

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

Année : 2006

Thèse :N°67-2006

# **THESE**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline :** "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

**Spécialité :** "Télécommunications"

présentée et soutenue par

*Emmanuel Rodes*

le 28 novembre 2006

***NOUVEAUX CONCEPTS D'ANTENNE A BASE DE  
MATERIAUX BIE METALLIQUES. APPLICATION AUX  
RESEAUX DE TELECOMMUNICATIONS.***

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

**JURY :**

Monsieur	<b>P.F. COMBES</b>	Rapporteur
Monsieur	<b>J.M. LAHEURTE</b>	Rapporteur
Monsieur	<b>B. JECKO</b>	Examineur
Monsieur	<b>T. MONEDIERE</b>	Examineur
Monsieur	<b>R. GONZALO</b>	Examineur
Monsieur	<b>J.P. DANIEL</b>	Invité



A ma petite Flo,



## **Remerciements**

Ce travail a été effectué à la Faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM, dirigé par Monsieur Pierre-Yves GUILLON. Je lui exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je remercie Monsieur le Professeur Bernard JECKO de l'Université de Limoges, responsable du département O.S.A., pour m'avoir accueilli et dirigé pendant mes trois années de thèse. Il a su à la fois m'aider par ses conseils avisés tout en me laissant une grande autonomie au niveau de mon travail au quotidien.

Je remercie Monsieur Paul-François COMBES, Professeur émérite de l'Université de Toulouse, et Monsieur Jean-Marc LAHEURTE, Professeur à l'Université de Marne la Vallée, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la lourde tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Monsieur Ramon GONZALO, Professeur à l'Université de Navarre, et Monsieur Jean-Pierre DANIEL, directeur scientifique chez ADVANTEN, pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ces travaux.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, et Monsieur Marc THEVENOT, chargé de recherche CNRS, pour les précieux conseils dont j'ai bénéficié tout au long de ma thèse.

Je tiens aussi vivement à remercier nos secrétaires Patricia LEROY et Nadine AYMARD pour leur disponibilité de tous les instants. Un merci tout particulier à Messieurs FRUGIER et MARTIN pour le formidable travail qu'ils ont fait pour les réalisations des prototypes dans des délais particulièrement courts.

Il ne faudrait surtout pas oublier Monsieur Eric ARNAUD, ingénieur d'études CNRS, qui a fait en sorte que mes antennes fonctionnent au lieu de se contenter de simplement marcher et dans la bonne humeur, bien sûr.

Un grand merci également aux expatriés de Radiall System et notamment à Elisa POINTEREAU, Charles AMPAUD et Hassan CHREIM, ainsi qu'aux colocataires de Cisteme, Nicolas CHEVALIER, David CHIRON et Thomas COLOMBEAU.

Mes collègues de travail, trop nombreux pour tous les nommer, ont bien sûr droit à mes remerciements les plus sincères pour l'ambiance que j'ai trouvée chaque jour en venant travailler. Je tiens à remercier particulièrement ceux qui se sont succédés au "bureau d'en face", Tanguy JAFFRE, Laure MERCIER et enfin Lina MOUSTAFA. Il me serait impossible d'oublier ceux qui sont devenus au fil du temps des amis, Bolibano KOUBEISSI, Jojo DROUET, Pepette CHANTALAT, sans oublier la regrettée Micheline DIBLANC qui nous a quitté depuis. Merci beaucoup à vous tous.

Merci également à tous les membres de ma famille qui m'ont encouragé et supporté du mieux possible depuis Strasbourg, malgré la distance. Je tiens également à remercier Anita et Alain pour leur soutien sans faille, ainsi que pour l'aide qu'ils m'ont apporté pour la préparation de la soutenance. Enfin, *the last but not the least*, ma petite Flo qui m'a supportée pendant ces trois ans et qui a été d'une aide inappréciable pour la rédaction de ma thèse. Gros bisous à toi et merci pour ta patience au quotidien.

---

# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

## CHAPITRE I

### Contexte et présentation de l'étude

<b>I. Introduction.....</b>	<b>7</b>
<b>II. Réseaux de télécommunications et antennes.....</b>	<b>9</b>
<b>II.1 Présentation des différents types de réseaux</b>	<b>9</b>
II.1.1 Classification des différents types de réseaux	9
II.1.2 Principales normes de téléphonie mobile	11
II.1.3 Les normes des réseaux de télécommunication	15
<b>II.2 Les antennes pour les réseaux de communications</b>	<b>18</b>
II.2.1 Les antennes directives	19
II.2.2 Les antennes à couverture sectorielle	21
II.2.3 Les antennes à rayonnement omnidirectionnel	23
<b>III. Performances des antennes BIE et présentation de l'étude.....</b>	<b>26</b>
<b>III.1 Principe des antennes BIE diélectriques directives</b>	<b>26</b>
III.1.1 Les matériaux à bande interdite électromagnétique	26
III.1.2 Propriétés des matériaux BIE à défaut	28
III.1.3 Obtention de l'antenne à résonateur BIE	31
<b>III.2 Etat des lieux des antennes BIE</b>	<b>32</b>
III.2.1 Méthode de conception et performances des antennes BIE directives	32
III.2.2 Performances et comparaisons	35
III.2.3 Développements récents sur l'antenne BIE directive	39
III.2.4 L'antenne BIE omnidirectionnelle	42
<b>III.3 Présentation de l'étude</b>	<b>44</b>
III.3.1 Conception d'une antenne BIE métallique	44
III.3.2 Amélioration des performances des antennes directives	45
III.3.3 Synthèse de nouvelles formes de diagrammes	46
<b>IV. Outils de conception d'une antenne BIE .....</b>	<b>48</b>
<b>IV.1 Logiciels de simulation FDTD</b>	<b>48</b>
<b>IV.2 Etude en ondes planes</b>	<b>49</b>
IV.2.1 Principe et intérêt de l'étude en ondes planes	49

---

IV.2.2	Obtention du coefficient de réflexion en ondes planes	51
IV.2.3	Chaînage et structures multicouches	51
<b>IV.3</b>	<b>Outils de mesure expérimentaux</b>	<b>53</b>
IV.3.1	Banc de caractérisation en espace libre	53
IV.3.2	Dispositif des mesure des antennes	55
	La base compacte du CREAPE	58
<b>V.</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>60</b>

## CHAPITRE II

### Conception et design d'une antenne BIE métallique

<b>I.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>67</b>
<b>II.</b>	<b>Fonctionnement d'une antenne BIE métallique .....</b>	<b>69</b>
<b>II.1</b>	<b>Principe général d'une antenne BIE métallique</b>	<b>69</b>
II.1.1	Présentation du guide d'onde à fuite	69
II.1.2	Dimensions du guide	71
II.1.3	Excitation de la structure et obtention d'une antenne	73
<b>II.2</b>	<b>Présentation de structures BIE : tiges et grilles métalliques</b>	<b>73</b>
II.2.1	La structure BIE de base : les tiges métalliques	73
II.2.2	Autres structures BIE métalliques	78
II.2.3	Structures métalliques de type FSS	83
<b>III.</b>	<b>Conception d'une antenne directive de 24 dB de gain .....</b>	<b>88</b>
<b>III.1.</b>	<b>Design du matériau métallique</b>	<b>88</b>
III.1.1.	Méthode de conception d'une antenne	88
III.1.2.	Cahier des charges et design de la structure BIE	89
III.1.3.	Utilisation d'une technologie de type circuit imprimé	91
<b>III.2</b>	<b>Conception de l'antenne à résonateur BIE métallique</b>	<b>94</b>
III.2.1	Détermination des dimensions de l'antenne	94
III.2.2	Excitation de l'antenne	95
III.2.3	Géométrie et performances simulées de l'antenne finale	96
<b>III.3</b>	<b>Réalisation d'un prototype et résultats expérimentaux</b>	<b>99</b>
III.3.1	Réalisation du prototype	99
III.3.2	Mesures et résultats expérimentaux	100
III.3.3	Rétro simulation et validation du prototype	103
<b>IV.</b>	<b>Conception d'une antenne bidirectionnelle.....</b>	<b>105</b>
<b>IV.1</b>	<b>Principe général de l'antenne bidirectionnelle</b>	<b>105</b>
IV.1.1	Intérêt et applications potentielles	105
IV.1.2	Géométrie d'une antenne BIE bidirectionnelle	106
IV.1.3	Principe de fonctionnement	107



---

<b>IV.2 Détermination du matériau et de la géométrie de l'antenne</b>	<b>109</b>
IV.2.1 Cahier des charges	109
IV.2.2 Dimensionnement du guide	109
IV.2.3 Choix de la source d'excitation	111
<b>IV.3 Adaptation de l'antenne et performances en simulation</b>	<b>112</b>
IV.3.1 Obtention de l'antenne et performances en rayonnement	112
IV.3.2 Etude de l'influence du câble	113
IV.3.3 Adaptation de l'antenne	114
<b>V. Conclusion.....</b>	<b>118</b>

### CHAPITRE III

#### Amélioration de la bande passante des antennes BIE

<b>I. Introduction.....</b>	<b>123</b>
<b>II. Obtention d'une antenne BIE bibande par l'utilisation d'une FSS.</b>	<b>125</b>
<b>II.1 Principe général de l'antenne bibande</b>	<b>125</b>
II.1.1 Géométrie de l'antenne bibande	125
II.1.2 Choix de la FSS	126
II.1.3 Etude paramétrique	127
<b>II.2 Design et fonctionnement de l'antenne bibande</b>	<b>129</b>
II.2.1 Principe de fonctionnement	129
II.2.2 Etude de la structure double	130
II.2.3 Fonctionnement et influence des paramètres	131
<b>II.3 Obtention du guide et de l'antenne bibande</b>	<b>133</b>
II.3.1 Obtention du double guide d'onde à fuite	133
II.3.2 Dimensionnement de l'antenne bibande	135
II.3.3 Méthode de conception et limitations	136
<b>III. Conception d'une antenne bibande pour l'application Hiperlan2...</b>	<b>139</b>
<b>III.1 Cahier des charges et mise au point de la structure BIE</b>	<b>139</b>
III.1.1 Cahier des charges pour l'application	139
III.1.2 Etude de la structure BIE	139
III.1.3 Choix de la structure FSS	140
<b>III.2 Mise au point de la structure plan de masse et FSS</b>	<b>141</b>
III.2.1 Dimensionnement de la FSS	141
III.2.2 Obtention de la structure double : plan de masse et FSS	143
III.2.3 Utilisation d'un substrat pour la FSS	144
<b>III.3 Obtention de l'antenne et performances en simulation</b>	<b>146</b>
III.3.1 Obtention de l'antenne	146
III.3.2 Excitation et résultats de simulation	147
III.3.3 Adaptation de l'antenne	148

---

<b>III.4 Amélioration des performances de l'antenne</b>	<b>151</b>
III.4.1 Changement de la source d'excitation	151
III.4.2 Modification du matériau BIE	153
III.4.3 Rayonnement de la géométrie finale	154
<b>IV. Conception d'un prototype pour la validation du concept de l'antenne BIE bibande.....</b>	<b>157</b>
<b>IV.1 Nouvelle topologie en vue de la réalisation</b>	<b>157</b>
IV.1.1 Principe de la nouvelle structure	157
IV.1.2 Obtention du profil de phase	158
IV.1.3 Dimensionnement du guide d'onde à fuite	160
<b>IV.2 Obtention de l'antenne et performances</b>	<b>163</b>
IV.2.1 Dimensionnement de l'antenne	163
IV.2.2 Source d'excitation et adaptation	164
IV.2.3 Performances simulées de l'antenne	165
<b>IV.3 Réalisation du prototype et mesures expérimentales</b>	<b>166</b>
IV.3.1 Fabrication du prototype	166
IV.3.2 Résultats expérimentaux	168
IV.3.3 Interprétation des résultats et conclusion	170
<b>V. Mise au point d'une structure métallique pour l'amélioration de la bande passante des antennes BIE.....</b>	<b>172</b>
<b>V.1. Principe de fonctionnement de l'antenne large bande</b>	<b>172</b>
V.1.1 Etude des différentes possibilités	172
V.1.2 Caractéristiques recherchées	173
V.1.3 Type de structure envisagée	174
<b>V.2. Conception du matériau BIE</b>	<b>177</b>
V.2.1 Mise au point des deux cavités résonantes	177
V.2.2 Caractéristiques de la cavité	179
<b>V.3. Obtention de l'antenne large bande</b>	<b>182</b>
V.3.1 Géométrie globale de l'antenne et performances	182
V.3.2 Rayonnement de l'antenne large bande	183
V.3.3 Conclusion et perspectives	184
<b>VI. Conclusion.....</b>	<b>186</b>

## CHAPITRE IV

### Conception et design d'une antenne BIE sectorielle

<b>I. Introduction.....</b>	<b>191</b>
<b>II. Principe d'une antenne à résonateur BIE sectorielle .....</b>	<b>192</b>
<b>II.1 Principe générale de l'antenne sectorielle</b>	<b>192</b>

---

II.1.1 Objectifs et cahier des charges	192
II.1.2 Principe de l'antenne sectorielle	193
II.1.3 Etude des différentes solutions possibles	193
<b>II.2 Fonctionnement et performances de l'antenne sectorielle</b>	<b>200</b>
II.2.1 Fonctionnement de l'antenne sectorielle	200
II.2.2 Méthode de conception d'une antenne sectorielle	203
II.2.3 Performances et limitations	205
<b>II.3 Conception d'un prototype et validation</b>	<b>209</b>
II.3.1 Géométrie de l'antenne prototype	210
II.3.2 Performances simulées	212
II.3.3 Réalisation et résultats expérimentaux	214
<b>III. Développements sur l'antenne BIE sectorielle.....</b>	<b>218</b>
<b>III.1 Antenne en polarisation verticale</b>	<b>218</b>
III.1.1 Principe de l'antenne à polarisation verticale	218
III.1.2 Performances de l'antenne à polarisation verticale	221
III.1.3 Antenne à double polarisation	222
<b>III.2 Formation du diagramme dans le plan vertical</b>	<b>231</b>
III.2.1 Principe d'une antenne à diagramme dépointé	231
III.2.2 Performances et limitations de la géométrie	233
III.2.3 Formation du lobe par un réseau de sources	235
<b>III.3 Antenne agile en diagramme</b>	<b>239</b>
III.3.1 Principe et intérêt de l'antenne	239
III.3.2 Mise au point du mur électrique	240
III.3.3 Obtention de l'antenne et performances	243
<b>IV. Application : antenne sectorielle pour une station de base UMTS..</b>	<b>246</b>
<b>IV.1 Design d'une antenne monobande</b>	<b>246</b>
IV.1.1 Cahier des charges pour l'application	246
IV.1.2 Conception de l'antenne monobande	247
IV.1.3 Performances simulées de l'antenne	249
<b>IV.2 Design d'une antenne bibande</b>	<b>250</b>
IV.2.1 Design d'une antenne à murs BIE	251
IV.2.2 Design de la FSS	255
IV.2.3 Obtention de l'antenne bibande UMTS	257
<b>IV.3 Mise au point de l'antenne finale et performances</b>	<b>258</b>
IV.3.1 Géométrie et performances de l'antenne	258
<b>V. Conclusion.....</b>	<b>262</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>265</b>

---

# **INTRODUCTION GENERALE**



La troisième révolution industrielle, appelée aussi révolution de l'information correspond à l'avènement de l'informatique et des télécommunications dans la seconde moitié du XXème siècle. Les changements liés à l'apparition de ces nouvelles technologies sont visibles au quotidien, l'explosion des téléphones mobiles et d'Internet en étant les exemples les plus marquants. Derrière ces exemples se trouve une multiplication globale des systèmes de communication, ces derniers permettant l'accès à ce que l'on a appelé les autoroutes de l'information. Délaissant petit à petit les anciens moyens d'accès filaires tel le RTC (Réseau Téléphonique Commuté), la tendance actuelle est à l'utilisation de systèmes sans fil, permettant une connexion permanente, sans restriction aucune de lieu ou de mobilité.

L'émergence permanente de nouveaux systèmes, proposant des débits et des services améliorés, suppose nécessairement une course à la technologie permettant d'offrir ces nouvelles performances. Les antennes, dernier maillon de la chaîne de transmission, ne font pas exception à la règle, de nouveaux concepts apparaissant régulièrement pour faire face à la demande d'une efficacité et d'un esthétisme sans cesse croissants.

Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif l'amélioration des antennes à matériau BIE (pour Bande Interdite Electromagnétique), étudiées depuis une dizaine d'années dans les laboratoires de recherche et notamment au sein du département Ondes et Systèmes Associés. Le but poursuivi étant de donner à ces antennes des caractéristiques pouvant permettre leur utilisation dans les réseaux de télécommunications.

Le premier chapitre présente les architectures des réseaux de télécommunications, ainsi qu'un état des lieux de la technologie des antennes BIE. La problématique et les objectifs poursuivis durant cette thèse seront ensuite dégagés à partir de cette présentation du contexte. Dans ce premier chapitre d'introduction seront également abordés les moyens tant numériques qu'expérimentaux qui ont été utilisés pour mener à bien les travaux présentés ici.

Le second chapitre sera consacré au concept de l'antenne BIE métallique qui présente de nombreux avantages par rapport aux antennes diélectriques qui l'ont précédée. Le principe de fonctionnement de ce nouveau type d'antenne sera expliqué, et une méthode de conception simple sera présentée. Les connaissances exposées seront alors utilisées pour la création de

deux antennes, destinées à valider le concept et à démontrer l'intérêt présenté par ce nouveau type d'antenne, en regard de son utilisation pour des réseaux de télécommunications.

Le troisième chapitre présentera alors deux approches différentes dont le but est d'améliorer la bande passante des antennes BIE. Le principal obstacle à leur utilisation pour des applications concrètes tenait en effet à leur faible bande passante. Cette dernière était souvent bien insuffisante vis-à-vis des débits toujours croissants des systèmes de communication sans fil.

La mise au point d'une antenne bibande destinée à la norme Hiperlan2 illustrera notamment l'intérêt que constituent les solutions proposées.

Enfin, un nouveau concept d'antenne basé sur un résonateur à matériau BIE pour une couverture de type sectoriel sera présenté. Le dernier chapitre détaillera le principe de fonctionnement de cette nouvelle antenne, ainsi que ses différentes potentialités. La méthode de conception proposée sera ensuite appliquée pour la mise au point d'une antenne destinée à une station de base pour téléphonie UMTS. Les performances obtenues en regard des nécessités de l'application valideront l'intérêt de ce nouveau concept d'antenne BIE.

L'exposé des différents travaux effectués durant cette thèse se terminera par un bilan des avancées effectuées. Différentes perspectives envisageables à la suite de ce travail seront alors proposées.



# **CHAPITRE I**

## **CONTEXTE ET PRESENTATION DE L'ETUDE**

- ❖ **Présentation des réseaux de télécommunications**
- ❖ **Etat de l'art des antennes BIE**
- ❖ **Présentation de la problématique de la thèse**
- ❖ **Moyens de conceptions théoriques et expérimentaux**



## **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 qui étaient ceux de cette thèse. Le choix des différents thèmes abordés a en effet été directement inspiré par l'essor actuel des réseaux de télécommunications, ainsi que par la multiplication des architectures et des normes en vigueur.

Dans un premier temps seront donc abordés les différents types de réseaux de communication, classés par architecture. L'accent sera mis notamment sur les différents principes de fonctionnement, principes qui vont avoir un effet direct sur les antennes utilisées. Les principales normes de communication seront également listées, bien que de manière non exhaustive. Une fois la présentation des réseaux terminée, les différents types d'antennes utilisés seront à leur tour détaillés. Les caractéristiques de chaque antenne seront précisées, on insistera sur les particularités de chacune en fonction de leur utilisation. De cette analyse des antennes utilisées découleront directement les objectifs de cette thèse.

La partie suivante de ce premier chapitre présentera le principe des antennes à résonateur BIE, étudiées depuis plusieurs années au sein du département OSA. Les performances de ce type d'antenne seront détaillées, et la méthode générale de conception ainsi que les derniers développements effectués seront abordés. Une fois ce type d'aérien présenté, leurs performances et limitations seront évaluées en regard de leur utilisation pour des réseaux de communication. De ce constat, il sera possible de dégager les objectifs qui ont été ceux poursuivis durant cette thèse.

Dans une dernière partie, les différents outils et méthodes utilisés au sein du laboratoire pour la conception des antennes seront détaillés. Dans un premier temps seront présentées les approches numériques, avec l'étude des structures en termes de coefficients de réflexion et de transmission. Ensuite, on abordera les moyens d'étude des antennes complètes avec notamment la simulation de type FDTD de structures rayonnantes. Les différents moyens d'expérimentation que sont les analyseurs vectoriels et les bases de mesures seront à leur tour présentés.



## II. Réseaux de télécommunications et antennes

### II.1 Présentation des différents types de réseaux

#### II.1.1 Classification des différents types de réseaux

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

Les applications liées au sans fil sont nombreuses et ne cessent de se diversifier. Dans un premier temps, elles se cantonnaient à de petites communications entre appareils sur de faibles distances, et pour des applications essentiellement professionnelles. Désormais, les réseaux sans fil se démocratisent avec en particulier l'apparition et la multiplication des "hot spots Internet" dans les lieux publics. Ils deviennent ainsi de véritables extensions des réseaux filaires déjà existants. La figure II.1 montre à titre d'exemple l'évolution du nombre d'utilisateurs des réseaux publics [I.1].

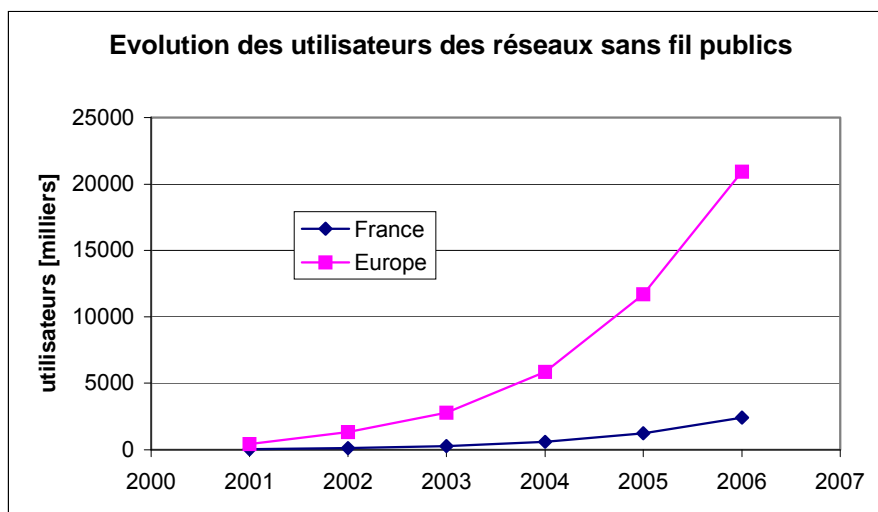


Figure II.1. Evolution du nombre d'utilisateurs de réseaux sans fil public

Les réseaux sans fil se développent même actuellement au sein des universités et des hôpitaux. Dans la multitude des technologies radio, on peut distinguer quatre catégories de réseaux, déterminées en fonction de la taille de la zone de couverture (Figure II.2).

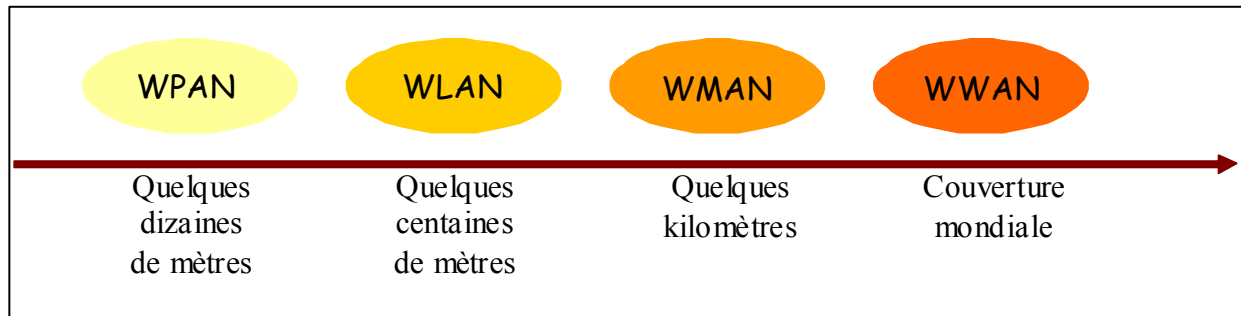


Figure II.2. Classification des réseaux en fonction de la taille de leur zone de couverture

On distingue [I.2] :

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

Le développement des réseaux sans fil est essentiellement contrôlé par les contraintes légales imposées par l'ART (Autorité de Régulation des Télécommunications) [I.3]. Elle réglemente

en France l'utilisation des fréquences radio au niveau du lieu d'émission, de la puissance des émetteurs et des bandes de fréquence.

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

### **II.1.2 Principales normes de téléphonie mobile**

Nous allons maintenant nous intéresser aux différents standards existants pour chaque type de réseaux, en commençant par les réseaux de téléphonie, premiers à s'être développés de manière importante.

Depuis ses débuts, ce type de réseaux sans fil a pris une ampleur considérable. Ainsi le nombre d'abonnés est passé de 10% fin 1997 à 71% en 2006 et connaît une constante augmentation d'année en année.

Le premier réseau a vu le jour en 1956 [I.5] mais c'est en 1992 qu'a commencé le véritable essor de la téléphonie mobile, avec l'ouverture du premier réseau GSM (Global System for Mobile communications).

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

Le point commun de tous ces systèmes est qu'ils fonctionnent de façon cellulaire. En effet, le principe est de relier le terminal d'un abonné où qu'il se trouve au réseau téléphonique

classique, le RTC (Réseau Téléphonique Commuté). Afin de couvrir correctement le territoire et d'augmenter le nombre d'utilisateurs, le concept de réseau cellulaire a été développé.

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

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

### **GSM**

Le système européen GSM (Global System for Mobile communications), est basé sur une norme élaborée en 1982 par l'intermédiaire du CEPT (Conférence Européenne de Postes et Télécommunications) [I.6]. Il appartient à la seconde génération de téléphonie mobile. Les premiers services commerciaux sont apparus à la mi-1991. En 1993, il existait 36 réseaux GSM opérationnels dans 22 pays et fin 2001, la norme GSM était la plus répandue dans le monde, représentant 62% des abonnés sur notre planète. La principale caractéristique est la mobilité native d'un téléphone GSM, qui permet à tout abonné mobile de transmettre ou de recevoir des appels, comme s'il se trouvait sur son site d'origine.

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

- des terminaux mobiles,
- des stations de base ou BTS (Base Transceiver Station). Elles sont les points d'accès au réseau pour les utilisateurs. Le placement et le type de ces BTS déterminent la forme et la taille des cellules. Elles ont en charge l'accès radio des mobiles dans leur zone de couverture. Cela regroupe les opérations d'émission, réception, modulation, démodulation, codage d'erreur, estimation de canal et égalisation,



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

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

A la base, le GSM a été conçu essentiellement pour le transport de la voix, mais au cours de son développement le transport de données avec les SMS (Short Message Service) a beaucoup augmenté. Le WAP (Wireless Acces Protocol), permettant un accès Internet, n'a pas connu un grand succès, le débit permis par la norme GSM étant beaucoup trop faible. Afin de palier à cette difficulté, de nouvelles normes ont vu le jour permettant d'augmenter les débits de transmission des données. Certaines, dites de génération 2.5 sont basées sur le système GSM [I.7], permettant ainsi de limiter les coûts, le développement d'un réseau 3G étant très cher.

### **GPRS**

Le GPRS (General Packet Radio System) fait partie du monde 2.5 G [I.1] et utilise les infrastructures existantes GSM.

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

### **EDGE**

EDGE (Enhanced Data rate for Gsm Evolution) est une technique 2.75 G intermédiaire entre le GPRS et l'UMTS. Elle facilite la migration des réseaux, tout en économisant les ressources fréquentielles. Dans la même gamme de fréquences, EDGE peut fournir 384 à 473,6 kbit/s au meilleur coût dans les zones rurales (60 kbit/s par intervalle de temps soit 3 fois plus qu'en GPRS).

Cette technique a l'avantage de toujours s'appuyer sur les réseaux GSM existants. Cependant le déploiement de l'UMTS, réseau de 3<sup>ème</sup> génération est maintenant commencé.

### **UMTS**

La norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) est la norme cellulaire pour les systèmes de télécommunication mobile de 3<sup>ème</sup> génération [I.7]. Elle a été adoptée au niveau mondial en 1998, mais les coûts de mise en place ont retardé sa mise en service.

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

Les bandes de fréquences allouées à l'UMTS sont différentes de celles du GSM : entre 1900 et 2200 MHz, ce qui permet d'éviter la saturation des bandes de fréquences déjà utilisées et donc d'augmenter le nombre de clients raccordables. L'UMTS a aussi une nouvelle interface radio et la technique de multiplexage est différente de celle du GSM. Elle utilise la technique CDMA (Code Division Multiple Access) qui est plus avancée et dont l'efficacité spectrale est deux à trois fois plus grande que celle du TDMA.

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

Finalement, cette norme 3G est bien une avancée technologique, mais sa mise en place a été relativement longue. Elle remplace progressivement les normes GSM qui vont tendre à disparaître dans les années à venir.

### II.1.3 Les normes des réseaux de télécommunication

Intéressons nous à présent aux autres réseaux de télécommunication sans fil dont le développement est plus récent. Ils sont présentés ci-dessous selon la classification utilisée précédemment, à savoir selon leur taille : les WPAN, les WLAN et les WMAN.

#### Les WPAN

Ce type de réseaux [I.8] permet l'échange de données rapprochées entre microordinateurs, périphériques, PDA, téléphones portables ou tout appareil électronique grand public. Leur principal atout est d'apporter une grande souplesse d'utilisation. Les normes les plus courantes sont les suivantes.

- Bluetooth

Bluetooth [I.9] [I.10], labellisé par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.15.1 a été initié par Ericsson en 1994. Il travaille dans la bande de fréquence des 2,4 GHz, découpée en canaux de 1 MHz et présente un débit théorique de 1 Mb/s (son débit réel est de 720 kb/s) pour une portée de 10 à 30 mètres. Il prend en charge la transmission numérique de la voix et des données entre deux appareils ou entre un « maître » et jusqu'à sept « esclaves ». Cette technologie se veut une solution universelle pour relier les périphériques les plus divers, une antenne minuscule lui permettant d'être implémenté dans les plus petits appareils. Ses points forts sont son extrême facilité d'emploi et sa faible consommation d'énergie.

#### Norme 802.15.3

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

- HomeRF

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

- UWB

Ultra-Wideband (UWB) [I.11] est une technologie radio à part. Elle n'utilise pas de fréquence porteuse, mais envoie des pulsations électromagnétiques très courtes (de l'ordre de la picoseconde) et de faible puissance, couvrant ainsi une large bande de fréquence. UWB traverse mieux les obstacles que les technologies à fréquence porteuse et, en théorie, cohabite bien avec ces dernières, qui ne perçoivent, chacune sur leur bande étroite, qu'un bruit faible et bref. UWB permet des débits importants, au delà de 400 Mb/s. En contrepartie, le débit chute de façon drastique à partir d'une dizaine de mètres.

### Les WLAN

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

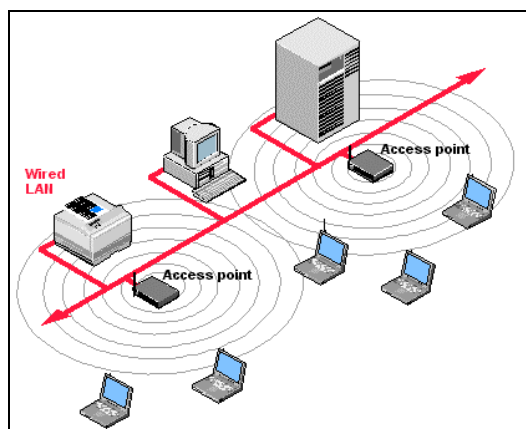


Figure II.3. Exemple d'architecture d'un WLAN

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

- Norme 802.11 et ses extensions

La norme IEEE 802.11, communément appelée « Ethernet sans fil », a été mise au point en 1997. Initialement, elle ne permettait pas des débits supérieurs à 2 Mb/s. Mais c'est avec la révision IEEE 802.11b puis 802.11g que les réseaux sans fil se sont vraiment répandus. Le Wi-Fi pour Wireless Fidelity [I.12], nom commercial du standard IEEE 802.11b, est probablement le plus développé actuellement. Il travaille à 2,4 GHz et présente un débit de 11 Mb/s pour une portée maximale de 50 mètres.

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

- Norme HiperLAN

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

### **Les WMAN**

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

- Norme 802.16

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

- Normes HiperAccess et HiperLink

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

### **II.2 Les antennes pour les réseaux de communications**

Après avoir présenté le cadre général de l'étude, à savoir les réseaux de télécommunication sans fil, il est temps de se rapprocher du sujet de cette thèse à travers une 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 leurs principes, tailles et performances. Plutôt que de faire une présentation exhaustive des antennes, seules les grandes familles associées aux réseaux de téléphonie et aux WLAN seront présentées. En effet, ce sont pour ces types d'aériens que les antennes à matériau BIE développées au sein du département OSA peuvent constituer une alternative intéressante.

Devant le grand nombre d'antennes existantes, il a été choisi de les classer selon leurs propriétés en rayonnement, c'est-à-dire selon la forme de leur diagramme de rayonnement, directement liée aux applications qu'elles peuvent avoir. C'est également cette classification qui apparaît comme la plus pertinente en regard de la problématique des travaux présentés par la suite.

### II.2.1 Les antennes directives

Selon la classification choisie, le premier groupe d'antenne à considérer est constitué par les antennes directives. Ces dernières sont les plus simples à appréhender en terme de rayonnement, puisqu'elles concentrent l'intégralité de leur rayonnement dans une direction unique. Un exemple d'un tel rayonnement est proposé en figure II.4.

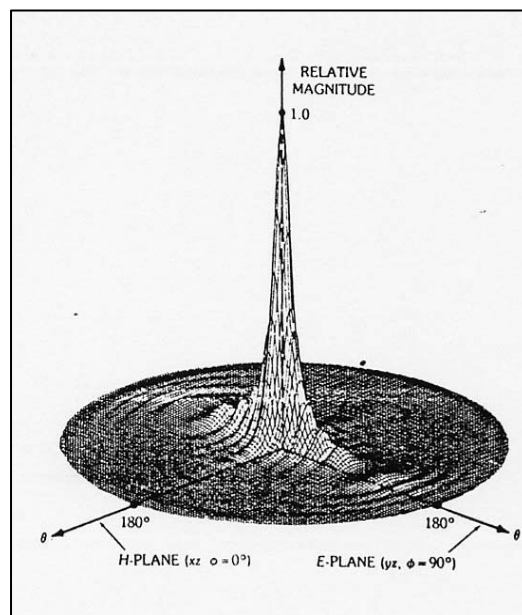


Figure II.4. Diagramme de rayonnement d'une antenne directive

Ce type d'antenne, bien que relativement simple du point de vue du rayonnement est très usité pour les réseaux de télécommunications. Il va notamment être à la base de tous les systèmes de type faisceaux hertziens. Ces antennes constituent également la partie abonnée d'un certain nombre de systèmes de diffusion. L'exemple le plus répandu étant certainement l'antenne Yagi, utilisée pour la télévision hertzienne. Lui succèdent petit à petit les paraboles de réception de télévision par satellite qui fleurissent sur les toits des grandes villes (Figure II.5).

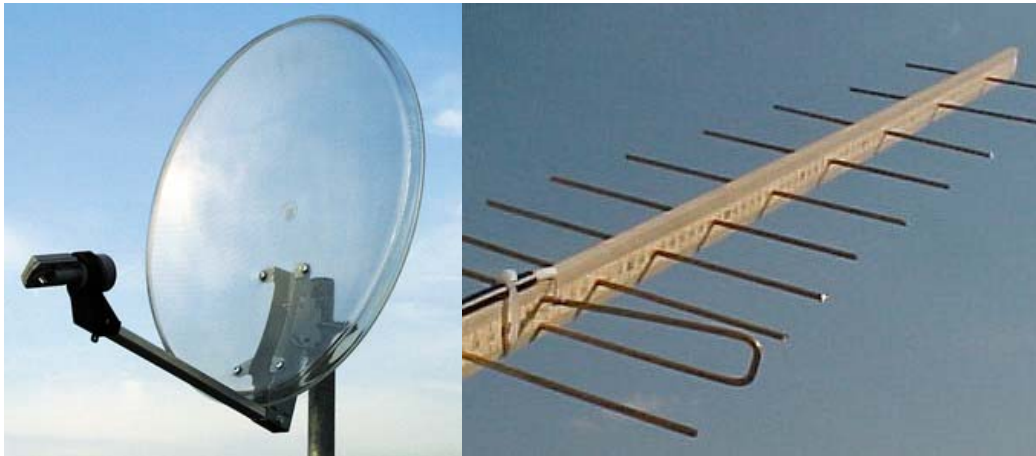


Figure II.5. Exemples d'antennes directives courantes : antenne parabole et Yagi.

Les antennes directives peuvent également revêtir la forme plus discrète de lentilles électromagnétiques comme pour le système de liaison LMDS [I.13], ou bien d'antennes cornets, utilisées fréquemment dans les bases de mesures (Figure II.6).



Figure II.6. Exemple d'antenne à lentille diélectrique et de cornet

Quelle que soit la forme que prennent ces antennes et l'application envisagée, les caractéristiques déterminantes de ces aériens restent les mêmes, à savoir :

- le gain de l'antenne, directement lié à l'application, doit permettre un bilan de liaison correct au niveau de l'ensemble de la chaîne de transmission,



- l'ouverture angulaire dont la valeur doit être adaptée à l'application. Le but est de focaliser autant que possible l'énergie émise dans la direction souhaitée et d'éviter au maximum de capter des signaux parasites,
- la propreté du diagramme. Elle s'évalue notamment au niveau des lobes secondaires, qui doivent avoir un niveau aussi faible que possible. La forme du lobe principal est également un paramètre essentiel définissant la pureté du rayonnement.

A ces caractéristiques, il faut bien entendu rajouter les paramètres que partagent toutes les antennes, en particulier la bande passante, que cette dernière s'entende en terme de rayonnement ou d'adaptation.

