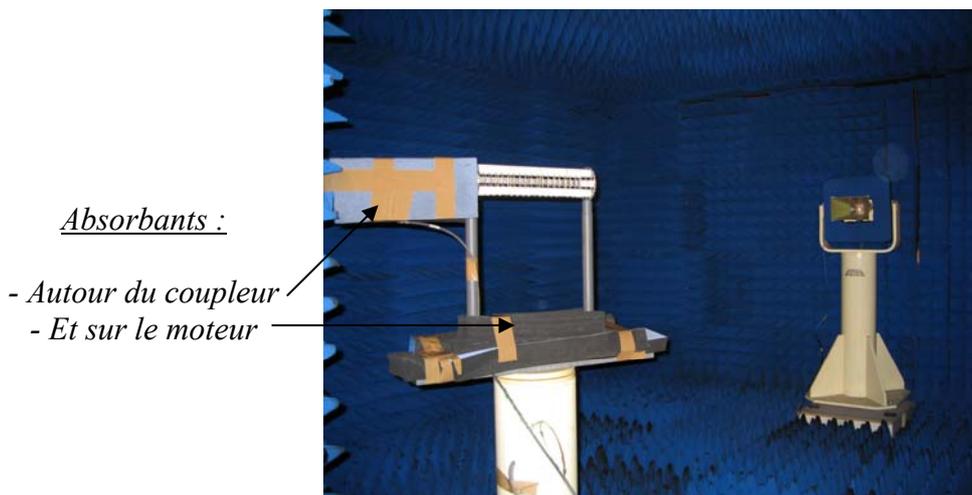


Figure II-38 : Mesure des diagrammes de rayonnement dans le plan vertical sans radôme

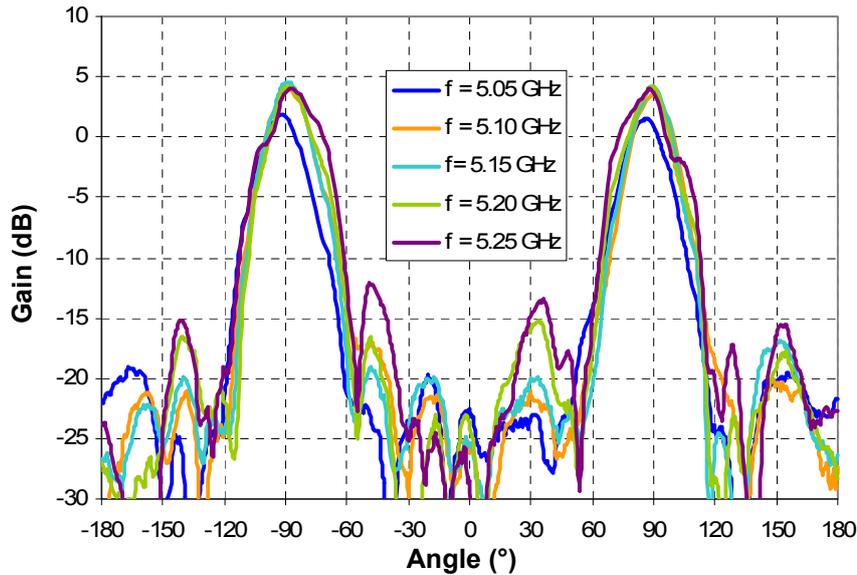


Figure II-39 : Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical de l'antenne sans radôme

Les diagrammes de rayonnement sont dissymétriques en fin de bande. Ce phénomène avait bien lieu en simulation mais n'apparaissait qu'après la fin de la bande. Le problème peut être résolu en écartant un peu moins les deux patches (**Figure II-40**) mais cela a aussi une influence sur le gain. En passant d'un écart de 60 mm à 0 mm, on perd environ 0.8 dB de gain en simulation.

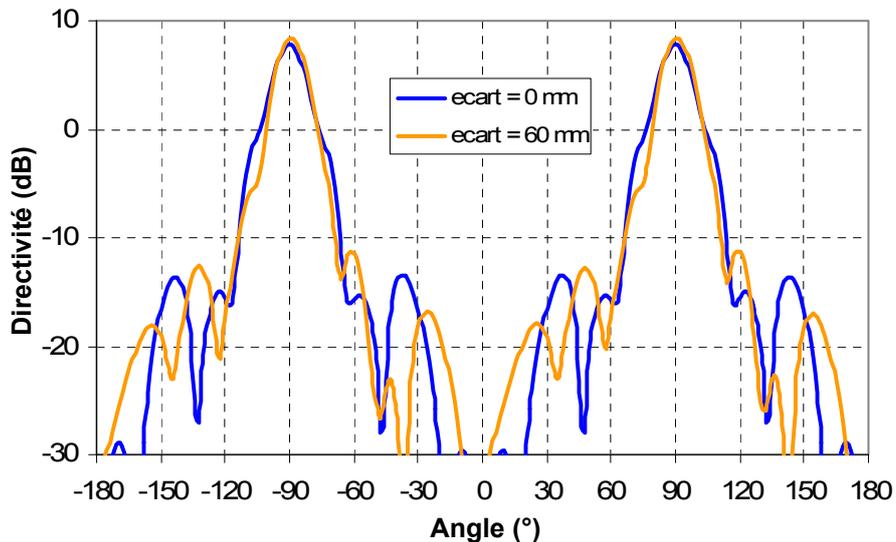


Figure II-40 : Diagramme de rayonnement en fonction de l'écart entre patches en simulation

vi. Calcul de la directivité

Les diagrammes de rayonnements dans le plan vertical ont été mesurés tous les 30° de manière à pouvoir calculer la directivité en post-traitement.

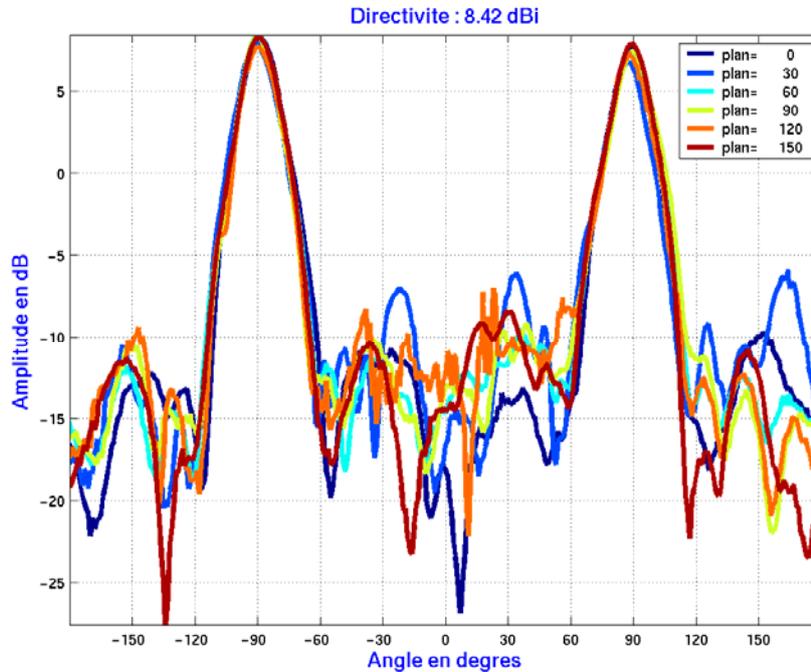


Figure II-41 : Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical obtenus grâce au calcul de la directivité à 5.15 GHz

Le résultat donne une directivité de 8.4 dB à la fréquence centrale, ce qui correspond exactement à la simulation.

Remarque :

- En consultant l'abaque réalisée pour les antennes en polarisation verticale donnant la directivité en fonction de l'ouverture à -3dB, on retrouve également le même résultat.
- Les mesures avec les tiges de Rohacell correspondent avec la simulation de l'antenne sans ces tiges. Leur influence est donc très minime.

Passons maintenant aux mesures concernant l'antenne avec son radôme.

vii. Adaptation de l'antenne avec radôme

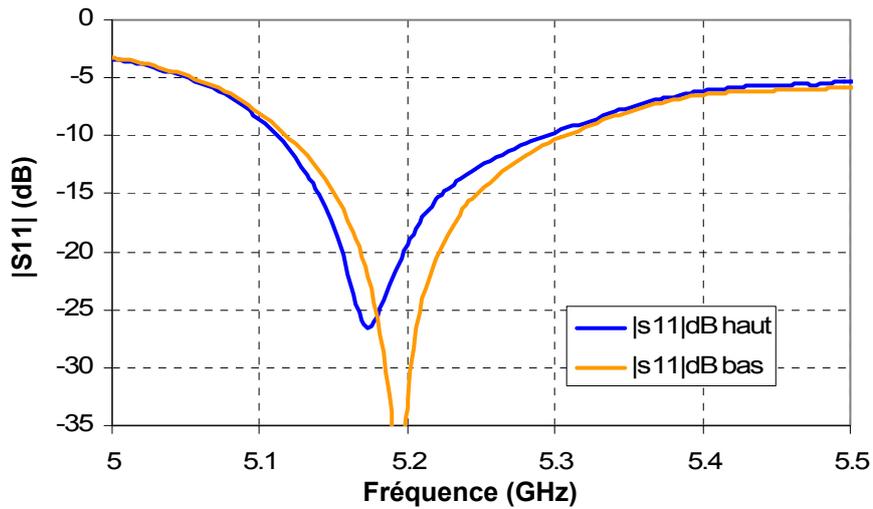


Figure II-42 : Adaptation de l'antenne avec radôme

L'antenne avec radôme est adaptée à -10 dB sur la bande 5.11 – 5.31 GHz alors que la simulation prévoyait l'adaptation entre 5.1 et 5.3 GHz. Il y a donc une très bonne concordance entre la simulation et la mesure. De plus, on remarque que les mesures sur chacun des patches sont très proches.

La comparaison de l'adaptation de l'antenne avec et sans radôme montre un décalage moins important avec le radôme (10 MHz contre 20 et 60 MHz sur chacun des patches).

viii. Gain fréquentiel avec radôme

Comme pour l'antenne sans radôme, le gain fréquentiel a été mesuré dans plusieurs plans.

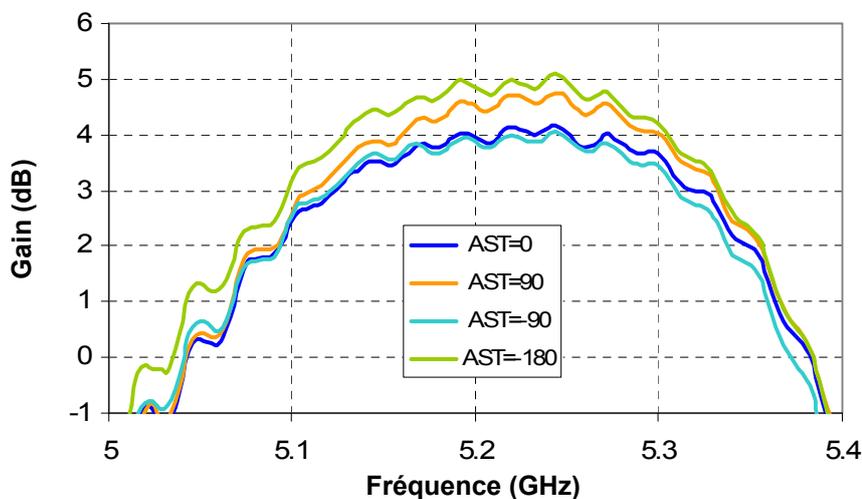


Figure II-43 : Gain fréquentiel mesuré dans le plan horizontal avec radôme

La bande de fonctionnement simulée avec le radôme est comprise entre 5.2 et 5.4 GHz. En mesure, la bande s'étend de 5.11 à 5.31 GHz, soit un décalage de 90 MHz vers le bas. Pour une position de l'antenne sous test optimale, le gain réalisé est compris entre 3.5 et 5 dB sur la bande.

ix. Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal avec radôme

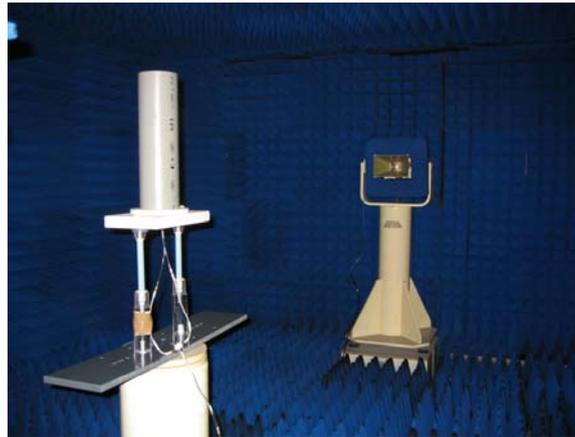


Figure II-44 : Mesure des diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal avec radôme

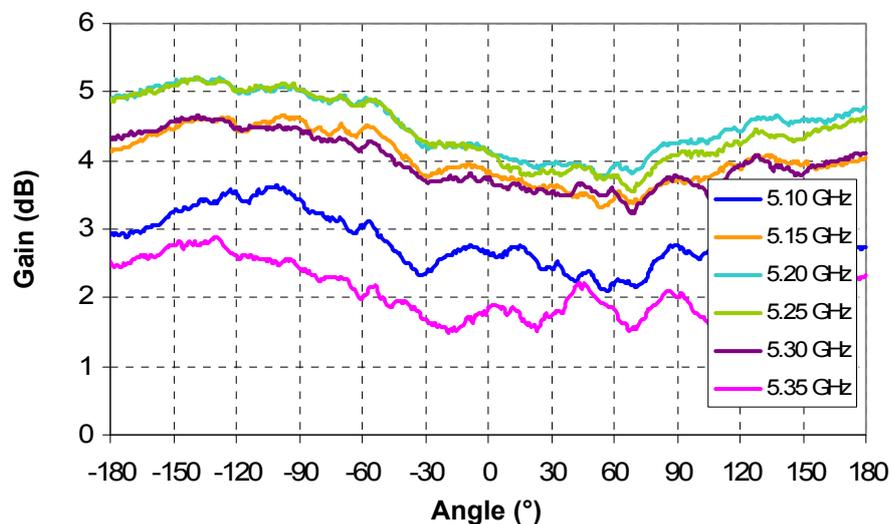


Figure II-45 : Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal avec radôme

Les diagrammes de rayonnements dans ce plan montrent une ondulation de 1 à 1.5 dB. C'est un peu supérieur au cas sans radôme. Cela peut s'expliquer par le fait que les élastiques ont été enlevés pour permettre d'enfiler le radôme autour de la structure annulaire.

x. Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

Les diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan vertical avec radôme sont présentés **Figure II-46**. Comme dans le cas sans radôme, on peut constater une dissymétrie en fin de bande. Celle-ci pourra être corrigée par un écart entre sources plus faible. Néanmoins, les diagrammes présentent des lobes secondaires faibles.

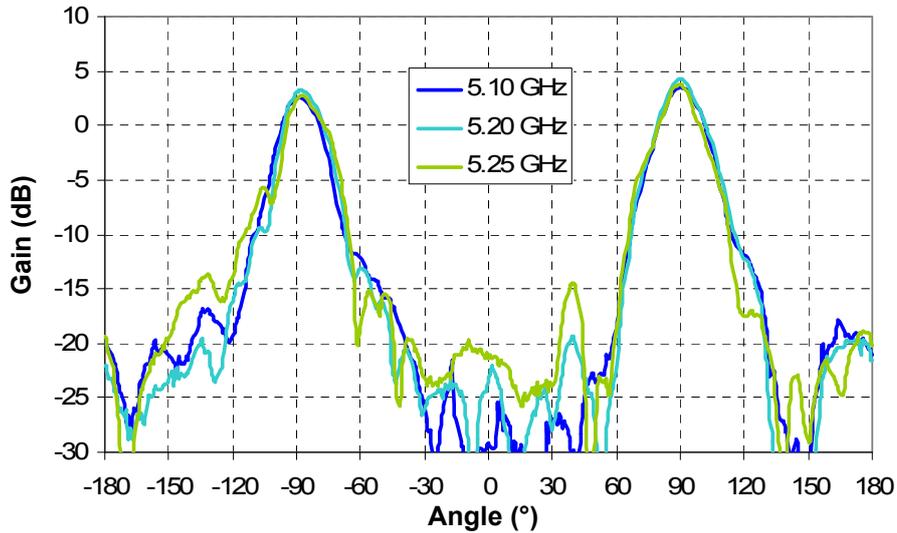


Figure II-46 : Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical avec radôme

De façon générale, ces dernières mesures confirment le fait que les performances de l'antenne sont très peu modifiées par l'ajout d'un radôme du moment qu'il ne se trouve pas collé à la structure BIE. Les pertes dues au radome sont très faibles, au plus de 0.2 dB. D'autre part, la prise en compte de ce radôme dès la simulation permet de prévoir le léger décalage fréquentiel.

b. Conclusion sur les mesures

Finalement, la réalisation de ce prototype a permis de confirmer l'aptitude des antennes BIE à générer de la polarisation horizontale.

Nous avons pu nous rendre compte de l'influence de la position des anneaux. En effet, pour retrouver les résultats de simulation, il est indispensable que les anneaux soient parfaitement immobiles et que leur axe de symétrie soit sur l'axe de rotation de l'antenne.

Les résultats de simulation de l'antenne sont globalement satisfaisants. Tout d'abord, l'antenne est assez bien adaptée, avec et sans radôme. Il existe un décalage de 90 MHz souvent rencontré lors des réalisations après des simulations effectuées avec le logiciel CST.

Un maillage beaucoup plus fin aurait probablement permis de retrouver exactement les mêmes résultats.

Le gain mesuré est faible, aux alentours de 5 dB au maximum sur la bande. Cependant, compte tenu des différentes pertes calculées (substrat, câbles, connecteurs, coupleur, adaptation, couplage..), la mesure est bien conforme à ce qui avait été simulé.

Les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal présentent une ondulation du gain en azimut de 1 dB lorsqu'on fixe bien les anneaux et jusqu'à 1.5 dB sans les élastiques mais avec le radôme.

Dans le plan vertical, il existe une petite dissymétrie avec et sans radôme due à l'écart entre les sources. Nous avons montré en simulation qu'un écart nul entre les sources conduisait à un diagramme parfaitement symétrique.

En conclusion, les remarques faites lors de la comparaison des antennes BIE à polarisation verticale avec les réseaux de dipôles peuvent s'appliquer à cette structure à polarisation horizontale. Nous devons donc nous rendre à l'évidence. Il faudrait concevoir des antennes présentant une directivité de l'ordre de 11 à 11.5 dB pour obtenir une antenne avec 8 à 9 dB de gain mesuré, les pertes engendrées par la connectique et le substrat diminuant considérablement les performances. C'est d'ailleurs ce qui avait été mesuré pour l'antenne RADIALL constituée d'un réseau de dipôles verticaux.

Pour réaliser une antenne de 11 dB de directivité avec la technologie BIE, il faudrait augmenter le coefficient de qualité du matériau. Cela permettrait d'augmenter le gain mais pour conserver la bande il faudrait sûrement multiplier le nombre de sources excitatrices et passer à 3 patchs par exemple, ce qui compliquera la réalisation de cette antenne.

Néanmoins, si la qualité de la réalisation de l'antenne est bonne, l'ondulation dans le plan azimutal est un avantage incontestable pour les antennes BIE. Il faut s'intéresser maintenant au coût de cette antenne.

c. Coût de l'antenne

Le prix de cette antenne a été évalué par RADIALL en tenant compte du coût de la matière première mais aussi du temps de travail nécessaire à sa réalisation. Il est basé sur une production de 100 pièces par an.

Antenne coaxiale	
21 anneaux en aluminium	400 €
Âme centrale	100 €
4 tiges de Delrin	900 €
Disques en plexiglas	300 €
Assemblage de l'antenne	130 €
Cables + Connecteur	25 €
Assemblage cables	16 €
Coupleur	60 €
Patchs	70 €
Coût de l'antenne	2 001 €

Figure II-47 : Coût d'industrialisation

Le montant final est très élevé. Il est notamment marqué par le prix des tiges de Delrin qui ont en plus été remplacées par du Rohacell pour les mesures. Cependant, pour industrialiser cette antenne, il faudrait éviter d'utiliser du Rohacell. En effet, c'est une mousse. Or, malgré la présence d'un radôme sur l'antenne, il est possible que de l'eau s'infilte à l'intérieur de l'antenne et crée des moisissures ou modifie la rigidité du matériau. Il faudrait donc réaliser plus précisément les tiges de fixation des anneaux avec un matériau du type Delrin validé pour les contraintes environnementales.

Pour ce prototype, le coût des câbles et des connecteurs a été réduit de façon drastique. En effet, une connectique standard a cette fois été choisie. Cela aussi permis de réduire le coût d'assemblage des câbles de 80%. D'autre part, la réalisation des patchs étant plus simple, le prix a diminué de 50%.

Pour l'antenne en polarisation verticale, le coût de fabrication avait été évalué aussi pour 100 pièces par an à 990€ environ. Alors que le coût paraissait déjà important, on se rend compte que le prix en polarisation horizontale est beaucoup plus élevé du fait de la complexité de la structure BIE.

d. Autre procédé de fabrication

La solution choisie pour le prototype implique de réalisation de nombreux anneaux. L'usinage est possible mais reste assez long à entreprendre. C'est pourquoi, une autre idée a

été envisagée, celle d'imprimer des bandes métalliques sur un substrat souple puis de le recourber de manière à former les anneaux (**Figure II-48**).

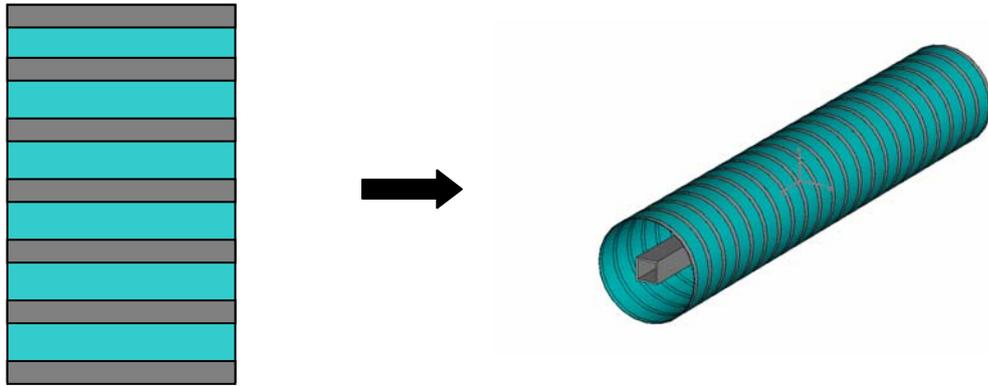


Figure II-48 : Réalisation de l'antenne BIE à polarisation horizontale sur substrat

La largeur des anneaux étant fortement réduite, la directivité va être plus faible que pour une solution classique avec des anneaux de largeur non négligeable. Il faut donc augmenter le taux de remplissage pour obtenir des caractéristiques équivalentes.

D'autre part, cette solution impose des contraintes mécaniques. En effet, le substrat doit être assez souple pour permettre d'atteindre le rayon de courbure exigé pour former la cavité, et assez rigide pour garder une forme cylindrique.

Il faut néanmoins faire tenir le substrat bord à bord. De plus, le contact métallique pour la fermeture des anneaux est indispensable dans ce cas-là. L'utilisation de scotch métallique pourrait être envisagée.

Afin de s'affranchir de ce problème de contact, il serait judicieux de songer à adopter une structure complémentaire comme le décrit la **Figure II-49**. Elle est alors constituée de bandes métalliques verticales. Il suffirait alors de faire la jointure au niveau du substrat pour éviter tout problème de contact métallique.

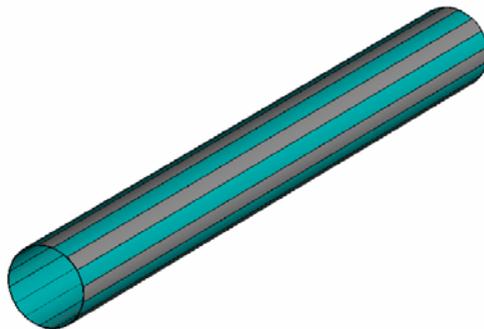


Figure II-49 : Autre structure d'antenne à polarisation horizontale

Avec ce type de structure imprimée, les pertes engendrées par le substrat restent minimales (0.3 dB au maximum) car l'épaisseur du substrat est faible, environ 200 μm .

L'adaptation demeurera certainement difficile à atteindre car le coefficient de qualité du matériau est plus fort.

En conclusion, les antennes BIE ont montré leurs potentialités pour générer de la polarisation horizontale. Deux structures ont été proposées, l'une composée d'anneaux et l'autre d'arcs. Les nombreuses simulations ont ensuite donné lieu à la réalisation d'un prototype dont les mesures ont été concluantes. Elles ont permis de valider le principe d'antennes BIE omnidirectionnelles en azimut produisant de la polarisation horizontale.

Désormais, il serait intéressant d'étudier la combinaison de la polarisation verticale et horizontale pour former soit une antenne à double polarisation soit une antenne à polarisation circulaire. C'est l'objet du paragraphe suivant.

III. CONCEPTION D'UNE ANTENNE A DOUBLE POLARISATION

Les antennes BIE ont l'avantage de fonctionner dans les deux polarisations linéaires verticale d'une part et horizontale d'autre part. Il s'agit donc maintenant de fusionner les deux antennes à polarisation unique pour n'en former qu'une seule.

1. Principe d'une antenne à double polarisation

a. Intérêt de l'antenne

L'objectif est ici de concevoir dans un seul système une antenne à deux voies distinctes pouvant fonctionner dans les deux polarisations.

L'avantage premier est de disposer d'une seule antenne utilisable dans l'une ou l'autre des polarisations suivant l'application désirée. L'antenne à double polarisation est alors utilisée comme deux antennes mono-polarisation.

Le second avantage plus pertinent consiste à exploiter les deux polarisations. En effet, un signal radio mobile subit de nombreuses réflexions et des diffractions entre le terminal de l'abonné et la station de base. La polarisation de l'onde n'est alors plus parfaitement linéaire lorsqu'elle arrive à la station de base. En recevant le signal dans les deux polarisations il est alors plus facile de reconstituer le signal d'origine.

Nous allons réaliser ce type d'antenne grâce aux matériaux BIE. Le cahier des charges reste identique aux précédents avec cette fois la notion de découplage entre polarisations fixé à 20 dB.

b. Méthode de design de l'antenne à double polarisation

Comme nous l'avons déjà vu plusieurs fois tout au long de ce manuscrit, la conception d'une antenne BIE omnidirectionnelle peut se résumer en deux points principaux :

- la mise au point du matériau présentant les caractéristiques nécessaires pour atteindre le gain voulu sur une bande passante donnée et dans chaque polarisation.
- la recherche de la (les) source(s) adéquate(s) pouvant exciter un des champs présents dans la cavité BIE et possédant la même polarisation que l'antenne finale souhaitée.

La conception d'une antenne à double polarisation n'est pas très compliquée lorsque l'on maîtrise d'une part la réalisation d'antenne en polarisation verticale et d'autre part celle en polarisation horizontale. En effet, il s'agit schématiquement de superposer les deux antennes fonctionnant dans une polarisation unique, c'est-à-dire à la fois les matériaux BIE et les sources d'excitation.

L'obtention du matériau BIE est donc assez simple car elle consiste à associer les deux structures en polarisation simple. Par exemple, il suffit de superposer une série de tiges en polarisation verticale avec une série d'anneaux pour la polarisation horizontale. Les dimensions des cavités formées par chacun des matériaux restent les mêmes que dans le cadre du fonctionnement à polarisation unique car **les deux structures BIE sont transparentes l'une pour l'autre.**

Au niveau des sources d'excitation, le problème est également aisé car il suffit de positionner dans la cavité une source en polarisation verticale et une source en polarisation horizontale. Ces deux sources seront écartées suffisamment pour éviter tout couplage.