### II.2.2 Les antennes à couverture sectorielle

Une seconde catégorie d'antenne très utilisée pour les systèmes de communication sans fil est constituée par les antennes dites sectorielles. Ces antennes ont pour caractéristique principale de posséder un rayonnement dissymétrique dans les plans verticaux et horizontaux, comme sur l'exemple présenté en figure II.7 ci-après.

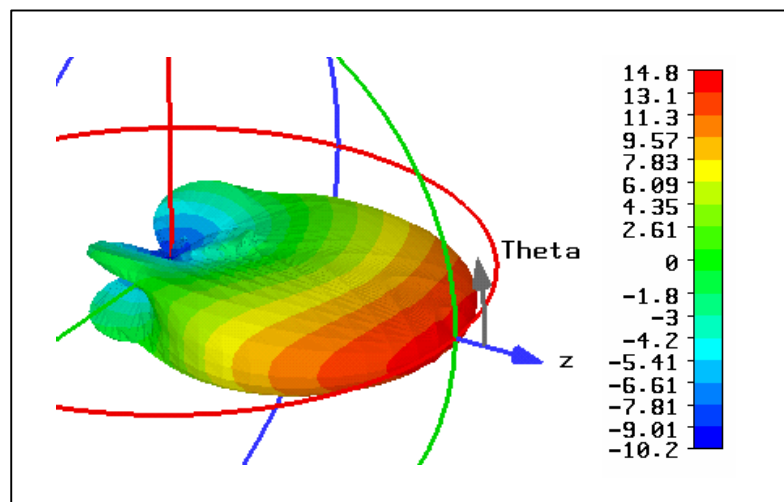


Figure II.7. Exemple de diagramme de rayonnement de type sectoriel

Dans la plupart des cas, les applications dévolues à ces antennes sont, comme leur nom l'indique, la couverture d'une zone ou plus précisément d'un secteur [I.14], où se

trouvent des antennes de réception. Elles sont donc souvent utilisées pour une station de base émettant en général vers un nombre élevé d'antennes. Ces dernières peuvent être soit fixes comme dans le cas d'un relais, ou mobiles comme dans le cas d'un déploiement Wifi, ou bien encore une antenne de station de base pour téléphonie mobile en zone urbaine (figure II.8).



Figure II.8. Exemple d'antenne sectorielle (3 secteurs)

La technologie employée pour la réalisation de telles antennes est moins diversifiée que celle que l'on trouve pour les antennes directives. Elle repose en général sur un réseau d'antennes imprimées, dont le nombre et la répartition va fixer les performances de l'antenne finale [I.15]. Les propriétés caractéristiques de ce type d'antenne diffèrent légèrement de celles retenues pour les antennes directives. Ce sont avant tout :

- le gain de l'antenne qui, comme pour le cas d'une antenne directive, va fixer les dimensions de la zone de couverture en fonction du bilan de liaison,
- l'ouverture angulaire à -3dB de l'antenne dans le plan horizontal. Contrairement au cas de l'antenne directive, l'ouverture angulaire va déterminer la zone couverte, ce qui signifie que, dans la plupart des cas, on va chercher à l'augmenter jusqu'à des valeurs d'au moins 60° ou 90°

- la forme du diagramme de rayonnement dans le plan vertical. Comme dans le cas d'une antenne directive, le diagramme doit être optimisé [I.16], notamment en terme de lobes secondaires, afin de limiter le rayonnement dans les directions inutiles. Ce type d'antenne possède généralement un léger dépointage vers le sol du lobe principal, de l'ordre de quelques degrés, dans le but de limiter l'énergie rayonnée vers le ciel,

Pour ce type d'antenne, le paramètre principal va être dans la plupart des cas l'ouverture angulaire dans le plan horizontal, celle-ci déterminant directement la zone qui peut être couverte. Des antennes du commerce présentent des ouvertures angulaires pouvant aller jusqu'à 120°, mais avec des gains réduits de l'ordre de 12 dBi.

### II.2.3 Les antennes à rayonnement omnidirectionnel

Les antennes dites « omnidirectionnelles » constituent la dernière grande famille d'antenne dont l'utilisation est très répandue dans les réseaux de télécommunications [I.17]. Elles possèdent un rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal et directif dans le plan vertical, comme sur l'exemple présenté en figure II.9.

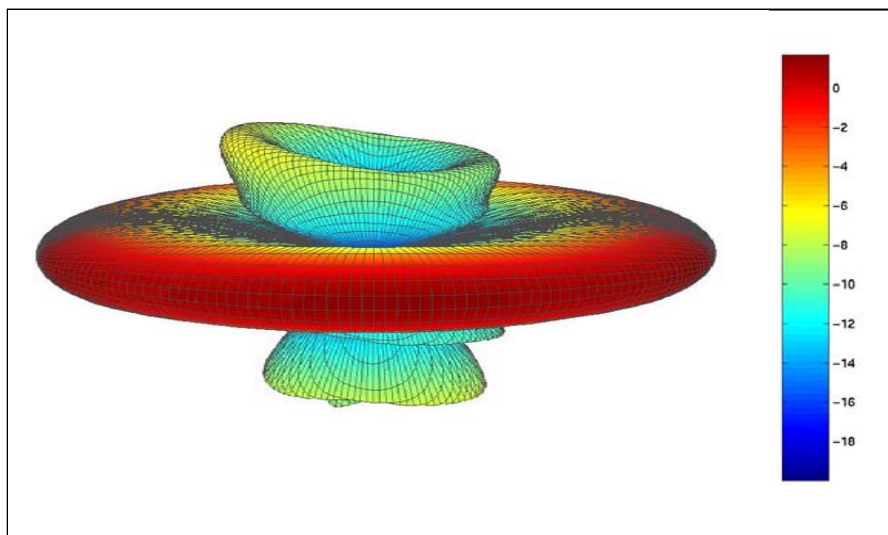


Figure II.9. Diagramme d'une antenne omnidirectionnelle

Ces antennes, que l'on peut considérer comme une extension d'une antenne sectorielle à 360°, sont généralement réalisées par un réseau vertical d'antenne de type dipôle, le tout étant recouvert par un radôme pour protéger l'antenne elle-même (figure II.10).



Figure II.10. Aperçu d'une antenne à rayonnement omnidirectionnel

Ces antennes présentent une directivité maximale dans le plan horizontal, variant dans la plupart des cas entre 8 et 9 dBi. Elles sont généralement utilisées comme antenne de station de base, lorsque le nombre de systèmes à servir n'est pas élevé au point de nécessiter un découpage de l'espace en secteurs. Les principales caractéristiques de ces antennes sont :

- La directivité dans le plan horizontal. Cette valeur va déterminer la taille maximale de la zone couverte par l'antenne, avec un bilan de liaison correct,
- L'ondulation du gain dans le plan azimutal. La directivité d'une antenne omnidirectionnelle n'est jamais complètement constante dans le plan azimutal. Le taux d'ondulation exprime les variations de la directivité lorsque l'on balaye les 360°,
- La formation du lobe dans le plan vertical pour laquelle les critères sont les mêmes que pour une antenne sectorielle.

On trouve un grand nombre d'antenne dans des réseaux de télécommunications qui ne correspondent pas à la classification présentée ici. Devant la diversité des antennes existantes, nous avons choisi de limiter la présentation à ces trois grandes familles qui sont suffisamment représentatives et suffisent à expliquer le contexte des travaux détaillés par la suite.

### III. Performances des antennes BIE et présentation de l'étude

Les différents types d'antennes utilisés pour les réseaux de communications ayant été énumérés, il est temps de présenter les antennes à résonateur BIE et leurs performances, puis de les comparer aux antennes existantes. Suite à cette étude, il sera alors possible d'identifier les points faibles et les améliorations à apporter aux antennes BIE, ce qui conduira à dégager la problématique de la thèse.

#### III.1 Principe des antennes BIE diélectriques directives

Historiquement, les antennes à résonateur BIE directive ont été les premières à être étudiée au sein du département OSA. Leur principe de fonctionnement est commun à toutes les antennes BIE, il est donc tout à fait légitime de commencer notre état des lieux par ces antennes-ci.

##### III.1.1 Les matériaux à bande interdite électromagnétique

A la base de toute antenne BIE, on trouve un matériau à bande interdite électromagnétique qui donne leur nom à ces antennes. Ces matériaux, dénommés plus communément matériaux BIE (ou EBG en anglais pour Electromagnetic Band Gap), sont des empilements périodiques de structures diélectriques ou métalliques [I.18], [1.19]. Ces empilements peuvent présenter 1, 2 ou 3 directions de périodicité comme illustré sur la figure III.1.

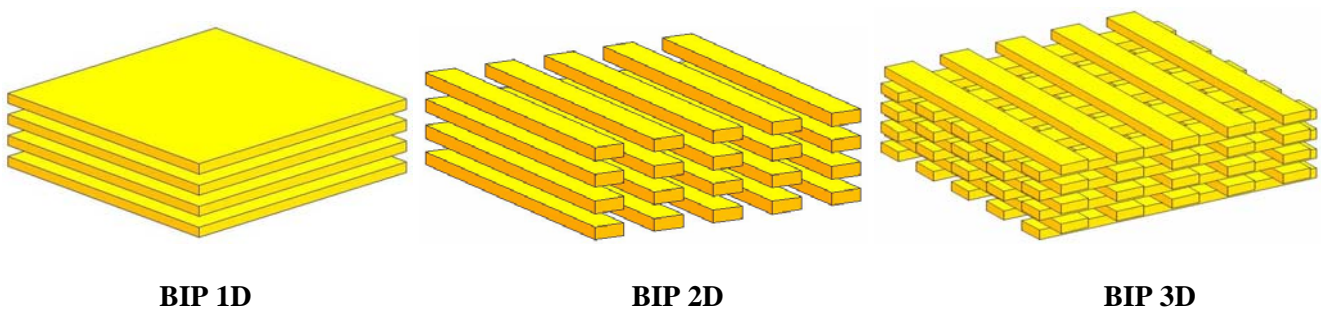


Figure III.1. Matériaux BIE périodiques

Ces matériaux sont la déclinaison aux fréquences micro-ondes des matériaux à bande interdite photonique, étudiés depuis de nombreuses années dans le domaine optique. Ces matériaux tirent leurs propriétés de l'analogie entre l'équation de Schrodinger qui régit la fonction d'onde des électrons, et les équations de Maxwell qui gouvernent les ondes électromagnétiques. La première application de ce principe date du siècle dernier, puisque c'est en 1915 que le miroir de Bragg a été mis au point.

Un miroir de Bragg n'est pas constitué d'une couche métallique réfléchissante comme les miroirs classiques, mais d'une multitude de couches transparentes, empilées les unes sur les autres. La lumière est alors réfléchi partiellement au niveau de l'interface entre deux couches successives à cause de la différence d'indice. Si la périodicité de l'empilement est calculée de manière à ce que toutes les réflexions partielles interagissent de manière constructive, il est possible d'obtenir un miroir dont le coefficient de réflexion est de l'ordre de 99,99 %, performance inenvisageable avec un miroir classique.

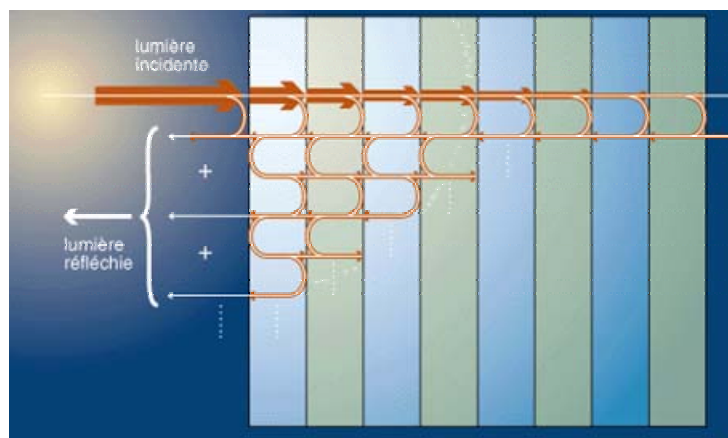


Figure III.2. Principe du miroir de Bragg

Si on étudie la transposition d'un miroir de Bragg aux fréquences micro-ondes, il est possible de caractériser le matériau par son coefficient de transmission, obtenu de la manière présentée sur le schéma ci-dessous pour une incidence normale:

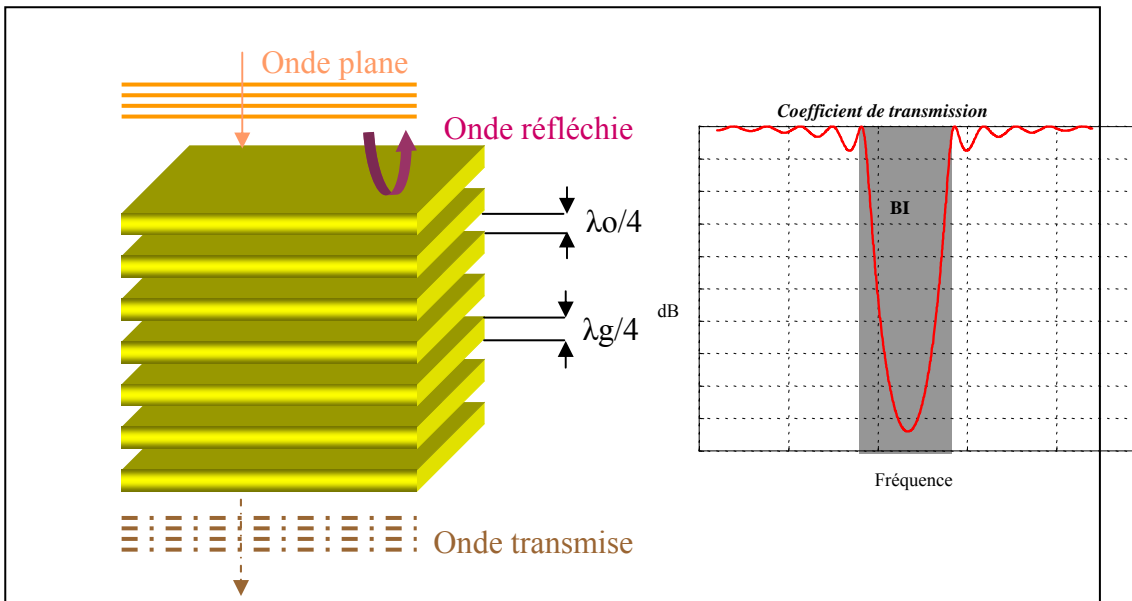


Figure III.3. Coefficient de transmission d'un matériau BIE

Le coefficient de transmission fréquentiel présente une bande de fréquence où la propagation de l'onde électromagnétique à travers le matériau est impossible, il s'agit là de la bande interdite qui donne son nom au matériau BIE. Cette bande de fréquence correspond au spectre de la lumière visible qui était réfléchi par le miroir de Bragg. Les caractéristiques de la bande interdite, à savoir sa fréquence centrale, sa largeur fréquentielle et sa « profondeur », peuvent être ajustées en modifiant la géométrie du matériau.

La présentation générale des matériaux à bande interdite électromagnétique étant terminée, nous allons voir quelles peuvent être leurs applications aux antennes.

### II.1.2 Propriétés des matériaux BIE à défaut

En considérant la courbe présentée plus haut en figure III.3, la première utilisation des matériaux BIE pour les antennes vient naturellement à l'esprit. Le fait que le matériau BIE soit réfléchissant uniquement sur une certaine bande de fréquence permet d'envisager la création d'un réflecteur qui serait transparent pour la plupart des fréquences, et remplirait parfaitement son rôle pour la fréquence désirée [I.20]. De plus, contrairement aux réflecteurs classiques, le réflecteur à base de matériau BIE présenterait l'avantage d'une réflectivité très élevée sans aucune perte métallique.



Bien que les matériaux BIE puissent présenter des avantages pour la création d'antennes à réflecteur, les travaux au sein du département OSA se sont concentrés sur un autre type d'antenne: les antennes à résonateur BIE [I.21]. Ces antennes utilisant les propriétés particulières des structure BIE à défaut, il apparaît nécessaire de présenter tout d'abord ces nouvelles structures et leurs propriétés. Ces dernières sont obtenues à partir des matériaux BIE « classiques », par l'introduction d'un défaut de périodicité.

Bien que plusieurs types de défauts soient possibles, comme par exemple une variation de la permittivité ou une absence de barreau dans une structure 2D, cette présentation va se concentrer sur le défaut le plus usité, à savoir le défaut de périodicité. Si l'on considère une structure diélectrique 1D composée de lames d'épaisseur  $\lambda_g/4$  espacées de couches d'air de  $\lambda_0/4$ , on obtient le coefficient de transmission en incidence normale présenté dans la partie précédente. Si on augmente un des interstices d'air jusqu'à lui donner une hauteur de  $\lambda$ , on va obtenir le coefficient de transmission présenté ci-dessous en figure III.4.

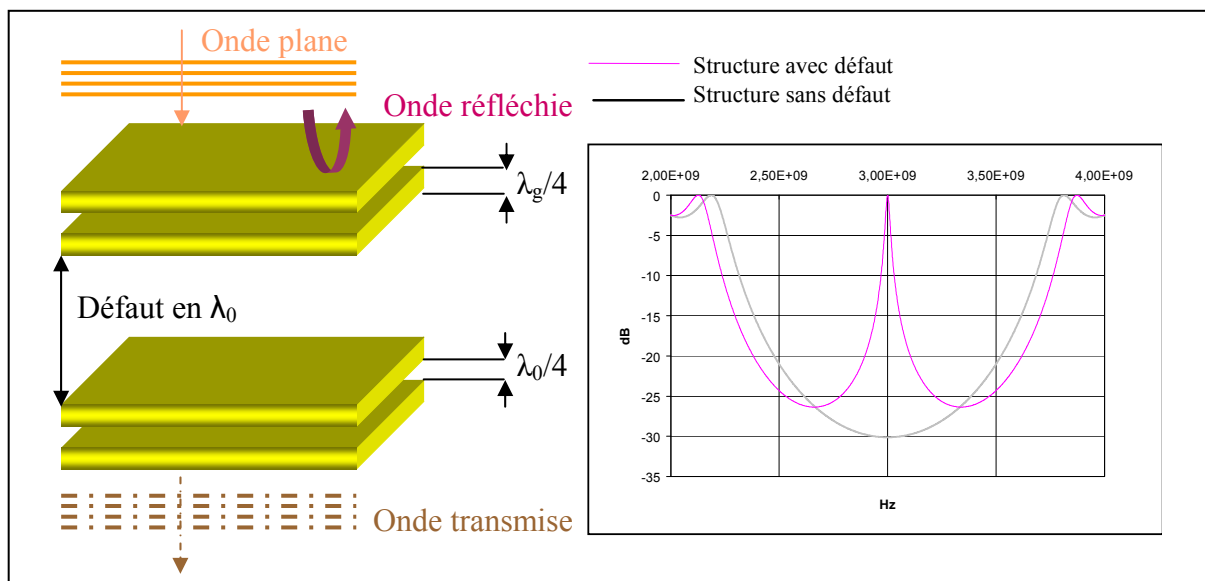


Figure III.4. Coefficient de transmission d'un matériau BIE à défaut

De part le jeu des interférences constructives et destructives, l'introduction du défaut dans la structure crée donc une bande de transmission autorisée au sein de la bande interdite. On peut aller plus loin en considérant la cartographie du champ électrique à la fréquence autorisée dans le matériau BIE à défaut présentée sur la figure III.5. Il y apparaît que le champ

E est beaucoup plus important à l'intérieur du défaut, ce dernier constituant donc une cavité résonnante dont on peut évaluer le coefficient de qualité en considérant la courbe de la figure III.4.

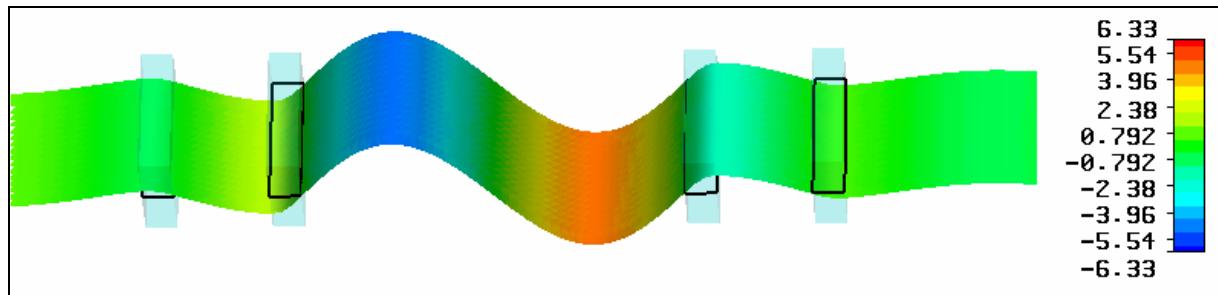


Figure III.5. Répartition du champ E dans un matériau BIE à défaut

Si l'on considère maintenant les propriétés de filtrage spatial de cette structure à défaut, c'est-à-dire qu'à la fréquence de transmission, on s'intéresse aux incidences auxquelles les ondes électromagnétiques vont traverser le matériau, on obtient le résultat présenté en figure III.6. Sur cette dernière sont représentés dans l'espace réciproque les vecteurs d'ondes susceptibles de se propager à travers la structure considérée.

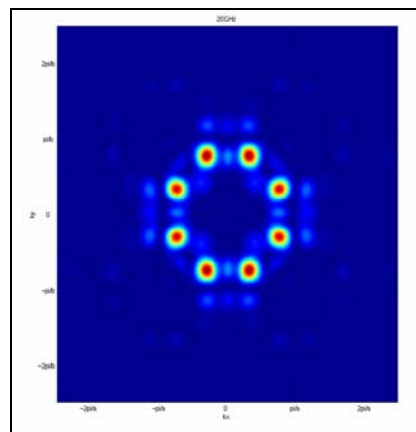


Figure III.6. Directions de propagations privilégiées par le matériau BIE

Il apparaît nettement que seul un nombre réduit de vecteurs d'onde peut se propager au sein de la structure. Le matériau possède donc à la fois des propriétés de filtrage fréquentiel mais également spatial, propriétés que l'on va retrouver lors de la création de l'antenne basée sur la cavité ainsi obtenue.

### II.1.3 Obtention de l'antenne à résonateur BIE

Si l'on considère à nouveau, mais de manière plus précise, la répartition du champ E dans le matériau (figure III.5), on peut remarquer que le plan de symétrie de la structure constitue un plan d'antisymétrie pour le champ E. On peut donc remplacer la demi-structure inférieure par un plan de masse, tout en conservant la même fréquence de résonance pour la cavité et la même répartition de l'énergie dans la partie supérieure du matériau.

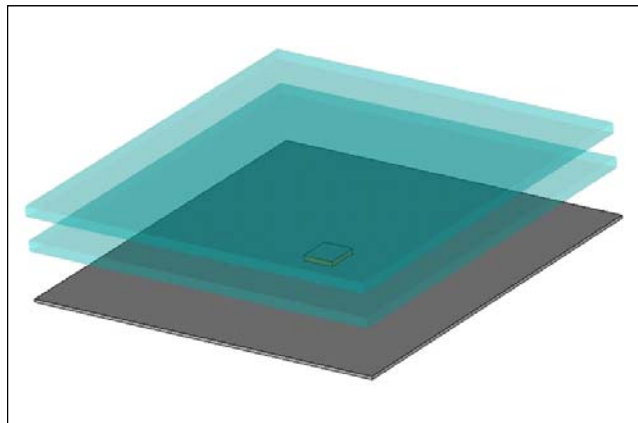


Figure III.7. Géométrie de l'antenne à résonateur BIE

Si on insère une source d'excitation à l'intérieur de cette nouvelle cavité (figure III.7), on obtient une antenne [I.22] dont le fonctionnement est celui d'une cavité à fuite. L'énergie apportée par la sonde d'excitation va résonner entre le plan de masse et le matériau BIE. Ce dernier est totalement réfléchissant sauf dans la bande autorisée. Dans cette plage de fréquence, une tache rayonnante va se former sur la face supérieure du matériau BIE, dont la taille va dépendre du coefficient de qualité de la cavité. Le gain de l'antenne se déduit alors directement de la surface de l'ouverture rayonnante, selon la formule suivante :

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

L'antenne BIE présentant les mêmes dimensions dans les directions x et y, la tache qui va se former sera circulaire, ce qui va se traduire par un diagramme de rayonnement directif dans les plan E et H (voir figure III.8) et dont la polarisation va être celle de la source d'excitation utilisée. En effet, le matériau BIE présentant une symétrie de révolution selon

l'axe z, il n'aura aucun effet sur la polarisation de la source, que celle-ci soit linéaire ou circulaire.

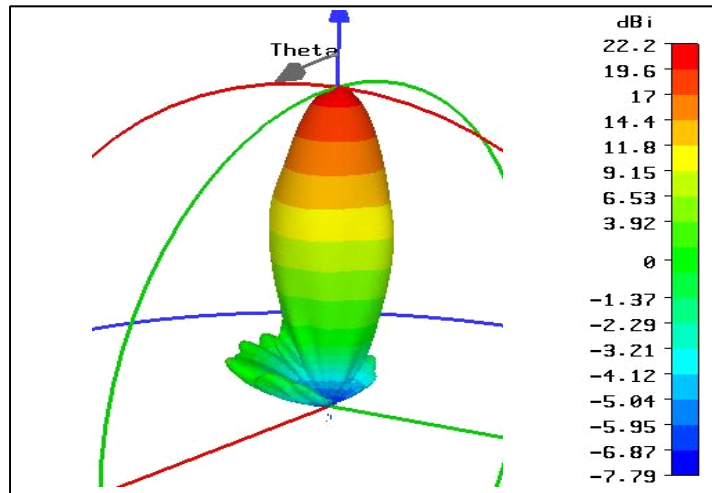


Figure III.8. Diagramme de rayonnement d'une antenne à résonateur BIE directive

A partir du principe de fonctionnement expliqué ci-dessus, une méthode de conception a été mise au point au sein du département OSA, notamment pendant la thèse de M. Ludovic Léger [I.23]. Cette méthode, et les antennes qu'elle a permis de développer, sont présentées dans la partie suivante de ce mémoire.

## III.2 Etat des lieux des antennes BIE

### III.2.1 Méthode de conception et performances des antennes BIE directives

La méthode de design d'une antenne BIE diélectrique consiste en fait essentiellement à concevoir le matériau BIE à la base de l'antenne. C'est en effet celui-ci qui va fixer directement les performances de l'antenne. Il va être caractérisé principalement par la fréquence centrale de la bande permise  $f_0$  et par son coefficient de qualité. Si l'on considère le coefficient de réflexion de la structure présentée ci-dessous, on peut alors relever la valeur de  $f_0$ , ainsi que la largeur à -3dB (figure III.9).

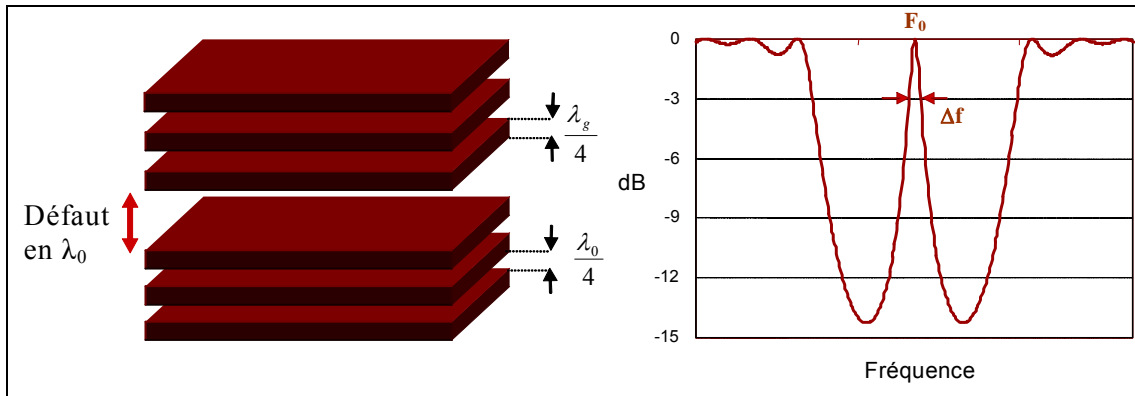
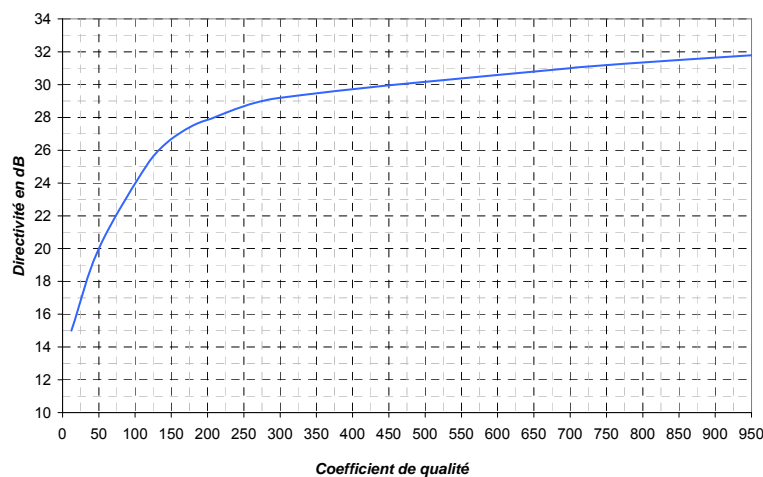


Figure III.9. Définition du coefficient de qualité du matériau

Le coefficient de qualité peut ensuite être simplement calculé à partir de ces valeurs en utilisant la formule classique :

$$Q = \frac{f}{\Delta f_{-3dB}}$$

Une fois la valeur du coefficient de qualité du matériau déterminé, une série d'abaques, établie à partir de données expérimentales, permet de calculer immédiatement la valeur du gain maximal de l'antenne, ainsi que la bande passante de cette dernière. Ces abaques présentés ci-dessous sont valables pour une source d'excitation de type patch.



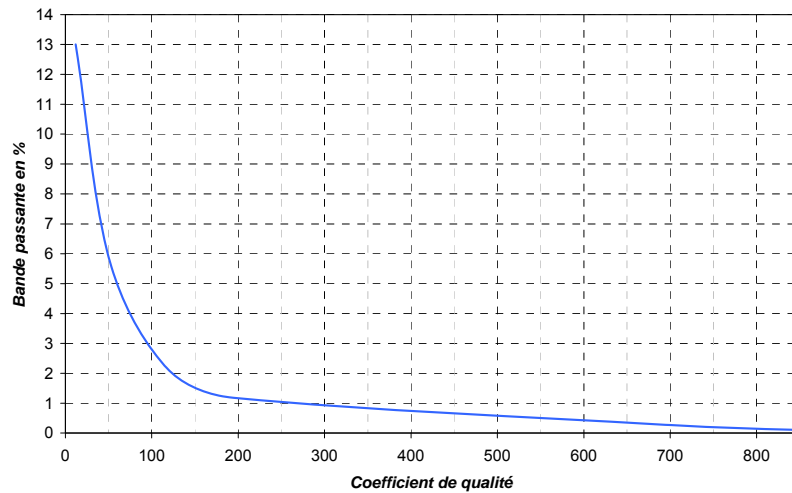


Figure III.10. Détermination de la directivité et de la bande passante de l'antenne

La détermination du matériau BIE fixe la plupart des paramètres géométriques de l'antenne, seules restent à fixer les dimensions latérales de cette dernière. En se basant sur la théorie des ouvertures rayonnantes circulaires, on trouve la formule suivante pour le calcul du côté de l'antenne qui correspond au diamètre de la tache:

$$A = \sqrt{\frac{10^{\frac{D_{dB}}{10}} \times \lambda^2}{0.8 \times \pi^2}}$$

Le facteur 0.8 au dénominateur correspond au rendement de la loi d'éclairement de l'ouverture rayonnante. En effet, même dans le cas où la tache qui se forme à la surface du matériau BIE occuperait toute la surface de ce dernier, elle ne serait pas parfaitement équi-amplitude et équi-phase, d'où un rendement de surface inférieur à l'unité. La valeur du coefficient est la valeur maximale qui a été obtenue dans le cas d'une antenne BIE diélectrique.

Les dimensions latérales ayant été ainsi déterminées, l'antenne à résonateur BIE est complètement dimensionnée, à l'exception de la source d'excitation. Le calcul des dimensions du patch utilisé pour exciter la cavité résonante ne pose pas de problème particulier, seul l'adaptation de l'antenne finale peut se révéler problématique. Le profil typique de l'impédance d'entrée d'une antenne BIE est présenté sur la figure III.11.

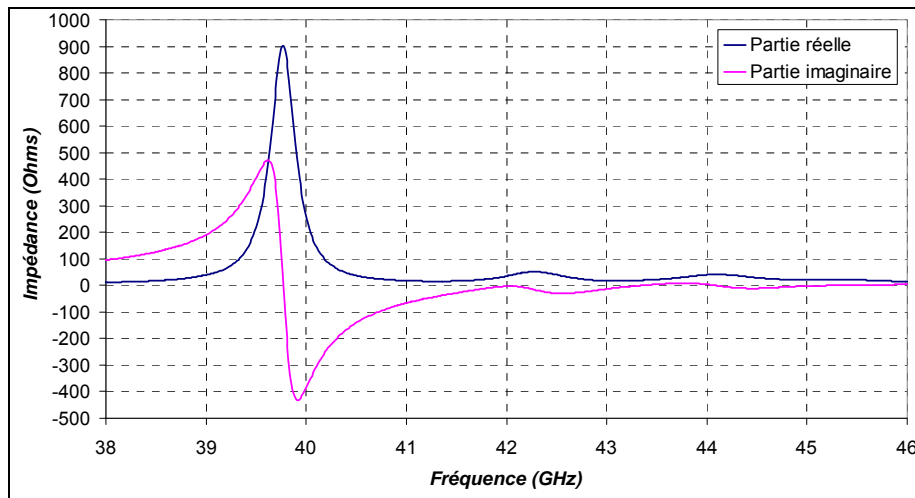


Figure III.11. Allure classique de l'impédance d'une antenne BIE résonante

En plus de la première résonance correspondant au mode de fonctionnement propre du patch, on peut observer 2 résonances supplémentaires qui correspondent à la cavité BIE sur ses deux premiers modes. A cause de cette multitude de variations de l'impédance, les antennes BIE sont en général assez délicates à adapter sur une large bande. C'est pour cette raison que le laboratoire s'oriente vers des solutions de type filtre multipôles en amont de l'antenne pour réaliser l'adaptation.

### III.2.2 Performances et comparaisons

La méthode générale de conception d'une antenne BIE diélectrique ayant été exposée, présentons maintenant les performances de ces dernières et l'intérêt qu'elles peuvent présenter par rapport aux antennes directives « classiques ».

Pour ce qui est des performances des antennes à résonateur BIE, celles-ci présentent des diagrammes directifs symétriques dans les plans E et H et elles permettent d'obtenir une directivité maximale dans l'axe qui peut varier entre 15 dB et 30 dB. Les diagrammes de rayonnement sont propres, avec des niveaux de lobes secondaires inférieurs à -20 dB du lobe principal, comme ceux présentés à titre d'exemple sur la figure ci-après.

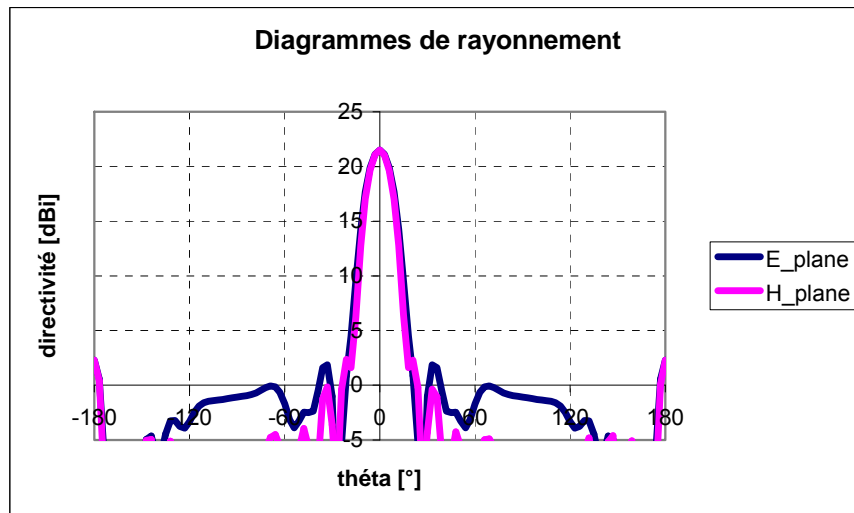


Figure III.12. Exemple de diagramme de rayonnement

Si l'on s'intéresse à la géométrie de ce type d'antennes, elle présente la particularité d'avoir un faible encombrement vertical. De part le mode de fonctionnement du matériau BIE, il est possible d'obtenir des gains très élevés en limitant le nombre de plaques de diélectrique utilisées à 3, ce qui se traduit par une hauteur totale de l'antenne de l'ordre de la longueur d'onde. De plus, si l'on considère une structure BIE où les lames de diélectrique sont séparées par de l'air, on obtient au final une structure très légère, à condition de choisir un matériau diélectrique peu dense.

Les antennes à résonateur BIE ne sont pas pour autant exemptes de défauts, en particulier au niveau de leur bande passante, relativement faible. En effet, leur fonctionnement étant basé sur les propriétés du matériau BIE, elles ne pourront travailler que dans la bande de fréquence, très étroite, autorisée par le matériau. En fait, plus le coefficient de qualité du matériau va augmenter, c'est-à-dire plus le gain de l'antenne va augmenter, plus la bande passante de cette dernière va diminuer, comme le montre la courbe présentée ci-dessous.