Afin d'illustrer nos propos sur la faisabilité d'une antenne BIE omnidirectionnelle à double polarisation, nous prendrons tout de suite un exemple précis.

2. Conception d'une antenne à double polarisation bi-voies

L'objectif est de créer une antenne à double polarisation avec deux voies séparées fonctionnant dans la bande 5.15-5.35 GHz avec une directivité moyenne de 8 dB.

a. Géométrie de l'antenne

Le matériau BIE utilisé pour concevoir cette antenne est constitué de l'association de tiges et d'anneaux métalliques.

Le diamètre des tiges est de 4 mm pour une hauteur de 400 mm. Les anneaux ont une largeur de 3 mm et une hauteur de 4 mm. Ils sont espacés de 15 mm. Le diamètre extérieur du matériau à polarisation verticale est de 46.4 mm, alors que pour la polarisation horizontale, il est de 66.6 mm.

L'antenne est excitée par un dipôle et une antenne tourniquet espacés de 30 mm, soit environ $\lambda_0/2$ (**Figure III-1**).

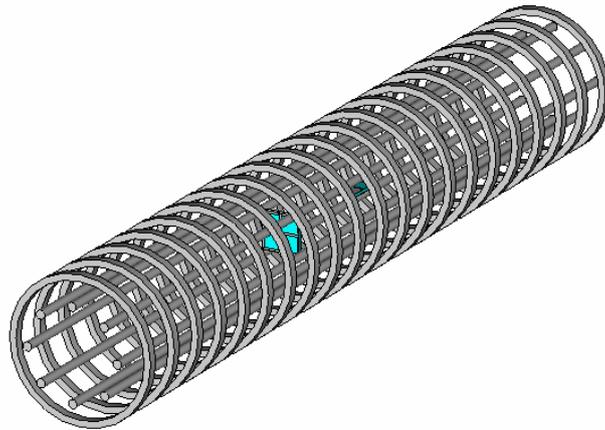


Figure III-1 : Structure d'antenne à double polarisation

b. Performances simulées

i. Couplage entre les sources

Dans un premier temps, nous allons justifier l'écartement choisi entre les sources. Le couplage varie avec l'écart comme le montre la **Figure III-2**.

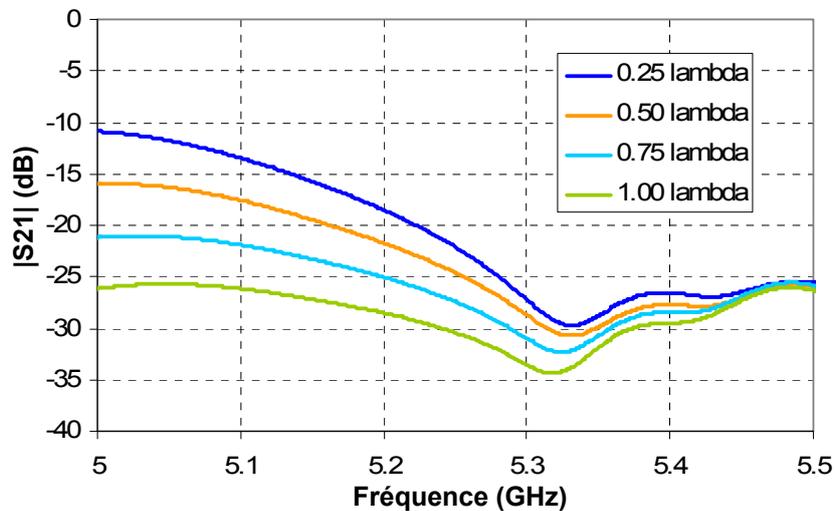


Figure III-2 : Couplage entre les sources

Plus les sources sont écartées et plus le couplage diminue. Pour un écart de 30 mm soit $0.5 \lambda_0$, le couplage est inférieur à -19 dB sur la bande de fonctionnement fixée entre 5.15 et 5.35 GHz.

Cependant, l'écart entre les sources ne peut être choisi uniquement pour satisfaire les contraintes de couplage. En effet, si l'écart augmente, les sources sont décentrées selon la

hauteur. Le rayonnement produit par la source qui est excitée va présenter un lobe principal plus ou moins dépointé et dissymétrique. En effet, contrairement au cas précédents où on utilisait la technique multisources, c'est-à-dire que toutes les sources réparties suivant la hauteur sont excitées simultanément, ici, chacune des sources est excitée séparément dans sa propre polarisation.

Pour illustrer ces propos, nous avons tracé l'évolution du diagramme de rayonnement dans le plan vertical en fonction de l'écart entre les sources en fin de bande lorsque le diagramme est le plus sujet aux déformations.

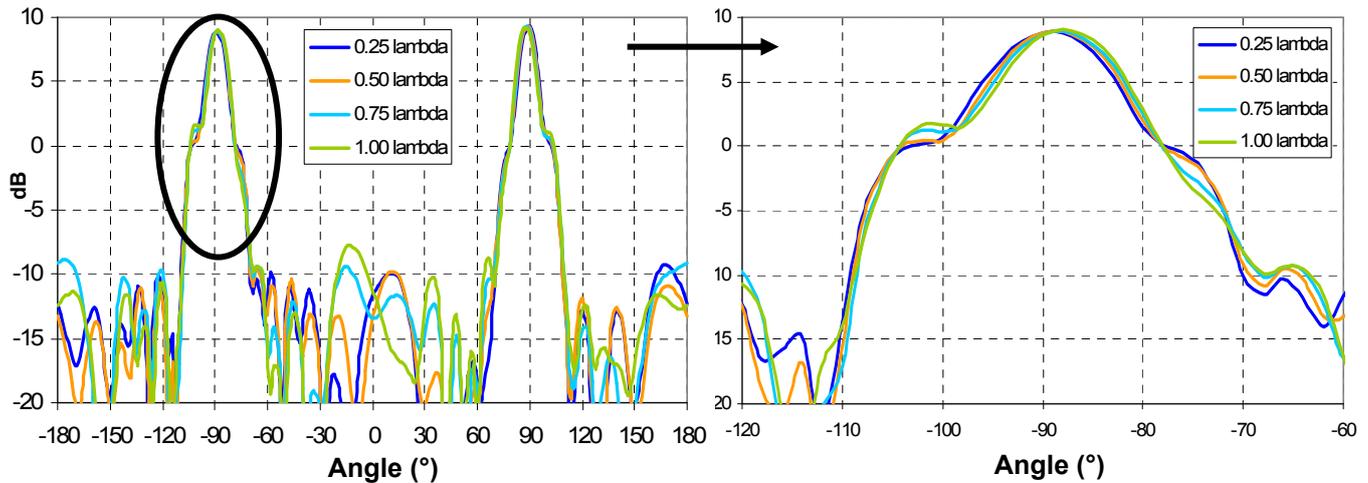


Figure III-3 : Diagrammes de rayonnement en fonction de l'écart entre les sources

Une légère dissymétrie sera toujours persistante vu que la source excitée n'est pas centrée selon la hauteur de l'antenne. Il faut donc choisir un écartement pour lequel son niveau est acceptable selon le cahier des charges.

Le dépointage du lobe principal varie entre 0.5° pour un écart de $0.25 \lambda_0$ à 2° pour un écart de λ_0 . Encore une fois, les contraintes du cahier des charges seront déterminantes.

Finalement, les remarques concernant le couplage et la déformation du lobe de rayonnement conduisent au choix de $0.5 \lambda_0$ comme écartement entre les sources.

ii. Directivités fréquentielles

Le dipôle et l'antenne tourniquet sont excités tour à tour. La directivité fréquentielle est tracée dans chaque cas sur la **Figure III-4**.

On constate que l'évolution est sensiblement la même pour les deux polarisations avec un léger avantage pour la polarisation horizontale. Cette petite différence est due au taux de remplissage du matériau. Néanmoins, on peut se rendre compte que malgré le caractère bi-

polarisation de cette antenne, le fonctionnement dans chacune des polarisations est identique à une antenne mono-polarisation.

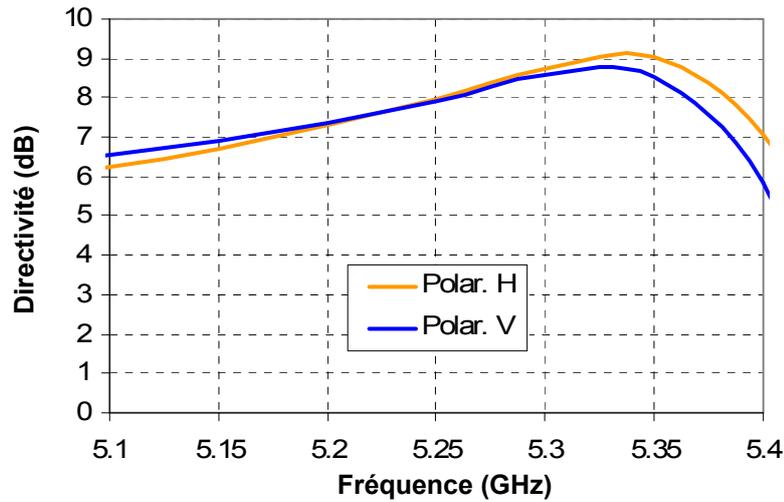


Figure III-4 : Directivités fréquentielles - polarisations principales pour l'excitation de la polarisation verticale et horizontale

iii. Découplage entre les polarisations

Pour une antenne à double polarisation, on pourrait craindre d'avoir un mauvais découplage entre polarisations. La **Figure III-5** représente la discrimination entre la polarisation principale et la polarisation croisée lors de l'excitation du dipôle pour la source à polarisation verticale et de l'antenne tourniquet pour la polarisation horizontale.

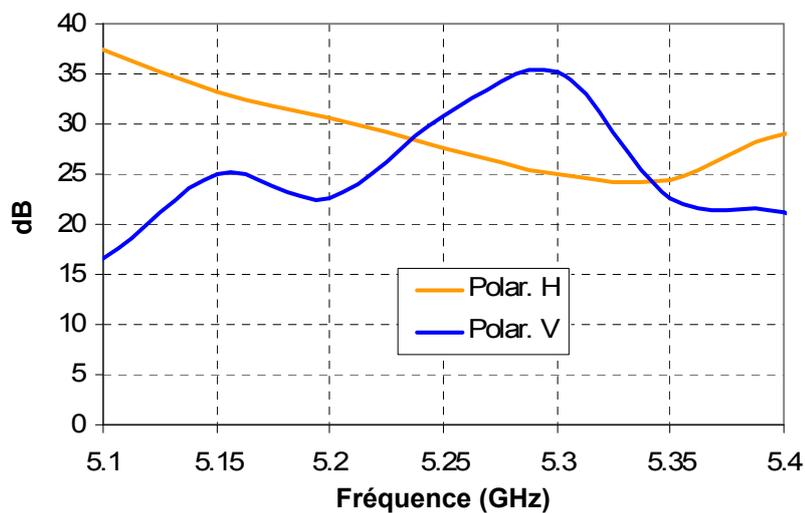


Figure III-5 : Découplage entre les polarisations principales et croisées pour l'excitation de la polarisation verticale et horizontale à $\theta=90^\circ$

Sur toute la bande de fonctionnement, le découplage entre les polarisations est très bon. Il est compris entre 22 et 36 dB.

iv. Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

L'observation des diagrammes de rayonnement dans le plan vertical permet de confirmer le niveau de découplage.

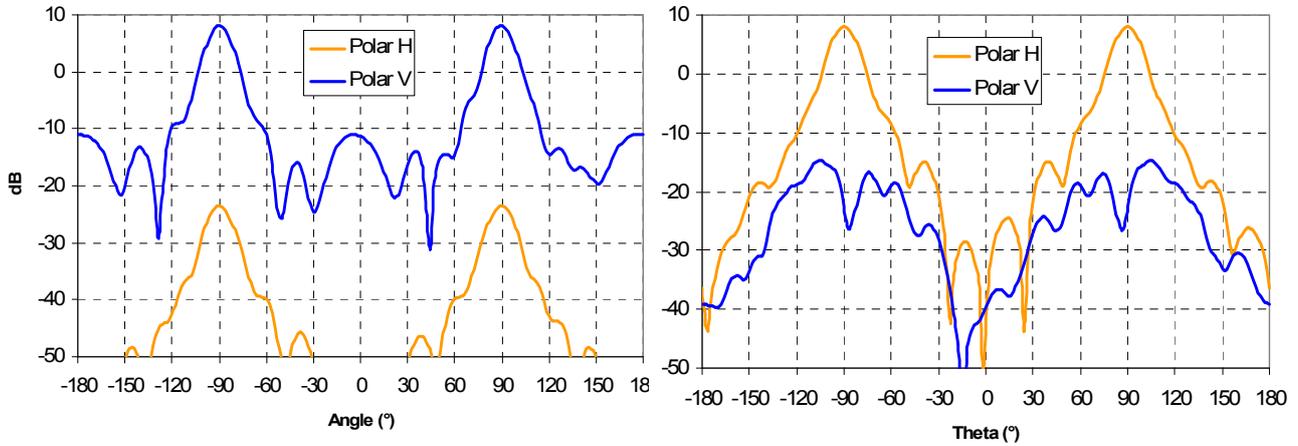


Figure III-6 : Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical pour l'excitation de la polarisation verticale et horizontale à la fréquence centrale 5.25 GHz

v. Diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal

Les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal sont présentés dans chaque polarisation.

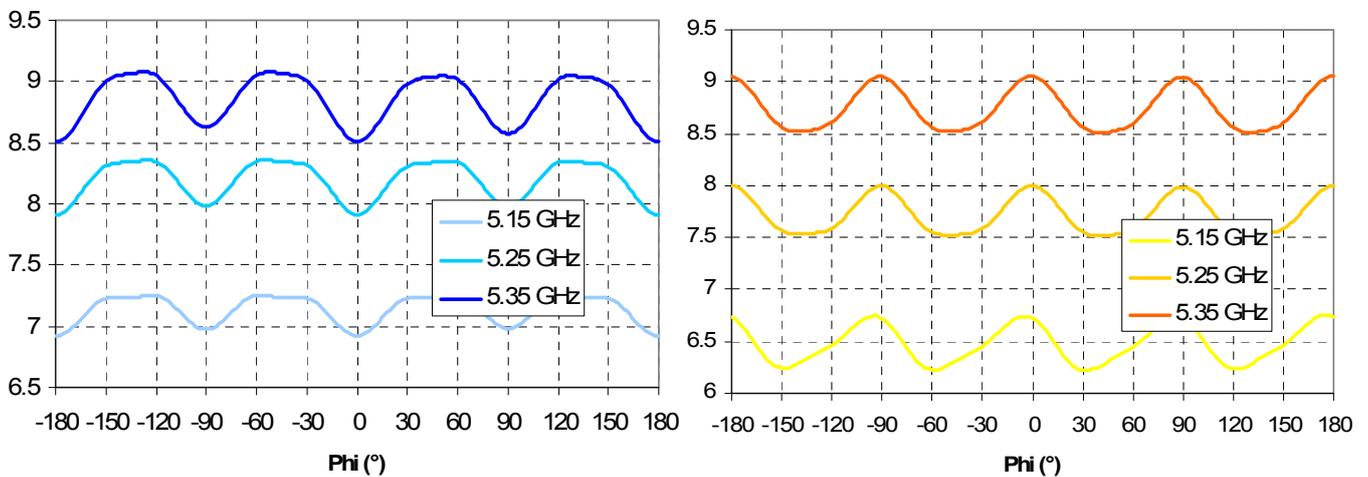


Figure III-7 : Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal pour l'excitation de la polarisation verticale (à gauche) et horizontale (à droite)

L'ondulation dans ce plan est comprise entre 0.3 et 0.6 dB pour les deux polarisations. Cela confirme encore une fois la performance des antennes BIE pour produire un rayonnement omnidirectionnel de très bonne qualité.

3. Conclusion et perspectives

La conception de cette antenne BIE a permis de montrer que les polarisations peuvent facilement être combinées pour former des antennes à double polarisation. Les dimensions de chaque matériau pris indépendamment dans une polarisation sont conservées. Et les performances réalisées restent fidèles à ce qui a été présenté en polarisation simple.

La connaissance et la maîtrise des polarisations horizontale et verticale permettent de concevoir rapidement une antenne à double polarisation. Mais il faut reconnaître que la réalisation des structures cylindriques ou coaxiales reste difficile. Elle est même doublement compliquée pour les antennes à double polarisation. Aussi, la fabrication d'un prototype n'a pas été envisagée dans le cadre de cette thèse.

D'autre part, il serait intéressant de concevoir une antenne à double polarisation non plus à polarisation verticale et horizontale mais plutôt à $\pm 45^\circ$. En effet, des études récentes sur une liaison montrent que les résultats en terme de rapport signal à bruit sont meilleurs dans ce dernier cas. Pour réaliser ce type d'antenne, il faudrait envisager d'utiliser un matériau constitué de deux séries de tiges inclinées à $\pm 45^\circ$ et enroulées telles des hélices pour former une cavité BIE.

IV. CONCEPTION D'UNE ANTENNE A POLARISATION CIRCULAIRE

L'étude d'une antenne BIE à double polarisation a conduit à l'obtention d'une antenne possédant quasiment la même évolution fréquentielle en polarisation verticale et horizontale. Cette caractéristique est un premier pas vers la conception d'une antenne à polarisation circulaire mais ce n'est pas suffisant.

1. Principe de fonctionnement et design de l'antenne

a. Principe de fonctionnement

Pour obtenir une antenne fonctionnant en polarisation circulaire, deux critères sont requis :

- les deux composantes de champ électrique doivent avoir la même amplitude,
- elles doivent vibrer en quadrature de phase.

Il manque donc la condition de phase pour pouvoir passer d'une antenne à double polarisation à une antenne en polarisation circulaire.

Pour concevoir une antenne à polarisation circulaire nous allons une fois de plus modifier la source d'excitation.

b. Excitation de la structure

Différentes technologies permettent de générer de la polarisation circulaire. Il existe par exemple des réseaux de paires de fentes disposées à $\pm 45^\circ$ [IV.5], des polariseurs à fentes entourant un dipôle vertical [IV.6], des réseaux de dipôles filaires orientés dans différentes configurations [IV.7] des hélices [IV.8], des spirales [IV.9], des antennes tourniquets [IV.10], des antennes patches. Cependant, toutes ne peuvent pas convenir à l'excitation des antennes BIE.

La géométrie de la source d'excitation dépend bien entendu du choix de l'antenne BIE, cylindrique ou coaxiale.

Pour l'antenne coaxiale, plusieurs types d'antennes élémentaires peuvent être employés (comme les patches) car nous avons vu que le rayonnement ne doit pas forcément être omnidirectionnel. Il suffit que le maximum de rayonnement pointe en direction de l'azimut et l'application de la technique multisources minimise ensuite l'ondulation du gain en azimut.

Pour l'antenne cylindrique, un rayonnement omnidirectionnel est requis. En faisant l'état de l'art des sources omnidirectionnelles à polarisation circulaire, on se rend compte qu'il existe peu d'antennes simples capables de combiner un rayonnement omnidirectionnel avec la polarisation circulaire tout en gardant un encombrement assez réduit pour être inséré dans la cavité BIE. Nous avons alors opté pour les antennes tourniquets dont le fonctionnement avait déjà été étudié pour concevoir une antenne BIE à polarisation horizontale. Dans ce paragraphe ayant pour objet la polarisation circulaire, nous avons choisi de concevoir une antenne cylindrique utilisant ce type d'antenne source.

En plus du tourniquet générant la polarisation horizontale, un toit métallique a été rajouté pour former la polarisation verticale. Il est relié à la structure déjà existante par l'intermédiaire d'un fil métallique situé entre le point de jonction des brins horizontaux et ce toit. L'alimentation est de type coaxial, elle se fait entre le plan de masse et le point de

croisement des dipôles. Le sens d'enroulement de ces derniers définit le sens de la polarisation circulaire.

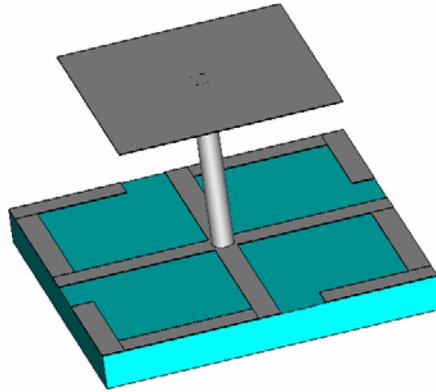


Figure IV-1 : Structure de l'antenne d'excitation en polarisation circulaire gauche

Un paramétrage des grandeurs caractéristiques a été mené afin de concevoir rapidement cette antenne source.

Augmentation des paramètres	Fréquence de résonance	Amplitude de $Re(Z_e)$	Amplitude de $Im(Z_e)$
ϵ_r	↘	↘	↘
Longueur des brins horizontaux	↘	↗	↗
Largeur des brins horizontaux	↗	↘	↘
Plan de masse	↗	↘	↘
Hauteur du toit	↘	↗	↗
Largeur du toit	↘	→	→

Tableau IV-1 : Paramétrage de l'antenne en polarisation circulaire

c. Topologie du matériau BIE

Le matériau, quant à lui, ne diffère pas de celui utilisé pour la double polarisation. Il doit associer les deux polarisations. On utilisera donc par exemple une série de tiges métalliques associées à des anneaux. La technique de dimensionnement est toujours la même, il suffit de se reporter aux paragraphes précédents décrivant la polarisation verticale et horizontale.

Nous passerons donc directement à l'exposé de la conception d'une antenne à polarisation circulaire.

2. Conception d'une antenne en polarisation circulaire

L'antenne omnidirectionnelle en polarisation circulaire doit présenter un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB sur la bande 5.15 – 5.35 GHz et une directivité moyenne de 8 dB.

a. Géométrie de l'antenne

L'antenne est composée de 8 tiges de 4 mm de diamètre et de 23 anneaux de 3 mm de hauteur et de 4 mm de largeur espacés de 15 mm. Les dimensions extérieures de l'antenne sont donc de 400 mm de hauteur sur 68.4 mm de diamètre.

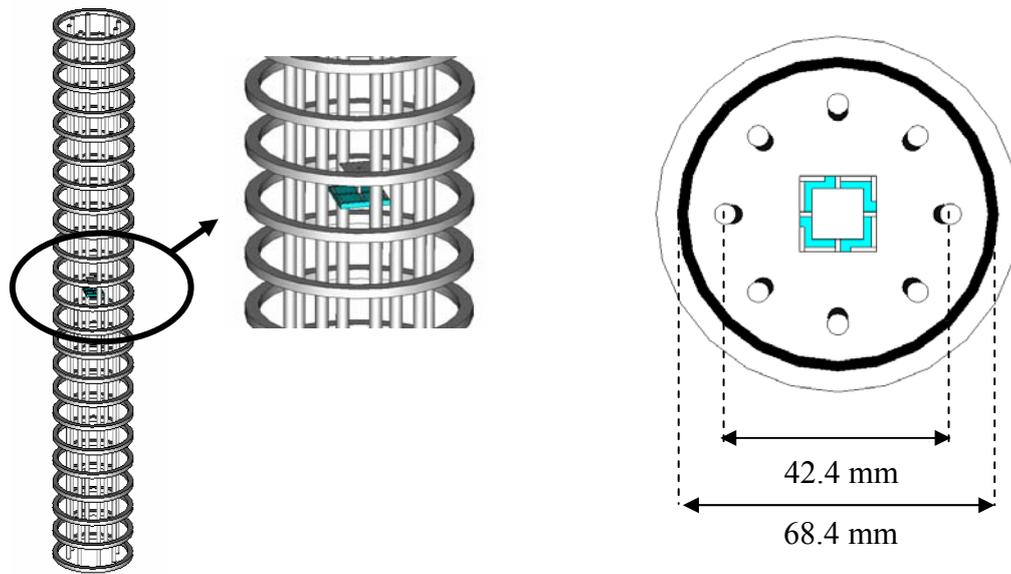


Figure IV-2 : Structure de l'antenne à polarisation circulaire

L'antenne d'excitation est réalisée sur substrat TMM4 ($\epsilon_r = 4.5$ et $\tan \delta = 0.002$) d'épaisseur 1.6 mm. Les 4 brins métalliques horizontaux sont tous identiques. Ils ont pour largeur 1 mm.

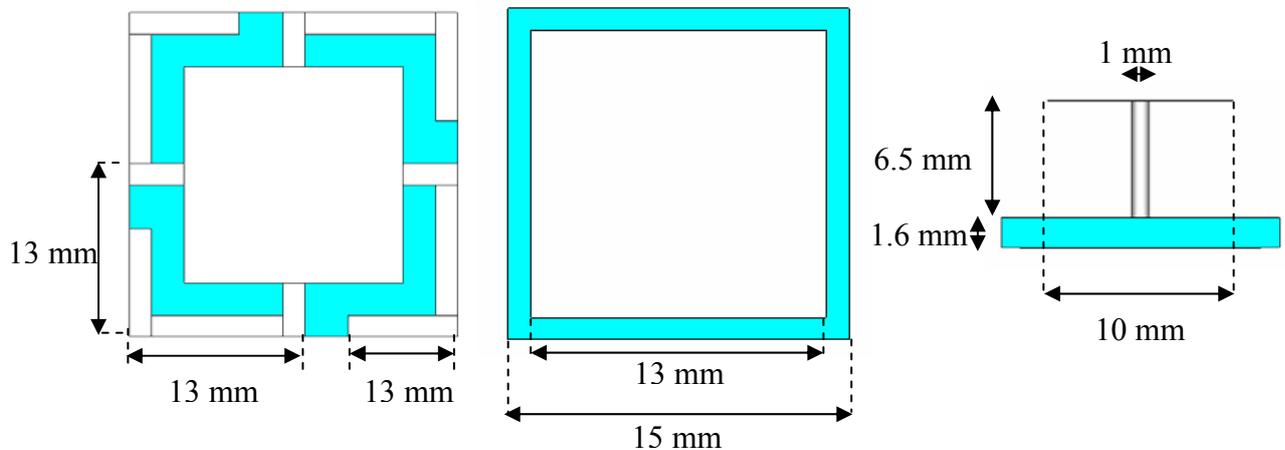


Figure IV-3 : Dimensions de la source d'excitation, vue de dessus, vue de dessous et vue de côté

Compte tenu du fait que l'antenne source est à polarisation circulaire gauche, l'antenne BIE finale sera en polarisation circulaire gauche.

b. Performances simulées

i. Directivité fréquentielle

La directivité fréquentielle varie entre 6.9 et 9.2 dB, soit une moyenne de 8 dB. Le gain intrinsèque est compris entre 6.4 et 9.1 dB. On peut noter que les pertes diélectriques sont un peu plus importantes en début de bande quand on se rapproche de la résonance de la source.