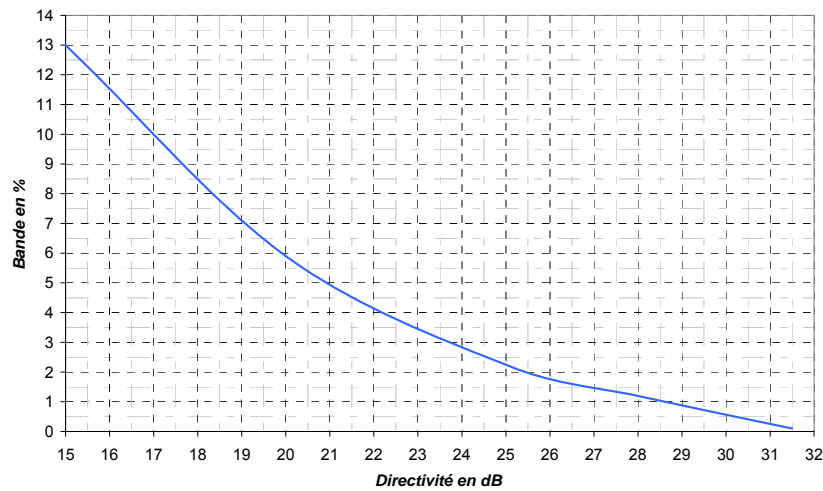


Figure III.13. Diagramme directivité - bande passante des antennes BIE

Cet inconvénient, commun à toutes les antennes basées sur un principe de résonateur, constitue pour le moment la principale limitation des antennes BIE pour leur utilisation dans des systèmes de communication. En effet, si les performances en terme de gain des antennes BIE ne sont pas au niveau des celles de certaines antennes directives « classiques », elles constituent néanmoins une alternative crédible pour de nombreux systèmes de communication. Le choix entre toutes ces antennes va alors se faire en se basant sur des critères autres que les performances en termes de bande passante ou de gain maximal. Ces caractéristiques pertinentes sont présentées dans le tableau ci-après.

Type d'antenne	Avantages	Inconvénients
<p>Réflecteur parabolique</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Gain fort</li> <li>- Coût réduit</li> <li>- Lobes secondaires faibles</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement, prise au vent</li> <li>- Pertes, efficacité</li> <li>- Zone d'ombre</li> </ul>
<p>Lentille diélectrique</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Gain fort</li> <li>- Choix de la géométrie</li> <li>- Tolérances de réalisation et rigidité</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement en hauteur</li> <li>- Pertes diélectriques</li> <li>- Poids</li> </ul>
<p>Réseau imprimé</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement réduit, conformable, léger</li> <li>- Formation du faisceau</li> <li>- Adaptation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Couplage et pertes dans les lignes</li> <li>- Réalisation compliquée au delà de 40 GHz</li> </ul>
<p>Antenne BIE à défaut</p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement réduit (structure planeaire)</li> <li>- Simplicité en 1D</li> <li>- Gain fort</li> <li>- Bi-polarisation, polarisation circulaire</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Tolérances des épaisseurs</li> <li>- Adaptation difficile</li> <li>- Bande passante faible</li> </ul>

Figure III.14. Avantages et inconvénients des antennes grand gain

Au vu de ce tableau, il apparaît que les antennes BIE peuvent bel et bien se poser en concurrentes des antennes à grand gain « classiques ». C'est notamment en remplacement des réseaux d'antennes imprimées qu'elles semblent offrir le plus de possibilités, à condition cependant qu'il soit possible d'augmenter leur bande passante. En effet, celle-ci reste faible au vu des applications envisagées et va le devenir encore plus au fur et à mesure de l'augmentation des débits.

### III.2.3 Développements récents sur l'antenne BIE directive

L'explication du principe de base des antennes BIE directives étant terminée, il est nécessaire de présenter maintenant les développements récents effectués sur ce type d'antenne, afin d'avoir un état des lieux le plus complet possible. Les premiers développements ont été effectués pour répondre au problème de bande passante des antennes BIE développé plus haut et ont abouti à la solution détaillée ci-après.

#### Utilisation d'un réseau pour l'excitation

La méthode développée pour augmenter la bande passante des antennes consiste en l'utilisation d'une excitation de type multi-sources. Le principe en est simple, en augmentant le nombre de sources dans la cavité, on augmente d'autant la taille de la tache rayonnante, sans pour autant augmenter le coefficient de qualité de ce dernier. La bande passante du matériau restera donc identique pour un gain amélioré. Ci-dessous sont présentées les cartographies de champ correspondant à un cas source unique et à un cas réseau de sources.

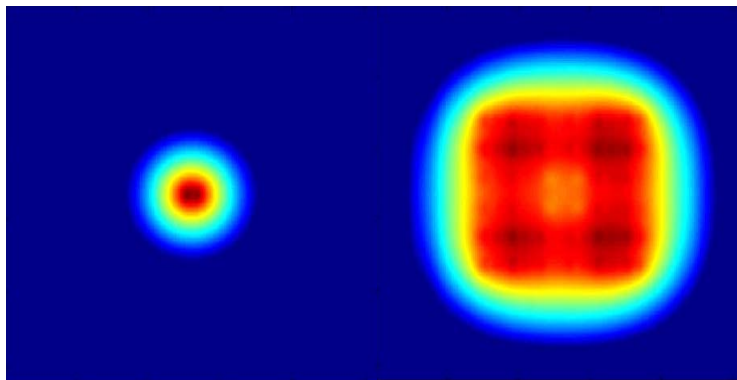


Figure III.15. Répartition de l'énergie dans un cas mono source et multi sources

A partir de ce principe, on peut envisager deux approches différentes. Si l'on désire conserver la bande passante d'une antenne BIE et en augmenter le gain, il suffit alors d'augmenter le nombre de sources présentes dans la cavité. Si au contraire on veut conserver le gain constant, il faut créer un matériau BIE avec un coefficient de qualité plus faible, et compenser la perte de gain consécutive par l'utilisation d'un réseau de sources. Les courbes ci-dessous présentent les différents diagrammes fréquentiels obtenus pour une même antenne, en augmentant le nombre de sources utilisées pour son excitation.

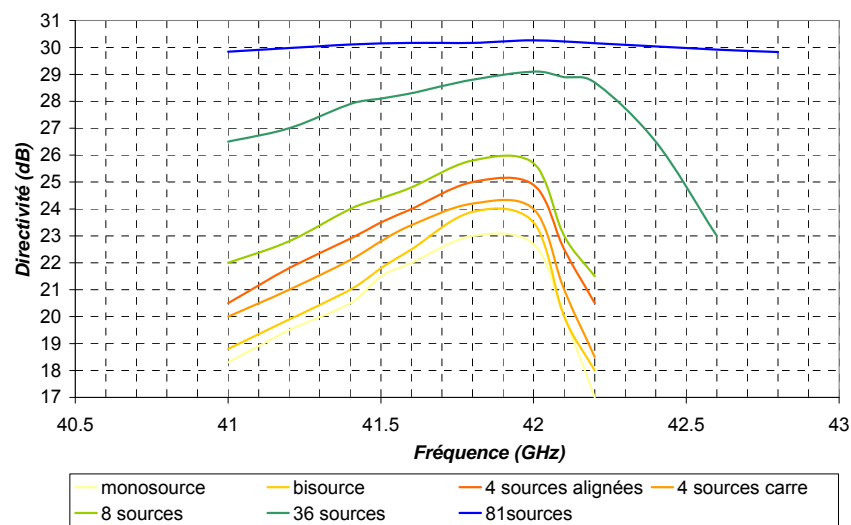


Figure III.16. Bande passante dans un cas multi sources

Cette technique permet donc d'augmenter la bande passante de l'antenne dans des proportions très importantes. Elle demande par contre plus de travail pour la conception du réseau d'alimentation. De plus, le fait d'utiliser une alimentation multisources fait perdre beaucoup de son intérêt à une antenne BIE, surtout par comparaison à un réseau d'antennes imprimées. Un compromis sera donc à trouver entre complexité de l'antenne et la bande passante de celle-ci.

### Création d'une antenne multi bandes

Une autre manière de circonvenir le problème de la bande passante des antennes BIE est concevoir une antenne multi bandes. De nombreux systèmes de communication utilisent en fait plusieurs bandes de fréquences disjointes, comme le montrent les exemples donnés

dans la première partie de ce chapitre. Plutôt que d'essayer de créer une antenne à bande suffisamment large pour couvrir ces différentes bandes, il peut être plus facile de créer une antenne possédant plusieurs bandes étroites disjointes et d'en affecter une à chaque canal du système de communication. Les matériaux BIE possèdent intrinsèquement la possibilité de créer plusieurs bandes permises au sein de la bande interdite, ce qui peut permettre par la suite la création d'une antenne multi bandes.

Afin d'obtenir un matériau BIE présentant plusieurs bandes permises au sein de sa bande interdite, il suffit de modifier la hauteur de la cavité de ce dernier [I.24]. Si l'on considère par exemple un matériau dimensionné pour avoir une bande permise à 10 GHz et que l'on utilise un défaut de hauteur  $2*\lambda$ , on obtient le coefficient de transmission suivant :

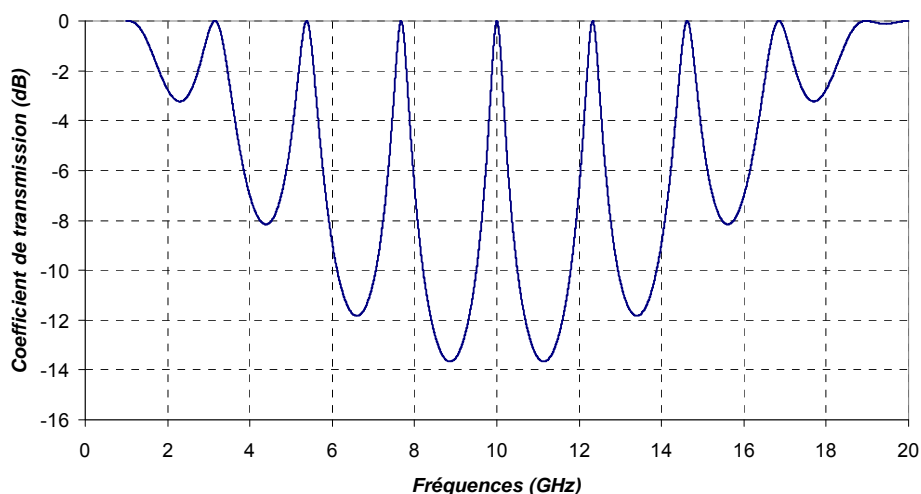


Figure III.17. Coefficient de transmission d'un matériau multibande

On observe bien sur la courbe ci-dessus l'existence de plusieurs bandes de transmission autorisées en lieu et place de la bande unique habituelle. Si l'on s'intéresse de plus près à celles-ci, on s'aperçoit qu'il n'est pas possible de toutes les utiliser pour la création d'une antenne. En effet, la répartition de l'énergie ne permet le remplacement d'une demi-structure par un plan de masse que pour certaines de ces fréquences. Ce concept a néanmoins permis de créer des antennes multibande et a été validé durant la thèse de M. Ludovic Léger par la création d'une antenne GSM-DCS.

Bien que constituant une méthode des plus intéressantes pour contourner la limitation en bande passante des antennes BIE, ce concept présente néanmoins une limitation importante. En effet, dans le cas où l'on souhaite des fréquences rapprochées pour couvrir des bandes proches, comme par exemple les deux voies de la norme UMTS, il faut utiliser une cavité d'une taille prohibitive. De ce fait, les applications pour lesquelles il est possible d'utiliser cette méthode sont relativement limitées.

### III.2.4 L'antenne BIE omnidirectionnelle

Un autre développement récent sur les antennes BIE est la mise au point d'une antenne à rayonnement omnidirectionnel [I.25], [I.26], destinée principalement à répondre au besoin croissant en antenne fort gain à rayonnement omnidirectionnel pour des stations de base. Pour cette application, les antennes BIE omnidirectionnelles se posent en concurrentes des réseaux de dipôles utilisés dans la plupart des cas.

Le principe de fonctionnement de ces antennes découle directement du principe des antennes à résonateur BIE directive dont elles s'inspirent. En effet, comme l'illustre la figure III.18 placée ci-dessous, par une extension d'une antenne directive à  $360^\circ$  et par un repliement sur elle-même, on obtient la géométrie typique d'une antenne BIE omnidirectionnelle.

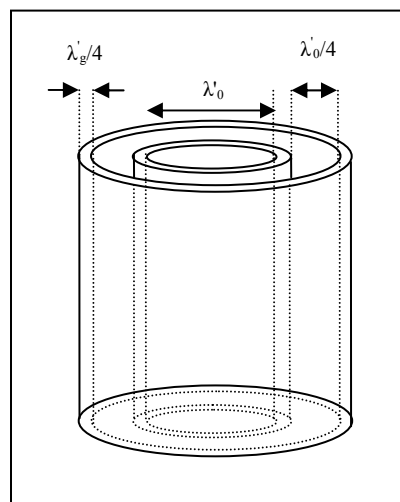


Figure III.18. Géométrie d'une antenne BIE omnidirectionnelle

Du fait de la similitude entre les géométries des antennes directives et omnidirectionnelles, leurs principes de fonctionnement sont eux aussi similaires. Dans le cas de l'antenne omnidirectionnelle, la cavité résonante est constituée par l'air situé au centre des cylindres concentriques. Si ceux-ci sont correctement dimensionnés, on va obtenir une structure avec des propriétés de filtrage fréquentiel et spatial. Dans le cas étudié ici, la direction autorisée correspond à l'ensemble du plan azimutal. Il en résulte des diagrammes de rayonnement en directivité de la forme de ceux présentés ci-dessous en figure III.19.

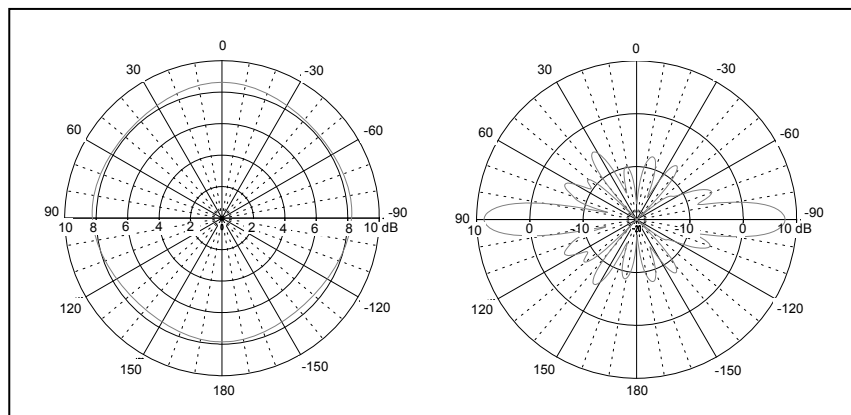


Figure III.19. Diagramme de rayonnement d'une antenne BIE omnidirectionnelle

Pour ce qui est des performances de telles antennes, du fait de la forme de leur rayonnement, elles ne peuvent pas avoir une directivité aussi élevée que les antennes directives. La figure III.20 ci-dessous présente les variations du gain intrinsèque en fonction de la fréquence et permet aussi de juger de l'ondulation du gain dans la bande.

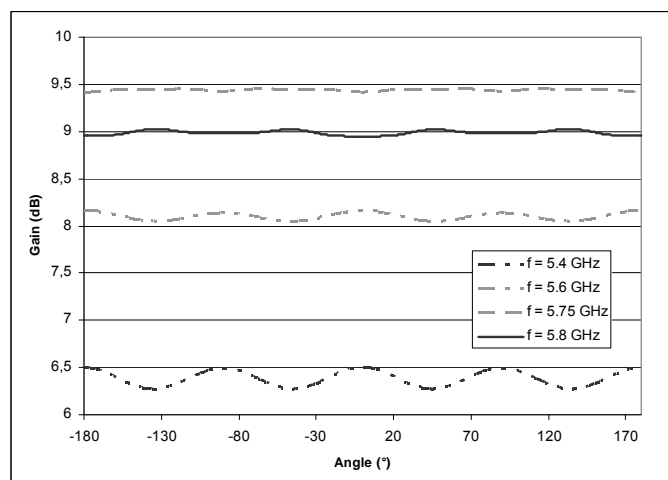


Figure III.20. Performances d'une antenne BIE omnidirectionnelle

Pour ce qui est du gain maximal, il atteint environ 9.5 dB avec une ondulation relativement faible, de l'ordre de 0,25 dB. Pour ce qui est de l'ouverture angulaire dans le plan vertical, elle est d'environ de 10° et les lobes secondaires restent inférieurs à 0 dBi sur toute la bande passante. Cette dernière est plus étendue que pour les antennes directives, puisqu'elle peut atteindre 7 % pour une antenne de 10 dB de gain. Ce type d'antenne convient donc tout à fait à une utilisation au niveau des stations de base de système de type point-multipoint.

### **III.3 Présentation de l'étude**

L'état des lieux des antennes à résonateur BIE étant maintenant terminé, il va être possible de l'opposer aux besoins exprimés lors de la description des différents types de réseaux de communications et ce, afin de mettre en évidence les améliorations à apporter aux antennes BIE. Ces différentes améliorations correspondent en fait aux différents objectifs qui ont été poursuivis durant cette thèse et dont les résultats sont présentés dans la suite de ce mémoire.

#### **III.3.1 Conception d'une antenne BIE métallique**

Avant même la comparaison entre les performances des antennes BIE et les besoins des réseaux de communications, il semblerait que le premier défaut des antennes BIE soit lié aux matériaux qui les composent. En effet, la structure BIE diélectrique représente tout d'abord un encombrement relativement important au vu de la taille globale de l'antenne, ainsi que la majeure partie de la masse de celle-ci.

Lors de la comparaison entre les antennes directives classiques et les antennes BIE, il est apparu que l'un des avantages de ces dernières réside dans leur faible encombrement et poids. Le remplacement du matériau BIE diélectrique par une structure présentant un encombrement plus faible, tout en étant plus léger, permettrait de renforcer encore l'avantage que possèdent les antennes BIE sur ces deux critères.

Une autre limitation liée à la structure diélectrique utilisée pour les antennes BIE est simplement la difficulté à trouver des matériaux dont les caractéristiques sont compatibles



avec la réalisation d'une antenne. En effet, il est souvent difficile de trouver un matériau qui conjugue la permittivité et l'épaisseur désirées, tout en possédant des pertes suffisamment faible. Lorsqu'un tel matériau existe, il est souvent extrêmement cher, comme le sont la plupart des substrats hyperfréquences. Si les antennes BIE veulent se poser en candidates sérieuses aux antennes directives classiques, elles ne peuvent le faire que si leur utilisation n'entraîne pas des coûts prohibitifs, d'où la nécessité de trouver une alternative aux matériaux diélectriques.

Des structures périodiques métalliques [I.27], [I.28] semblent être une alternative simple et prometteuse à l'utilisation de ces matériaux diélectriques. Qu'il s'agisse de tiges métalliques ou bien de rubans métallisés déposés sur un substrat, l'utilisation d'une solution métal permettrait au moins de régler les problèmes liés au coût et à la disponibilité de la matière première. Il pourrait donc être intéressant d'étudier une telle alternative aux structures BIE diélectriques, d'en évaluer les possibilités et finalement de définir une méthode de conception permettant d'obtenir des performances équivalentes à celles des antennes actuelles.

### **III.3.2 Amélioration des performances des antennes directives**

Si l'on s'intéresse maintenant à la comparaison entre les performances actuelles des antennes BIE et les besoins des réseaux de télécommunications, le point crucial semble être le problème de la bande passante. En effet, les antennes BIE permettent d'obtenir des gains tout à fait suffisants pour la plupart des applications, si ce n'est peut être pour les faisceaux hertziens, ainsi que des formes de diagrammes suffisamment propres pour être utilisables.

Pour ce qui est de la bande passante, les besoins des systèmes de communications de cessent d'augmenter proportionnellement aux débits. Pour un gain de l'ordre de 20 dB, une antenne BIE à source unique n'a au maximum que 6 % de bande passante, ce qui est insuffisant pour la plupart des normes présentées plus haut dans ce chapitre. La solution d'exciter la structure résonante par une multitude de sources permet bien d'augmenter la bande passante de l'antenne, mais au prix d'une complexité et d'un coût accru. Un axe de

recherche à envisager serait donc l'amélioration du produit gain-bande des antennes BIE, afin qu'elles soient à même de suivre l'évolution des demandes en terme de bande passante.

Une autre solution à ce problème de bande passante pourrait résider dans l'obtention d'antennes BIE multibandes, plus uniquement pour des fréquences relativement éloignées, mais aussi pour des bandes de fréquences proches. En effet, l'idée serait d'utiliser chaque sous-bande de l'antenne pour couvrir un canal de communication donné. A condition d'obtenir une multitude de bandes de fréquences proches et étroites, on pourrait couvrir à l'aide d'une antenne BIE unique, une bande de fréquence beaucoup plus large que la bande passante intrinsèque de l'antenne.

### **III.3.3 Synthèse de nouvelles formes de diagrammes**

Un autre domaine où les antennes BIE pêchent, est la limitation des formes de diagramme qu'elles permettent d'obtenir, et donc des situations de déploiement où elles peuvent être utilisées. Les antennes BIE omnidirectionnelles sont venues récemment suppléer aux antennes directives et ont ainsi permis d'élargir un peu le champ d'application de ce type d'antennes. Ces deux formes de diagramme de rayonnement sont néanmoins insuffisantes pour que les antennes BIE puissent être utilisées dans tous les types de déploiement où des antennes grand gain sont nécessaires.

Il pourrait ainsi être intéressant de développer des antennes BIE directive possédant un lobe plus large dans le plan horizontal, afin de les utiliser pour la couverture d'un secteur lorsqu'une couverture omnidirectionnelle n'est pas nécessaire. La mise au point d'une antenne BIE possédant une multitude de lobes, voir une certaine agilité au niveau du rayonnement, serait une étape supplémentaire vers l'utilisation de ce type d'antenne pour les réseaux de communications.

Enfin, une formation du faisceau des antennes directives [I.29] dans un des deux plans pourraient également être intéressante en vue de leur utilisation future. L'obtention d'un dépointage de quelques degrés, que ce soit pour des antennes directives, omnidirectionnelles ou pour les hypothétiques antennes sectorielles, serait un atout de plus pour les antennes à

résonateurs BIE. L'obtention d'un diagramme de type cosécanté, bien que plus difficile à réaliser, présenterait un intérêt supplémentaire pour une application de type station de base.

## **IV. Outils de conception d'une antenne BIE**

Les objectifs de la thèse étant maintenant énoncés, il est temps de s'intéresser aux moyens mis en œuvre et aux méthodes et outils disponibles au sein du département OSA pour la mise au point d'antennes. Ces outils se décomposent en deux ensembles que sont les outils numériques et les moyens expérimentaux.

### **IV.1 Logiciels de simulation FDTD**

En ce qui concerne la première catégorie, bien que de récentes méthodes analytiques aient été proposées pour le design des antennes [I.30], en particulier des antennes à résonateur BIE [I.31], le principal outil de conception numérique reste le logiciel de simulation électromagnétique « full-wave » qui permet d'analyser n'importe quel type de structure d'un point de vue du rayonnement. Les logiciels de simulation électromagnétique 3D reposent pour la plupart sur une discrétisation spatio-temporelle fine des équations de Maxwell, permettant une intégration numérique de ces dernières.

Le code utilisé au sein du département OSA a été développé par l'équipe électromagnétisme d'Xlim [I.32], une version conviviale ayant été par la suite commercialisée sous le nom de THESADE. Ce logiciel est basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (communément appelée FDTD pour « Finite Difference in Time Domain »). Le volume de calcul est 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).

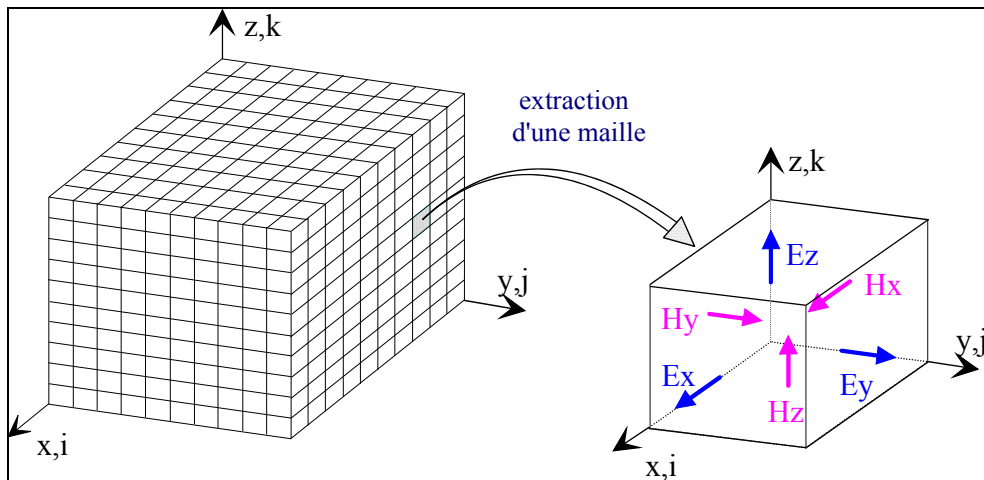


Figure IV.1. Volume de calcul et cellule élémentaire

La simulation de l'espace infini se fait en introduisant un milieu à pertes à la périphérie du domaine de calcul appelé couches PML. 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, quelle que soit la forme de ces dernières, et est donc particulièrement bien adapté à l'étude des antennes développées durant cette thèse [I.33]. 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 va demander énormément de ressources informatiques et de temps. Un certain nombre de méthodes ont donc été développées pour pallier à cet inconvénient intrinsèque aux logiciels de simulation FDTD.

## IV.2 Etude en ondes planes

### IV.2.1 Principe et intérêt de l'étude en ondes planes

Le but de l'étude en ondes planes est de préciser les caractéristiques d'un matériau BIE, afin de pouvoir l'utiliser pour la conception d'une antenne. Si les caractéristiques d'une structure BIE diélectrique dimensionnée selon la méthode précédemment exposée sont

parfaitement connues, ce n'est pas le cas des autres matériaux BIE, qu'ils soient diélectriques ou métalliques. Le but est de pouvoir obtenir à partir de la connaissance du matériau le plus possible de caractéristiques propres à l'antenne, ceci de manière analytique afin de diminuer le nombre de simulations FDTD, gourmandes en temps de calcul et en ressources informatiques.

L'étude en ondes planes va permettre de connaître les propriétés en transmission et en réflexion d'un matériau périodique considéré et ce, sur une large bande de fréquence et en incidence normale ou oblique. En tirant partie de la périodicité ou de l'invariance du matériau selon ses directions x et y, il est possible d'étudier numériquement, via un code FDTD, une cellule élémentaire en lieu et place de l'ensemble du matériau, d'où un gain de temps de calcul considérable. Le principe général est exposé ci-dessous pour la détermination du coefficient de transmission d'un matériau.

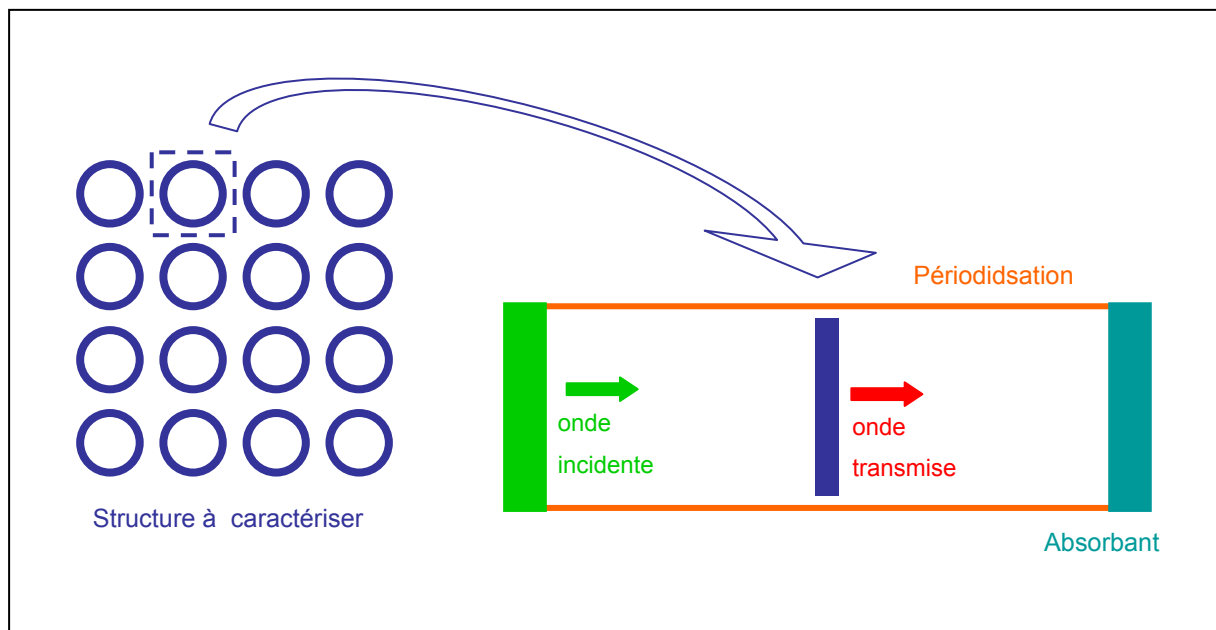


Figure IV.2. Principe de l'étude en ondes planes

Afin de pouvoir déterminer le coefficient de transmission d'une structure selon cette méthode, il suffit alors de relever le champ transmis sur la plage de fréquence considérée en module et en phase. Après avoir compensé le déphasage dû à la transmission dans le volume de calcul, on peut alors faire le rapport entre le champ transmis et le champ incident, ce qui

permet d'obtenir le coefficient de transmission en module et en phase de la structure que l'on désire caractériser.

#### **IV.2.2 Obtention du coefficient de réflexion en ondes planes**

Pour obtenir le coefficient de réflexion du matériau, la méthode utilisée est sensiblement la même, si ce n'est que le point d'observation est placé avant le matériau à caractériser. Dans ce cas, le champ mesuré au niveau du point d'observation sera la somme du champ incident et du champ réfléchi. Avant de pouvoir accéder au coefficient de réflexion, il est nécessaire de pouvoir obtenir le champ réfléchi par le matériau étudié, ce qui peut se faire simplement à partir de la connaissance du champ total et du champ incident que l'on impose au niveau du port d'excitation.

Dans la pratique, une seule simulation suffit pour obtenir en même temps coefficient de transmission et de réflexion, puisque rien n'empêche de relever simultanément les champs réfléchis et transmis. Le fait de travailler sans le plan de masse, c'est-à-dire sans la résonance de la cavité BIE autorise de plus un amortissement beaucoup plus rapide des champs, ce qui permet des temps de simulations de quelques secondes seulement.

#### **IV.2.3 Chaînage et structures multicouches**

Dans le cas où la structure à étudier est composée de plusieurs couches de matériau, le type d'étude décrit dans les paragraphes précédents se révèle plus longue à cause des réflexions multiples entre les différentes strates. Le temps d'amortissement du signal devient alors suffisamment important pour que l'étude du matériau en ondes planes perde beaucoup de son intérêt. Une nouvelle méthode a donc dû être développée pour permettre une étude rapide de structure multicouche.

Il s'agit simplement d'étudier indépendamment chaque couche de la structure complète selon la technique présentée précédemment, pour en obtenir les caractéristiques en réflexion et en transmission. A partir de ces valeurs, il est possible, de manière analytique, d'approximer le coefficient de réflexion et de transmission de la structure globale. Cette approximation vient du fait que le comportement de chaque épaisseur de la structure est

affecté par les couches environnantes, couplage qui sera négligé par cette méthode. Dans le cas où les différentes strates du matériau sont suffisamment éloignées ou non métalliques, les imprécisions au niveau du résultat final restent acceptables. Le calcul du coefficient de transmission se fait de la manière suivante pour une structure à 2 couches :

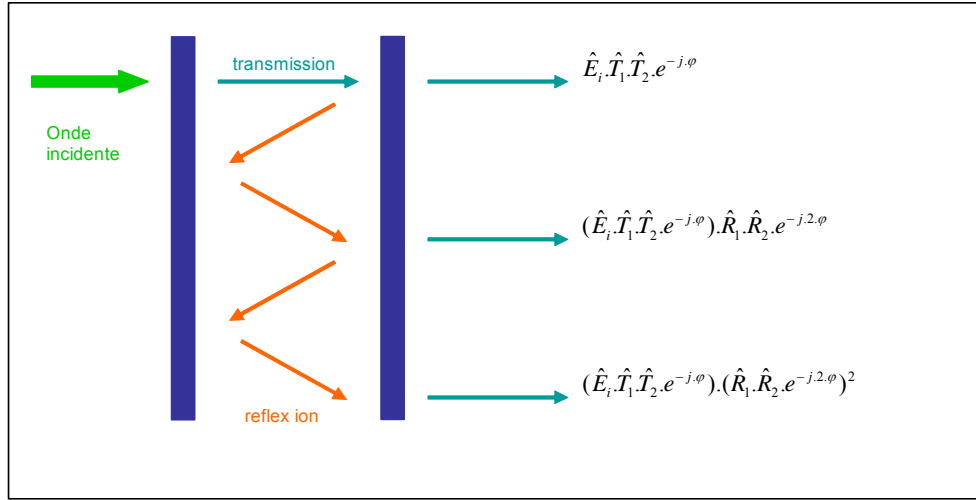


Figure IV.3. Principe du chaînage

Si l'on s'intéresse de plus près aux différents champs transmis à travers la structure, on peut remarquer que ce sont les termes d'une suite géométrique infinie, de premier terme  $\hat{E}_i \hat{T}_1 \hat{T}_2 e^{-j\varphi}$  et de raison  $\hat{R}_1 \hat{R}_2 e^{-j2\varphi}$ , avec  $R_i$  et  $T_i$  les coefficients respectivement de réflexion et de transmission des structures, et  $\varphi$  le déphasage dans le milieu séparant les structures. Une telle suite est convergente et la somme des ces termes vaut :

$$\hat{E}_T = \frac{\hat{E}_i \left( \hat{E}_i \hat{T}_1 \hat{T}_2 e^{-j\varphi} \right)}{1 - \hat{R}_1 \hat{R}_2 e^{-j2\varphi}}$$

Le même principe peut être appliqué pour obtenir le coefficient de réflexion de la structure à 2 couches, la valeur du champ réfléchi total étant alors :

$$\hat{E}_R = \hat{E}_i \left( \hat{R}_1 + \frac{\hat{T}_1^2 \hat{R}_2 e^{-2j\varphi}}{1 - \hat{R}_1 \hat{R}_2 e^{-j2\varphi}} \right)$$



Dans le cas où la structure étudiée présente un nombre plus élevé de strates, la méthode présentée sera simplement appliquée de manière récursive. La méthode exposée ici a été utilisée tout au long de la thèse pour accélérer de manière significative le design des matériaux BIE destinés aux antennes. Chaque étude a néanmoins été conclue par une simulation complète de la structure, afin que les coefficients utilisés pour le design de l'antenne tiennent compte des couplages inter-couches. On a ainsi pu éviter toute incertitude dans les phases suivantes de la conception.

Les principales méthodes numériques utilisées pour la conception des antennes ayant été présentées, il est maintenant temps de passer aux méthodes et moyens expérimentaux. Ces derniers ont été utilisés lors des phases de réalisation et de validation des différents prototypes réalisés durant cette thèse.

### **IV.3 Outils de mesure expérimentaux**

#### **IV.3.1 Banc de caractérisation en espace libre**

Afin de pouvoir caractériser les différents matériaux diélectriques utilisés pour la réalisation d'antennes, plus précisément pour la vérification des valeurs de permittivité relative et de tangente de pertes, un banc de caractérisation a été développé [I.34]. Ce banc a également permis de caractériser des structures BIE et ainsi de valider les calculs utilisés pour en déterminer les performances.

Le principe de fonctionnement du banc est analogue à celui de l'étude en ondes planes, à savoir l'illumination du matériau à caractériser par une onde plane et la mesure du champ transmis. Une première mesure du champ transmis « à vide », c'est-à-dire sans le matériau permet d'obtenir une mesure de référence, servant à compenser la propagation en espace libre et les différents bruits inhérents à une mesure expérimentale. Le principe général du banc est présenté sur la figure ci-après.

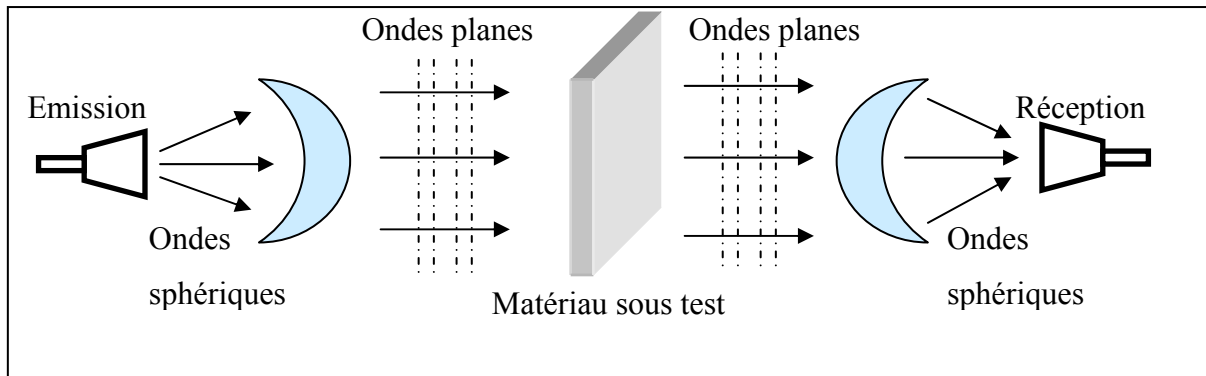


Figure IV.4. Principe du banc de caractérisation

Les lentilles diélectriques servent à focaliser le champ sur le matériau sous test, les cornets étant placés au point focale des lentilles, afin d'obtenir des ondes planes au niveau du matériau. L'ensemble des éléments du banc sont mobiles et peuvent être déplacés à l'aide de vis millimétriques selon les axes horizontaux et verticaux. Les cornets sont reliés à un analyseur vectoriel dont la bande passante s'étend entre 40 MHz et 50 GHz. L'ensemble a ensuite été validé en mesurant des matériaux aux performances connues. Les résultats théoriques et mesurés sont comparés sur le graphique ci-dessous.

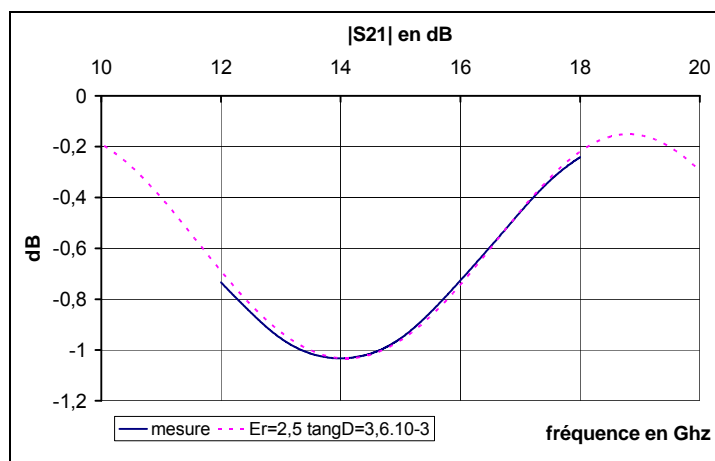


Figure IV.5. Validation du banc de caractérisation

Les résultats ci-dessus présentent une très bonne adéquation entre théorie et mesure, validant ainsi le principe et la précision du banc de mesure. Ce dernier a donc pu être utilisé pour valider les calculs théoriques effectués sur les matériaux.

### **IV.3.2 Dispositif des mesure des antennes**

Les autres moyens expérimentaux utilisés au sein du département OSA sont dédiés à l'étude des prototypes d'antennes qui y sont réalisées afin d'en vérifier les caractéristiques électriques et électromagnétiques. Pour ce qui est des caractéristiques électriques de l'antenne, la mesure de l'adaptation se fait au moyen d'un analyseur vectoriel, permettant la mesure du  $S_{11}$  de l'antenne sur une large bande de fréquence.

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 à l'impédance de l'antenne.

Pour ce qui est de la mesure des performances en rayonnement de l'antenne, celle-ci est effectuée dans l'une des deux bases de mesures disponibles au sein du département OSA, chacune d'entre elles étant utilisée pour une gamme de fréquence bien précise.

#### **Base de mesure de l'IRCOM**

Cette base est nommée chambre anéchoïque (ou anéchoïde) car elle permet de simuler des conditions d'espace libre en recourant à des matériaux absorbants les ondes électromagnétiques, disposés sur toute sa surface interne (figure IV.6).

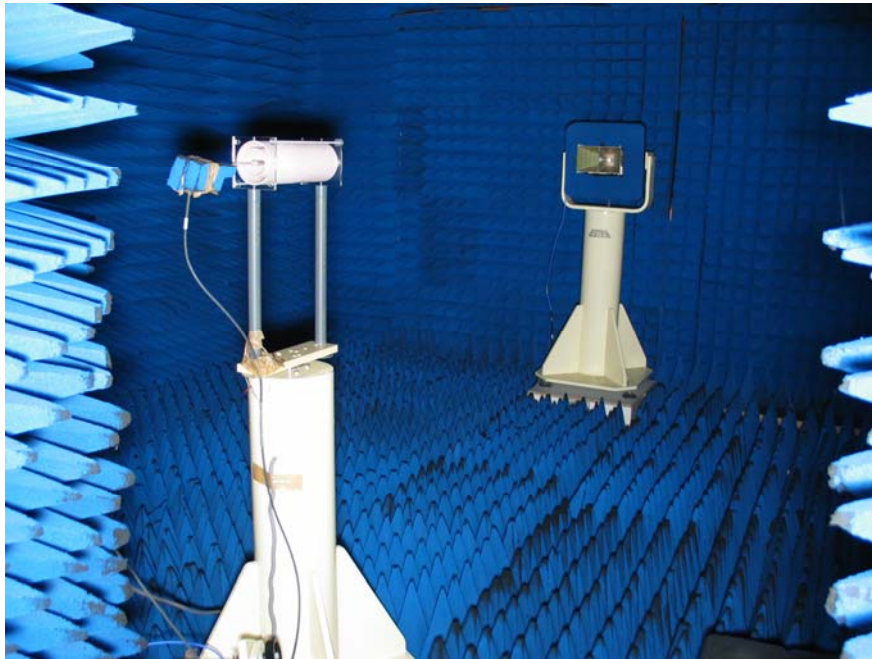


Figure IV.6. Photographies de la base de mesure de l'IRCOM

Les dimensions de cette base de mesure sont de 6 mètres en longueur sur 4,8 mètres en largeur, avec une hauteur de 2,8 mètres. Ces proportions permettent d'obtenir des conditions de champ lointain pour des dispositifs compacts dès 500 MHz, avec une limite supérieure de 12 GHz. Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquences de 10 MHz à 40 GHz.

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 en figure IV.7.

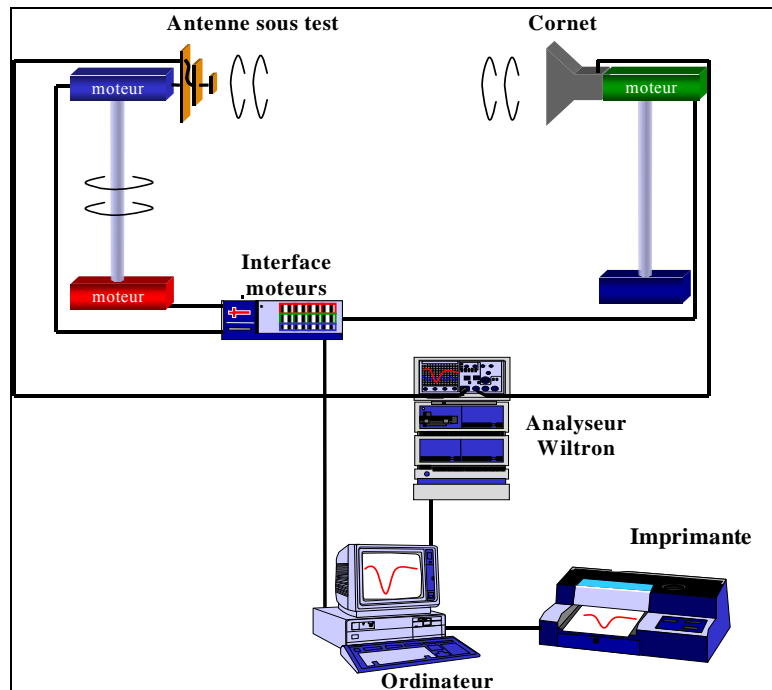


Figure IV.7 : Schéma de principe du banc de mesure en rayonnement d'antennes

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

La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de référence alors que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne, 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  $\alpha$  de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

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

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

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

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

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

$\lambda$  : la longueur d'onde de fonctionnement de l'air,

$\rho$  : le rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de  $\alpha$  fournit directement la valeur de  $G_r$ .

### **La base compacte du CREAPE**

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

La fonction d'une base compacte [I.35] de mesure d'antennes est de reproduire la condition de champ lointain à une distance relativement faible. Une onde sphérique provenant de la source est transformée en onde plane après réflexion sur le réflecteur. Elle est ensuite dirigée vers l'antenne sous test.

Cependant, cette onde doit respecter des critères de planéité, c'est à dire présenter des variations maximales de  $\pm 0.5$  dB en amplitude et  $\pm 5^\circ$  en phase, devenu standard universel depuis la mise en place des premières bases. Pour cela, les caractéristiques du réflecteur doivent être extrêmement précises. Le volume où ces critères sont vérifiés est appelé zone tranquille. La solution technique la plus simple utilise une parabole à source décalée, avec un plan d'offset en position verticale (figure IV.8).

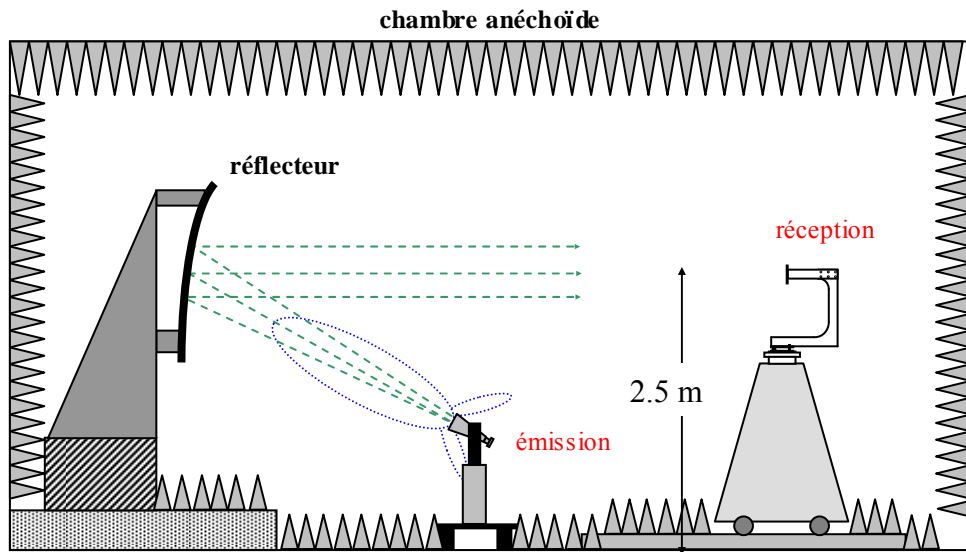


Figure IV.8 : Base compacte du C.R.E.A.P.E.

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

## **V. Conclusion**

Ce premier chapitre a permis de présenter le contexte général dans lequel s'inscrivent les travaux effectués durant cette thèse. On y a présenté notamment les principaux réseaux de télécommunications en usage aujourd'hui, ainsi que les besoins de ces derniers en matière d'antenne. Les principales normes ont été détaillées en présentant entre autre leurs fréquences de fonctionnement ainsi que leurs bandes passantes respectives.

Les antennes à base de matériau BIE ont ensuite été exposées et un état des lieux de l'avancement des connaissances sur ce type d'antenne a été fait. Ce bilan a permis de dégager les objectifs poursuivis durant cette thèse, qui s'inscrivent dans la continuité des travaux menés précédemment au sein du département OSA et en accord avec le développement des matériels et techniques des réseaux de télécommunications.

Dans une dernière partie, ont été présentés les différents moyens, tant numériques qu'expérimentaux qui ont été utilisés pour mener à bien ces travaux. Le principe des différents outils de simulation des antennes a notamment été détaillé pour une meilleure compréhension des travaux présentés dans les chapitres suivants de ce mémoire.



## **BIBLIOGRAPHIE**

- [I.1] **Réseaux & Télécoms**  
"Dossier : WLAN", n°209, 23 mai 2003
- [I.2] **Y. LE TALLEC**  
"Les réseaux locaux sans fil", ADAE, <http://www.adae.gouv.fr>
- [I.3] **Autorité de Régulation des Télécommunications**  
<http://www.art-telecom.fr>
- [I.4] **Agence Nationale de Fréquences**  
<http://www.anfr.fr>
- [I.5] **B. DULONG de ROSNAY et G. VOUTAY**  
"Le réseau cellulaire GSM"  
Rapport de Classes Préparatoires à l'ECAM, 1999.
- [I.6] <http://gsmworld.com/about/history/index.shtml>
- [I.7] "UMTS : l'aire du multimédia mobile", dossier France Telecom  
<http://www.rd.francetelecom.com/fr/technologies/ddm200401/dossier.php>
- [I.8] **T.M. SIEP, I.C. GIFFORD, R.C. BRALEY, R.F. HEILE**  
"Paving the way for Personal area Network Standards : An overview of the IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks", IEEE Personal Communications, February 2000, pp. 37-43
- [I.9] **W.S. WANG**  
"Bluetooth: a new area of connectivity", IEEE Microwave Magazine, september 2002, pp. 38-42
- [I.10] **V. VINAYAK, W.O. KEESE, C. LAM**  
"Bluetooth and wireless home networking radio solutions", Microwave Engineering, april 2001, pp. 29-39
- [I.11] [http://www.telecom.gouv.fr/telecom/car\\_uwb.htm](http://www.telecom.gouv.fr/telecom/car_uwb.htm)
- [I.12] **Z. BOUREDJI**  
"Le Wi-Fi : réseau local sans fil"  
<http://www.cerig.efpg.inpg.fr/Note/2003/wifi.htm>
- [I.13] **C. POUMIER**

"Réalisation d'un démonstrateur LMDS à 40 GHz à Limoges", Contrat ANVAR n°A9707028K00, CREAPE INGENIERIE, Juillet 1999

**[I.14] S.R. BEST**

"Antenna Performance and design Considerations for Optimum Coverage in Wireless Communication systems", Cushcraft Corporation

**[I.15] M. BOGUAIS**

"Contribution à la synthèse de réseaux d'antennes. Réalisation en technologie imprimée", thèse de doctorat – université de Rennes I, nov. 1986

**[I.16] DORADO INTERNATIONAL CORPORATION**

"Cosecant-squared Horn Antennas for LMDS", Microwave Product Digest, January 2001, pp. 76-81 ou <http://www.base-earth.com/jan-feb2001/dorado.html>

**[I.17] A.R. RUIZ, J. BASTERRECHEA**

"Omnidirectional Antenna for 17 GHz Frequency Band", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2002

**[I.18] E. YABLONOVITCH & T.J. GMITTER**

"Photonic band structure: The face-centered-cubic case"  
J. Opt. Soc. Am. A – Volume 7 – N°9 – September 1990 – pp 1792.

**[I.19] K.M. HO, C.T. CHAN, C.M. SOUKOULIS, R. BISWAS & M. SIGALAS**

"Photonic band gaps in three dimensions: New layer-by-layer periodic structures"  
Solid State Communications, Volume 89 (1994), 413-416

**[I.20] Marc THEVENOT, Alain REINEIX, Bernard JECKO**

"A dielectric photonic parabolic reflector"  
Microwaves and optical technology letters –Vol 21- n°6 – 20 June 1999 – pp 411-414

**[I.21] C.SERIER, C.CHEYPE, R.CHANTALAT, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, A.REINEIX, B.JECKO**

"1-D photonic bandgap resonator antenna"  
Microwave and Optical Technology Letters, Vol.29, n°5, June 5 2001, pp.312-315

**[I.22] C. CHEYPE**

"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIP à défaut pour la conception d'antennes." thèse de doctorat- n°34-2001- Université de Limoges - septembre 2001

**[I.23] L. LEGER**

"Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire"  
Thèse de doctorat- n°27-2004- Université de Limoges- 16 novembre 2004

- [I.24] **L.LEGER, R.GRANGER, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO**  
"Multifrequency dielectric EBG antenna"  
Microwave and Optical Technology Letters, Vol.40, n°5, March 5 2004, pp 420-423
- [I.25] **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.26] **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.27] **POILASNE, POULIGUEN, MAHDJOUBI, TERRET, GELIN, DESCLOS**  
"Experimental radiation pattern of dipole inside metallic photonic bandgap material"  
Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 22, n°1, July 1999, pp 10-16.
- [I.28] **T. AKALIN, J. DANGLLOT, O. VANBESIEN, D. LIPPENS**  
*"A highly directive dipole antenna embended in a fabry-perot type cavity"*  
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 12, N°2, February 2002
- [I.29] **A.P. NORRIS and W.D. WADDOUP**  
"A Millimetric Wave Omnidirectional Antenna with Prescribed Elevation Shaping",  
Proc. IEE 4<sup>th</sup> Int. Conf. Antennas Propagation, Vol. 1, pp. 141-145, 1985
- [I.30] **David R. JACKSON & Arthur A. OLINER**  
"A Leaky Wave analysis of the High-gain printed antenna configuration" IEEE Trans.  
On Ant. & Propagation, Vol 36, n°7, July 1988, pp 905-910.
- [I.31] **J. DROUET**  
"Nouvelles techniques pour étudier les modes de fonctionnement de l'antenne BIP résonante à défaut" Rapport de DEA, Université de Limoges, Juillet 2004.
- [I.32] **Marc THEVENOT**  
"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne", Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 18 novembre 1999
- [I.33] **M. THEVENOT, A. REINEX, B. JECKO**  
"F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure" 1999 IOP Publishing Ltd
- [I.34] **T. JAFFRE**

"Caractérisation des matériaux à bande interdite électromagnétique multipériodiques et leur applications aux antennes.

Thèse de doctorat- n°03-2005- Université de Limoges- 4 février 2005

**[I.35] E.ARNAUD, M.THEVENOT, D.BELOT, B.JECKO**

"Design, realisation and characterisation of a low cost compact antenna test range"

ANTEM 2005, 15-17 juin 2005, Saint-Malo

## **CHAPITRE II**

# **CONCEPTION ET DESIGN D'UNE ANTENNE BIE METALLIQUE**

- ❖ **Fonctionnement d'une antenne BIE métallique**
- ❖ **Conception d'une antenne directive de 24 dB de gain**
- ❖ **Design d'une antenne bidirectionnelle**



## **I. Introduction**

Ce second chapitre est consacré aux antennes à résonateur BIE métallique qui apparaissent comme une alternative intéressante aux antennes diélectriques présentées dans le premier chapitre. La difficulté à trouver des matériaux diélectriques avec les propriétés adéquates, et le coût de ces derniers, ont en effet précipité la recherche d'un autre type de structure BIE permettant l'obtention de performances similaires. Les structures métalliques périodiques, dont les propriétés ont fait l'objet de nombreuses études [II.1] et [II.2], étaient des candidates idéales pour le remplacement des matériaux diélectriques.

Dans la première partie de ce chapitre seront présentées les antennes à résonateur BIE métallique et leur fonctionnement sera explicité. Ceci permettra d'établir leurs performances potentielles et leurs limitations. Lors de cette étude, une attention toute particulière sera apportée au lien existant entre les propriétés du matériau utilisé et les performances de l'antenne. Une fois ce lien établi, les différents types de matériau métallique seront présentés, et leurs particularités vis-à-vis de leur utilisation pour les antennes seront mises en avant.

La seconde partie de ce chapitre sera consacrée à la méthode de conception d'une antenne BIE métallique à partir d'un cahier des charges donné. Cette méthode de conception sera appliquée au design d'une antenne BIE grand gain, design qui débouchera sur la réalisation d'un prototype. Les mesures expérimentales des performances de ce dernier permettront de valider le modèle utilisé, ainsi que la méthode de conception mise au point.

Enfin, la dernière partie traitera des antennes bidirectionnelles qui peuvent être conçues de manière simple, en se basant sur les travaux effectués sur les antennes unidirectionnelles. La méthode de design sera présentée et appliquée pour obtenir une antenne destinée à fonctionner dans la bande Wifi. Les problèmes particuliers liés à cette topologie d'antenne seront soulignés, notamment en ce qui concerne l'excitation de la cavité résonnante et l'adaptation de la source d'excitation.

A la fin de ce chapitre, les antennes BIE métalliques auront été présentées, et leur capacité à proposer une alternative aux antennes diélectriques établie. A travers les exemples donnés la méthode de conception mise au point aura été validée.



## II. Fonctionnement d'une antenne BIE métallique

### II.1 Principe général d'une antenne BIE métallique

#### II.1.1 Présentation du guide d'onde à fuite

Comme cela a été expliqué précédemment, une antenne BIE métallique se présente de la même manière qu'une antenne diélectrique, si ce n'est que le matériau diélectrique y est remplacé par un assemblage d'éléments métalliques, ce dernier pouvant prendre des formes diverses. Un des avantages des structures métalliques, comme cela va être montré plus loin dans ce chapitre, est qu'elles permettent d'obtenir des gains élevés avec une seule couche de matériau, conduisant à la structure présentée ci-dessous pour l'antenne.

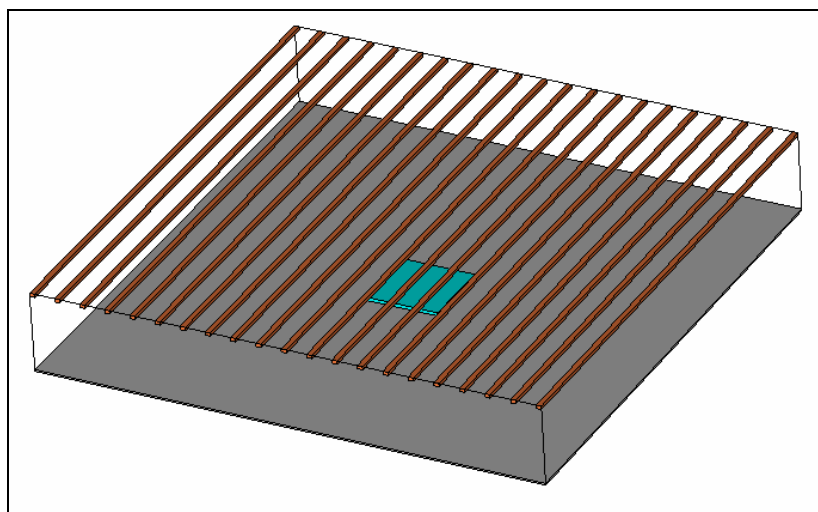


Figure II.1. Structure générale d'une antenne BIE métallique

Comme dans le cas des antennes BIE diélectriques, c'est principalement le matériau BIE, dessiné en rouge sur la figure ci-dessus, qui va déterminer les performances de l'antenne. La conception d'une antenne consiste donc principalement en la mise au point d'un matériau présentant les caractéristiques convenables. Afin de pouvoir déterminer les propriétés à obtenir au niveau du matériau, il est nécessaire de mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne, afin de faire le lien entre ses performances et la structure BIE utilisée.

On peut appréhender l'espace défini entre le plan de masse et la structure métallique comme un guide d'onde à fuite, guide dans lequel on va placer une source d'excitation. On peut considérer alors en première approximation [II.4] que les champs émis par la source vont se propager, en se réfléchissant alternativement sur le plan de masse et sur le matériau supérieur. Ce fonctionnement est analogue à ce qui se produit dans un guide d'onde classique. A chaque réflexion sur la structure BIE, figurée en orange ci-dessous, une partie de l'énergie va être transmise et non réfléchi. Ceci va être à l'origine du rayonnement de l'antenne, selon le principe illustré sur la figure ci-dessous.

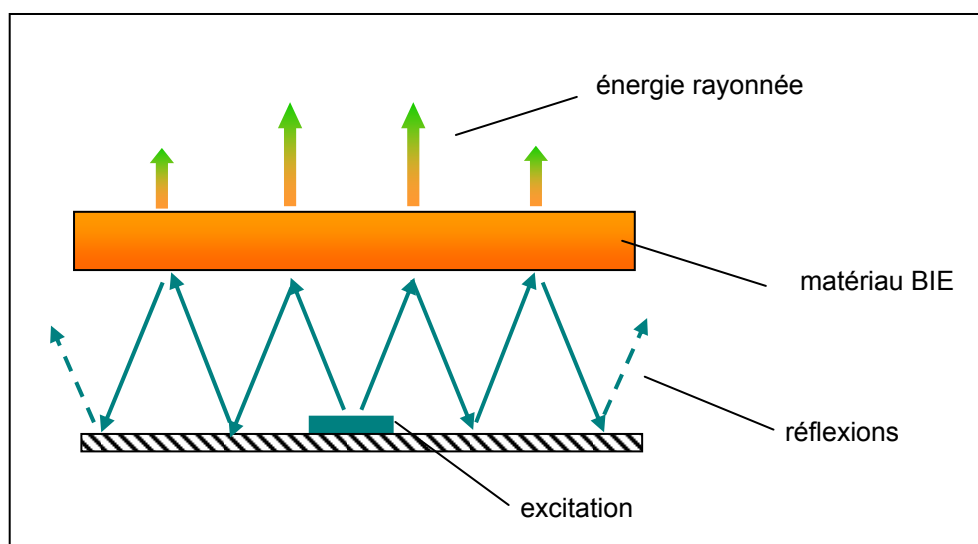


Figure II.2. Principe général de fonctionnement d'une antenne BIE

Les champs qui fuient par la partie supérieure du guide vont être à l'origine de la formation d'une tache rayonnante sur le dessus de la structure BIE métallique [II.5]. Dans le cas où la tache est équiphase, on va donc obtenir selon le principe des ouvertures rayonnantes [II.6], un diagramme directif pointant dans la direction perpendiculaire au plan du guide, comme dans le cas d'une antenne BIE diélectrique. La figure ci-dessous présente la répartition de l'énergie au dessus de l'antenne, ainsi que le diagramme de rayonnement associé.

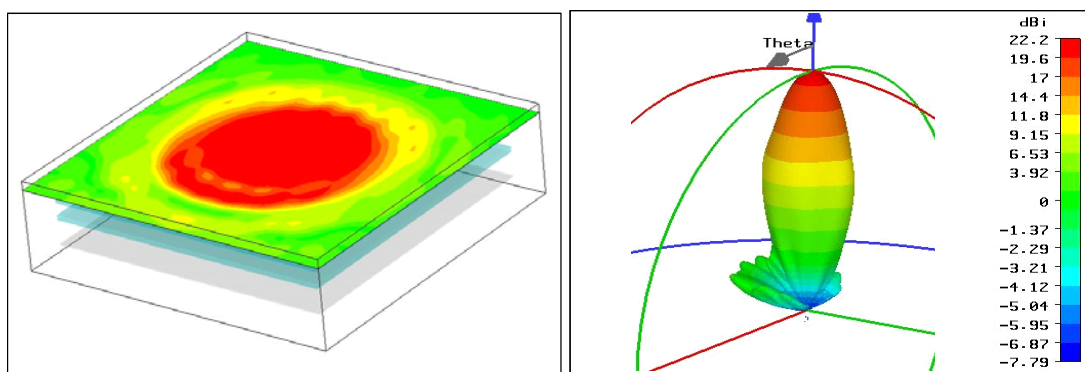


Figure II.3. Cartographie de champ et diagramme de rayonnement

On peut constater le caractère directif du rayonnement généré par une telle tache. La pureté du rayonnement va alors dépendre directement de la forme et des propriétés de l'ouverture rayonnante.

### II.1.2 Dimensions du guide

Pour que le guide d'onde à fuite tel qu'il a été décrit puisse être utilisé en antenne de manière optimale, il est nécessaire que sa fréquence de coupure corresponde à la fréquence de fonctionnement  $f_0$  de l'antenne. En effet, par analogie avec un guide classique, on peut affirmer que si la fréquence de coupure est inférieure à  $f_0$ , les modes de guide seront propagant à la fréquence de travail de l'antenne. Ceci entraînera beaucoup de rayonnement à l'horizon et une ouverture rayonnante non équiphase, d'où un rayonnement perturbé.

Si au contraire, la fréquence de coupure est supérieure à  $f_0$ , le mode dans le guide sera évanescent et la tache rayonnante sera très peu étendue, ce qui entraînera un gain faible pour l'antenne.

La fréquence de coupure du guide qui est donc la fréquence de fonctionnement optimale de l'antenne peut être calculée par la formule suivante :

$$f_0 = \frac{\nu}{2.h} \left( \frac{1}{2} + \frac{\varphi_r}{2.\pi} \right)$$

Le paramètre  $\varphi_r$  correspond à la phase du coefficient de réflexion du matériau BIE. La structure BIE n'étant pas un plan métallique parfait, le déphasage subit par l'onde

électromagnétique lors de sa réflexion est donc dans le cas général différente de  $\pi$ . La quantité  $h$  est la hauteur du guide, qui sera également appelée hauteur de la cavité par analogie avec l'antenne diélectrique. Il s'agit donc de la distance séparant le plan de masse de la structure BIE métallique placée au dessus.

Comme dans le cas d'une antenne diélectrique, le gain de l'antenne est fixé par la taille de la tache rayonnante. Si on se place à la fréquence de coupure du guide, la taille de la tache ne va plus être fixée que par le coefficient de réflexion du matériau. En effet, plus ce dernier va être faible, plus grande va être la quantité d'énergie qui va être transmise à chaque réflexion sur le matériau. La taille de la tache rayonnante va donc être liée directement à la valeur de la réflectivité du matériau, réflectivité qui va donc fixer directement le gain maximal de l'antenne. Pour le cas où l'antenne est excitée par un patch, ce qui est le cas de figure le plus usité, la directivité maximale de l'antenne peut être déterminé en fonction de la réflectivité du matériau employé par l'utilisation de la courbe présentée en figure II.4.

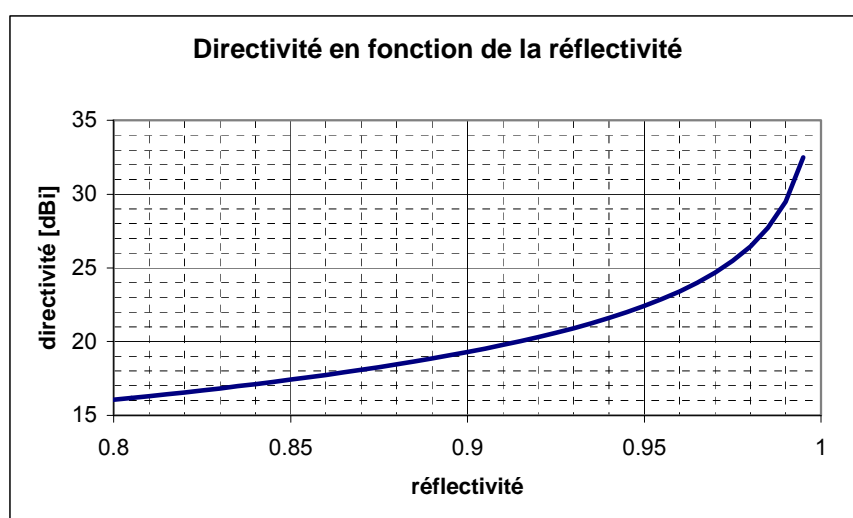


Figure II.4. Directivité maximale de l'antenne en fonction de la réflectivité du matériau

Cette courbe a pu être obtenue à partir de résultats fournis par un logiciel analytique [II.4], basé sur le fonctionnement décrit plus haut. Les résultats fournis par ce code ont ensuite été affinés par des résultats de simulations FDTD de plusieurs structures, afin de tenir compte notamment des dimensions latérales données à l'antenne.

### **II.1.3 Excitation de la structure et obtention d'une antenne**

Dans le cas le plus simple, où l'antenne est destinée à fonctionner dans une polarisation linéaire, l'excitation peut être assurée par un simple patch, dont la bande de rayonnement couvrira celle de l'antenne finale. Dans ce cas, la polarisation de l'antenne étant celle pour laquelle le matériau a été caractérisé, les résultats obtenus sont très proches de ceux prédits par la courbe de la figure II.4. Afin d'obtenir une adaptation correcte, plusieurs stratégies peuvent être envisagées, elles seront présentées lors des conceptions d'antennes, plus loin dans ce chapitre.

Dans le cas où l'antenne n'est pas destinée à travailler dans une polarisation linéaire, il est également nécessaire de s'intéresser à la phase du coefficient de transmission du matériau. En effet, selon la géométrie de ce dernier, les coefficients de réflexion et de transmission peuvent être différents selon la polarisation considérée. Dans le cas où on veut travailler dans une polarisation circulaire [II.7], il est nécessaire de faire une étude en ondes planes selon 2 polarisations orthogonales. Cette étude doit être faite non seulement en réflexion, mais également en transmission, afin de s'assurer de la valeur du déphasage des composantes de champ transmises. L'étude de la structure BIE métallique pour la polarisation circulaire a notamment été effectuée pendant la thèse de M. Michael Diblanc.

Le fonctionnement d'une antenne à résonateur BIE métallique ayant été exposés, il est maintenant temps de s'intéresser de plus près au matériau BIE lui-même qui fixe directement les propriétés de l'antenne comme cela vient d'être montré.

## **II.2 Présentation de structures BIE : tiges et grilles métalliques**

### **II.2.1 La structure BIE de base : les tiges métalliques**

#### **Géométrie et réflectivité**

La structure BIE métallique qui peut être considérée comme la plus simple est un alignement de tiges métalliques [II.8], sur une seule couche et sans épaisseur, qui va se présenter de la manière suivante (Figure II.5).

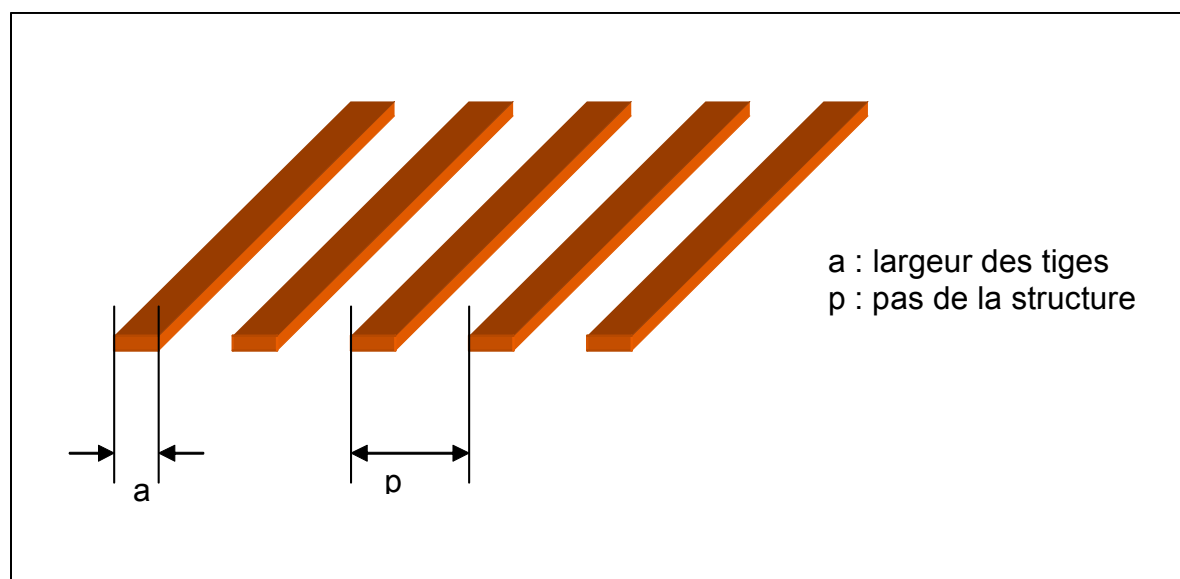


Figure II.5. Géométrie d'une structure BIE composée de tiges métalliques

A partir du motif élémentaire d'une telle structure, on peut définir 2 paramètres qui vont permettre d'en faire une étude générique et ce, quelle que soit la fréquence à laquelle on veut concevoir l'antenne.

Le premier paramètre est la périodicité de la structure, normalisée par rapport à la longueur d'onde, notée  $w$  qui va donc être indépendante de la fréquence et qui est définie par  $w = \frac{p}{\lambda}$ . Le second paramètre, appelé taux de remplissage, est le rapport entre la largeur de métal et la taille de la période, soit  $\tau = \frac{a}{p}$ . Avec ces deux paramètres, il est possible de définir complètement la géométrie de la structure étudiée, et de retrouver ses dimensions absolues en choisissant une fréquence de travail.

La forme de la structure ayant été présentée, et ses paramètres pertinents mis en lumière, il est temps de passer à l'étude de ses propriétés, afin de pouvoir l'utiliser pour la réalisation d'une antenne. Une étude extensive en ondes planes a permis d'obtenir les courbes du coefficient de réflexion présentées ci-dessous.

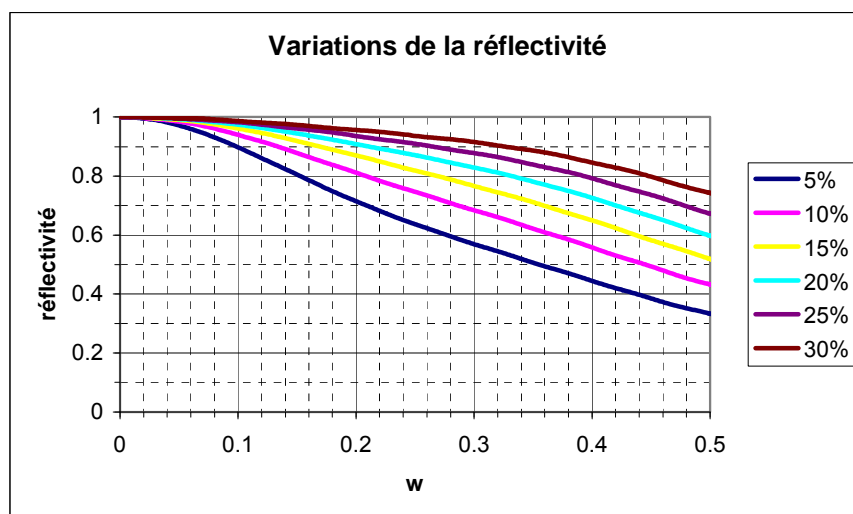


Figure II.6. Variation de la réflectivité d'une structure de tiges métalliques

L'agencement de lames métalliques apparaît donc comme une structure de type passe-haut. En effet, le coefficient de réflexion est proche de 1 pour  $w$  tendant vers 0, et il diminue quand  $w$  tend vers 1. On peut donc assimiler ce type de structure à un plan métallique pour les « basses fréquences » et à de l'air pour les « hautes fréquences ».

A partir de l'étude des courbes ci-dessus, il apparaît clairement que la plage d'utilisation de ces structures pour les antennes va s'étendre jusqu'à des valeurs de  $w$  de 30 environ. Au-delà, le module du coefficient de réflexion va être trop faible pour obtenir un gain conséquent. Si on considère par contre les valeurs prises par le module du coefficient de réflexion dans le cas de faibles valeurs de  $w$  et d'un taux de remplissage élevé, on voit qu'avec une structure de ce type il est possible d'obtenir une antenne fort gain. On trouve ici un des principaux avantages des matériaux BIE métalliques, à savoir qu'une structure monocouche permet d'obtenir des gains qui nécessiteraient 3 voir 4 plaques de diélectriques [II.9].

### Phase du coefficient de réflexion et bande passante de l'antenne

Comme cela a été expliqué dans la partie précédente, le gain de l'antenne est lié à la réflectivité du matériau, la phase du coefficient de réflexion déterminant la fréquence de fonctionnement. La figure II.7 présente justement la phase du coefficient de réflexion de la structure étudiée.