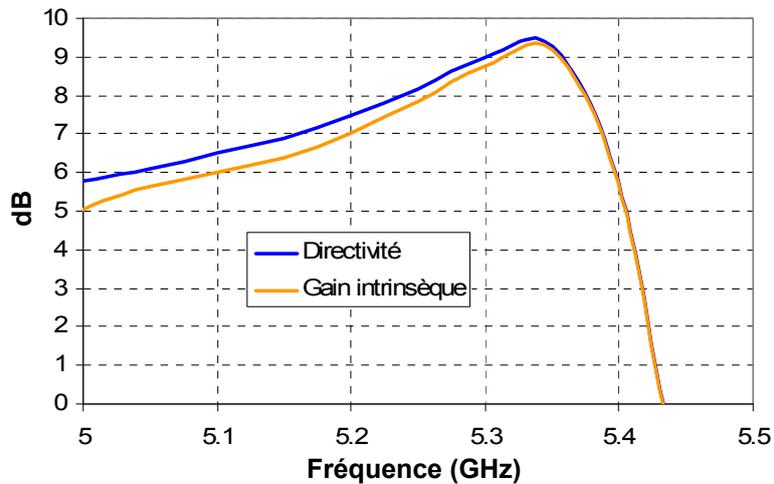
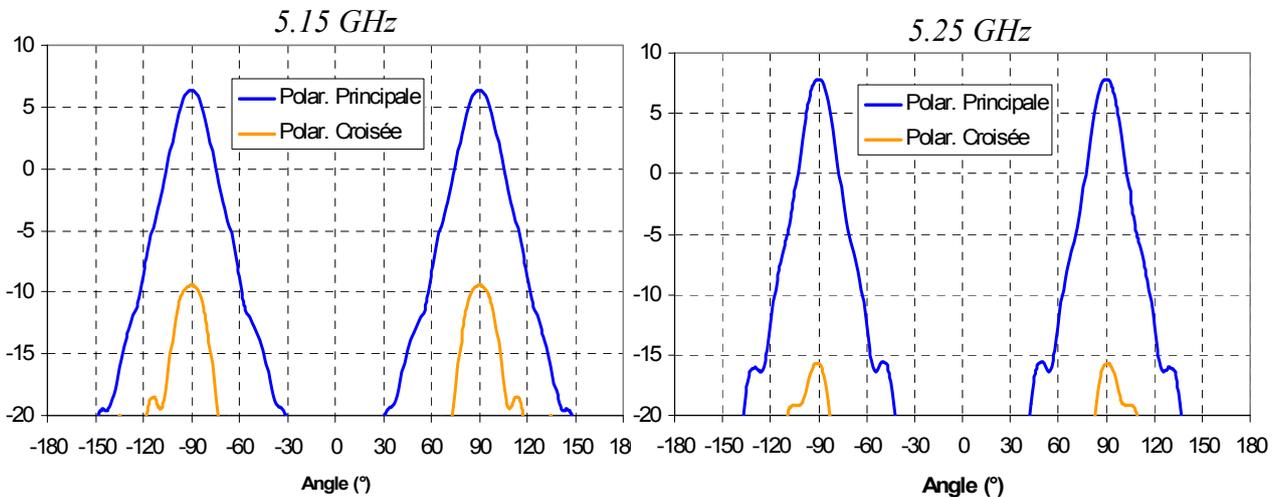


Figure IV-4 : Directivité et gain intrinsèque en fonction de la fréquence

ii. Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical présentent des lobes secondaires très faibles. L'ouverture à -3 dB est comprise entre 20° et 11°. Le découplage entre la polarisation principale et la polarisation croisée est d'au moins 15 dB.



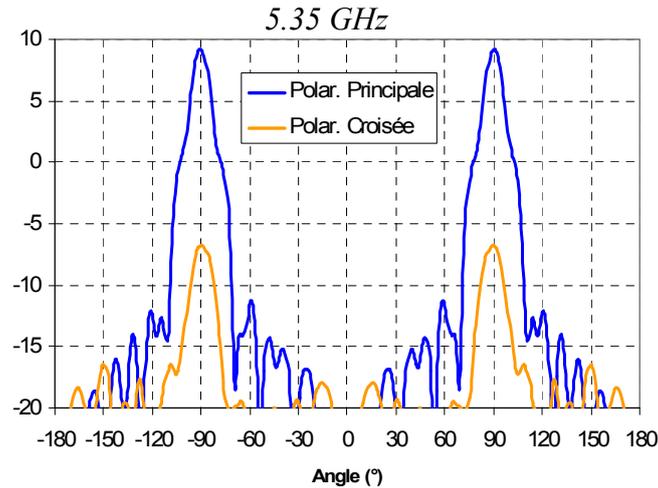


Figure IV-5 : Diagrammes de rayonnement en polarisation principale (gauche) et en polarisation croisée (droite)

iii. Taux d'ellipticité

Le taux d'ellipticité est conforme au cahier des charges. Il reste inférieur à -3 dB sur la bande 5.15 – 5.35 GHz.

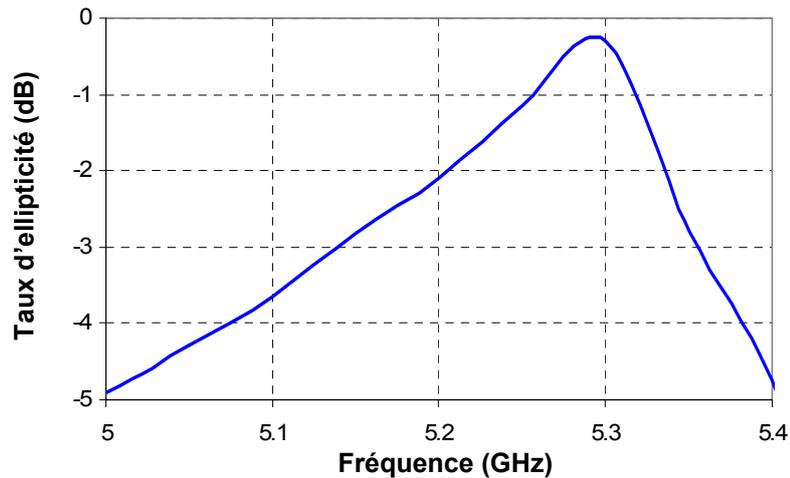


Figure IV-6 : Taux d'ellipticité à la fréquence en fonction de la fréquence

Il est important de voir si ce taux d'ellipticité ne se dégrade pas trop en fonction de l'angle Θ (Figure IV-7).

On peut constater que pour 5.15 et 5.25 GHz, le taux d'ellipticité reste supérieur à -3 dB sur une ouverture d'au moins 30° . En fin de bande, le taux d'ellipticité est plus sensible à la direction de pointage. De plus, le taux d'ellipticité n'est pas symétrique de part et d'autre de l'azimut. Ceci est dû au caractère dissymétrique de la source dans le plan vertical.

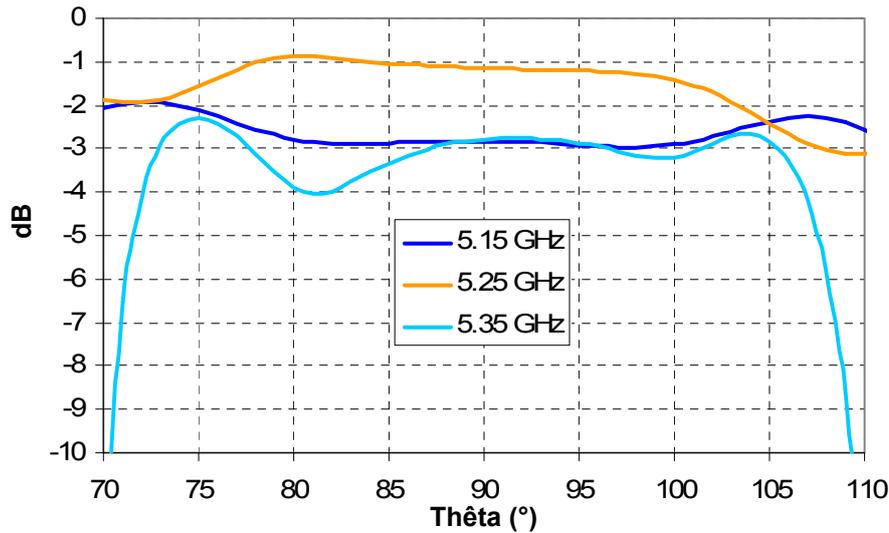


Figure IV-7 : Taux d'ellipticité en fonction de l'angle Thêta

En conclusion, il est possible de réaliser une antenne cylindrique omnidirectionnelle en azimut à polarisation circulaire grâce à l'utilisation des matériaux BIE et une source à polarisation circulaire. Néanmoins, des patchs en polarisation circulaire disposés sur l'âme centrale permettraient aussi d'exciter l'antenne coaxiale.

V. CONCLUSION

Les travaux présentés dans ce dernier chapitre ont été consacrés à l'exploitation des polarisations pour la conception d'antennes omnidirectionnelles. Dans la première partie, deux nouvelles géométries de matériau BIE ont été proposées permettant d'obtenir une antenne en polarisation horizontale. La source d'excitation à placer dans la cavité a également été modifiée. L'étude de ce nouveau concept a abouti à la réalisation d'un prototype permettant ainsi de valider la faisabilité d'antennes à polarisation horizontale. Les résultats obtenus en mesures ont été similaires à ceux obtenus en polarisation verticale. Une démarche industrielle a été adoptée notamment avec l'étude du radôme et l'analyse du coût de l'antenne.

Dans la seconde partie de ce chapitre, les deux polarisations ont été combinées pour former une antenne à double polarisation pouvant convenir aux technologies émergentes basées sur la diversité de polarisation telles que le MIMO. L'antenne conçue regroupe dans

un seul dispositif les deux polarisations auxquelles on peut associer un rayonnement omnidirectionnel.

Enfin, la troisième et dernière partie a conclu ce chapitre par la conception d'une antenne BIE à polarisation circulaire.

Les travaux effectués dans ce dernier chapitre ont permis de répondre à la problématique posée au début de cette thèse et ont montré qu'il est possible d'exploiter toutes les polarisations avec les antennes BIE omnidirectionnelles.

VI. BIBLIOGRAPHIE

- [IV.1] **C-C. LIN, H-R CHUANG**
"A 2.4 GHz Omni-directional horizontally polarized planar printed antenna for WLAN application"
- [IV.2] **H.-R. CHUANG**
"Omnidirectional horizontally polarized Alford Loop Strip Antenna", US Patent N° 5767809, June 1998.
- [IV.3] **E. A. SOLIMAN, M. S. IBRAHIM, and A. K. ABDELMAGEED**
"Dual-polarized omnidirectional planar slot antenna for WLAN Applications", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, N° 9, September 2005.
- [IV.4] **M. LE GOFF, L. DUCHESNE, J.M. BARACCO, P. DUMON**
"Circularly polarized wire antenna", Patent WO2004001900, December 22 2005
- [IV.5] **K. IIGUSA, T. TESHIROGI, M. FUJITA, S-I YAMAMOTO, T. IKEGAMI**
"A slot array antenna on a coaxial cylinder with a circularly polarized conical beam", Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 83, N°3, 2000.
- [IV.6] **J. M. FERNANDEZ, J.L. MASA-CAMPOS, M. SIERRA-PEREZ**
"Circularly polarized omnidirectional millimeter wave monopole with parasitic strip elements", Microwave and Technology Letters, Vol.49, N° 3, March 2007.
- [IV.7] **J. D. MORROW**
"Polarization-adjustable omnidirectional dipole array", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 2, 2003.
- [IV.8] **N. HASEBE**
"A feeding method for small helical antennas", Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 90, N°3, 2007.
- [IV.9] **K. NAKAYAMA, H. NAKANO**
"Radiation characteristics of a conformal spiral antenna", Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 90, N°5, 2000.
- [IV.10] **F-R. HSIAO, K-L. WONG**
"Low profile omnidirectional circularly polarized antenna for WLAN access points", Microwave and Technology Letters, Vol.46, N° 3, August 5 2005.

Conclusion générale

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire a porté sur **l'étude d'antennes omnidirectionnelles en azimuth conçues à partir de matériau à bande interdite électromagnétique (BIE)**.

Dans un premier temps, les réseaux de télécommunications sans fil et les antennes de stations de base associées ont été présentés. Cette étape a permis de dégager **les caractéristiques** essentielles et nécessaires pour les **antennes omnidirectionnelles**. En s'appuyant sur les travaux déjà réalisés dans l'équipe sur les antennes BIE directives, nous avons montré que le principe pouvait inspirer la formation d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Deux structures d'antennes ont alors été dégagées : **l'antenne cylindrique** et **l'antenne coaxiale** présentant une âme centrale métallique. L'étude de ces deux structures a par la suite été menée en parallèle.

Le fonctionnement général de ces antennes a ensuite été décrit. Une étude en fonction de la fréquence, des conditions aux limites, et en fonction de la hauteur de l'antenne ont permis de mieux comprendre comment agir sur l'antenne pour atteindre les caractéristiques souhaitées.

Puis, le travail a porté sur le choix de **la source d'excitation** de la cavité BIE. La nature de la source et l'influence du décalage vertical ou latéral ont permis de dégager une position privilégiée et de confirmer l'interprétation des phénomènes.

Enfin, les caractéristiques des matériaux BIE ont été mises en avant et paramétrées. La description des **matériaux diélectriques** a permis d'établir des performances potentielles et de valider le principe employant les matériaux BIE pour la conception d'antennes omnidirectionnelles. Néanmoins, des limitations sur l'encombrement, la difficulté de réalisation et le coût ont été rencontrées. Les **structures métalliques** sont alors apparues comme des candidates parfaites pour palier à ces problèmes. Un paramétrage précis a permis de mettre au point **des abaques** constituant alors un outil de conception très utile pour l'ingénieur. Le dimensionnement de l'antenne en fonction du taux de remplissage détermine une directivité et une bande passante donnée.

Dans l'optique d'aller au-delà des performances dictées par ces abaques, deux techniques ont été appliquées : **la technique multisources** et **la conformation de la cavité**. La première consiste à employer plusieurs sources pour exciter la cavité BIE. La variation du

nombre de sources et leur écartement permet d'améliorer considérablement la directivité et la bande passante des antennes. La deuxième opération a pour effet d'améliorer essentiellement la bande passante.

A ce stade, **un prototype** d'antenne BIE omnidirectionnelle en azimut a été réalisé. Les mesures ont confirmé les travaux menés jusque-là. Cependant, la mauvaise adaptation de ces antennes demeurait un obstacle à leur industrialisation.

Après avoir mis en évidence ce problème récurrent chez les antennes à base de matériaux BIE, une longue phase de simulations a été entreprise pour tenter de résoudre ce problème. L'utilisation d'un patch a été concluante et a débouché sur la réalisation d'un autre **prototype d'antenne adapté** à -10 dB sur plus de 4% de bande.

Les performances obtenues avec cette antenne ont alors été **comparées** à une technologie concurrente : **les réseaux de dipôles**. Finalement, une étude de coût d'industrialisation a été analysée.