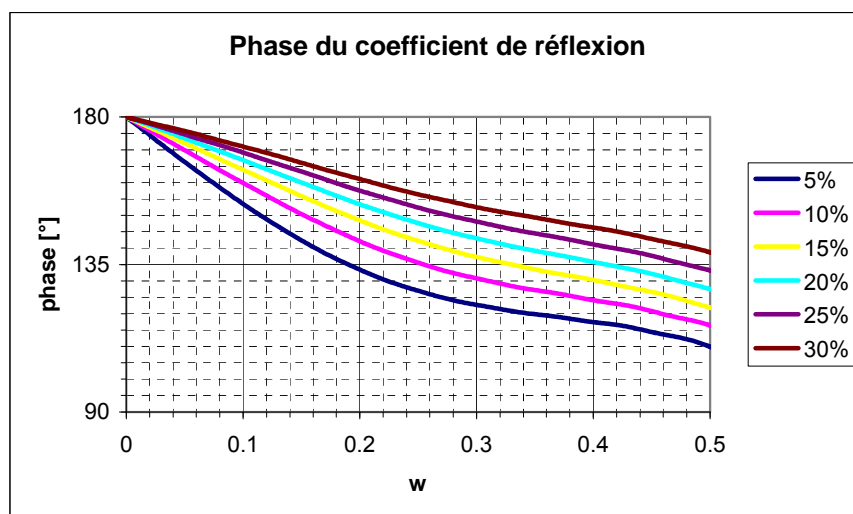


Figure II.7. Variations de la phase du coefficient de réflexion

On remarque que la phase tend vers  $\pi$  lorsque le module du coefficient de réflexion tend vers 1. Pour une valeur de  $w$  non nulle, cette phase sera inférieure à  $\pi$ , d'où une hauteur de la cavité qui va être inférieure à  $\lambda/2$ . On obtient donc avec du métal une hauteur de la cavité inférieure à celle d'une antenne diélectrique de gain égal et ce, d'autant plus que le gain de l'antenne sera faible.

Pour ce qui est de la bande passante d'une telle antenne, elle va être liée à la pente de la phase en fonction de la fréquence. En effet, l'égalité présentée ci-dessous qui provient de la formule présentée plus haut, ne pourra être vérifiée que pour une seule fréquence.

$$h = \frac{\lambda}{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{2\pi} \right)$$

La longueur d'onde diminuant lorsque la fréquence augmente, il faudrait que la phase à la réflexion augmente pour que l'égalité puisse être vérifiée sur une large bande de fréquence. Plus la variation de la phase va être rapide, plus la hauteur à donner à l'antenne va varier rapidement, et donc plus la bande de fonctionnement va être étroite.

Les courbes présentées précédemment ayant montré que plusieurs géométries étaient possibles pour obtenir une réflectivité donnée, il peut être intéressant de comparer les



variations de la phase des différentes possibilités. La figure II.8 présente ces variations pour des réflectivités variant sur la plage utilisée pour la création des antennes.

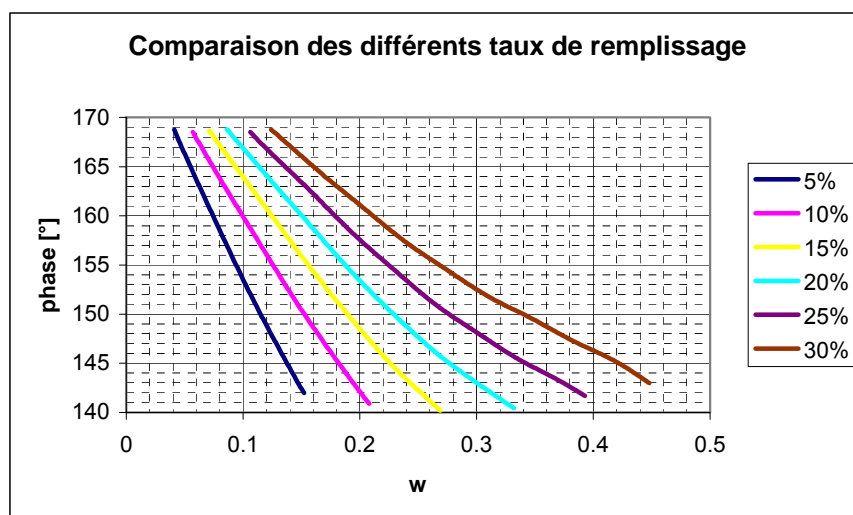


Figure II.8. Comparaison des différentes géométries

C'est la courbe correspondant à un taux de remplissage de 30% qui présente la pente de phase la plus faible. Il faudra donc s'attacher autant que possible à choisir un taux de remplissage élevé afin de maximiser la bande passante d'une antenne. Un compromis devra donc être trouvé entre la bande passante et la polarisation croisée, cette dernière augmentant avec la largeur des tiges.

Si l'on compare les variations de phase d'une structure métallique et d'une structure diélectrique présentant des réflectivités identiques, on s'aperçoit qu'elles sont identiques. On peut donc en déduire qu'une antenne BIE diélectrique ou métallique présentera la même bande passante [II.3] pour un gain donné. Cela a été vérifié sur un certain nombre d'antennes comme le montre la figure II.9.

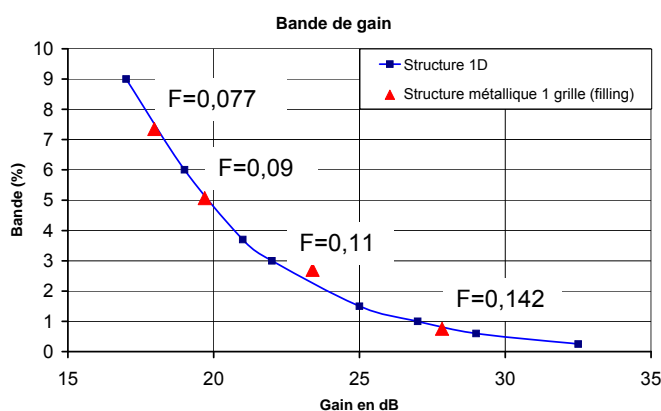


Figure II.9. Comparaison des bandes passantes des structures diélectriques et métalliques

En effet, les points correspondants aux antennes métalliques sont bien sur la courbe bleue qui correspond au cas diélectrique. L'utilisation d'une structure BIE métallique du type de celle étudiée ici semble donc présenter un gros avantage en termes d'encombrement par rapport à une structure de type diélectrique. En plus du gain de taille pour l'antenne, une structure BIE métallique a l'avantage d'être moins coûteuse, en plus d'être plus simple à réaliser. Elle peut en effet être fabriquée sans recourir à des matériaux difficiles à obtenir, notamment pour des gains élevés.

Le seul gros désavantage d'une structure en lames métalliques est qu'elle ne permet, de part sa géométrie, que de travailler que dans une seule polarisation. Ceci exclut une antenne bi-polarisation ou bien encore une antenne en polarisation circulaire.

## II.2.2 Autres structures BIE métalliques

### Structure de type grille métallique

Afin de pallier à cette insuffisance de la structure BIE précédente, une nouvelle géométrie a été envisagée. Cette dernière, présentée sur la figure ci-dessous, est composée d'un enchevêtrement de lames métalliques de manière à former une véritable grille [II.10]. Les paramètres qui ont été définis dans le cas des tiges métalliques restent valables pour ce type de structure, et sont illustrés ci-après.

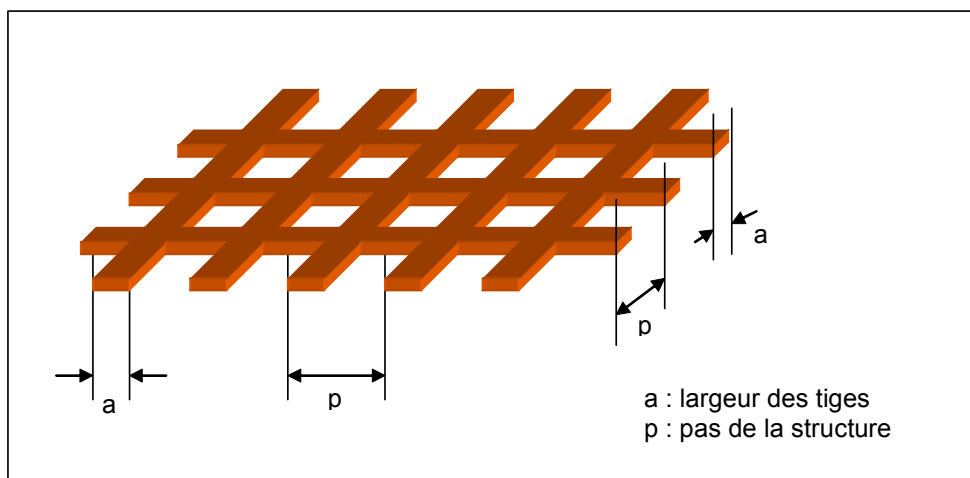


Figure II.10. Géométrie de la grille métallique étudiée

Pour ce qui est des performances de cette nouvelle structure, elles sont tout à fait comparables à celle obtenues avec les tiges métalliques. On est effectivement encore en présence d'un comportement de type passe-haut. La principale différence tient donc au fait que cette structure peut être utilisée pour générer de la bipolarisation, voir de la polarisation circulaire. Les courbes du module et de la phase du coefficient de réflexion sont présentées ci-dessous. On peut voir que l'allure des ces courbes est tout à fait similaires à celles des tiges métalliques, et que les valeurs extrêmes sont les mêmes.

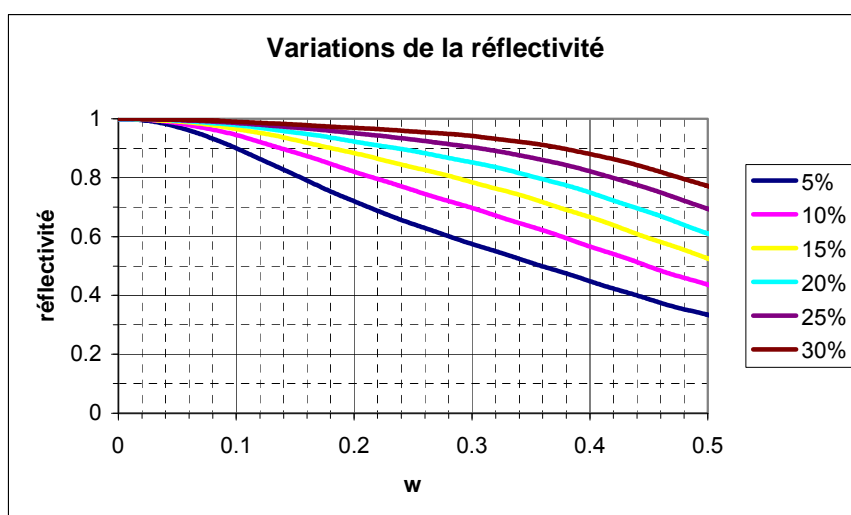


Figure II.11. Variation de la réflectivité d'une grille métallique

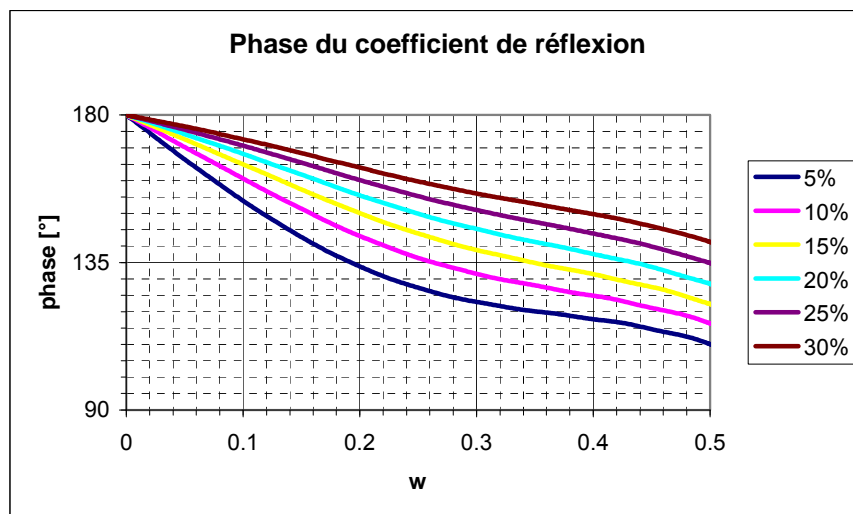


Figure II.12. Phase du coefficient de réflexion d'une grille métallique

Il peut être intéressant de comparer les pentes des phases de réflexion pour ces deux types de structures à réflectivité égale. En effet, une pente de la phase moins accentuée signifierait une bande passante potentiellement plus importante. Dans ce cas, il sera intéressant d'utiliser l'une ou l'autre structure, chaque fois que la polarisation ne sera pas un facteur contraignant. Les courbes ci-après présentent les variations de la phase pour une réflectivité variant entre 0.8 et 0.98.

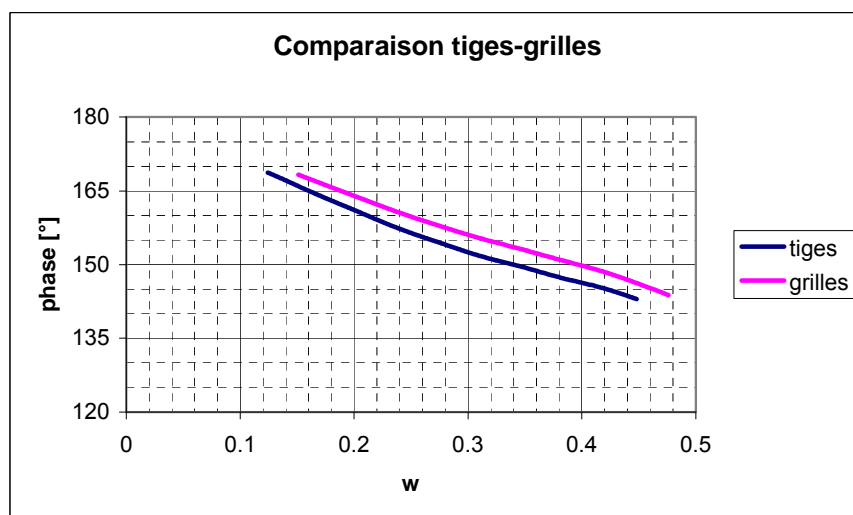


Figure II.13. Comparaison tiges métalliques – grilles métalliques

Il apparaît que la pente est identique pour ces deux structures, la bande passante de l'antenne sera donc identique à gain égal en utilisant indifféremment l'une ou l'autre structure.

### Structure complémentaire

Selon le principe de Babinet, il est possible également d'utiliser des structures complémentaires à celles présentées jusqu'ici. Ces structures sont obtenues en remplaçant les éléments métalliques par de l'air et inversement, et en permutant également les champs E et H. Ces structures complémentaires vont donc présenter une géométrie de la forme de celle de la figure ci-dessous.

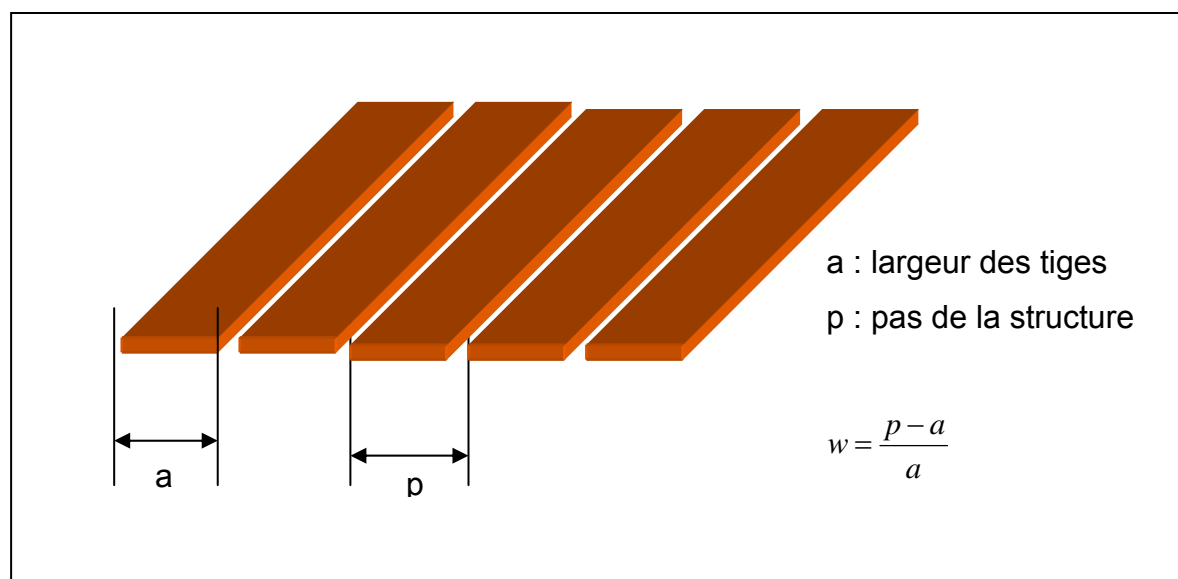


Figure II.14. Géométrie de la structure complémentaire

En considérant les propriétés de réflexion de ces structures, on s'aperçoit qu'elles ont, comme on pouvait s'y attendre, un comportement qui est le dual de celle présentées précédemment [II.11]. Ces structures ont donc un comportement de type passe-bas, c'est-à-dire qu'elles auront une réflectivité élevée lorsque  $w$  tend vers 1. Ce type de structure est également adapté à la création d'antenne qu'elles permettent d'obtenir une réflectivité supérieure à 0.9.

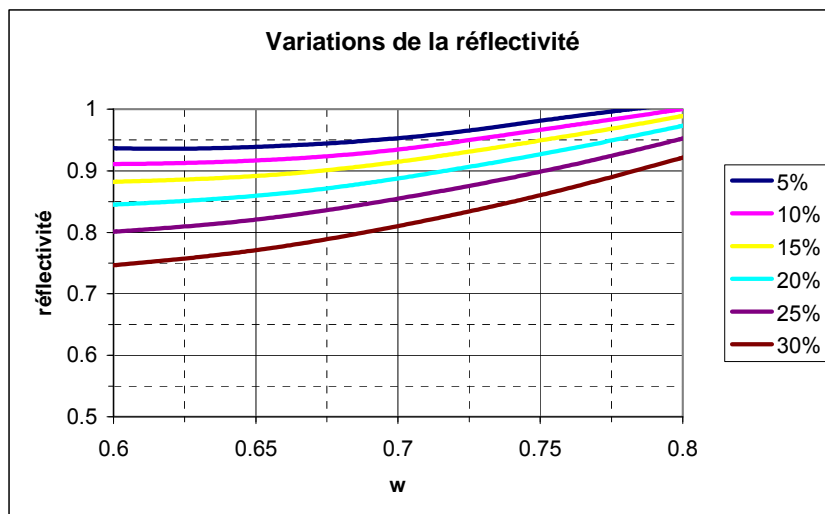


Figure II.15. Module du coefficient de réflexion d'une structure complémentaire

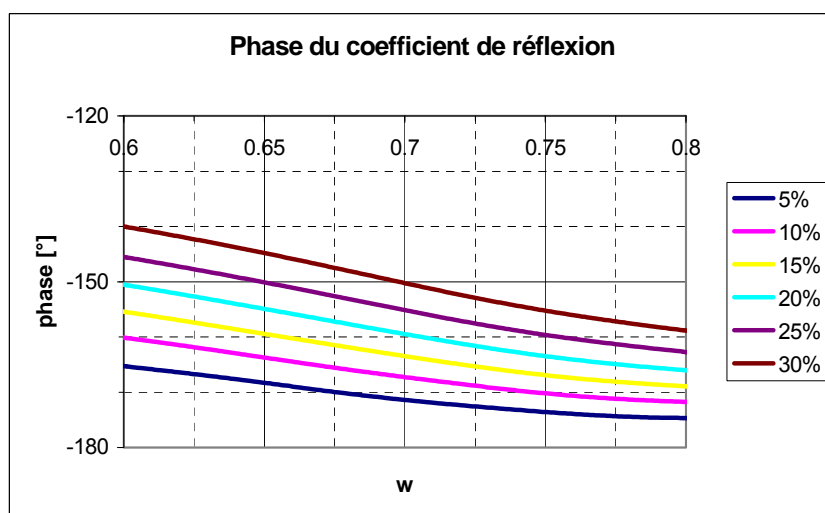


Figure II.16. Phase du coefficient de réflexion d'une structure complémentaire

Pour ce qui est de la phase du coefficient de réflexion des structures complémentaires, elle est négative et tend vers  $-\pi$  lorsque le module tend vers 1. Cette phase négative conduit à modifier la formule utilisée pour calculer la hauteur du guide. La nouvelle formule, correspondant à un mode supérieur est la suivante :

$$h = \frac{\lambda}{2} \left( 1 + \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{2 \cdot \pi} \right) \right)$$

On peut de plus noter que la pente de la phase des structures complémentaires est plus faible dans la zone de réflectivité élevée que celle des structures précédentes. La figure II.17 ci-après permet justement de comparer les variations des phases dans le cas de structures diélectrique, métallique et complémentaire pour une même réflectivité.

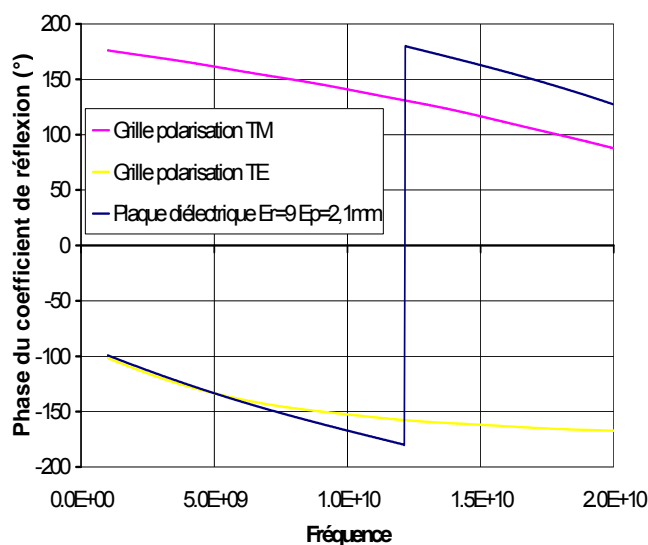


Figure II.17. Comparaison des phases des différentes structures

Si les tiges métalliques, en rose, et la structure diélectrique, en bleu, présentent bien la même pente, celle correspondant à la structure complémentaire est plus faible. On peut en déduire que la bande passante d'une antenne conçue à partir d'une structure complémentaire sera plus importante, ce qui a été vérifié par M. Tanguy Jaffre durant sa thèse.

### II.2.3 Structures métalliques de type FSS

Les FSS, pour surfaces sélectives en fréquence (Frequency Selective Surface en anglais), sont des structures généralement planes ou quasi-planaires présentant une ou deux périodicités longitudinales. Depuis que les premières études ont été menées sur ce type de structures, de très nombreuses FSS aux géométries et propriétés très variées, [II.13] et [II.14], ont été étudiées dans le domaine des micro-ondes. Sur la figure II.18 sont présentées quelques unes des FSS les plus fréquemment rencontrées dans la littérature, illustrant la grande diversité des formes existantes dans ce domaine.

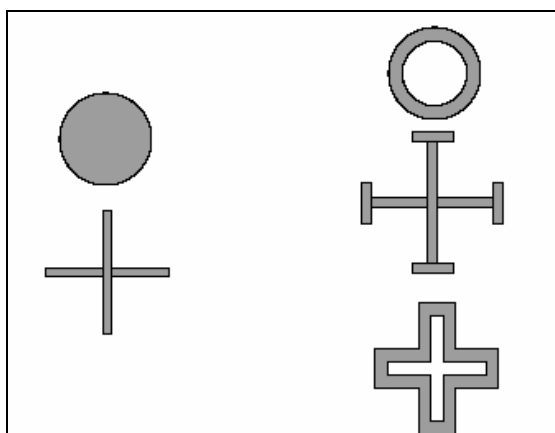


Figure II.18. Exemples de quelques motifs élémentaires de FSS

Seuls deux types de structures ont été présentés ici. Les géométries de ces FSS sont à considérer à titre d'exemple, leurs propriétés sont par contre partagées par un grand nombre d'autres structures, ce qui les rend dignes d'intérêt.

### **Structure de type rejeteur de bande**

Un simple agencement périodique de motifs résonnants peut permettre d'obtenir une structure présentant un comportement de type rejeteur de bande. La géométrie d'une telle FSS est présentée ci-dessous, le motif élémentaire choisi étant une simple boucle métallique.

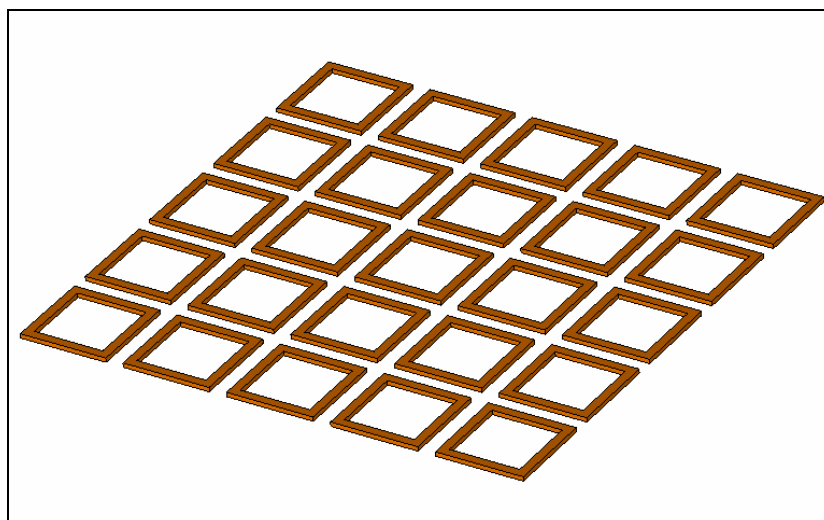


Figure II.19. Exemple de géométrie d'une structure rejeteur de bande



De part sa nature résonante, une telle structure présente, autour de sa fréquence de résonance, des variations rapides de son coefficient de réflexion en module, ainsi qu'une pente plus prononcée de la phase que les structures précédentes. Ces variations peuvent être utilisées pour obtenir une antenne avec des caractéristiques particulières, comme cela sera montré plus loin dans ce manuscrit. Le module et la phase du coefficient de réflexion se présentent de la manière suivante pour ce genre de structure.

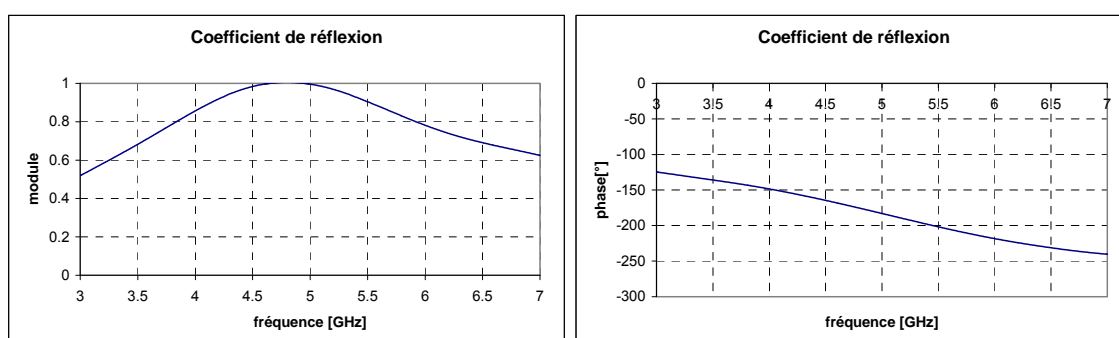


Figure II.20. Coefficient de réflexion en module et phase

Même si les variations du coefficient de réflexion vont dépendre fortement du type de motif utilisé et de la géométrie précise de ce dernier, l'allure générale des courbes va rester identique. A la fréquence de résonance des motifs, la réflectivité de la structure va tendre vers 1 et le déphasage à la réflexion vers  $\pi$ . Lorsque l'on s'éloigne de cette fréquence, le module du coefficient de réflexion diminue et ce, jusqu'à ce que la structure soit quasiment transparente pour les ondes électromagnétiques.

### Structure de type passe-bande

A partir de la structure précédente, il est possible d'obtenir une structure présentant le comportement « dual », c'est-à-dire un comportement de type passe-bande. Pour cela il suffit d'ajouter à la structure précédente une grille métallique, de manière à ce que le motif résonnant soit inscrit dans les interstices de la grille. La géométrie complète de la structure va donc se présenter de la manière suivante (figure II.21).

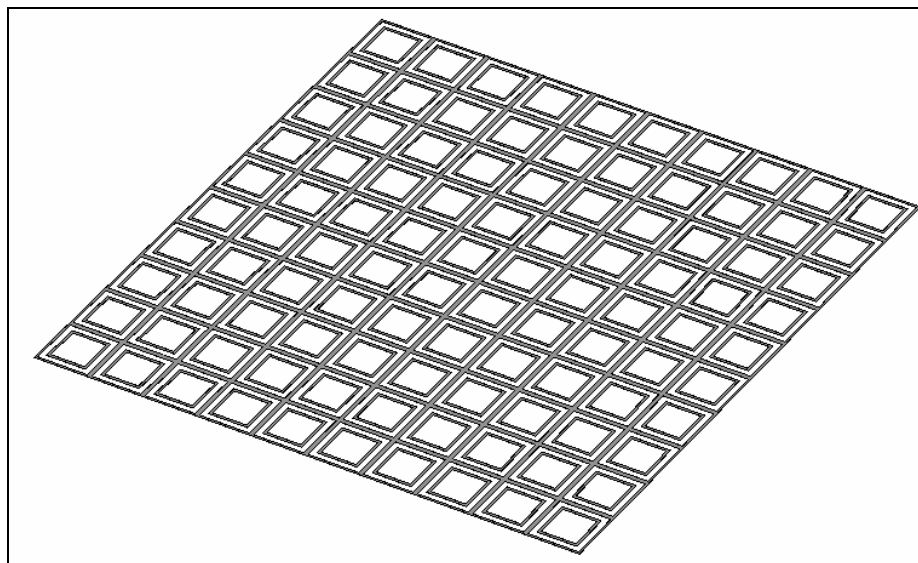


Figure II.21. Géométrie de la structure passe-bande

Comme précédemment, en raison du grand nombre de paramètres géométriques sur une telle structure, aucune étude générique n'a été effectuée. L'allure générale du coefficient de réflexion est présentée sur les figures ci-dessous.

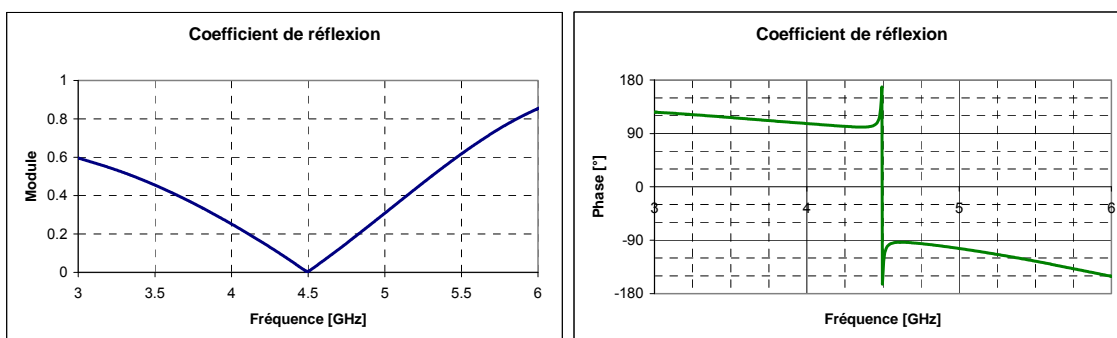


Figure II.22. Module et phase du coefficient de réflexion

Le comportement général d'une telle FSS est bien le dual de celui présenté précédemment. La structure est réfléchissante et assimilable à un plan métallique sauf sur une petite plage de fréquence. On peut noter qu'autour de la résonance, le coefficient de réflexion s'annule, ce qui signifie qu'à cette fréquence, la structure est bien complètement transparente vis-à-vis des ondes électromagnétiques.

La présentation du fonctionnement des antennes à résonateur BIE métallique étant faite, et les principaux types de structures métalliques ayant été détaillés, une méthode générale de conception peut maintenant être mise au point pour ce type d'antenne.

### III. Conception d'une antenne directive de 24 dB de gain

#### III.1. Design du matériau métallique

##### III.1.1. Méthode de conception d'une antenne

A partir de l'étude du fonctionnement d'un guide d'onde à fuite qui vient d'être réalisée, il est possible de définir une méthode générale de conception d'une antenne à résonateur BIE métallique. Pour un cahier des charges donné, précisant un gain et une fréquence de fonctionnement, la phase de conception va commencer par le design d'une structure BIE compatible avec les performances souhaitées.

La première étape va être la détermination de la réflectivité nécessaire pour obtenir la directivité souhaitée. A cette fin, le plus simple est d'utiliser la courbe rappelée ci-dessous.

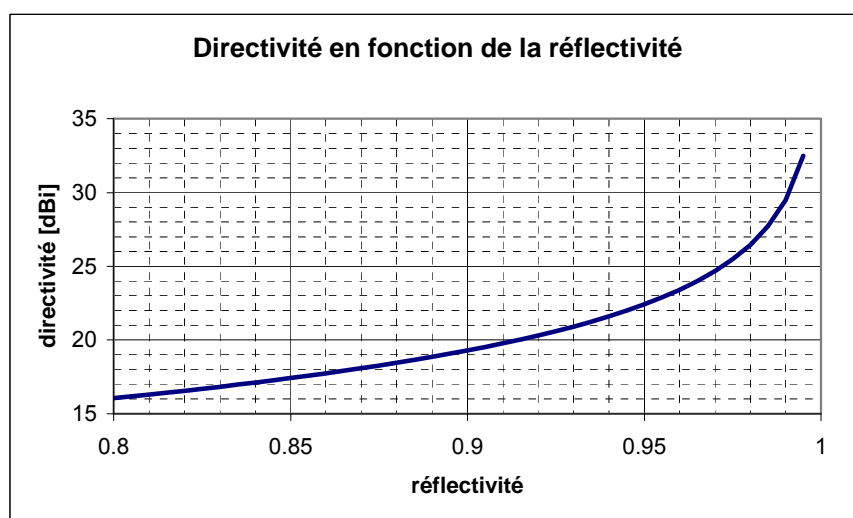


Figure III.1. Courbe directivité - réflectivité d'une antenne BIE métallique

Par lecture directe sur cette courbe, il est possible d'obtenir la valeur du module du coefficient de réflexion nécessaire. Il faut tout d'abord choisir le type de structure métallique le plus approprié, parmi celles déjà présentées. La phase suivante consiste à dimensionner cette dernière en fonction de la réflectivité nécessaire par une étude paramétrique en ondes planes.

La valeur de la phase du coefficient de réflexion étant obtenue lors de cette même étude, il est alors possible de calculer la hauteur à donner au guide. Cette dernière peut être obtenue à partir de la fréquence spécifiée par le cahier des charges par l'utilisation de la formule ci-dessous.

$$h = \frac{v}{2.f} \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{2.\pi} \right)$$

Le seul paramètre restant alors à fixer pour obtenir une antenne est la dimension latérale de cette dernière. Comme dans le cas de l'antenne à résonateur BIE diélectrique, l'utilisation de la théorie des ouvertures rayonnantes donne alors la formule suivante pour cette dimension :

$$A = \sqrt{\frac{10^{\frac{G_{dB}}{10}} \times \lambda^2}{0.8 \times \pi^2}}$$

A ce stade de la conception, la géométrie de l'antenne est parfaitement déterminée, seul reste à étudier son excitation pour obtenir une structure complètement fonctionnelle. Dans le cas où l'antenne est destinée à fonctionner en polarisation linéaire et avec une largeur de bande ne nécessitant pas un réseau de sources, un simple patch imprimé peut être utilisé. Seule reste ensuite l'adaptation qui peut se révéler délicate doit être traitée au cas par cas. Aucune méthode générale ne peut donc être présentée ici.

### III.1.2. Cahier des charges et design de la structure BIE

Le but de cette première conception est avant tout de valider le concept de l'antenne BIE métallique et la méthode de design. A cette fin, le cahier des charges suivant a été adopté :

- gain de 24 dBi dans l'axe à la fréquence de 10 GHz,
- bande passante de l'ordre de 1%

- adaptation correcte sur la bande:  $S_{11} < -10$  dB

Conformément à la méthode présentée dans la partie précédente, la première étape est de vérifier que le produit gain-bande désiré est compatible avec une antenne monosource. Ceci peut se faire à l'aide de la courbe gain-bande présentée dans le premier chapitre. Dans le cas présent, puisqu'une antenne monosource ayant un gain de 24 dB peut présenter une bande passante allant jusqu'à 2.5%, l'utilisation d'un réseau de source n'est pas nécessaire. On peut donc utiliser directement la courbe gain-réflexivité pour déterminer les caractéristiques à atteindre au niveau du matériau BIE. A un gain de 24 dB va correspondre une réflectivité minimale de 0.97 pour la structure BIE qu'il va maintenant falloir dimensionner.

Le cahier des charges choisi n'imposant pas de caractéristique particulière, ni au niveau de la bande passante, ni au niveau de la polarisation, il est possible d'utiliser la plus simple des structures à notre disposition, à savoir les tiges métalliques. Les courbes du coefficient de réflexion de ce type de structure sont rappelées sur la figure III.2.

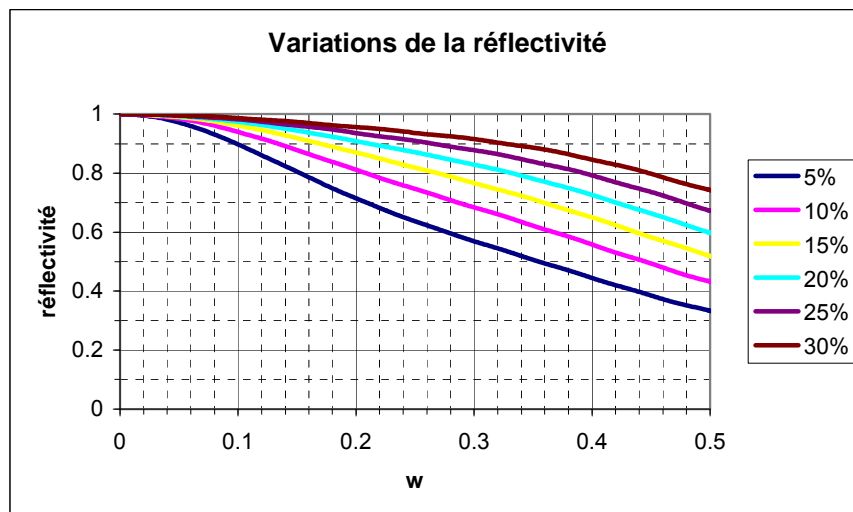


Figure III.2. Courbes de réflectivité de la structure en tiges métalliques

On voit que plusieurs choix sont possibles en terme de  $w$  et de  $\tau$  pour obtenir la valeur de réflectivité désirée. L'étude effectuée précédemment sur ce type de structure ayant montré qu'il est préférable d'opter pour une valeur de  $\tau$  élevée afin d'optimiser la bande, notre choix s'est porté sur un taux de remplissage de 30%. Afin d'obtenir une réflectivité de l'ordre de

0.97, il est nécessaire selon l'abaque d'avoir une valeur de  $w$  inférieure à 19%, ce qui conduit à la taille suivante pour la période de la structure :

$$p \leq 0.19 * \lambda_{10GHz} = 5.7mm$$

La période du matériau étant fixée, on obtient alors directement la largeur des tiges métalliques en considérant le taux de remplissage choisi  $\tau = 30\%$ , ce qui amène à  $a = 1.71$  mm. Afin de pouvoir réduire le temps de simulation, et surtout d'obtenir une structure plus aisément réalisable, les cotes utilisées ont été arrondies et la géométrie finale est présentée ci-dessous avec le coefficient de réflexion.

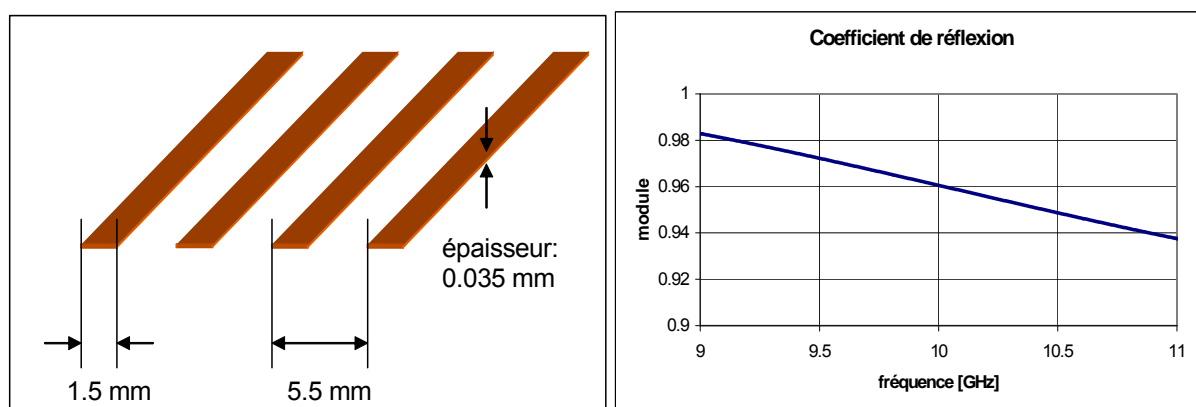


Figure III.3. Géométrie de la grille métallique et coefficient de réflexion

La valeur obtenue correspond tout à fait à ce qui était nécessaire pour la création d'une antenne présentant un gain de 24 dB. Ces résultats valident donc la méthode de dimensionnement d'une structure BIE métallique.

### III.1.3. Utilisation d'une technologie de type circuit imprimé

La géométrie obtenue au terme de l'étude présentée ci-dessus semble donc convenir pour la réalisation d'une antenne ayant les performances définies dans le cahier des charges. Elle présente néanmoins un défaut majeur à savoir qu'elle est composée de tiges de métal d'une épaisseur très réduite. Cette structure ne peut donc être utilisée pour la réalisation d'un prototype. Deux possibilités existent, soit utiliser du métal plus épais, soit utiliser une technologie de type circuit imprimé. C'est cette seconde solution qui a été choisie.

L'utilisation d'une solution de type circuit imprimé présente plusieurs avantages sur une solution de type tiges épaisses. Tout d'abord elle permet d'obtenir une structure BIE beaucoup plus légère puisque ne comportant quasiment pas de métal. Un substrat de type FR4 par exemple présente une rigidité suffisante tout en étant très peu dense. Un autre avantage est que les supports nécessaires au maintien de la structure BIE seront beaucoup plus simples. Il est en effet plus aisé de maintenir une plaque de circuit imprimé qu'une succession de tiges métalliques. Enfin, la précision qu'il est possible d'obtenir en réalisation lors de l'assemblage de l'antenne est bien meilleure.

Afin de pouvoir utiliser un substrat pour la réalisation de l'antenne, il est néanmoins nécessaire de mener deux études supplémentaires. Il faut tout d'abord tenir compte de l'effet de la présence d'un substrat de permittivité différente de celle de l'air sur la réflectivité de la structure BIE. Dans le cas où la présence du substrat modifie trop cette dernière par rapport à la valeur recherchée, il est alors impératif de modifier la géométrie de la structure métallique. Une fois cette modification effectuée, il est ensuite nécessaire de s'assurer de l'effet des pertes diélectriques engendrées par le substrat sur le gain de l'antenne.

Si l'on choisit pour la réalisation un substrat de FR4 de 2mm d'épaisseur, à la fois rigide et peu coûteux, on obtient la courbe présentée en figure III.4 pour la réflectivité du matériau BIE.

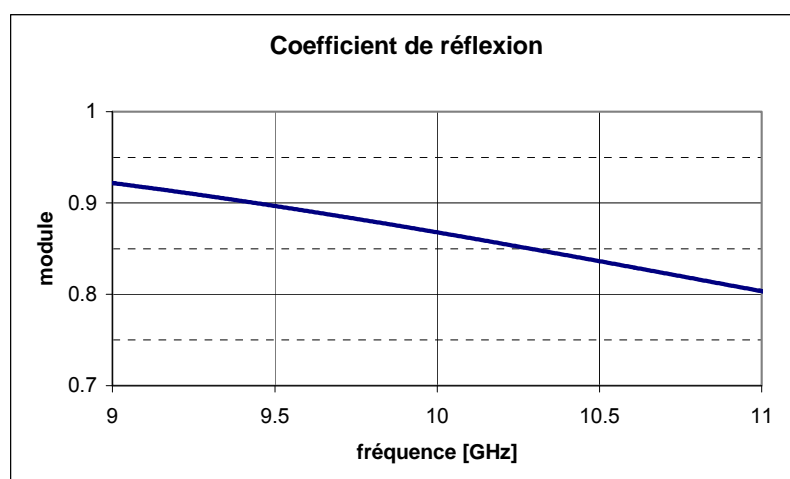


Figure III.4. Coefficient de réflexion de la structure avec substrat



La présence du substrat diélectrique fait chuter très fortement le module du coefficient de réflexion. Cette chute de la réflectivité s'explique par une plus faible différence entre l'indice équivalent de la structure BIE et l'indice du milieu environnant. Un phénomène analogue a été constaté pour les structures BIE diélectriques.

La chute de la réflectivité étant importante, il a fallu modifier la géométrie des tiges métalliques. Une augmentation de la largeur des tiges permet d'augmenter à nouveau le coefficient de réflexion. La courbe présentée en figure III.5 correspond à des tiges de largeur 2.2mm pour une période inchangée de 5.5mm.

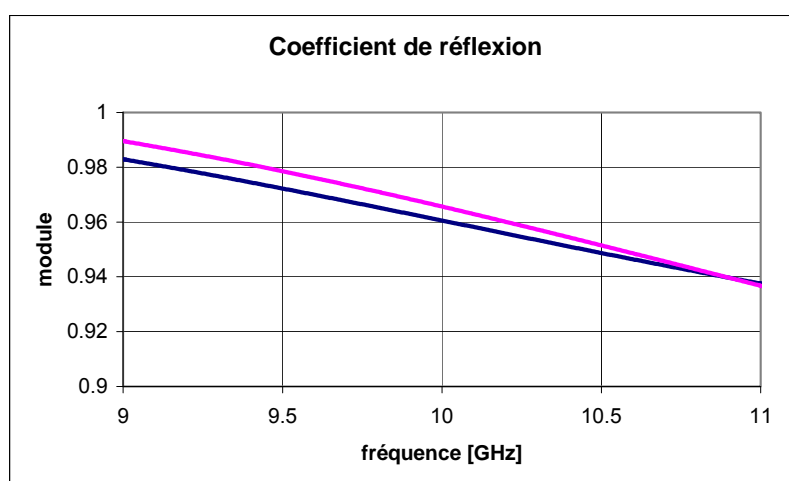


Figure III.5. Coefficient de réflexion de la structure modifiée avec substrat

La modification des tiges a compensé quasiment exactement l'effet du substrat sur la réflectivité de la structure. Cette dernière remplit donc à nouveau les conditions nécessaires, permettant la création d'une antenne de 24 dB de directivité. L'étude de l'influence des pertes diélectriques ne pourra quant à elle être faite qu'une fois l'antenne complètement conçue. Le design de la structure BIE métallique étant maintenant terminé, l'étape suivante du design de l'antenne peut maintenant être abordée.

## III.2 Conception de l'antenne à résonateur BIE métallique

### III.2.1 Détermination des dimensions de l'antenne

L'étude en ondes planes de la structure BIE a permis d'obtenir non seulement la réflectivité de cette dernière, mais également la phase de son coefficient de réflexion (figure III.6).

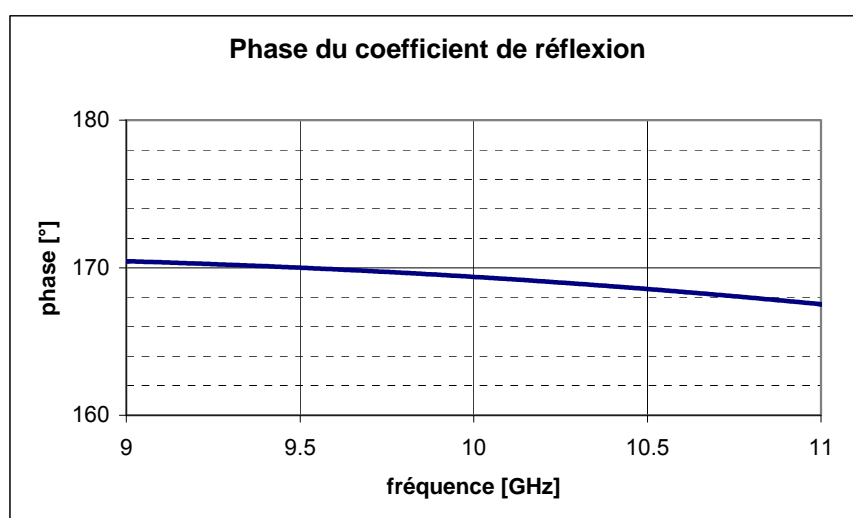


Figure III.6. Phase du coefficient de réflexion de la structure finale

A partir de la valeur de la phase de  $170^\circ$  obtenue sur la courbe ci-dessus, le calcul de la hauteur du guide se fait aisément à l'aide la formule donnée précédemment :

$$h = \frac{v}{2.f} \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{2.\pi} \right) = 14.6mm$$

A ce stade de la conception, et conformément à la méthode présentée plus haut, il ne reste plus qu'à déterminer les dimensions latérales à donner à l'antenne. Le calcul effectué en considérant une apodisation de 80% donne le résultat suivant :

$$A = \sqrt{\frac{10^{\frac{G_{dB}}{10}} \times \lambda^2}{0.8 \times \pi^2}} = 17cm$$

Bien que la largeur calculée ci-dessus suffise théoriquement, une dimension plus importante a été choisie en vue de la réalisation. En effet, lors de la construction du prototype, des éléments vont devoir être insérés à l'intérieur de la cavité pour supporter la structure BIE. Une largeur de 25 cm de côté a donc été choisie, afin que l'insertion desdits éléments puisse se faire sans perturber le fonctionnement de l'antenne.

En ajoutant une excitation de type patch à la structure ainsi dimensionnée, on obtient une antenne dont les performances doivent correspondre au cahier des charges. La mise au point de l'excitation est néanmoins une tâche assez fastidieuse. Elle requiert en effet des simulations de l'antenne complète, longues et coûteuses en termes de ressources informatiques. Cette phase de mise au point de l'excitation et d'adaptation de l'antenne est présentée dans la partie suivante de ce manuscrit.

### III.2.2 Excitation de l'antenne

Comme dans le cas d'une antenne à résonateur BIE diélectrique, le patch qui va assurer l'excitation doit résonner à une fréquence inférieure à celle de l'antenne. Le calcul de la taille du patch peut se faire à l'aide de la formule ci-dessous, qui donne à ce dernier un côté valant  $\lambda_g/2$ .

$$l = \frac{v}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

En choisissant un substrat de permittivité relative 2.4, on trouve alors un côté du patch valant environ 9,7 mm pour une fréquence de fonctionnement de 10 GHz. Ceci amène à considérer un patch de 9 mm de côté pour l'excitation de l'antenne, de manière à ce que la résonance de ce dernier intervienne avant celle de la cavité BIE. De cette manière, il sera possible d'obtenir une valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne compatible avec une adaptation correcte. Avant d'utiliser ce patch, il est néanmoins nécessaire de s'assurer que ce dernier rayonne correctement à la fréquence de 10 GHz. Son gain fréquentiel est présenté ci-dessous (figure III.7).

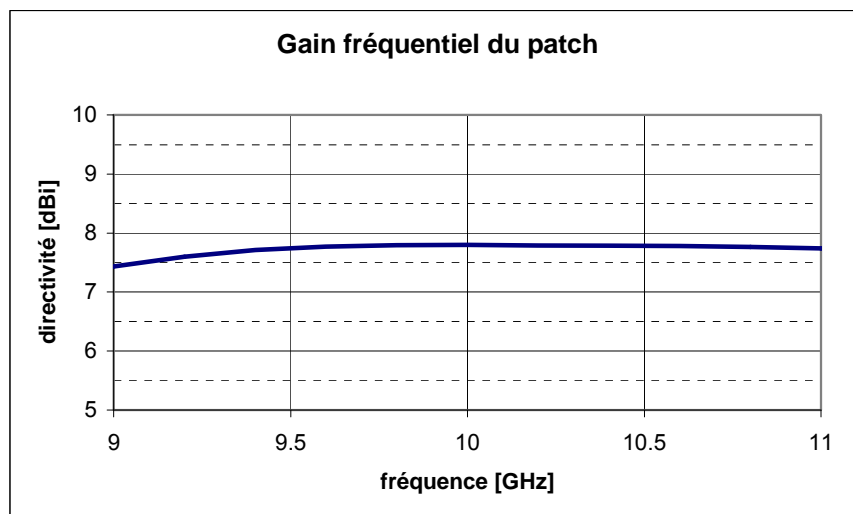


Figure III.7. Gain fréquentiel du patch d'excitation

Cette source est tout à fait à même d'être utilisée pour l'excitation du guide d'onde à fuite conçu dans les parties précédentes. Elle présente en effet une bonne directivité sur toute la bande passante de l'antenne. Bien que sa fréquence de fonctionnement puisse être par la suite modifiée du fait de la présence de la structure BIE, ce décalage ne devrait pas compromettre l'excitation de l'antenne. En effet, la largeur de la bande en rayonnement du patch est très largement supérieure à la bande putative de l'antenne complète. Il est donc possible de passer à la dernière phase de l'étude, c'est-à-dire la simulation de l'antenne dans son intégralité.

### III.2.3 Géométrie et performances simulées de l'antenne finale

La géométrie de l'antenne finale telle qu'elle a été simulée est présentée sur la figure III.8 ci-dessous. Sous le substrat figuré en bleu on peut deviner les tiges métalliques imprimées, ainsi que le patch d'excitation au centre du plan de masse définissant la cavité.

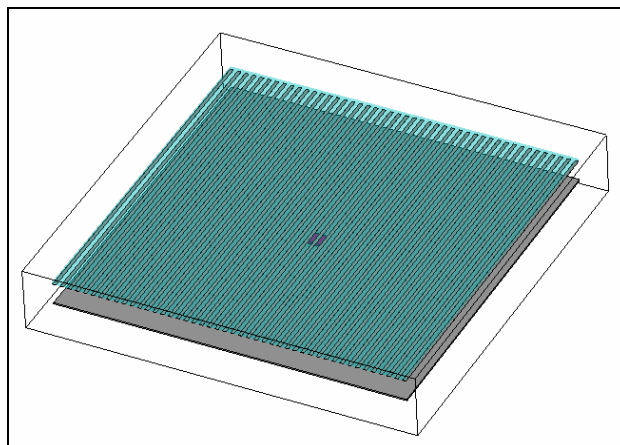


Figure III.8. Structure de l'antenne complète

La simulation de cette structure a fourni le résultat ci-dessous pour ce qui est des variations de la directivité (figure III.9).

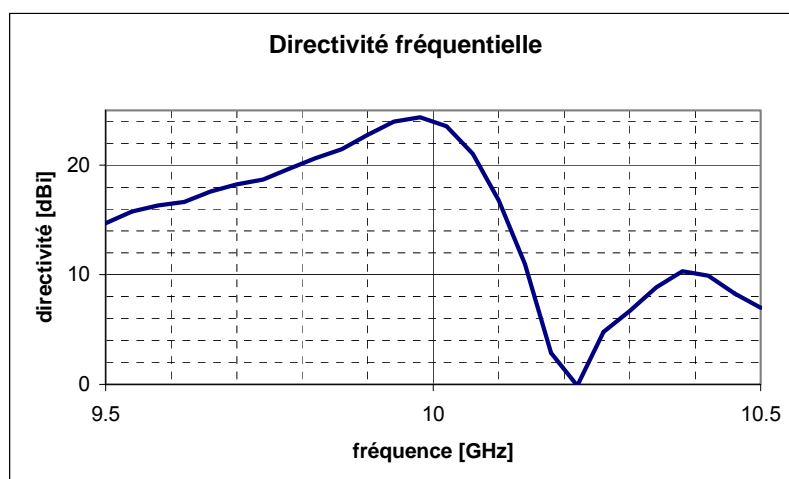


Figure III.9. Gain fréquentiel simulé de l'antenne

L'antenne simulée présente bien une directivité de 24 dB autour de 10 GHz. La simulation des pertes dans le diélectrique a conduit à une chute de la directivité de seulement 0.4 dB et ce, malgré la forte tangente de pertes du substrat. Ce résultat est dû au fait que le substrat est à l'extérieur de la cavité, et donc dans une zone de champ faible.

Pour ce qui est de la bande passante, elle vaut environ 2%, ce qui là encore satisfait au cahier des charges. Ci-dessous figurent les diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence de gain maximal, à savoir 9.95 GHz.

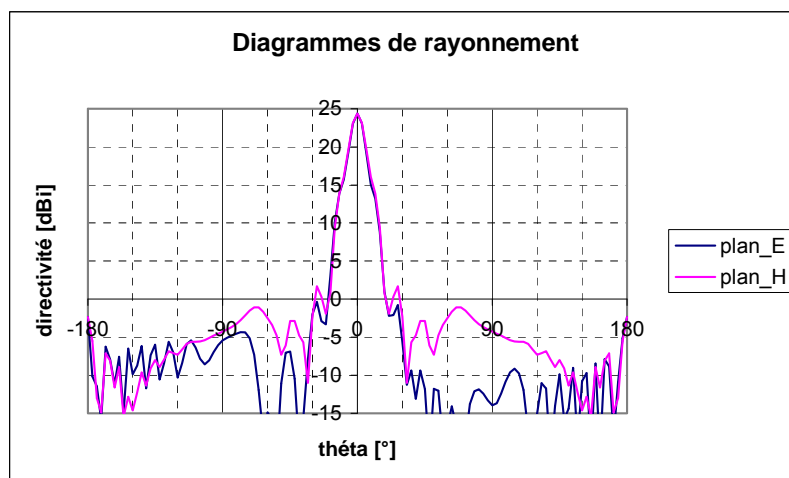


Figure III.10. Diagrammes de rayonnement

Les résultats obtenus correspondent aux objectifs poursuivis. On obtient en effet un lobe principal dans l'axe, et des lobes secondaires autour de -20 dB. Ces résultats valident donc le principe d'une antenne à résonateur BIE métallique, ainsi que la méthode de conception présentée.

Seule l'adaptation obtenue lors de ce premier essai ne satisfaisait pas au cahier des charges. Une étude paramétrique sur la position du connecteur d'alimentation du patch a permis d'obtenir le S11 présenté sur la figure III.11.

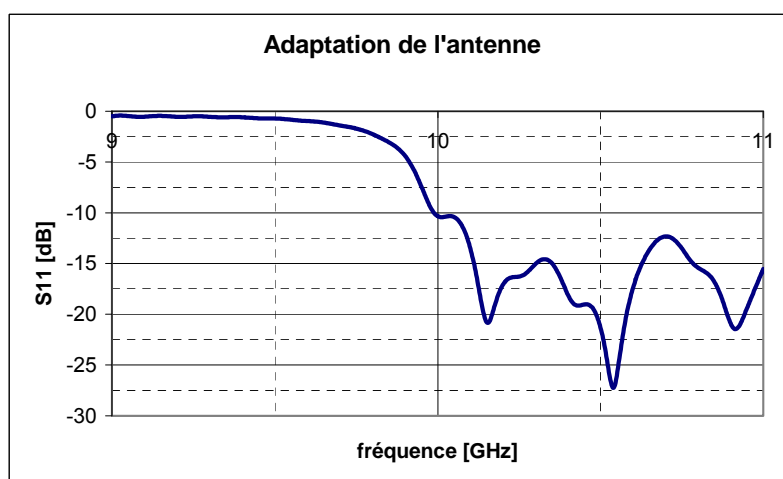


Figure III.11. Adaptation simulée de l'antenne

Le changement de position de la sonde a permis d'obtenir une adaptation correcte de l'antenne sur toute la bande passante de cette dernière. Il a donc été possible de concevoir simplement, à l'aide de la méthode présentée, une antenne dont les performances simulées répondent parfaitement au cahier des charges fixé.

### III.3 Réalisation d'un prototype et résultats expérimentaux

Afin de lever toute incertitude sur la validité de la méthode de conception, ainsi que sur la théorie présentée pour décrire le fonctionnement de celle-ci, il a été décidé de réaliser un prototype de l'antenne.

#### III.3.1 Réalisation du prototype

Cette réalisation a pu se faire de manière relativement simple, notamment à cause de la manière dont le matériau BIE de l'antenne avait été conçu. En effet, l'utilisation d'un circuit imprimé lors des simulations a permis une réalisation exacte de la structure simulée. C'est la structure BIE qui a été fabriquée dans un premier temps par la société CSI Sud-Ouest, spécialisée dans la création de circuits imprimés. La photo du matériau BIE est présentée ci-après (figure III.12).



Figure III.12. Photographie de la structure BIE du prototype

Une fois le matériau BIE réalisé, il ne restait plus qu'à fabriquer un plan de masse selon les dimensions déterminées pendant la phase de conception. Les supports nécessaires au support du circuit imprimé au dessus du plan de masse ont été réalisés en plexiglas et en mousse Rohacell dont la permittivité est presque égale à celle de l'air. Ces derniers apparaissent sur la figure III.13 ci-dessous qui donne une vision d'ensemble de l'antenne terminée.

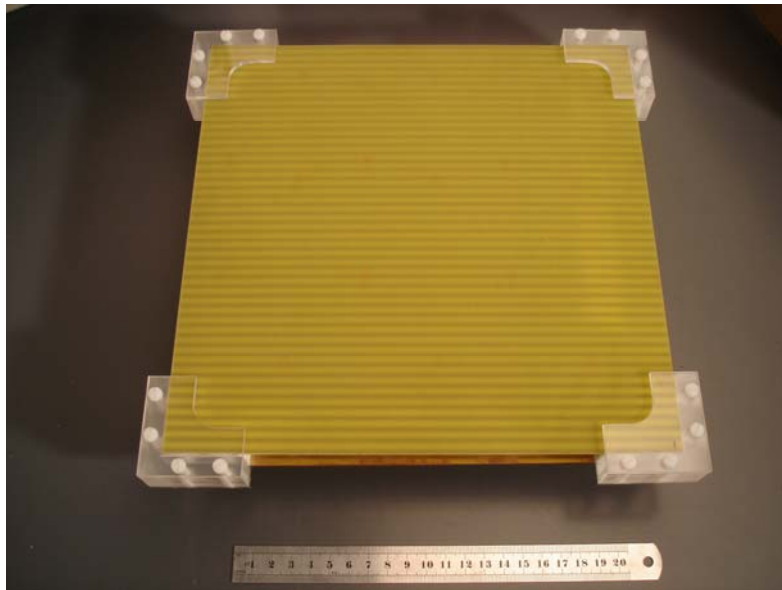


Figure III.13. Photographie du prototype

Une fois le prototype terminé, les performances de ce dernier ont pu être évalué lors d'une campagne de mesure au sein de la base du laboratoire Xlim, présentée dans le premier chapitre.

### III.3.2 Mesures et résultats expérimentaux

La première mesure à avoir été effectuée est celle de l'adaptation de l'antenne à l'aide d'un analyseur vectoriel. Le résultat, comparé au résultat théorique, figure ci-dessous.



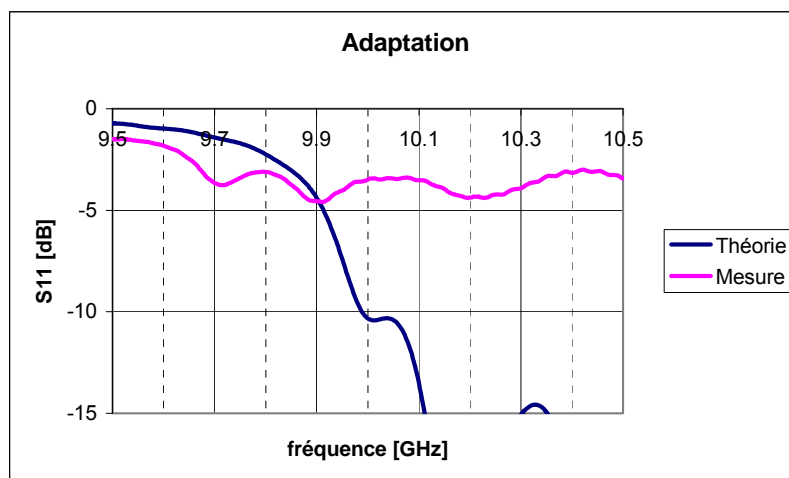


Figure III.14. Mesure de l'adaptation de l'antenne

L'adaptation du prototype est très différente de celle que l'on obtenait en simulation. Des problèmes de référence au niveau de la simulation ayant empêché d'obtenir de manière fiable l'impédance d'entrée de l'antenne, il va falloir se baser sur d'autres résultats expérimentaux pour expliquer la différence obtenue.

La figure III.15 ci-après présente la directivité fréquentielle de l'antenne qui a été obtenue à partir de la mesure du gain de cette dernière. La désadaptation de l'antenne a été prise en compte et compensée par le calcul. Les valeurs du gain intrinsèque ainsi obtenues sont comparées ci-dessous aux résultats fournis par la simulation.

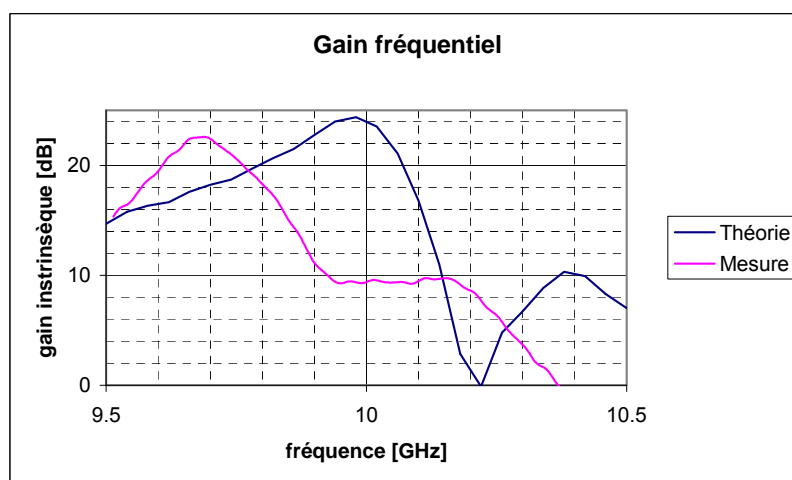


Figure III.15. Gain intrinsèque fréquentiel mesuré

Il semblerait que le fonctionnement de l'antenne soit en fait relativement correct. En effet, on obtient en mesure un gain intrinsèque de 22 dB alors que la théorie prévoyait une directivité de 24 dB. On peut observer que la fréquence de fonctionnement de l'antenne est légèrement décalée, le gain maximal étant obtenu à 9.69 GHz au lieu de 10 GHz. Bien que la valeur maximale ne soit pas obtenue à la fréquence prévue, les diagrammes de rayonnement ont été mesurés (figures III.16 et III.17).

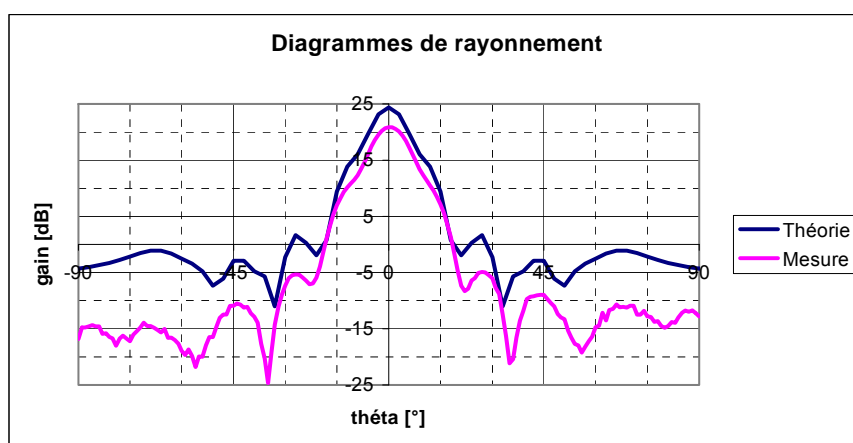


Figure III.16. Diagrammes de rayonnement théorique et mesurés dans le plan H

La forme du diagramme de rayonnement dans le plan H est tout à fait correcte, puisque similaire au diagramme prédit par la simulation. Que ce soit au niveau de l'ouverture angulaire, de la forme générale du lobe ou de la position des lobes secondaires, la théorie et la mesure sont en effet tout à fait semblables.

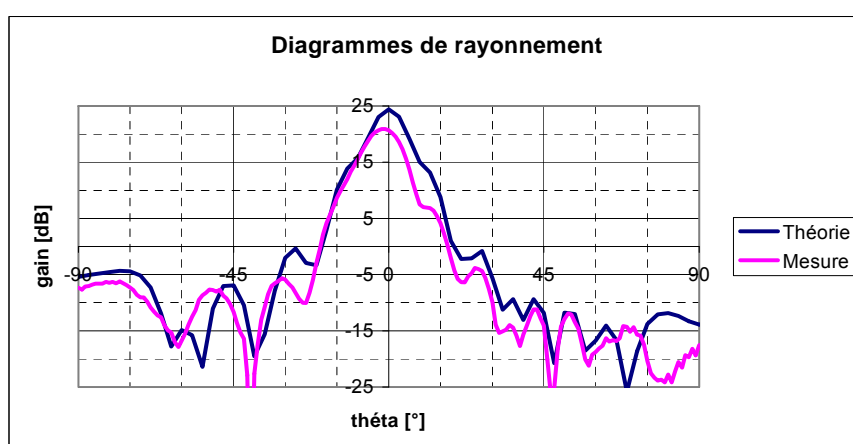


Figure III.17. Diagrammes de rayonnement théorique et mesuré dans le plan E

Dans le plan E, on peut s'apercevoir que le diagramme n'est pas aussi propre que celui mesuré pour le plan H. En effet, si la position des lobes secondaires et l'ouverture angulaire sont à peu près correctes, le lobe principal présente une dissymétrie ainsi qu'un décalage d'environ  $4^\circ$ . Ce dernier ne peut s'expliquer a priori que par une dissymétrie du matériau BIE ou du placement de la source d'excitation. C'est cette première hypothèse que nous avons étudiée, afin d'essayer d'expliquer les disparités obtenues.

### III.3.3 Rétro simulation et validation du prototype

Suite à la constatation faite ci-dessus, nous avons examiné de plus près le substrat supportant les tiges métalliques imprimées. Bien que le FR4 employé présente une rigidité importante, celle-ci n'est pas suffisante pour la taille de l'antenne. En effet, l'examen minutieux du substrat a révélé un défaut de planéité.

Un certain nombre de simulations ont alors été effectuées dans le but de vérifier l'origine des disparités observées entre la simulation et les mesures. Le résultat de cette étude est présenté ci-après.

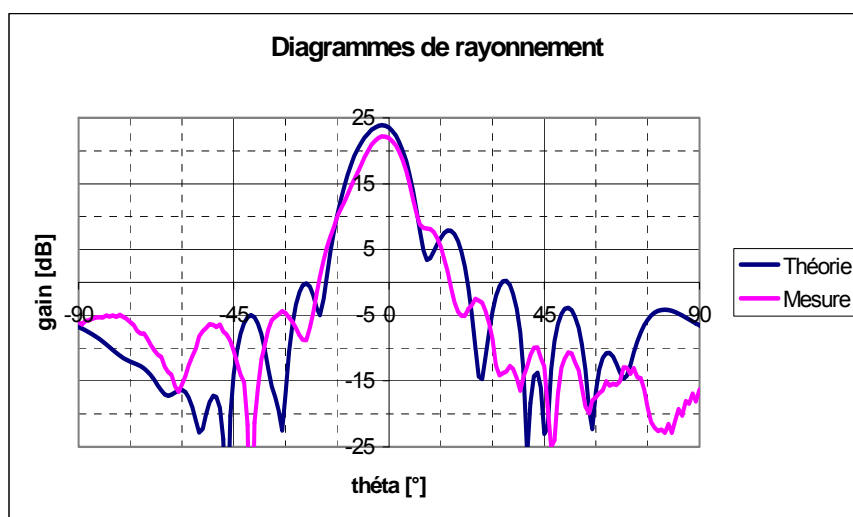


Figure III.18. Diagramme de rayonnement de la nouvelle structure

Le diagramme de rayonnement obtenu est bien semblable à celui mesuré, que ce soit pour la valeur du gain maximal ou pour le léger dépointage. Ce résultat correspond à un défaut de

planéité du matériau BIE de 0.5 mm sur une moitié de l'antenne. Le gain fréquentiel de cette structure est présenté en figure III.19.

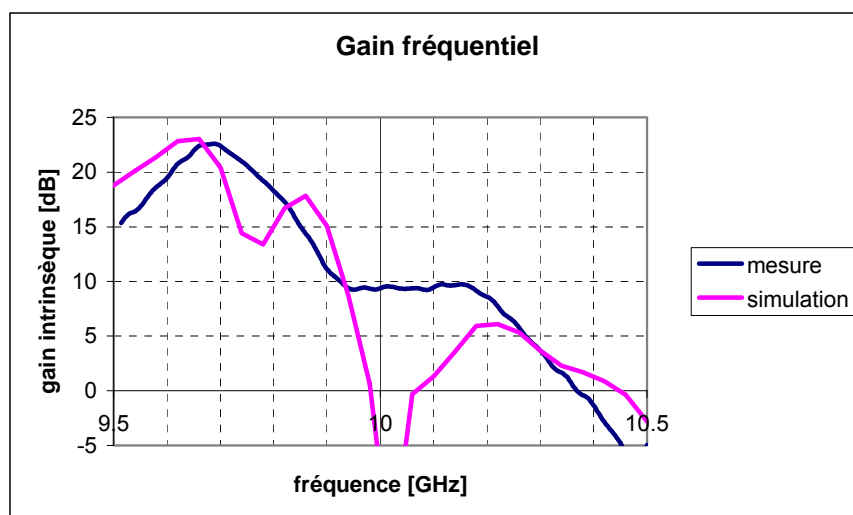


Figure III.19. Gain fréquentiel de la nouvelle structure

Les courbes ne sont pas tout à fait semblables, mais on retrouve un décalage fréquentiel correspondant approximativement à celui de la mesure. On peut en déduire que les différences obtenues sont dues à ce problème de planéité. Les différences entre les courbes de la figure III.19 sont dues à une modélisation grossière du défaut de planéité.

Les disparités relevées ayant été ainsi expliquées, on peut conclure quant à la validité de la méthode de conception. Le résultat expérimental confirme donc à la fois, l'explication proposée pour le fonctionnement des antennes et la méthode de conception. Ces connaissances ont ensuite été utilisées pour la mise au point de nouveaux types d'antennes, conformément à la problématique développée dans le premier chapitre.

## **IV. Conception d'une antenne bidirectionnelle**

### **IV.1 Principe général de l'antenne bidirectionnelle**

#### **IV.1.1 Intérêt et applications potentielles**

Lors de la présentation des différents réseaux de communications et des antennes associées, il est apparu que les antennes directives sont loin d'être adaptées à tous les genres de couvertures. Pour la plupart des stations de base, on leur préfère des antennes à rayonnement sectoriel ou omnidirectionnel. Une exception notable est la couverture de zones de forme très allongée, comme par exemple un couloir ou une voie de circulation. C'est pour remplacer les antennes directives sur ce type de déploiements qu'une antenne bidirectionnelle [II.15] présenterait un intérêt indéniable.

En effet, le remplacement d'une antenne directive placée à une extrémité de la zone à couvrir par une antenne bidirective disposée au centre permet d'améliorer la qualité de la couverture. Une antenne située au milieu de la zone à couvrir ne nécessite en effet que le quart du gain d'une antenne placée à l'extrémité de la zone pour une même puissance reçue. Le gain plus faible de l'antenne va se traduire par 2 améliorations significatives au niveau de l'antenne :

- la taille d'une antenne BIE étant liée au gain de celle-ci, l'utilisation d'une structure bidirective va se traduire par une taille réduite par rapport à une solution directive classique,
- un gain plus faible pour l'antenne va se traduire, à puissance reçue constante, par une diminution de la PIRE. On peut donc choisir de travailler avec une PIRE réduite ou bien d'augmenter la taille de la zone couverte par chaque antenne.