Enfin, la dernière phase de cette étude a porté sur **l'exploitation des différentes polarisations des antennes BIE** car les systèmes de télécommunications s'appuient de plus en plus sur la diversité de polarisation pour augmenter la capacité des réseaux. La démarche employée pour les antennes en polarisation verticale a été répétée pour **la polarisation horizontale**. Les sources d'excitation, ainsi que deux topologies de structures BIE ont été décrites. Cela a ensuite donné lieu à la **réalisation d'un prototype**. Les résultats obtenus ont été similaires à ceux réalisés en polarisation verticale. Cette observation a ensuite conduit à l'étude d'une **antenne à double polarisation** et d'une autre à **polarisation circulaire**. Toutes deux sont simplement réalisées par la superposition des matériaux dans chacune des polarisations linéaires orthogonales. Pour la double polarisation, deux sources sont utilisées et une source unique excite la cavité de l'antenne à polarisation circulaire.

En conclusion, les différents travaux présentés dans cette thèse ont montré la **faisabilité d'antennes BIE omnidirectionnelles à base de matériau BIE diélectrique et métallique et ont fait l'objet d'un brevet**. Les performances que l'on peut attendre sont maintenant connues et des techniques d'amélioration des performances ont été appliquées. Leurs avantages et leurs inconvénients ont été ciblés et des méthodes de réduction des coûts de fabrication ont été proposées.

Les axes de recherche à explorer désormais sont multiples. Ils se décomposent en plusieurs points visant aussi bien le fonctionnement en lui-même des antennes comme leurs fonctionnalités ou leur agilité pour former un type de diagramme.

- Premièrement, afin d'améliorer le fonctionnement de ces antennes, il serait intéressant d'étudier **l'effet de corrugations** dans l'âme centrale de l'antenne coaxiale dans le but d'éliminer la propagation des ondes évanescentes vers les extrémités de la structure.
- D'autre part, les systèmes de télécommunications fonctionnent très souvent sur deux bandes, l'une dit montante, l'autre descendante. Cela implique d'utiliser des **antennes multibandes**. Ce fonctionnement a déjà été étudié pour les antennes BIE planaires et pourrait être reproduit pour les antennes BIE à rayonnement omnidirectionnel.
- Viennent ensuite différentes perspectives pour la formation du diagramme de rayonnement. Tout d'abord, il est possible de **reconfigurer le diagramme dans le plan horizontal**. Des travaux sur ce sujet ont déjà été engagés au sein de l'équipe. Pour réaliser ce type d'antenne, la structure coaxiale munie d'une âme centrale convient parfaitement. En modifiant le diamètre de l'âme centrale et le nombre de sources disposées tout autour dans le plan horizontal, de nombreuses configurations sont possibles. L'excitation d'une source plutôt qu'une autre permet de faire varier la direction de pointage et de former ainsi **une antenne à pointage électronique**. En excitant plusieurs sources, il est aussi possible de former plusieurs secteurs et de faire varier leur direction. On peut imaginer la **formation d'un secteur** dans une zone industrielle dans la journée puis redirigée vers une zone résidentielle en soirée. Enfin, en excitant la structure avec un nombre de sources variable, on peut faire varier **l'angle d'ouverture** de l'antenne.
- Une autre application pourrait consister en la formation d'une **antenne à balayage électronique** pilotée par des commutateurs. Cette antenne a déjà été réalisée et les phases de mesures et d'analyse sont en cours.
- Enfin, on pourrait penser à **former le lobe dans le plan vertical** par la création soit d'un dépointage soit d'un lobe en cosécante carrée par exemple. Cela implique cette fois la mise en œuvre d'un réseau de sources dans le plan vertical.

Annexes

Annexe 1 :

La polarisation d' une antenne

I. CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente localement les propriétés d'une onde plane. La polarisation de cette onde dans une direction donnée est, par définition, caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine.

En régime harmonique, dans la base $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\phi)$ des coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) , le champ électrique lointain peut s'écrire en un point fixé :

$$\vec{E}(t) = E_\theta(t) \vec{e}_\theta + E_\phi(t) \vec{e}_\phi \quad (\text{A1-1})$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} E_\theta(t) = E_{\theta m} \cos(\omega t + \alpha_\theta) \\ E_\phi(t) = E_{\phi m} \cos(\omega t + \alpha_\phi) \end{cases}$$

Soit α la différence de phase entre les deux composantes, $\alpha = \alpha_\theta - \alpha_\phi$; on montre que les composantes E_θ et E_ϕ vérifient l'équation :

$$\frac{E_\theta^2(t)}{E_{\theta m}^2} + \frac{E_\phi^2(t)}{E_{\phi m}^2} - 2 \cos \alpha \cdot \frac{E_\theta(t) \cdot E_\phi(t)}{E_{\theta m} \cdot E_{\phi m}} - \sin^2 \alpha = 0 \quad (\text{A1-2})$$

Cette équation définit, dans le plan (θ, ϕ) , l'**ellipse de polarisation** du champ rayonné, symétrique par rapport à l'origine. Comme indiqué sur la **Figure A1-1**, l'axe principal de l'ellipse est incliné d'un angle ψ par rapport à l'axe O_θ du repère, donné par [A1.1] :

$$\tan 2\psi = \frac{2E_\theta E_\phi \cos \alpha}{E_\theta^2 - E_\phi^2} \quad (\text{A1-3})$$

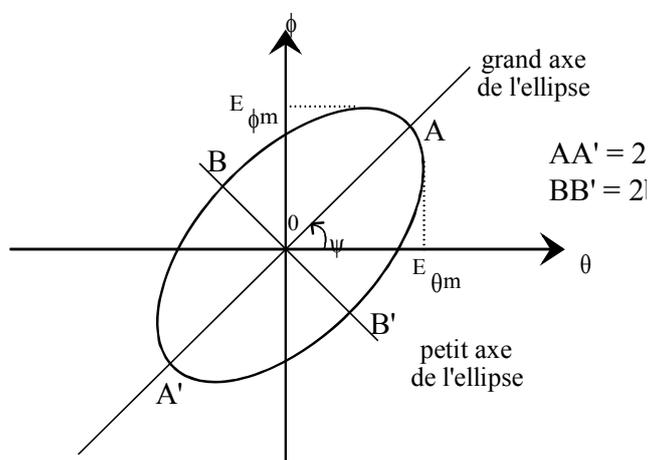


Figure A1-1 : ellipse de polarisation

Dans le cas général, la polarisation d'une antenne est une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la direction de rayonnement considérée. Le sens du parcours décrit par l'extrémité du vecteur champ électrique définit le sens de la polarisation. Il est dit droit (resp. gauche) si $\sin(\alpha) > 0$ (resp. $\sin(\alpha) < 0$), l'observateur regardant dans le sens de propagation de l'onde.

Une polarisation est caractérisée généralement par son taux d'ellipticité (ou rapport axial) T qui est défini par l'égalité suivante :

$$T = \frac{\text{grand diamètre de l'ellipse}}{\text{petit diamètre de l'ellipse}} = \frac{a}{b} \quad (\text{A1-4})$$

exprimé habituellement en décibel : $T(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right)$.

En posant $a_1 = |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2$, $a_2 = |E_\theta| \cdot |E_\phi|$, on obtient après un changement de coordonnées adéquat :

$$T = \left(\frac{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2^2 \cdot \sin^2 \alpha}}{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2^2 \cdot \sin^2 \alpha}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A1-5})$$

Pratiquement, deux cas particuliers de polarisation sont le plus souvent recherchés :

- la polarisation rectiligne ($T \rightarrow \infty$ ou $T = 0$), obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps : l'ellipse devient un segment de droite ;

- la polarisation circulaire ($T = 1$) droite ou gauche, lorsque les deux composantes du champ électrique vibrent en quadrature de phase ($|\alpha| = \pi / 2$) avec une même amplitude ($E_{\theta m} = E_{\phi m}$) : l'ellipse devient alors un cercle.

Ainsi, dans chaque direction (θ, ϕ) de l'espace, une antenne présente un certain "état de polarisation" entièrement caractérisé par la connaissance du taux d'ellipticité, du sens et de l'inclinaison ψ (par rapport à une direction de référence) du grand axe de l'ellipse de polarisation. Chaque état de polarisation peut être représenté par un point unique sur une sphère attribuée à POINCARÉ représentée sur la **Figure A1-2** [A1-2].

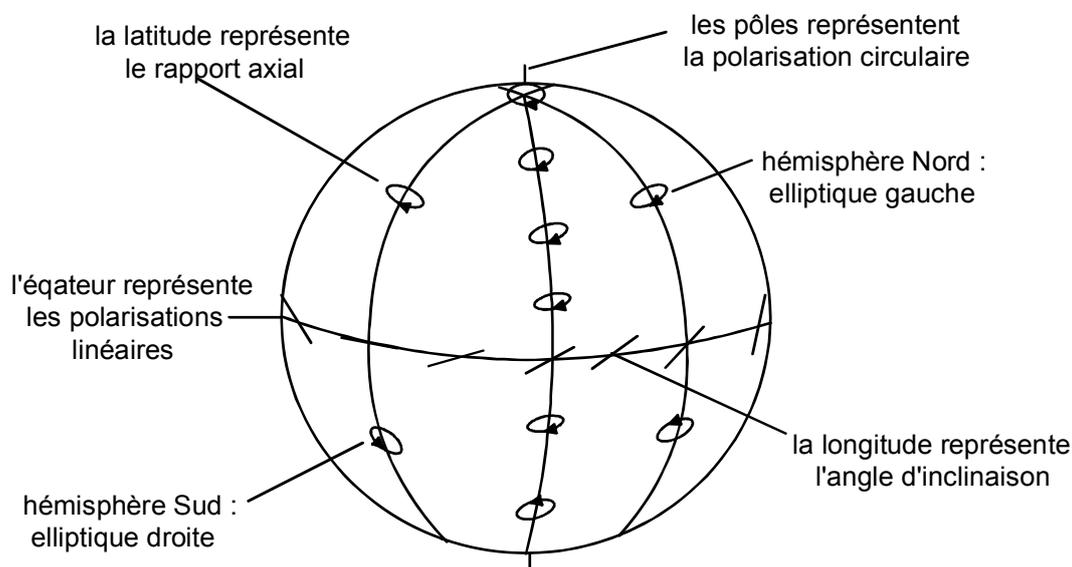


Figure A1-2 : Sphère de POINCARÉ

Cette représentation permet aussi d'évaluer le rendement (ou couplage) de polarisation p quand une onde radioélectrique arrive sur une antenne. A partir des relations trigonométriques dans la sphère, l'expression de p peut être obtenue en fonction des taux d'ellipticité de l'onde incidente (T_i) et de l'aérien de réception (T_r), comme suit :

$$p = \frac{(1 + T_i^2)(1 + T_r^2) + 4T_i T_r + (1 - T_i^2)(1 - T_r^2) \cos 2\varphi}{2(1 + T_i^2)(1 + T_r^2)} \quad (\text{A1-6})$$

où φ est l'écart angulaire entre les grands axes des ellipses.

$T_i T_r > 0$ (resp. < 0) pour des polarisations de même sens (resp. de sens contraire) évaluées dans un repère identique.

Le paramètre p caractérise le transfert de puissance entre les polarisations de l'émission et de la réception. L'émission et la réception sont dites en copolarisation pour la valeur de φ où p est maximale et en contrapolarisation pour celle où p est minimale.

II. LA POLARISATION CIRCULAIRE

En plus de ces caractéristiques électriques, l'antenne en polarisation circulaire est définies par :

- son taux d'ellipticité
- son sens de rotation
- son diagramme de rayonnement en polarisation circulaire

Dans la plupart des applications, un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB dans le lobe à mi-puissance est suffisant. Pour notre cas particulier, les spécifications imposent un taux inférieur à 4 dB.

Lors de la simulation par la méthode des différences finies, la valeur du taux d'ellipticité de l'antenne et son sens de rotation sont décrits à partir du module et de la phase des composantes du champ électrique total rayonné.

Si le sens de la polarisation de l'antenne sous test est droit, une antenne de réception en polarisation circulaire droite parfaite ne recevrait que la composante du diagramme de rayonnement en polarisation circulaire droite, à savoir le diagramme de rayonnement en "polarisation principale". Ainsi le diagramme de rayonnement en polarisation circulaire de l'antenne sous test, pour un sens défini, est obtenu grâce au champ électrique total rayonné et au rendement de polarisation p défini par :

$$p = \frac{1}{2} + \left(\frac{T_i}{1 + T_i^2} \right) \quad (\text{A1-7})$$

En effet, la relation (A1-6) est simplifiée puisque :

$$|T_r| = 1 \text{ (aérien de réception en polarisation circulaire parfaite),}$$

$$T_i T_r > 0 \text{ (émission et réception en copolarisation).}$$

• **Formules approchées**

Il est possible d'évaluer l'évolution angulaire du taux d'ellipticité ainsi que sa dépendance relative aux lois d'excitation en amplitude et phase, à partir de formules approchées. Le champ rayonné à grande distance par une antenne plaque fonctionnant sur son mode fondamental selon la direction Ox peut être approché [A1.3] par la relation (pour $0 \leq \theta \leq \pi/2$ et $0 \leq \phi \leq \pi/2$) :

$$\vec{E}_1(r, \theta, \phi) = A_1 \sqrt{\eta_0} \left(C_E(\theta) \cdot \cos \phi \cdot \vec{e}_\theta - C_H(\theta) \cdot \sin \phi \cdot \vec{e}_\phi \right) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (\text{A1-8})$$

et pour une polarisation selon Oy:

$$\vec{E}_2(r, \theta, \phi) = A_2 \sqrt{\eta_0} \left(C_E(\theta) \cdot \sin \phi \cdot \vec{e}_\theta + C_H(\theta) \cdot \cos \phi \cdot \vec{e}_\phi \right) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (\text{A1-9})$$

A_1 et A_2 sont des constantes complexes ; $A_1 = A_2 = A_0$ si les amplitudes d'excitation sont égales. η_0 est l'impédance d'onde dans le vide.