Dans le cas où la zone de couverture a une taille fixée, l'utilisation d'une antenne bidirectionnelle va avoir l'avantage supplémentaire d'une plus faible variation de la puissance

reçue au sein de cette zone. Cela peut permettre de limiter les circuits amplificateurs au niveau du système de réception, d'où un gain de taille et de coût.

Si le champ d'application des antennes bidirectionnelles apparaît assez limité, elles présentent néanmoins suffisamment d'avantages par rapport à une antenne directive pour justifier une étude plus approfondie. De plus, l'apparition récente de systèmes d'aide à la conduite, laisse présager d'une couverture des réseaux routiers par un système sans fil à plus ou moins brève échéance. Dans le cas de la mise en place d'un tel système, le concept d'antenne bidirectionnelle présenterait alors un intérêt décuplé.

#### IV.1.2 Géométrie d'une antenne BIE bidirectionnelle

Les motivations de la conception d'une antenne BIE bidirectionnelle ayant été explicitées, il est maintenant temps de passer à l'étude proprement dite. La géométrie d'une antenne bidirectionnelle va se présenter comme la structure de la figure IV.1.

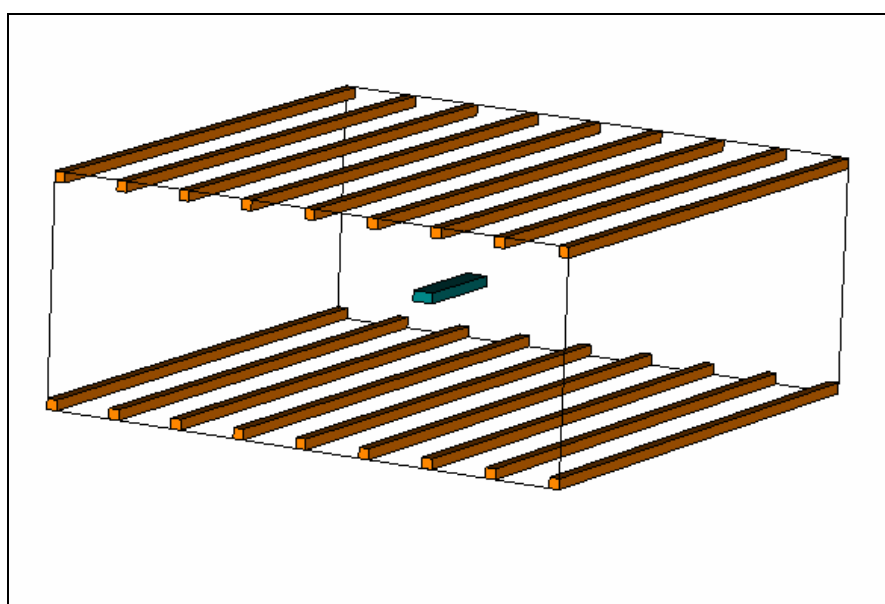


Figure IV.1. Géométrie d'une antenne BIE bidirectionnelle métallique

La géométrie d'une antenne bidirectionnelle est assez semblable à celle de l'antenne BIE directive. La principale différence est le remplacement du plan métallique par une seconde structure BIE, donnant naissance au second lobe de rayonnement. Cette modification va entraîner des

changements au niveau de la taille du guide d'onde à fuite, qui seront précisés lors de l'étude du fonctionnement de l'antenne.

Un autre changement important au niveau de la géométrie employée est la source d'excitation utilisée, illustrée en bleu sur la figure IV.1. En effet, la structure de cette nouvelle antenne ne comportant pas de plan de masse, il est exclu d'utiliser un patch. De plus, afin d'obtenir des lobes de rayonnement identiques dans les deux directions de rayonnement, il est nécessaire que le rayonnement de la source d'excitation soit symétrique. Les caractéristiques de la source seront elles aussi détaillées dans la partie suivante.

### IV.1.3 Principe de fonctionnement

Comme pour le cas de l'antenne directive, le modèle du guide d'onde à fuite est tout à fait adapté pour expliquer le fonctionnement de l'antenne. La différence étant que dans le cas présent, les fuites vont intervenir lors des réflexions sur les 2 faces du guide, comme illustré sur la figure IV.2 ci-dessous.

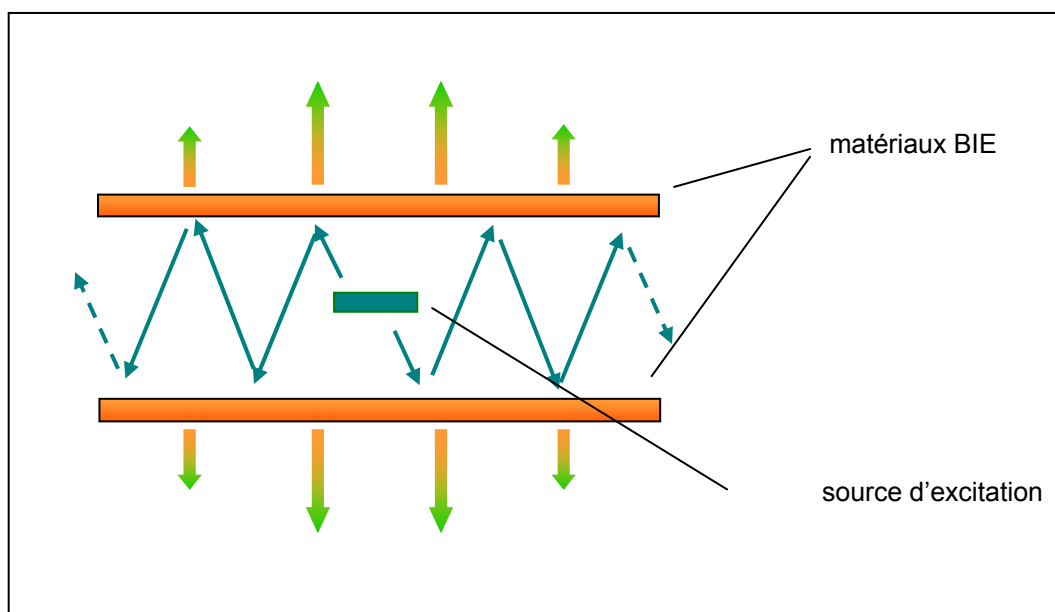


Figure VI.2. Principe du fonctionnement de l'antenne

Pour ce qui est de la hauteur du guide, le critère retenu pour l'antenne directive est toujours valable. La fréquence de fonctionnement de l'antenne doit correspondre à la

fréquence de coupure du guide d'onde à fuite. Dans le cas de l'antenne bidirectionnelle, si l'on suppose que les deux structures BIE utilisées sont identiques, la fréquence de coupure du guide sera donnée par la formule suivante :

$$f_0 = \frac{v}{2.h} \left( \frac{\angle_{BIE}}{\pi} \right)$$

En ce qui concerne le gain de l'antenne en fonction de la réflectivité des matériaux BIE utilisés, le guide d'onde fuyant par les deux faces au lieu d'une seule, à réflectivité égale, le gain va être diminué de 3 dB. La courbe à considérer pour le gain d'une antenne bidirectionnelle est donc celle présentée ci-dessous en figure IV.3.

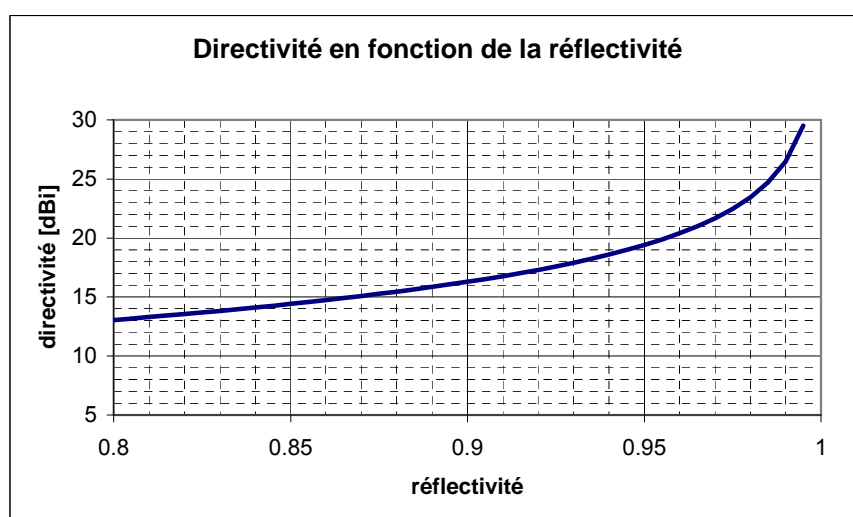


Figure IV.3. Courbe gain-réflectivité d'une antenne bidirectionnelle

Pour ce qui est de la source d'excitation du guide d'onde à fuite, en plus de la condition de symétrie, il est nécessaire qu'elle ne présente pas de trou de rayonnement dans la direction verticale, afin que l'excitation du guide soit correcte. Plusieurs topologies d'antennes répondant à ces critères seront présentées par la suite.



## **IV.2 Détermination du matériau et de la géométrie de l'antenne**

### **IV.2.1 Cahier des charges**

L'intérêt d'une antenne bidirectionnelle ayant été exposé et le principe de fonctionnement de cette dernière détaillé, il est maintenant possible de concevoir une telle antenne. A cette fin, le cahier des charges ci-dessous a été retenu pour la conception de l'antenne :

- un gain dans chaque direction d'au moins 20 dB,
- une fréquence de fonctionnement autour de 5 GHz
- une adaptation correcte sur la bande de rayonnement de l'antenne,

Ce cahier des charges, bien que ne correspondant à aucune application précise, permettra de bien cerner les possibilités de ce type d'antennes. En effet, un gain de 20 dB est proche du maximum qui soit intéressant pour ce type d'application. Le cahier des charges ne précise pas de bande passante particulière, aucune application précise n'étant envisagée.

Il est par contre nécessaire d'être capable d'adapter une telle antenne sur sa bande de fonctionnement. Le choix de la bande de travail s'est porté sur la fréquence de 5 GHz, en raison du fort développement des moyens de communications autour de cette fréquence. En effet, il sera aisé de transposer l'antenne fonctionnant à 5 GHz aux fréquences de la norme Wifi ou Hiperlan2.

### **IV.2.2 Dimensionnement du guide**

La méthode de conception, détaillée précédemment, d'une antenne directive peut être appliquée ici, sans changement particulier, grâce à la similitude de fonctionnement entre les deux types d'antennes. La première étape du design de l'antenne est donc de déterminer la valeur de la réflectivité nécessaire, pour l'obtention du gain désiré.

Selon la courbe gain-réflectivité, présentée plus haut en figure IV.3, un coefficient de réflexion de 0.96 est nécessaire pour obtenir les 20 dB de gain désirés. Pour obtenir une telle

réflectivité, le choix s'est porté sur une grille métallique, dimensionnée en utilisant les courbes présentées au début de ce chapitre. Une fois cette première grille mise au point et ses performances vérifiées, elle a été placée sur un substrat diélectrique en vue d'une réalisation éventuelle. La géométrie finale du matériau obtenu est présentée en figure IV.4.

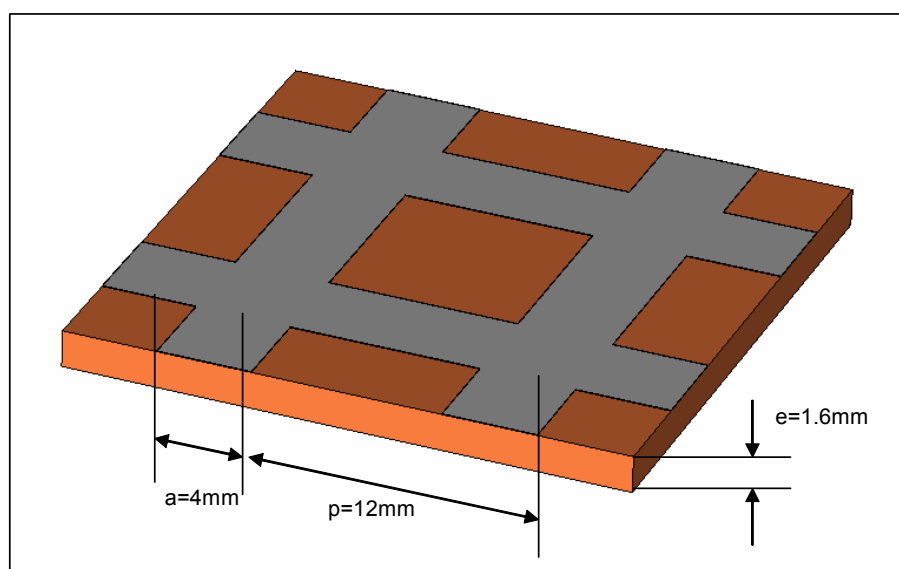


Figure IV.4. Géométrie et réflectivité de la grille finale

La phase du coefficient de réflexion de cette structure ayant été obtenue lors de l'étude en ondes planes, il est maintenant possible de calculer la hauteur à donner au guide. En utilisant la formule donnée précédemment, on obtient la valeur ci-dessous pour la hauteur de la cavité :

$$h = \frac{v}{2.f} \cdot \left( \frac{\angle_{BIE}}{\pi} \right) = 30\text{mm}$$

Il ne reste plus qu'à effectuer la dernière étape du dimensionnement du guide, à savoir le calcul de la largeur à donner à l'antenne. La formule utilisée est la même que pour une antenne directive et donne le résultat ci-dessous :

$$A = \sqrt{\frac{\frac{G}{10^{10}} \times \lambda^2}{0.8 \times \pi^2}} = 40\text{cm}$$

La géométrie du guide d'onde étant maintenant complètement déterminée, il ne reste plus qu'à trouver une source d'excitation appropriée.

### IV.2.3 Choix de la source d'excitation

Afin de conserver une sonde d'excitation relativement simple, et possédant les conditions de rayonnement précisées lors de la description de l'antenne bidirectionnelle, deux choix se sont présentés à nous. Tout d'abord l'antenne de type fil-plaque coplanaire [II.16] développée au sein du département OSA qui présente un rayonnement comparable à celui d'un dipôle. L'autre solution pour obtenir une source d'excitation qui soit facilement réalisable était d'utiliser une variante du classique dipôle résonant à savoir le dipôle imprimé. Les géométries de ces deux types d'antennes figurent ci-dessous.

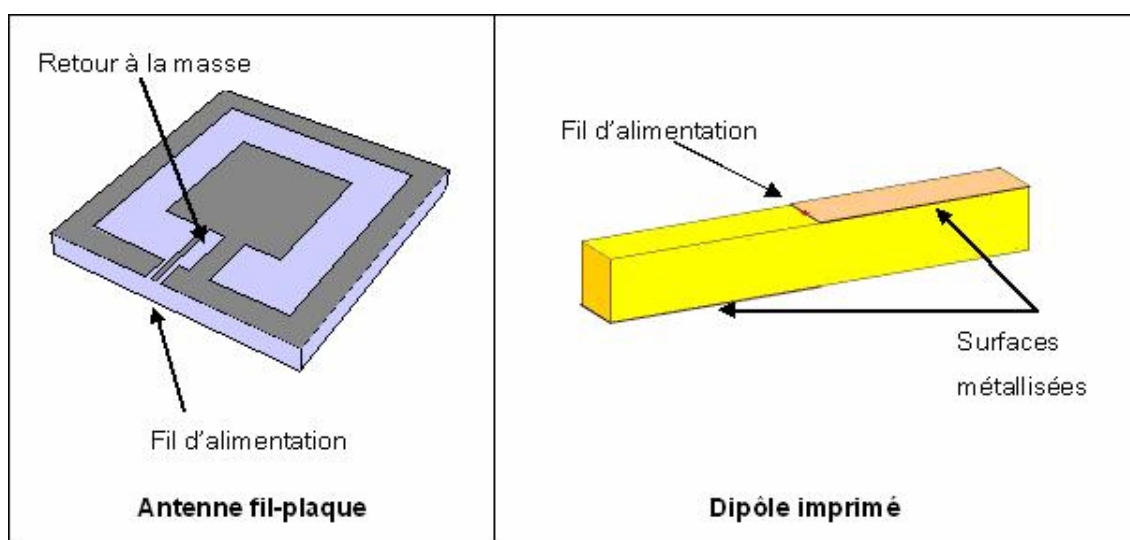


Figure IV.5. Géométries des sources d'excitation potentielles

La mise au point d'une source de type fil-plaque, envisagée dans un premier temps à cause de son faible encombrement, s'est révélée trop délicate à mettre en oeuvre. En effet, la disparité entre la finesse des motifs d'une antenne fil-plaque coplanaire d'une part, et la taille de l'antenne BIE d'autre part, conduisait à des simulations très longues. Le choix s'est donc porté finalement sur une solution de type dipôle imprimé pour la source d'excitation. Le rayonnement de ce type de source étant compatible avec l'excitation de l'antenne, la seule

partie délicate est l'adaptation de l'antenne complète, traitée dans la partie suivante de ce chapitre.

## IV.3 Adaptation de l'antenne et performances en simulation

### IV.3.1 Obtention de l'antenne et performances en rayonnement

En utilisant une source d'excitation de type dipôle imprimé, dimensionnée de manière à résonner vers 4,5 GHz, on obtient les performances suivantes.

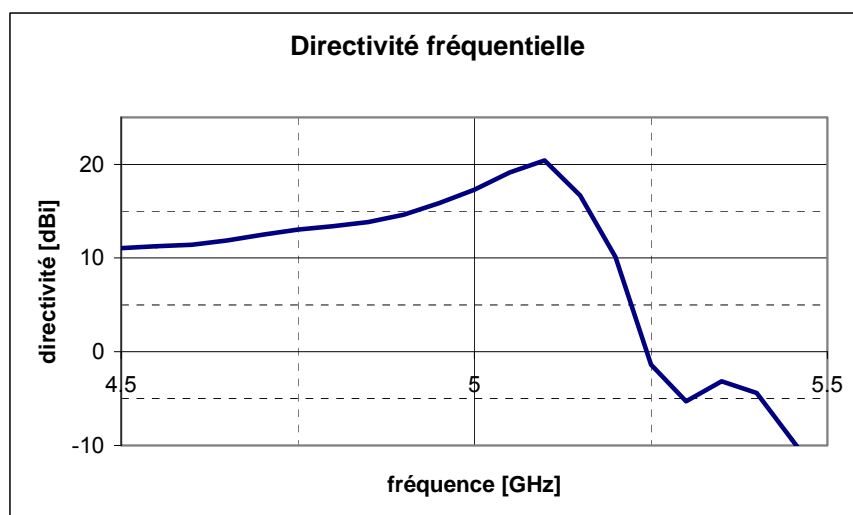


Figure IV.7. Gain fréquentiel de l'antenne

La directivité maximale est satisfaisante en regard du cahier des charges, puisque l'on obtient les 20 dB recherchés. La bande passante est également conforme à nos attentes et à la théorie, une bande passante de 3% correspondant à un gain de 23.5 dB pour une antenne directive. Le diagramme de rayonnement correspondant au gain maximum est présenté sur la figure IV.8 ci-après.

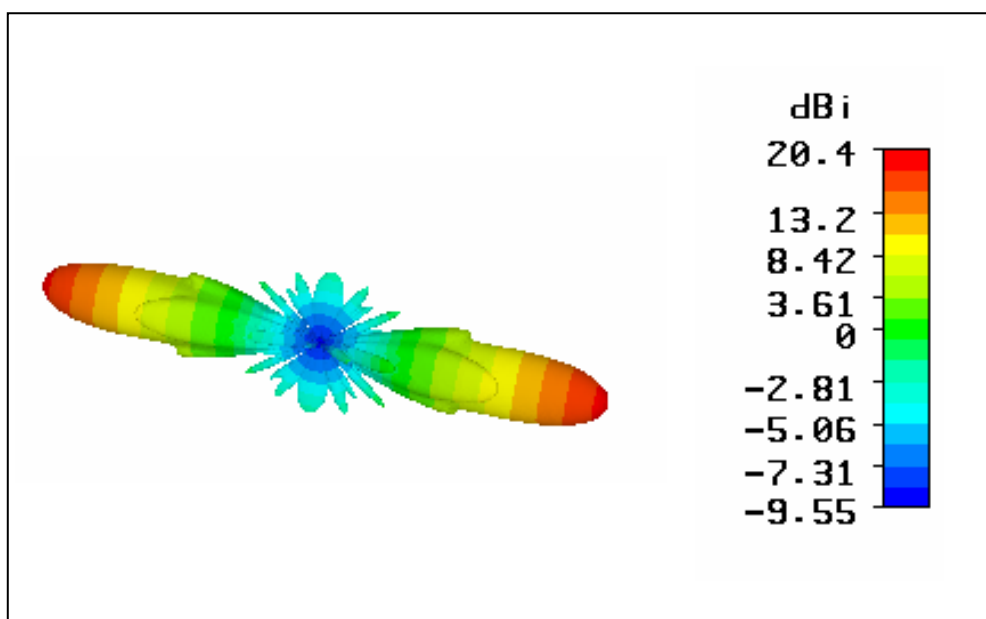


Figure IV.8. Diagramme de rayonnement

Les résultats obtenus en termes de forme de rayonnement sont tout à fait satisfaisants, avec une très bonne symétrie entre les deux directions de propagation, et des lobes secondaires faibles.

### IV.3.2 Etude de l'influence du câble

Avant de commencer la dernière étape, à savoir l'adaptation de l'antenne, il est prudent de s'assurer de l'effet du câble d'alimentation, nécessaire en cas de réalisation. Une première étude faite sur une structure réduite a permis de comparer l'influence du câble selon son orientation. Les résultats de cette étude sont comparés sur la figure IV.9.

Orientation du câble	Câble selon Ox	Câble selon Oy	Câble selon Oz
Pertes de directivité [dB]	-0.55 dB	-1.5 dB	-4.5 dB

Figure IV.9. Influence de l'orientation du câble

L'orientation du câble perpendiculairement à la polarisation utilisée est, comme on pouvait s'y attendre, la meilleure solution pour l'alimentation de la source d'excitation. C'est donc cette solution qui a été testée sur l'antenne obtenue précédemment. Le diagramme de rayonnement (figure IV.10) tient compte de la présence du câble d'alimentation.

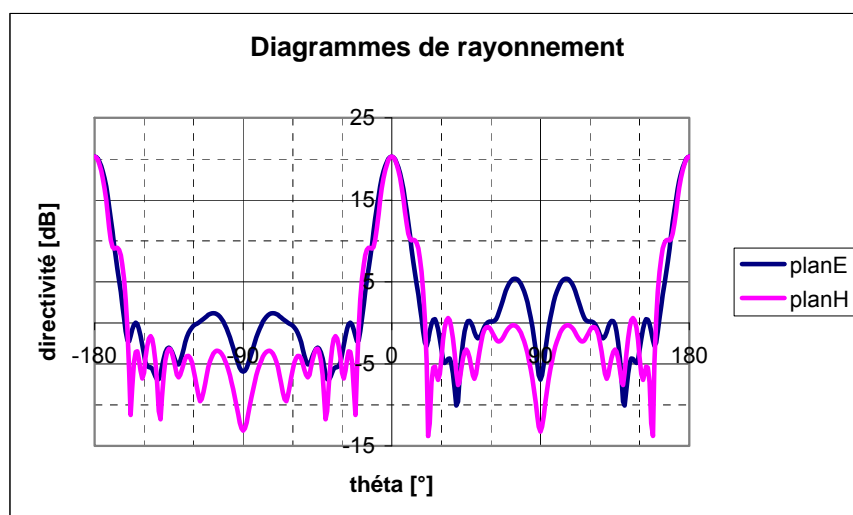


Figure IV.10. Diagramme de rayonnement final

Bien que l'on assiste à une dégradation du diagramme, avec une dissymétrisation de ce dernier et une remontée des lobes secondaires, les résultats restent corrects. La directivité finale de l'antenne reste en effet supérieure à 20 dB dans les 2 directions de propagation. Les lobes secondaires sont à environ -15 dB du gain maximum, ce qui reste acceptable. Il peut par contre être nécessaire de reprendre en partie cette étude, dans le cas d'une application demandant une grande propreté au niveau du rayonnement.

L'influence du câble d'alimentation ayant été étudiée, il est possible de passer à la dernière phase de la conception de l'antenne, à savoir son adaptation.

### IV.3.3 Adaptation de l'antenne

Afin de pouvoir régler finement l'adaptation de l'antenne, il est nécessaire d'identifier correctement les différents paramètres géométriques qui vont influencer sur la valeur du S11. Cette étude, ainsi que l'essentiel de l'adaptation de l'antenne ont été réalisés par M. Nicolas Lebail pendant son stage d'école d'ingénieur. Plusieurs formes de dipôles imprimés ont été

envisagées, en plus de la forme classique présentée plus haut (figure IV.5), afin de pouvoir obtenir une adaptation satisfaisante. Elles sont présentées sur la figure IV.11.

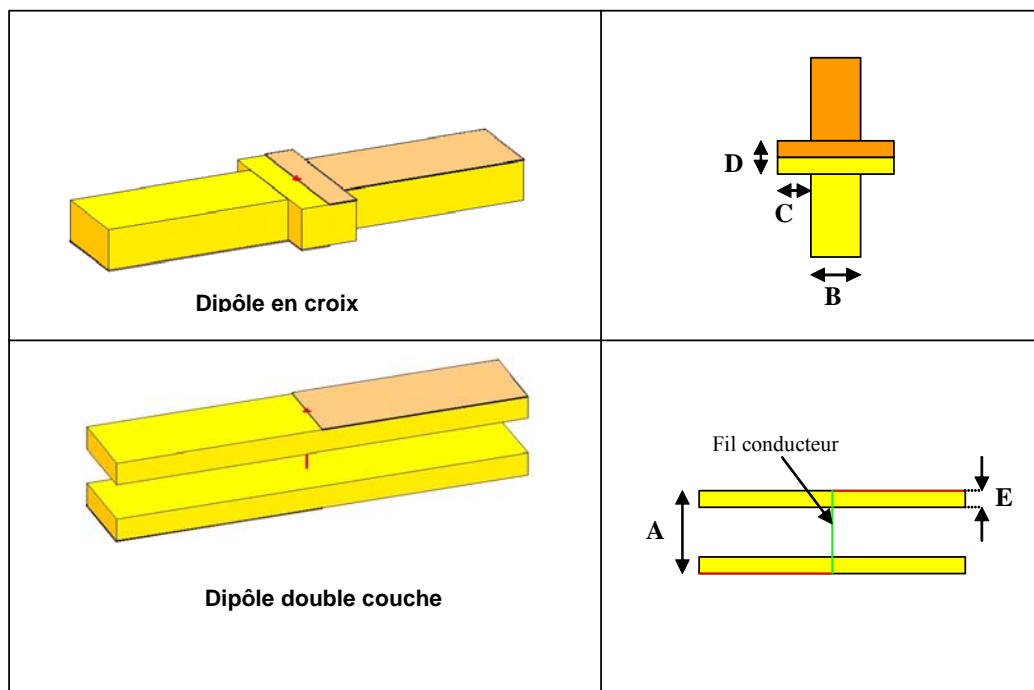


Figure IV.11. Formes de dipôles utilisées

Une étude paramétrique sur les différents paramètres présentés ci-dessus a permis d'obtenir les résultats synthétisés dans le tableau ci-dessous.

	A		B		C		D		E		$\epsilon$	
Dipôle simple	Rze	+	Rze	-	Rze	N/A	Rze	N/A	Rze	N/A	Rze	-
	lze	+	lze	+	lze	N/A	lze	N/A	lze	N/A	lze	=
	Freq.	+	Freq.	-	Freq.	N/A	Freq.	N/A	Freq.	N/A	Freq.	-
Dipôle en croix	Rze	-	Rze	+	Rze	-	Rze	-	Rze	N/A	Rze	-
	lze	+	lze	-	lze	+	lze	+	lze	N/A	lze	+
	Freq.	+	Freq.	-	Freq.	-	Freq.	+	Freq.	N/A	Freq.	=
Dipôle multicouche	Rze	+	Rze	-	Rze	N/A	Rze	N/A	Rze	+	Rze	=
	lze	+	lze	-	lze	N/A	lze	N/A	lze	-	lze	+
	Freq.	+	Freq.	-	Freq.	N/A	Freq.	N/A	Freq.	-	Freq.	=

Figure IV.12. Résultats de l'étude paramétrique sur le dipôle

Ils ont permis d'aboutir à un design de dipôle imprimé permettant d'obtenir l'adaptation de l'antenne. Bien que les résultats obtenus avec cette géométrie soient satisfaisants, la

réalisation d'un prototype nécessitait de disposer d'un substrat de permittivité 2.4 et de 4 mm d'épaisseur.

N'ayant pu trouver un tel matériau sur le marché, nous avons dû nous réorienter vers un autre design pour le dipôle. Ne disposant que de substrats d'épaisseur relativement faible, c'est un design multicouche qui a été choisi. La géométrie de la source finale, ainsi que l'adaptation de l'antenne sont présentés sur les figures IV.13 et IV.14 ci-après.

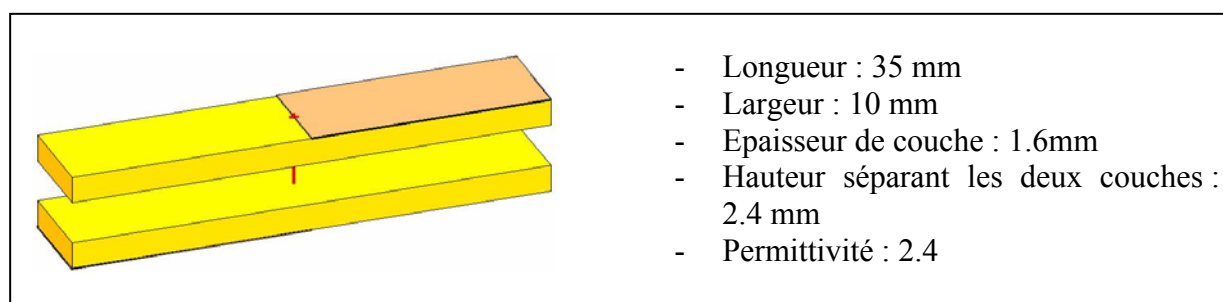


Figure IV.13. Géométrie de la source d'excitation

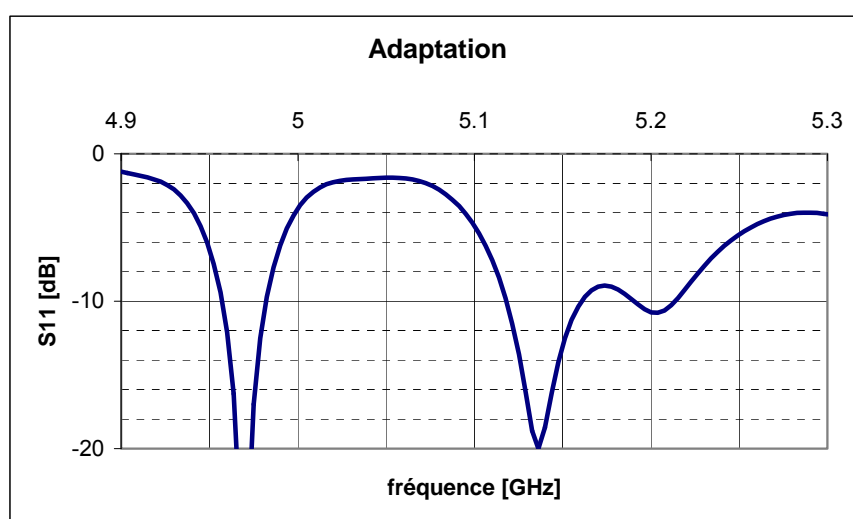


Figure IV.14. Adaptation de l'antenne finale

Le niveau de l'adaptation obtenue est d'environ -8dB sur toute la bande passante de l'antenne. La norme la plus répandue en ce qui concerne l'adaptation est de -10 dB pour le S11, valeur qui n'est pas tout à fait atteinte dans notre cas. La valeur atteinte est néanmoins suffisante pour montrer qu'il est possible d'adapter correctement une antenne bidirectionnelle, sans pour cela avoir besoin d'utiliser des dispositifs extérieurs, tels des filtres.



L'ensemble des performances de l'antenne correspond donc au cahier des charges fixé au début de cette étude. Le principe d'une antenne à résonateur BIE métallique a donc été validé, ainsi que la méthode de conception d'une telle antenne. Ce nouveau concept d'antenne va donc permettre d'étendre le champ potentiel d'application des antennes à résonateurs BIE, qui se cantonnait jusque là aux antennes directives et omnidirectionnelles.

## V. Conclusion

Dans ce second chapitre ont tout d'abord été présentées les antennes à résonateur BIE métallique. Celles-ci constituent une alternative intéressante aux antennes BIE diélectriques, déjà étudiées depuis plusieurs années au sein du département OSA. Le principe de fonctionnement de ces nouvelles antennes a explicité, ainsi que les avantages qu'elles présentent par rapport à la version diélectrique. Les structures BIE métalliques de base ont été présentées, et une méthode de design d'antenne utilisant ces structures a été mise au point.

Dans un second temps, la méthode de conception a été mise à l'épreuve lors de la création d'une antenne dont les performances en simulation ont validé la méthode. C'est ensuite la réalisation d'un prototype, et la mesure de ses performances qui a permis de valider l'ensemble de la théorie développée.

Enfin, une nouvelle topologie d'antenne présentant un rayonnement bidirectionnel a été présentée, avec ses avantages et ses applications potentielles. La méthode de conception mise au point pour les antennes directives a été adaptée à ces antennes, et le design d'une antenne conformément à un cahier des charges a permis de la valider.

Ce second chapitre a donc permis de poser les bases des antennes à résonateurs BIE métalliques et d'explicité les méthodes de conceptions de ce type d'antenne. Sur les exemples présentés jusqu'ici, les performances obtenues avec des antennes métalliques sont comparables à celles obtenues avec des antennes diélectriques. Le prochain chapitre va mettre en avant les améliorations qu'il est possible d'obtenir, dans les domaines définis dans le premier chapitre, par l'utilisation de structures métalliques.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [II.1] **T.K. Wu**  
"Frequency Selective Surface and Grid Array"  
J. Wiley, New-York, 1995
- [II.2] **A.D. Chuprin, E.A. Parker and J.C. Batchelor**  
"Resonant frequencies of open and closed loop frequency selective surface arrays",  
*ELECTRONICS LETTERS*, 74th September 2000 Vol. 36 No. 79
- [II.3] **T. Jaffre, E. Rodes, M. Diblanc, M. Thévenot, B. Jecko**  
"High Frequency Antennas Based on Metallic Electromagnetic Bandgap. Comparison with equivalent dielectric structure"  
JINA 2004 – 13<sup>th</sup> International Symposium on Antennas, 8-10 November 2004.
- [II.4] **J. Drouet**  
"Nouvelles techniques pour étudier les modes de fonctionnement de l'antenne BIP résonante à défaut."  
Rapport de DEA- Université de Limoges- 2004
- [II.5] **Marc Thevenot**  
"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne"  
Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 18 novembre 1999
- [II.6] **Paul F. Combes**  
"Micro-ondes : 2. Circuits passifs, propagation, antennes"  
DUNOD Paris 1997.
- [II.7] **M. Diblanc, E. Rodes, E. Arnaud, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko**  
"Circularly Polarized Metallic EBG Antenna"  
*IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, Issue 10, Oct 2005, pp. 638 - 640
- [II.8] **R. C. McPhedran, D. Maystre**  
"On the theory and application of inductive grids", *Applied Physics*, vol. 14 pp 1-20
- [II.9] **L.Leger, C. Serier, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monédière, B. Jecko**  
"1D Dielectric EBG Resonator Antenna Design", *Annales des Télécommunications*, Vol. 59, n°3-4, Mars-Avril 2004
- [II.10] **S. W. Lee, G. Zarillo and C. L. Law**  
"Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates", *IEEE trans. on Antennas and Propagation*, vol. 30, n°5, pp. 904-909, sept. 1982.

**[II.11] R. C. Compton, L. B. Whitbourn and R. C. Mc Phedran**

"Strip gratings at a dielectric interface and application of Babinet's principle", Applied Optics, vol. 23 pp. 3236-3242, sept. 1984

**[II.12] T. Jaffre**

"Caractérisation des matériaux à bande interdite électromagnétique multipériodiques et leur applications aux antennes.

Thèse de doctorat- n°03-2005- Université de Limoges- 4 février 2005

**[II.13] Ben A. Munk**

"Frequency Selective Surfaces: Theory and design", John Wiley & sons, Inc., 2000, ISBN 0-471-37047-9

**[II.14] Douglas H. Werner\* and Dongwoon Lee**

"A Design Approach for Dual-Polarized Multiband Frequency Selective Surfaces Using Fractal Elements", 0-7803-6369-8/00/\$10.00 IEEE

**[II.15] <http://www.superpass.com/SPPG24BD.html>**

**[II.16] C. DECROZE**

"Etude et optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application à des liaisons de proximité et utilisation pour des dispositifs large bande et multifonction"

Thèse de doctorat - Université de Limoges- octobre 2003

## **CHAPITRE III**

# **AMELIORATION DE LA BANDE PASSANTE DES ANTENNES BIE A L'AIDE DE FSS**

- ❖ **Concept de l'antenne bibande**
- ❖ **Design d'une antenne pour la norme Hiperlan 2**
- ❖ **Conception d'un prototype**
- ❖ **Mise au point d'une structure pour l'amélioration de la bande passante des antennes BIE**



## **I. Introduction**

Ce troisième chapitre est consacré à l'amélioration de la bande passante des antennes à résonateurs BIE. En effet, lors de l'exposé de la problématique à l'origine des travaux effectués durant cette thèse, la bande passante des antennes BIE est apparue comme leur principal point faible. La résolution de ce problème a été un des buts poursuivis durant cette thèse, que ce soit via la mise au point d'une antenne bibande, ou en travaillant directement à l'augmentation du produit gain-bande des antennes.

Le second chapitre a présenté les travaux ayant trait au remplacement des structures BIE diélectriques par des structures métalliques, moins encombrantes et plus simples à réaliser. Néanmoins, ces structures métalliques n'ont pour le moment pas été utilisées pour améliorer les antennes en termes de performances au sens strict du terme. Ce chapitre va donc être consacré à l'amélioration obtenue en termes de bande passante, via l'utilisation de structures métalliques.

La première approche envisagée pour remédier au problème de bande passante des antennes BIE, est la mise au point d'une antenne possédant au moins deux bandes proches. Contrairement au cas de l'antenne multibande diélectrique, présentée dans le premier chapitre, il s'agit ici d'obtenir des bandes très proches pouvant être utilisées pour couvrir, par exemple, les voies montante et descendante d'une même application. Le principe de fonctionnement d'une telle antenne a été étudié et une méthode de conception a été mise au point. Celle-ci a ensuite été appliquée à la conception d'une antenne, afin d'illustrer l'intérêt de ce nouveau concept. Enfin, afin de valider l'ensemble de l'étude, un prototype a été conçu, réalisé puis enfin mesuré.

L'autre approche qui a ensuite été essayée consiste en la création d'un nouveau type de structure BIE métallique, destiné à améliorer la bande passante des antennes. Comme cela a été montré dans le chapitre précédent, il existe différentes géométries possibles pour les structures BIE métalliques, chacune possédant des propriétés particulières en termes de coefficient de réflexion. Un profil de phase particulier pouvant déboucher sur une augmentation de la bande passante des antennes a tout d'abord été défini. Dans un deuxième

temps, différents agencements de FSS ont été étudiés, pour déboucher finalement sur une géométrie possédant le profil recherché. Cette nouvelle structure a ensuite été utilisée pour la conception d'une antenne afin de vérifier la validité du concept.



## II. Obtention d'une antenne BIE bibande par l'utilisation d'une FSS

L'objectif de la création d'une antenne multibande ayant semblé un peu ambitieux dans un premier temps, nous nous sommes orientés vers la création d'une antenne bibande. Conformément au principe exposé, les deux bandes de cette antenne doivent être proches, afin de pouvoir couvrir deux sous-bandes d'une même application. Le principe utilisé ici pourra ensuite éventuellement être généralisé à la création d'une antenne multibande.

### II.1 Principe général de l'antenne bibande

#### II.1.1 Géométrie de l'antenne bibande

L'idée originelle était d'obtenir une solution qui puisse être appliquée aux antennes déjà existantes. Un impératif de départ était donc de ne pas modifier la structure BIE afin de conserver à l'antenne ses propriétés de rayonnement. L'altération apportée à l'antenne ne pouvant intervenir qu'au niveau du plan de masse, la nouvelle géométrie se présente donc de la manière suivante.

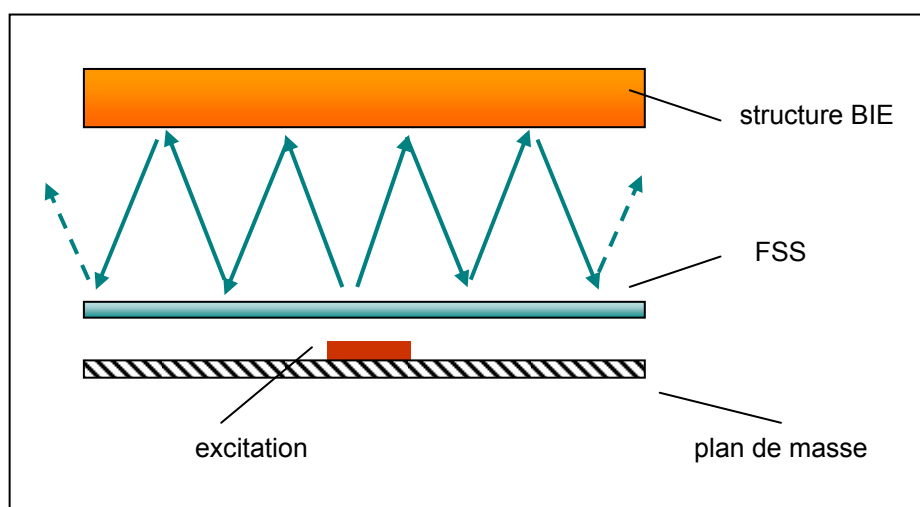


Figure II.1. Géométrie de l'antenne bibande.

La principale modification de la géométrie consiste en l'insertion d'une FSS placée juste au dessus du plan de masse. Ce genre de structure est couramment utilisé, dans le but d'améliorer les performances en rayonnement des antennes, [III.1] et [III.2]. Le détail du fonctionnement dans le cas d'une antenne bibande sera explicité par la suite, ainsi que sa méthode de dimensionnement.

Pour le fonctionnement qui va être celui de l'antenne bibande, la présence du plan de masse assure une réflectivité de 1 au niveau de la structure inférieure de l'antenne. En effet, les éventuelles fuites entre la FSS et le plan de masse dans ce type de configuration vont être très faibles, tant que la distance entre ces deux éléments sera petite devant celle de la cavité. En effet, la fréquence de coupure du guide constitué par le plan de masse et la FSS sera très élevée, les modes y seront donc évanescents.

La modification apportée à l'antenne BIE classique ne devrait donc pas en modifier le gain, ce dernier restant déterminé par la réflectivité du matériau BIE supérieur. La méthode de dimensionnement du matériau BIE présentée dans le second chapitre reste donc également valable.

### II.1.2 Choix de la FSS

Afin que l'ajout de la FSS permette d'obtenir un fonctionnement bibande pour l'antenne, une première solution serait que la FSS ne perturbe pas le fonctionnement habituel à la fréquence  $f_0$ , tout en créant une seconde fréquence de fonctionnement  $f_1$ . Afin d'obtenir un tel résultat, il suffit d'utiliser une FSS qui soit transparente à  $f_0$  et complètement réfléchissante à  $f_1$ , selon le principe exposé ci-dessous (figure II.2).

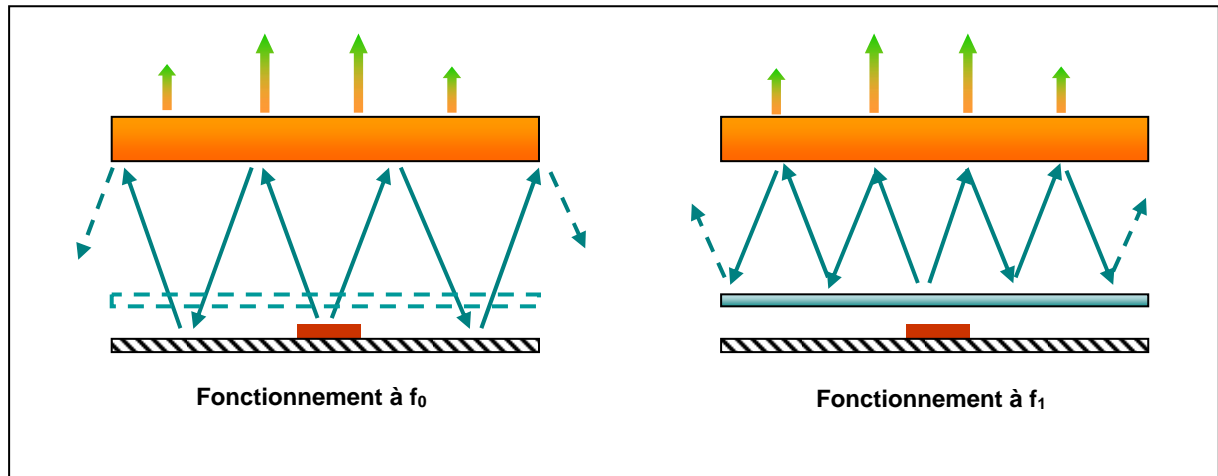


Figure II.2. Principe de fonctionnement de l'antenne b bande

Ce dernier impose tout d'abord que la fréquence  $f_1$  soit supérieure à la fréquence  $f_0$ , pour que la FSS puisse être placée au dessus du plan de masse. Si l'on désire de plus que les fréquences  $f_0$  et  $f_1$  soient proches l'une de l'autre, il faut choisir une FSS présentant une forte sélectivité. En effet, elle devra être successivement transparente à  $f_0$  et réfléchissante à  $f_1$ . Plus la sélectivité de la FSS sera importante, plus il sera possible de rapprocher les deux fréquences tout en conservant un fonctionnement b bande. Ce type de comportement pour la FSS impose donc le choix d'une structure rejeteur de bande ou passe-bande.

### II.1.3 Etude paramétrique

Pour que la méthode présentée ci-dessus soit utilisable, il faut donc être en mesure de mettre au point une FSS très sélective. Il apparaît à ce stade nécessaire de s'assurer, via une étude des FSS de type rejeteur de bande, qu'une telle structure est effectivement réalisable.

Si l'on considère les normes UMTS ou Hiperlan2, elles possèdent toutes deux des voies montantes et descendantes disjointes, pouvant être couvertes par une des deux bandes de l'antenne que l'on désire concevoir. Les bandes de fréquences des normes considérées sont séparées par environ 10%, c'est-à-dire que l'on a  $f_1 = 1,1 f_0$ . Il est donc nécessaire pour arriver à concevoir une antenne pour ces normes, de disposer d'une FSS présentant une réflectivité négligeable à  $0,9 * f_r$ ,  $f_r$  étant la fréquence de résonance de la FSS. La figure II.3 présente le

coefficient de réflexion d'une FSS de type rejecteur de bande, constituée d'anneaux carrés [III.3], résonnants autour des fréquences UMTS.

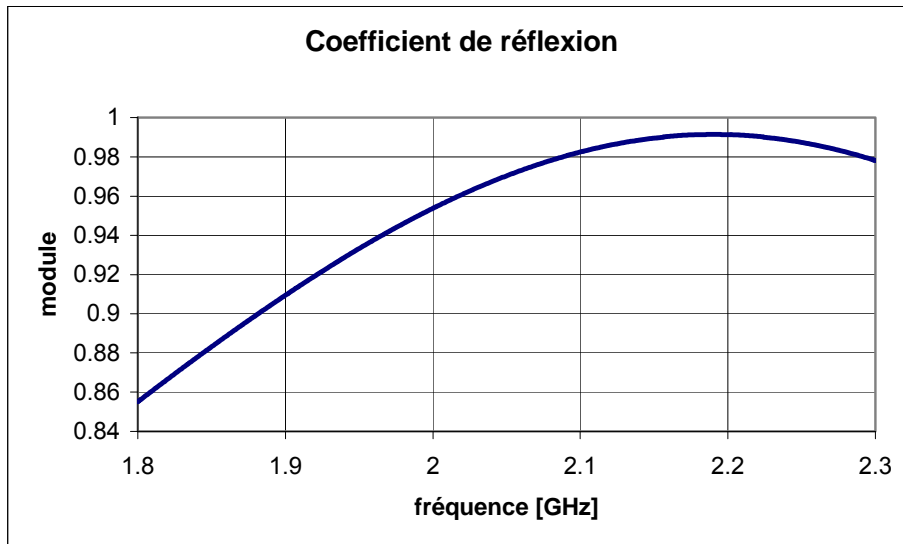


Figure II.3. Coefficient de réflexion d'une FSS de type « square loop »

Les conditions nécessaires de sélectivité stipulées précédemment sont loin d'être atteintes avec une structure de ce type. Même s'il est possible de créer une FSS suffisamment sélective en utilisant une autre géométrie, les variations très rapides de la réflectivité s'accompagneront de variations très rapides de la phase de son coefficient de réflexion. La conséquence sera donc une bande de fonctionnement très étroite autour de  $f_1$ .

De plus, si l'on désire par la suite concevoir des antennes bibandes pour des systèmes possédant des bandes de fréquences plus proches, il faudra encore augmenter la sélectivité de la FSS. La géométrie de cette dernière se complexifiera d'autant, ce qui conduira à des structures irréalisables. Un autre type de fonctionnement pour notre antenne bibande est donc à envisager.

## II.2 Design et fonctionnement de l'antenne bibande

### II.2.1 Principe de fonctionnement

Le problème essentiel rencontré lors de la conception de l'antenne venait de la nécessité d'avoir une FSS très sélective. Pour y remédier tout en conservant la même structure pour l'antenne, il faut envisager un autre fonctionnement. Les fréquences  $f_0$  et  $f_1$  correspondraient alors à deux états différents de l'ensemble constitué du plan de masse et de la FSS. Ce principe est illustré sur la figure II.4 ci-dessous.

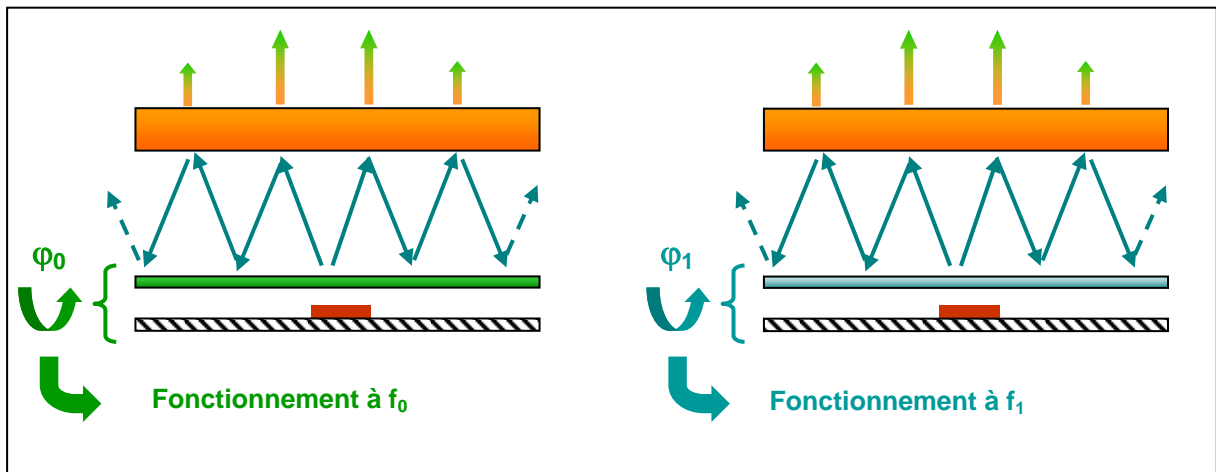


Figure II.4. Géométrie de l'antenne bibande.

Dans ce cas là, il ne sera plus nécessaire que la FSS utilisée présente une sélectivité aussi importante pour que les fréquences  $f_0$  et  $f_1$  puissent être rapprochées. Il suffira en effet pour obtenir deux bandes de fréquences, que l'égalité ci-dessous soit vérifiée pour deux fréquences différentes,  $\varphi_i$  étant la phase du coefficient de réflexion de la structure inférieure de l'antenne, composée du plan de masse et de la FSS.

$$h = \frac{v}{2 \cdot f_1} \left( \frac{\angle_{BIE}}{2 \cdot \pi} + \frac{\varphi_i}{2 \cdot \pi} \right)$$

A ce stade, il est important de s'assurer qu'un tel mode de fonctionnement est possible, c'est-à-dire de visualiser le profil de la phase  $\varphi_i$  pour vérifier qu'il va permettre d'obtenir le résultat escompté.

### II.2.2 Etude de la structure double

Sur la figure II.5 ci-dessous est présentée la phase du coefficient de réflexion d'une FSS du type « square loop » dimensionnée pour résonner à 4.8 GHz et placée à 2mm au dessus d'un plan de masse. Le plan de référence choisi pour le coefficient de réflexion étant celui de la FSS.

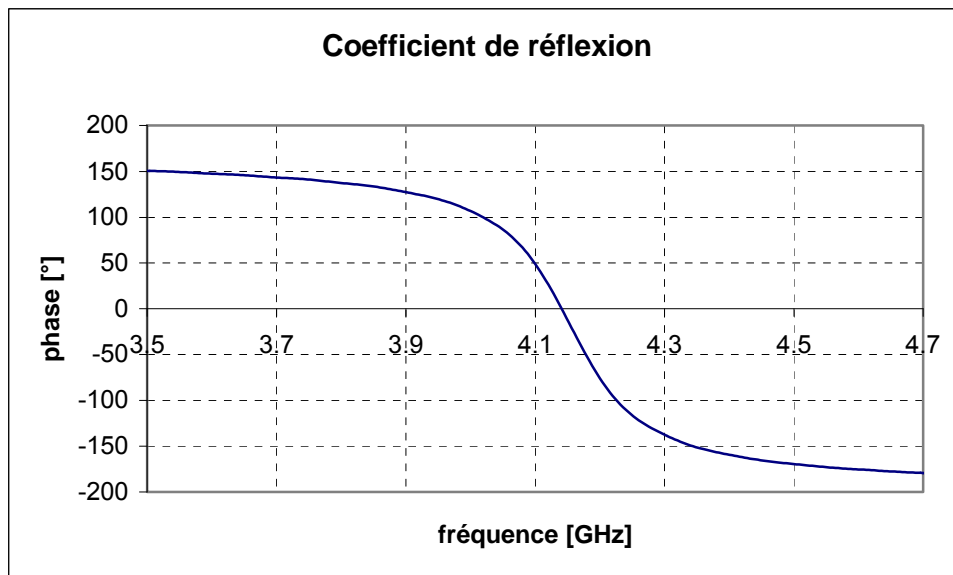


Figure II.5. Phase du coefficient de réflexion de la structure plan de masse et FSS

La phase du coefficient de réflexion présente une forte variation avant la fréquence de résonance de la FSS et atteint la valeur de 180° à la fréquence de résonance de celle-ci. S'il n'est pas possible d'obtenir une antenne fonctionnant au niveau du saut de phase avec une bande passante acceptable, la courbe ci-dessus présente deux plages de fréquence où la phase varie peu, avant 3.9 GHz et après 4.3 GHz. De plus, la valeur de la phase étant plus élevée au niveau de la bande haute, il devrait être possible d'utiliser cette structure pour créer une antenne bibande. Cette dernière posséderait une bande de fonctionnement située avant le saut de phase, et une autre après.

Afin de pouvoir ajuster précisément les bandes de fréquences de l'antenne, il est nécessaire de pouvoir modifier les caractéristiques de la structure présentement étudiée, et donc avant tout d'en comprendre le fonctionnement.

### II.2.3 Fonctionnement et influence des paramètres

Pour dimensionner au mieux la structure étudiée, il est important de cerner plus précisément le lien entre les performances de cette dernière et celles de la FSS. A cette fin sont présentés sur la figure II.6 ci-après les coefficients de réflexion en module et en phase de la FSS, du plan de masse et de la structure complète.

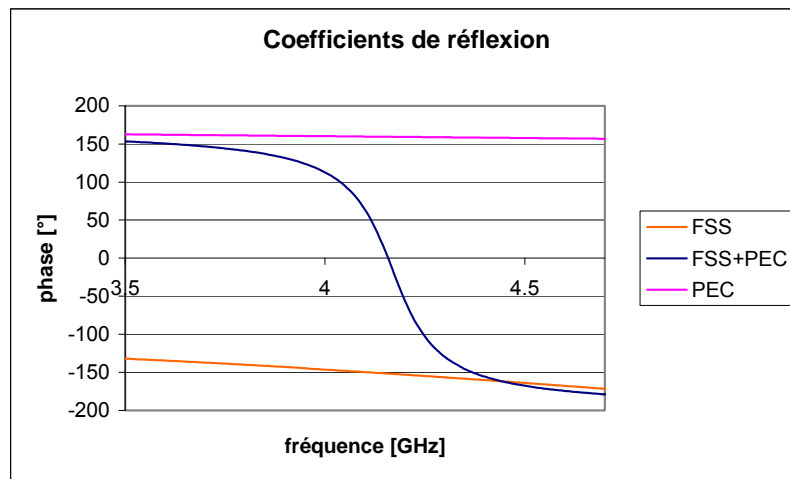


Figure II.6. Phase de la structure plan de masse et FSS

Si l'on admet pour le moment qu'une bande de fonctionnement pour l'antenne peut effectivement être créée avant le saut de phase et une autre après, il apparaît que la fréquence de résonance de la FSS va fixer directement la seconde bande de fonctionnement. En effet, le passage de la phase de la structure à  $\pm 180^\circ$  correspond à cette fréquence, puisque la FSS y possède une réflectivité de 1. Le léger décalage fréquentiel observé entre les courbes orange et bleue est dû à la perturbation de la FSS par la présence du plan de masse.

Il reste donc à identifier les paramètres qui vont influencer sur la largeur du saut de phase, afin de savoir à quelle fréquence se situera la bande de fonctionnement basse de l'antenne.

Le premier paramètre influant sur la largeur du saut de phase est la sélectivité de la FSS. En effet, il apparaît nettement sur les courbes ci-dessus que le coefficient de réflexion de la structure complète tend vers celui du plan de masse quand la réflectivité de la FSS diminue. Il est donc légitime de penser que si cette réflectivité diminue plus lentement, on augmentera

d'autant la largeur du saut de fréquence. La figure II.7 ci-après présente les variations du coefficient de réflexion de la structure lorsque l'on fait varier la sélectivité de la FSS.

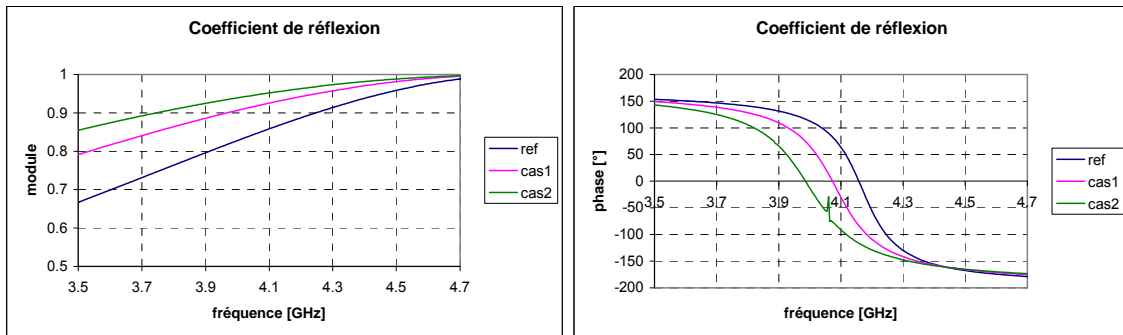


Figure II.7. Evolution du coefficient de réflexion de la structure plan de masse et FSS

Les courbes confirment bien l'influence de la sélectivité de la FSS. Lorsque la sélectivité diminue, ce qui correspond au passage de la courbe bleue à la rose, puis à la courbe verte, on observe bien un éloignement des deux bandes de fonctionnement potentielles.

Il reste donc à étudier l'influence de l'autre paramètre, à savoir la distance entre le plan de masse et la FSS. Le fonctionnement de la structure se rapprochant de celui du plan de masse seul à  $f_0$ , et de celui de la FSS seule à  $f_1$ , on peut en déduire que l'écartement des deux fréquences va augmenter avec la distance  $d$ . On peut en effet, pour simplifier, considérer que le fonctionnement de cette structure se rapproche de celui présenté sur la figure II.2. La distance entre le plan de masse et la FSS correspond alors à la différence de taille entre les deux guides d'ondes utilisés et donc à l'écartement des deux fréquences de fonctionnement.

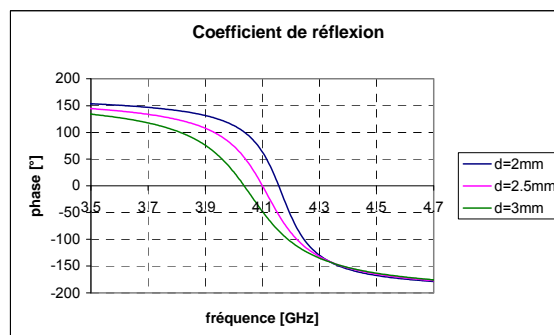


Figure II.8. Influence de la distance entre la FSS et le plan de masse



Les courbes figure II.8 confirment l'interprétation faite du fonctionnement de la structure. La distance entre la FSS et le plan de masse va donc pouvoir être utilisée, afin de fixer l'éloignement des fréquences de fonctionnement.

L'influence des principaux paramètres ayant été étudiée, il faut désormais passer à l'étape suivante, c'est-à-dire à la création d'un guide d'onde présentant les deux modes de fonctionnement qui viennent d'être décrits.

## II.3 Obtention du guide et de l'antenne bibande

### III.3.1 Obtention du double guide d'onde à fuite

Comme cela a été précisé précédemment, une condition nécessaire pour la création d'une antenne bibande est que l'équation rappelée ci-dessous soit vérifiée pour 2 fréquences disjointes qui correspondront aux fréquences de fonctionnement  $f_0$  et  $f_1$  de l'antenne.

$$h = \frac{v}{2 \cdot f_1} \left( \frac{\angle_{BIE}}{2 \cdot \pi} + \frac{\angle_{FSS+PEC}}{2 \cdot \pi} \right)$$

Il est donc nécessaire, dans un premier temps, de choisir la structure BIE qui va constituer la partie supérieure du guide. En structurant le matériau BIE de la manière exposée dans le second chapitre, on obtient les propriétés suivantes pour une antenne ayant un gain de 20 dB.

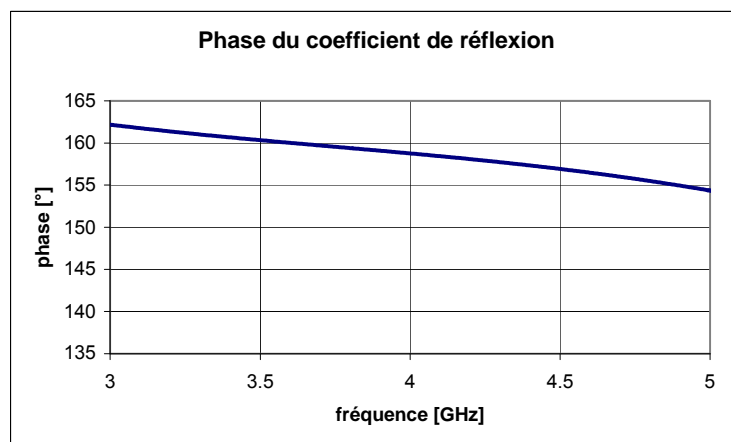


Figure II.9. Phase du coefficient de réflexion du matériau BIE

A partir des propriétés en réflexion de cette structure, et en utilisant la double structure plan de masse et FSS, le calcul de la hauteur de guide donne le résultat ci-dessous.

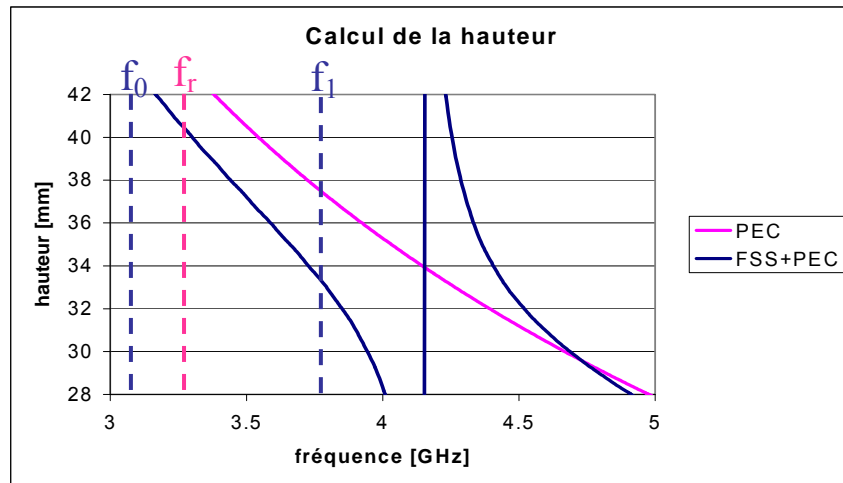


Figure II.10. Calcul de la hauteur du guide d'onde

Il est donc possible, à condition de choisir une hauteur  $h = 34\text{mm}$ , d'obtenir deux fréquences  $f_0$  et  $f_1$  qui vont vérifier l'équation donnée plus haut dans ce paragraphe. Par comparaison, la fréquence  $f_r$  correspond à la fréquence de fonctionnement sans la FSS. Il semble donc possible d'obtenir un guide d'onde à fuite présentant deux fonctionnements différents. En étudiant la structure en transmission, c'est-à-dire en remplaçant le plan de masse par une symétrie, on obtient le résultat donné ci-dessous en figure II.11.

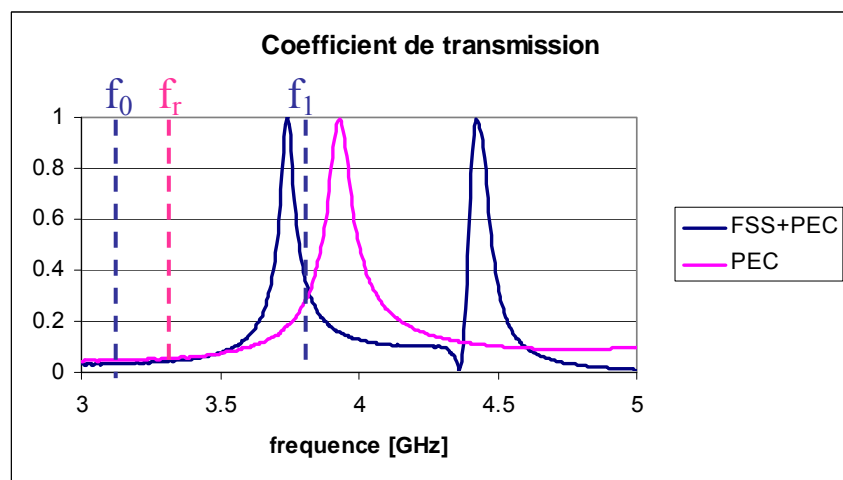


Figure II.11. Coefficient de transmission de la cavité

La présence de deux pics de transmission au lieu de l'unique pic habituel (marqué en rose sur la figure), démontre que le guide d'onde ainsi conçu possède bien deux modes de fonctionnements différents. Seule la dernière étape reste encore à être étudiée, à savoir l'obtention d'une antenne bibande à partir du guide considéré.

### II.3.2 Dimensionnement de l'antenne bibande

Pour pouvoir obtenir une antenne, il est tout d'abord nécessaire de définir la taille à donner à cette dernière, et plus précisément sa largeur. En considérant un rendement de surface de 80%, on obtient une largeur minimale pour l'antenne d'un peu plus de 34 cm. Le détail de la géométrie de l'antenne est présenté sur la figure II.12. On peut notamment distinguer le matériau BIE, composé de tiges métalliques, et la FSS composée d'anneaux carrés.

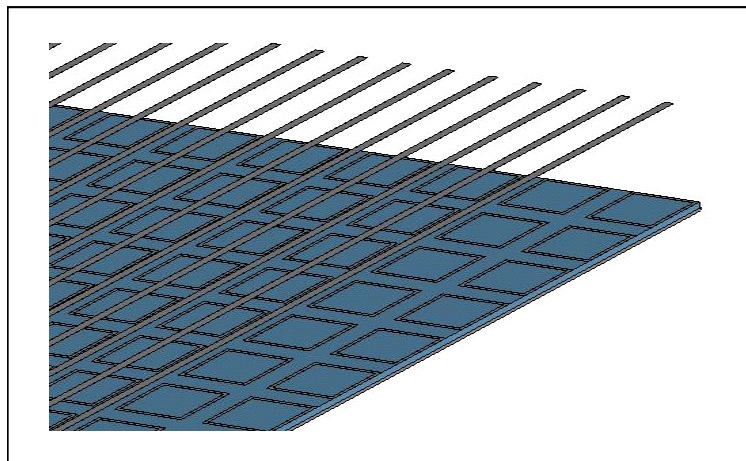


Figure II.12. Détail de la structure de l'antenne

L'utilisation d'un patch comme source d'excitation n'étant pas possible à cause de la présence de la FSS, c'est un dipôle imprimé qui a été choisi. Ce type de source, utilisé lors de l'étude des antennes bidirectionnelles, avait permis d'obtenir des performances tout à fait correctes. Le dipôle a été dimensionné pour résonner à 3,5 GHz de manière à pouvoir exciter correctement les deux bandes de fonctionnement. Le résultat de la simulation de l'antenne est donné en figure II.13 sous la forme du gain fréquentiel.

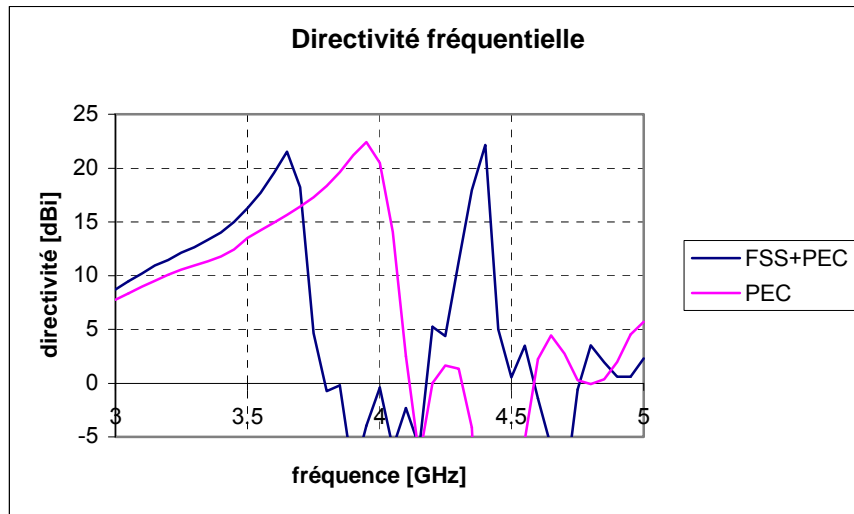


Figure II.13. Directivité fréquentielle de l'antenne bandede

Le résultat confirme la possibilité de créer une antenne bandede, possédant des bandes de fréquence relativement proches selon le principe exposé plus haut. Il reste maintenant à généraliser la méthode et à en définir les limitations.

### II.3.3 Méthode de conception et limitations

#### Méthode de conception

A partir de l'étude qui vient d'être faite, il est possible de dégager une méthode générale de conception d'une antenne à résonateur BIE bandede, à partir d'un cahier des charges donné. Cette méthode peut se décomposer en trois étapes successives.

La première étape est la conception du matériau BIE formant la partie supérieure du guide. Cette partie, tout à fait indépendante de la seconde, peut se faire selon la méthode présentée dans le second chapitre. Dans le cas où l'on désire obtenir une antenne bandede à partir d'une antenne déjà conçue, le matériau BIE peut être utilisé sans changements.

La seconde partie concerne la mise au point de la structure composée du plan de masse et de la FSS. Dans un premier temps, il faut designer une FSS de type rejecteur de bande de telle manière à ce que sa fréquence de résonance soit légèrement inférieure à la fréquence de fonctionnement haute de l'antenne. Dans un deuxième temps, la sélectivité de la FSS et la

distance entre celle-ci et le plan de masse doivent être ajustées. Le but est d'obtenir un placement correct de la bande de fonctionnement basse de l'antenne.

Il ne reste plus alors qu'à calculer les dimensions latérales de l'antenne, de la même manière que pour une antenne BIE directive. Pour obtenir une antenne complète, il faut alors choisir une source d'excitation. La présence de la FSS au dessus du plan de masse empêche a priori d'utiliser une source de type patch, il est donc nécessaire de trouver une solution alternative. Différentes possibilités seront présentées lors des exemples de conception d'antenne.

### Limitations de la topologie

Une antenne BIE bibande, mise au point selon la méthode utilisée ici, peut présenter le même gain qu'une antenne BIE directive classique. Ce dernier peut donc varier entre 15 dB et 30 dB pour une solution monosource. C'est au niveau de la bande passante que l'on obtient des performances dégradées. L'explication tient aux variations de la phase de la structure composée du plan de masse et de la FSS. Un exemple de ces variations est présenté ci-dessous en figure II.14.

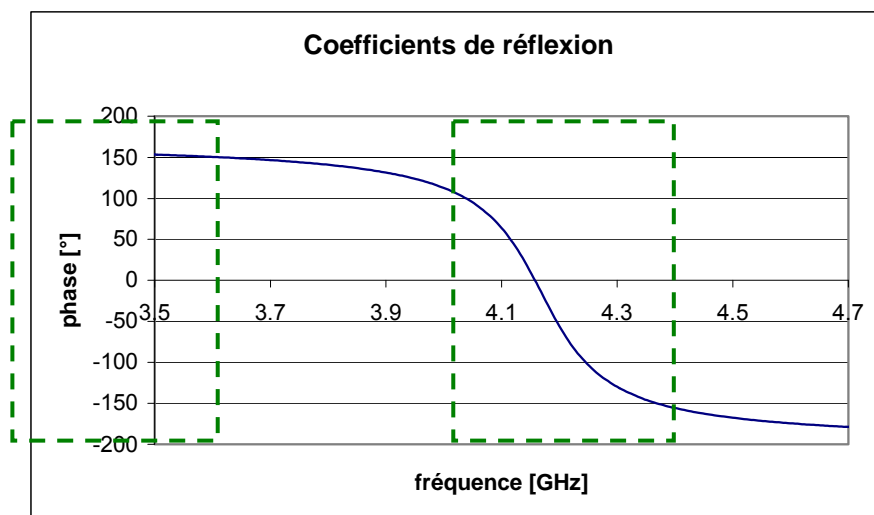


Figure II.14. Phase de la structure plan de masse et FSS

Dans les bandes de fonctionnement de l'antenne, marquées en vert sur la figure ci-dessus, la phase du coefficient de réflexion de la structure complète varie. A contrario, dans le

cas d'une antenne classique, cette phase est constante et vaut  $\pi$  à cause du plan de masse. De ce fait, la bande passante de l'antenne bibande sera nécessairement inférieure à celle obtenue avec une antenne classique.

Au niveau de l'espacement des fréquences  $f_0$  et  $f_1$ , une limitation va également apparaître à cause de la topologie d'antenne utilisée ici. En effet, même si avec le principe utilisé ici il n'est plus nécessaire que la FSS soit transparente à fréquence  $f_0$ , elle doit tout de même avoir une réflectivité inférieure à 0.8. Il est donc nécessaire d'avoir une FSS relativement sélective pour avoir des fréquences  $f_0$  et  $f_1$  proches. Si l'on désire avoir un écart de quelques pourcents seulement entre les fréquences de fonctionnement, il va être nécessaire d'utiliser une FSS très sélective. Une limite va donc être atteinte, liée au coefficient de qualité limite que pourra atteindre la FSS.

Utilisons maintenant la méthode de conception pour créer une antenne correspondant à un cahier des charges pertinent, afin de démontrer l'utilité de la nouvelle topologie développée.

## **III. Conception d'une antenne bibande pour une application Hiperlan2**

### **III.1 Cahier des charges et mise au point de la structure BIE**

#