$C_E(\theta)$ et $C_H(\theta)$ représentent les diagrammes de rayonnement respectivement dans les plans E et H, calculés par la méthode de la cavité classique.

Dans le cas d'une antenne polarisée circulairement grâce à l'excitation de deux modes polarisés orthogonalement et en quadrature de phase (*figure A1-3*), le champ total rayonné peut s'écrire :

$$\vec{E}_t(\vec{r}) = \vec{E}_1(\vec{r}) + jt\vec{E}_2(\vec{r}) \quad (\text{A1-10})$$

$$\vec{E}_t(\vec{r}) = A_0 \sqrt{\eta_0} \left(C_E(\theta) \cdot \vec{e}_\theta + j\tau C_H(\theta) \cdot \vec{e}_\phi \right) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot e^{j\tau\phi} \quad (\text{A1-11})$$

si $\tau = +1$ polarisation gauche

$\tau = -1$ polarisation droite

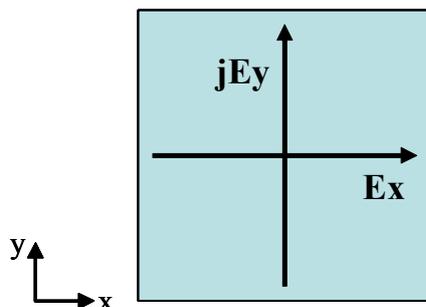


Figure A1-3 : excitation de deux modes orthogonaux

Remarques :

- Le taux d'ellipticité dans l'axe est égal à τ si $C_E(\theta = 0) = C_H(\theta = 0)$.
- Si $|\tau| = 1$ la polarisation circulaire est pure dans l'axe et se détériore dans les autres directions (quand θ varie).

[A1-1] **J.D. KRAUS**, "Antennas", Mc Graw – Hill book Company – New-York – USA, 1950

[A1-2] **Y.T. LO – S.W. LEE**, "Antenna Handbook ; Theory, applications and design", Van Nostrand Reinhold Company – New-York – USA, 1988

[A1-3] **G. DUBOST**, "Mutual impedance and coupling coefficient between two patches expressed through analytical forms", Electronics Letters – Vol. 21 – n° 23 – pp. 1099-1101, Novembre 1985

Annexe 2 :

Simulation d'antenne à matériau diélectrique

La structure retenue est constituée de deux cylindres d'épaisseur 3,5 mm et de hauteur égale à 280 mm. Le rayon intérieur du premier cylindre est de 21,5 mm et de 35,7mm pour le deuxième. L'excitation que nous avons choisie est un dipôle imprimé placé sur l'axe de rotation et à mi-hauteur.



Figure A2-1 : Antenne BIE cylindrique à matériau diélectrique

L'impédance d'entrée et le module du coefficient de réflexion sont présentés **Figure A2-1**.

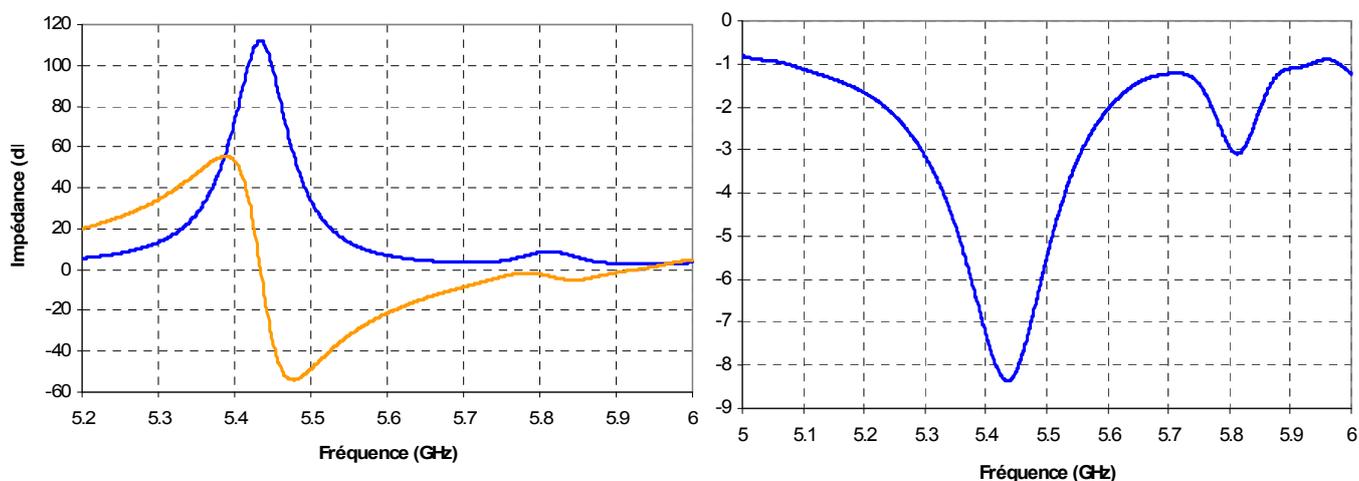


Figure A2-2 : Impédance d'entrée et module du coefficient de réflexion

Il faut noter la mauvaise adaptation de cette antenne et les difficultés rencontrées lors la conception pour essayer d'améliorer cette caractéristique. Cependant, ce prototype a pour but de valider la structure cylindrique pour la conception d'une antenne omnidirectionnelle en azimut. C'est pourquoi nous nous intéresserons principalement au rayonnement.

Les diagrammes de rayonnements dans le plan horizontal sont présentées sur la **Figure A2-3** à trois fréquences, au début, au milieu et en fin de la bande passante en rayonnement à -3 dB. L'ondulation reste inférieure à 0.7 dB, c'est un atout pour ces antennes.

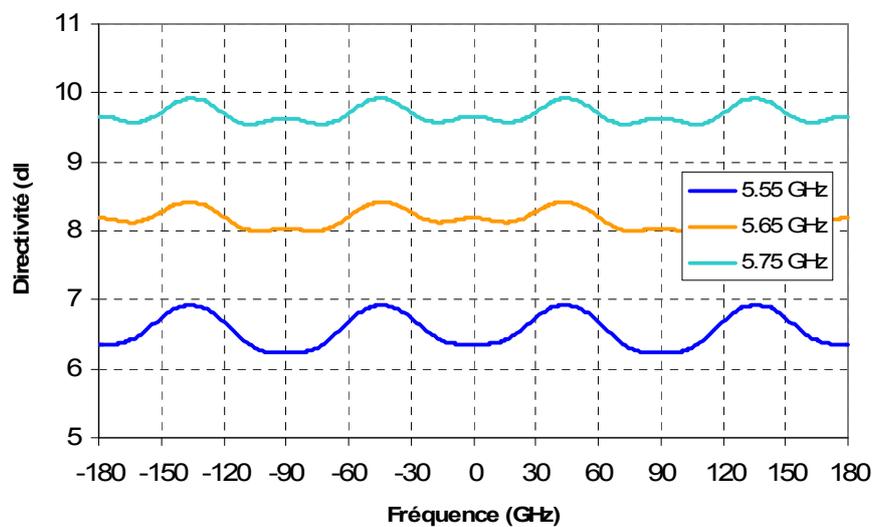


Figure A2-3 : Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Dans le plan vertical, on peut observer que les diagrammes de rayonnements présentent de faibles lobes secondaires. De plus, la polarisation croisée dans l'axe est toujours inférieure à -20 dB du maximum. La directivité maximale est atteinte à 5.75 GHz avec 9.6 dB.

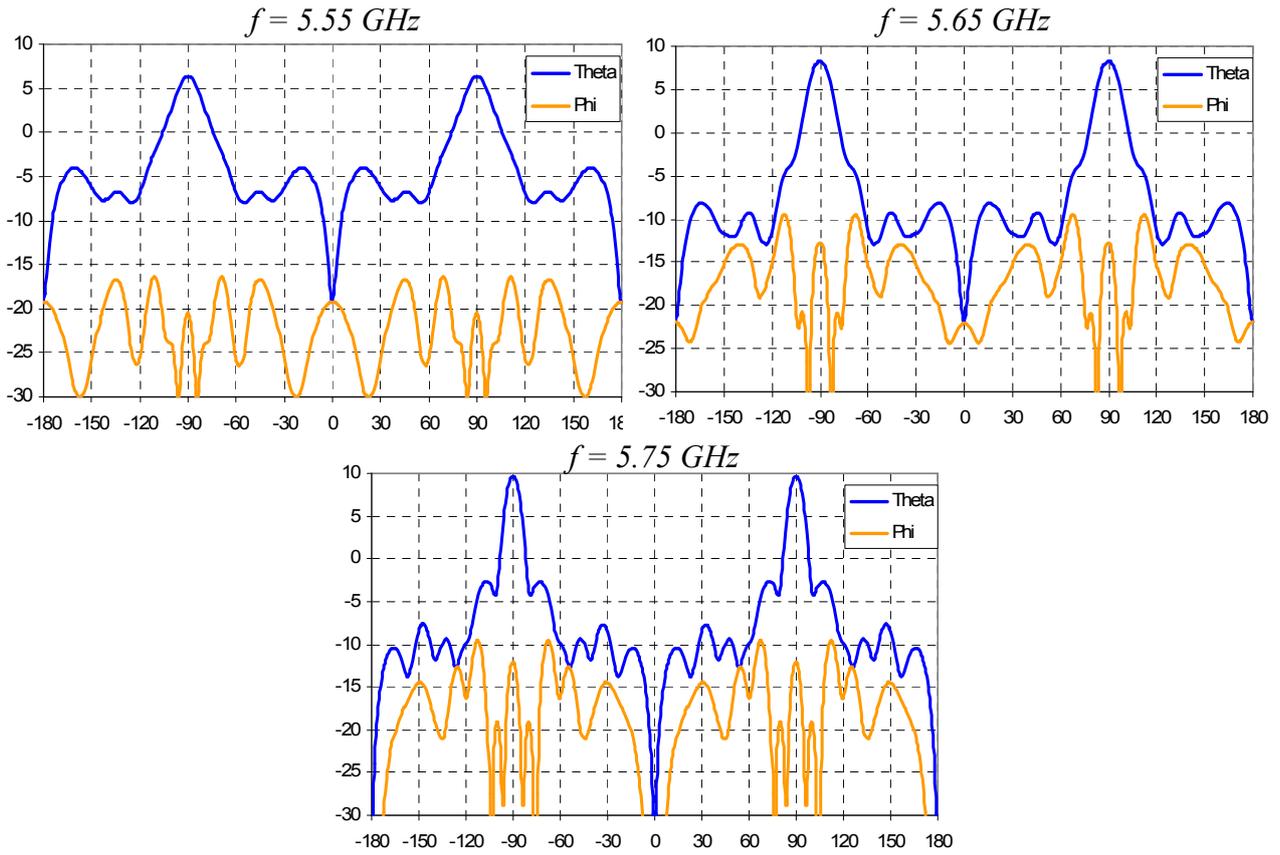


Figure A2-4 : Diagrammes de rayonnements dans le plan vertical

En conclusion, la directivité fréquentielle mesurée en un point de l'azimut évolue comme indiquée **Figure A2-5**. La bande en rayonnement à -3 dB atteint 4.6% et à -1 dB, elle est égale à 2.1%.

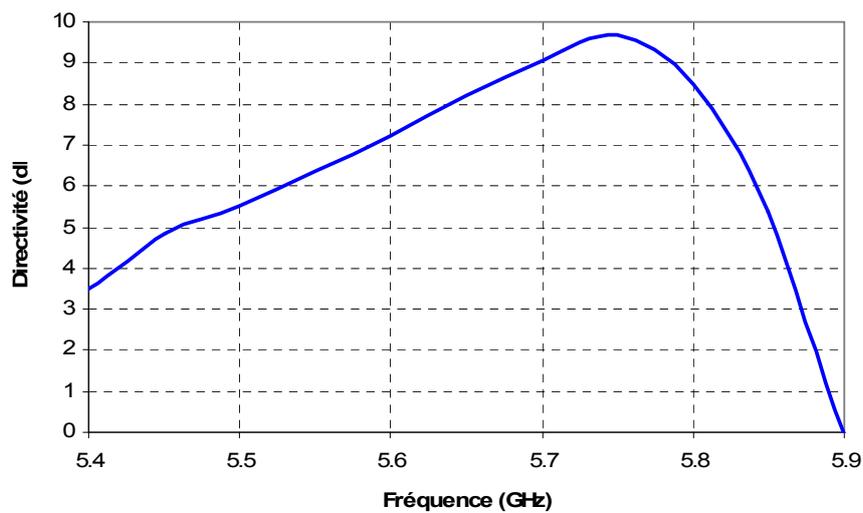


Figure A2-5 : Directivité fréquentielle

Annexe 3 :

Création d'un filtre antenne

L'adaptation des antennes BIE reste un exercice difficile. Nous avons montré qu'il était possible de parvenir une adaptation suffisante de -10 dB. Cependant, pour certaines structures très résonantes, il est parfois indispensable de faire appel à un circuit d'adaptation. Nous utiliserons un système de filtre antenne [A3-1] dont le principe a été développé au sein des équipes OSA et MINACOM du laboratoire XLIM.

I. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU FILTRE ANTENNE

Un filtre antenne a deux fonctions. Il doit permettre d'adapter l'antenne sur sa bande de fonctionnement et garantir une directivité optimale sur cette bande et non en dehors. C'est le critère de sélectivité de filtre qui permettra de sélectionner la bande voulue.

Pour réaliser cette adaptation, un filtre est positionné en amont de l'antenne. Son impédance d'entrée est égale à 50Ω alors que son impédance à la sortie sera exactement l'impédance conjuguée de l'antenne conçue préalablement. Le système final est donc un filtre-antenne.

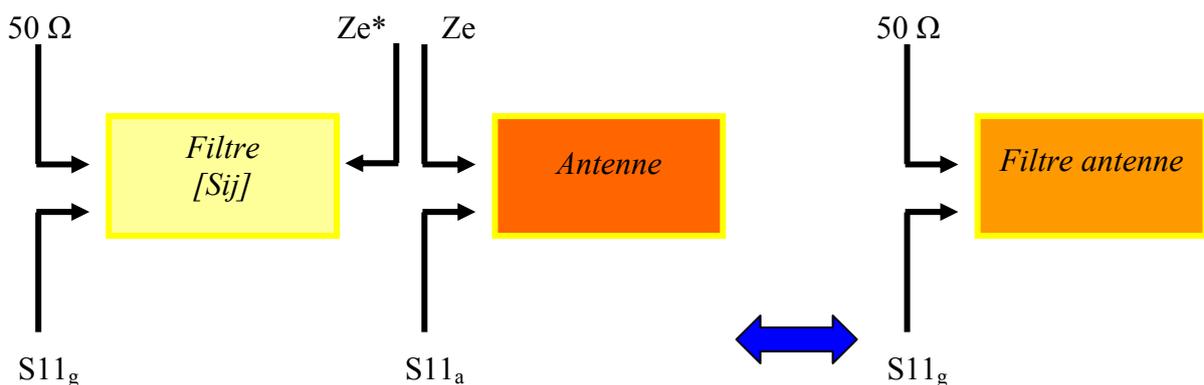


Figure A3-1 : Principe de fonctionnement du filtre antenne

L'expression du coefficient de réflexion global s'exprime par :

$$S_{11g} = S_{11f} + \frac{S_{12f} \cdot S_{21f} \cdot e^{-2j\beta L} \cdot S_{11a}}{1 - S_{22f} \cdot S_{11a} \cdot e^{-2j\beta L}}$$

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

Cette solution présente un avantage certain car l'impédance d'entrée de l'antenne reste transparente pour le système final. Il est donc inutile de chercher forcément à adapter l'antenne pour avoir un filtre-antenne dont l'impédance d'entrée est proche de 50Ω .

Cependant, des études ont montré qu'il était préférable d'avoir une phase avec peu de variation sur la bande et un module médiocre (environ -5 dB) plutôt qu'un module optimal et une phase très chahutée.

Le filtre utilisé est une fonction de Tchebychev. C'est en modifiant le nombre de pôles que l'on peut faire varier la bande passante et sa sélectivité.

II. SIMULATION DE L'ANTENNE ET CONCEPTION D'UN FILTRE ANTENNE

L'exemple choisi est une antenne BIE cylindrique à polarisation verticale excitée par un dipôle à fentes. L'antenne comporte 8 tiges de manière à atteindre une directivité comprise entre 8 et 9.8 dB et des pertes intrinsèques de 1 dB.

Nous avons vu qu'il était nécessaire de positionner la deuxième résonance juste avant la bande de fonctionnement pour éviter une chute du gain. Cela a pour effet de dégrader un peu l'adaptation. C'est la raison pour laquelle un filtre antenne a été simulé pour montrer l'amélioration de l'adaptation.

La bande d'adaptation souhaitée est 5.15 – 5.35 GHz. Sur cette bande, l'antenne est adaptée à -5.5 dB alors que l'objectif est fixé à -10 dB.

Successivement, le filtre de Tchebychev a été optimisé en faisant varier le nombre de pôles de manière à atteindre les -10 dB souhaités.

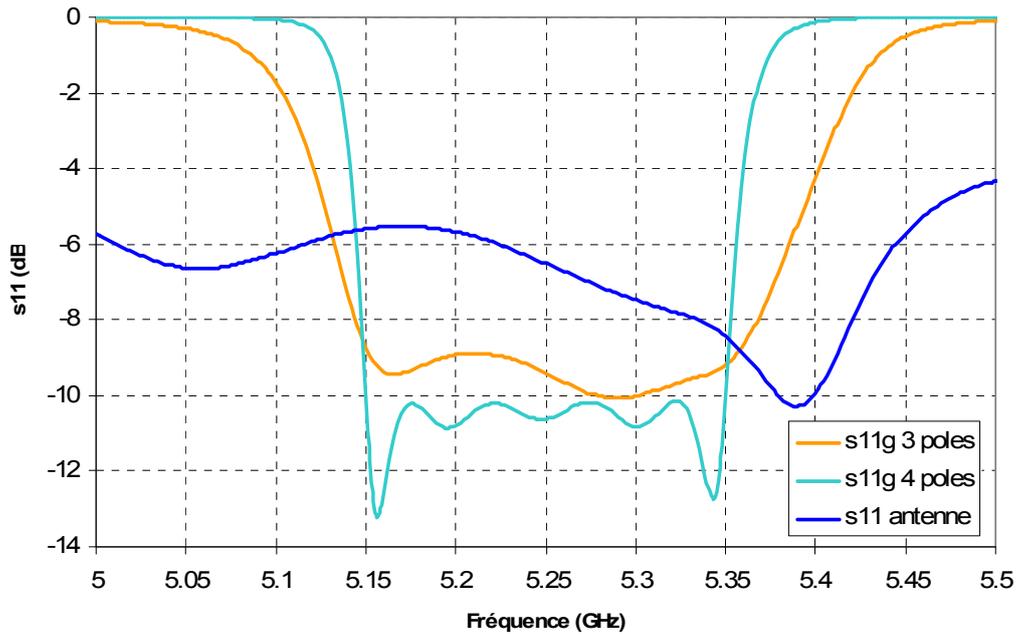


Figure A3-2 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne et du filtre antenne associé utilisant un filtre à 3 pôles ou 4 pôles

Avec un filtre à 3 pôles, l'adaptation du filtre antenne est de -9 dB. Avec 4 pôles, le système atteint une adaptation de -10 dB sur la bande. Du même temps, on peut observer que la sélectivité du filtre est beaucoup plus grande.

En conclusion, le concept de filtre antenne est satisfaisant pour adapter nos antennes BIE. Cependant, il faut noter que le nombre de pôles peut devenir rapidement conséquent et compliquer le système. Aussi, tous les efforts seront néanmoins concentrés sur l'adaptation de l'antenne BIE seule.

[A3-1] M. TROUBAT, *"Développement d'une méthode de synthèse pour la conception avancée de fonctions de filtrage et de rayonnement combinées"*, Thèse de Doctorat N°51-2006, Université de Limoges, 27 Septembre 2006.

Annexe 4 :

Mesure de la directivité à partir des diagrammes de rayonnement d'une antenne

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 [A4-1].

Dans ce qui suit les acquisitions des composantes E_θ et E_ϕ sont obtenues dans un repère sphérique (Figure A4-1).

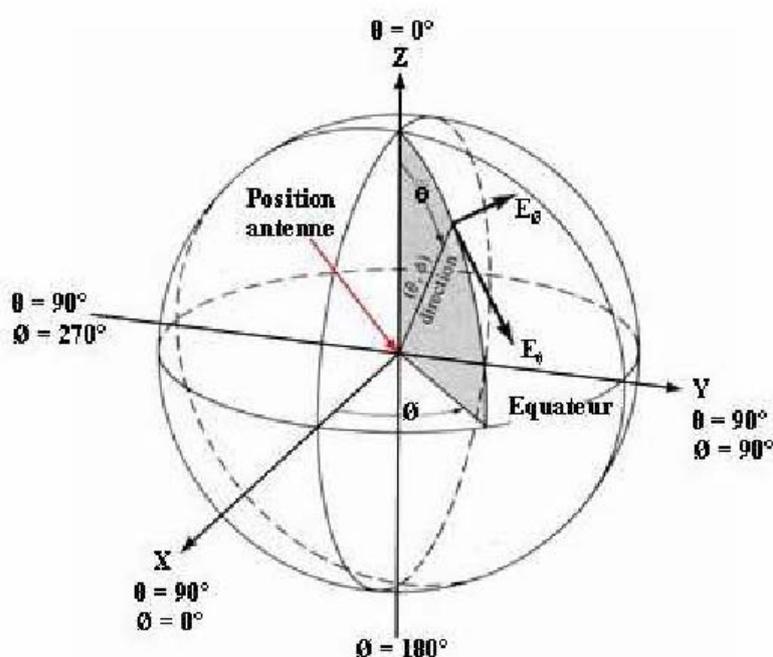


Figure A4-1 : Repère sphérique

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 :

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\int (\int E^2(\theta, \varphi) d\varphi) \sin \theta d\theta} \quad (\text{A4.1})$$

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

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\sum (\int E^2(\theta) \sin \theta d\theta) * \Delta\varphi} \quad (\text{A4.2})$$

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)

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{(\int E^2(\theta) \sin \theta d\theta)} \quad (\text{A4.3})$$

et θ varie de $-\theta_m$ à θ_m

Cas des coupes à θ constant

$$D_m : \frac{4 * \pi * E_m^2}{\sum (\int E^2(\theta_i, \varphi) d\varphi) \sin \theta_i * \Delta\theta} \quad (\text{A4.4})$$

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.

[A4-1] J.S. HOLLIS, T. J. LYON, L. CLAYTON, "Microwave and measurements", Scientific-Atlanta, Inc, Atlanta, Georgia, 1970.

Liste des travaux

❖ **BREVET**

L. FREYTAG – E. POINTEREAU – B. JECKO

"Antenne à matériau BIP (Bande Interdite Photonique) à paroi latérale entourant un axe."
Brevet N° FR 2005001087, 29 Avril 2005.

❖ **PUBLICATIONS DANS UNE REVUE SCIENTIFIQUE
INTERNATIONALE**

E. POINTEREAU, H. CHREIM, B. JECKO, P. DUFRANE

"Omnidirectional cylindrical electromagnetic gap antenna with dual polarization".
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 6, 2007.

H. CHREIM, E. POINTEREAU, B. JECKO, P. DUFRANE

"Omnidirectional electromagnetic band gap antenna for base station application".
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 6, 2007.

❖ **COMMUNICATIONS NATIONALES ET INTERNATIONALES**

L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO

"Novel Dielectric EBG Antenna with Omnidirectional Pattern in Azimuth".
URSI 2004, International Symposium on Electromagnetic Theory, May 23-27 2004, Pise,
Italie, Vol. 1, pp. 600-602, Session 2.15.

L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO

"Omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antenna for base station of wireless network".

2004 IEEE AP-S International Symposium and USNC / URSI National Radio Science Meeting, June 20-26 2004, Monterey, California, USA, Vol. 1, pp. 815-818, Session 31.

V. LARREY, L. FREYTAG, L. LEGER, E. POINTEREAU, A. MADELAINE, T. MONEDIERE, B. JECKO

"Directional and omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antennas for base station of wireless network".

IST Mobile and Wireless Communications Summit, June 27-30 2004, Lyon, FRANCE.

E. POINTEREAU, L. FREYTAG, B. JECKO

"Cylindrical dielectric electromagnetic band gap antenna with omnidirectional radiation in azimuth".

JINA 2004, 13ème Journées Internationales de Nice sur les Antennes, NICE, France, 8-10 Novembre 2004, pp. 130-131 – Session 2.10 - Poster.

L. FREYTAG, E. POINTEREAU and B. JECKO

"New development around omnidirectional Electromagnetic Band Gap antennas".

International Workshop on antenna Technology : small antennas and novel metamaterials, March 7-9 2005, Singapore.

E. POINTEREAU, L. FREYTAG, B. JECKO

"Antenne cylindrique à matériau BIE métallique".

14^{èmes} Journées Nationales Microondes, JNM 2005, NANTES, FRANCE, 11-13 Mai 2005, p. 160.

L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO

"Dielectric and metallic Electromagnetic Band Gap antennas for omnidirectional coverage of telecommunication networks".

11th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM 2005, ST MALO, FRANCE, June 15-17 2005, pp. 64-65.

H. CHREIM, E. POINTEREAU, P. DUFRANE, B. JECKO

"Metallic EBG antenna with omnidirectional pattern in the azimuth for base station applications".

EuCAP 2006, European Conference on Antennas and Propagation, NICE, France, 6-10 Novembre 2006

Résumé :

Cette thèse, menée en collaboration avec le groupe RADIALL, est consacrée à l'étude d'antennes de station de base conçues à partir de matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE) présentant un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut et à fort gain.

Les structures envisagées sont au nombre de deux : l'antenne cylindrique et l'antenne coaxiale possédant une âme centrale métallique. Après avoir présenté les sources d'excitation ainsi que les matériaux BIE diélectriques et métalliques, des abaques ont été proposés pour faciliter la conception.

Des techniques d'amélioration des performances ont permis d'augmenter la directivité, d'élargir la bande passante en rayonnement et enfin d'adapter les antennes. Deux prototypes d'antenne ont été réalisés. Les performances obtenues ont alors été comparées à une technologie concurrente : les réseaux de dipôles.

Enfin, d'autres polarisations d'antennes omnidirectionnelles ont été étudiées. Une antenne en polarisation horizontale a été réalisée et a permis de confirmer avec succès le fonctionnement théorique. La double polarisation et la polarisation circulaire ont simplement été simulées compte tenu de la complexité de la structure.

**STUDY OF ELECTROMAGNETIC BAND GAP (EBG) ANTENNAS WITH
OMNIDIRECTIONAL RADIATION PATTERN IN AZIMUTH**

Abstract:

This thesis, managed with the RADIALL group, is dedicated to the study of base station antennas conceived with electromagnetic band gap (EBG) materials. These structures boast an omnidirectional radiation pattern in the azimuth plane with a high gain.

Two structures have been considered: the cylindrical antenna and the coaxial antenna with a metallic center core.

After having presented the sources of excitation as well as dielectric and metallic EBG materials, abacuses have been purposed to facilitate the design.

Performances improvement techniques made it possible to increase the directivity, to widen the radiation bandwidth and finally to match the antennas. Two antenna prototypes have been realized. The experimental performances have then been compared to a competitive technology: dipole arrays.

Lastly, other polarizations have been studied. An antenna in horizontal polarization has been realized which measurement successfully confirmed the theoretical functioning. Double polarization and circular polarization have only been simulated due to the structure complexity.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Mots clés :

Bande interdite électromagnétique (BIE)	Structures diélectriques et métalliques
Antenne omnidirectionnelle	Polarisation horizontale
Antennes de station de base	Diversité de polarisation

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., UMR CNRS n°6172 - Faculté des Sciences et Techniques – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex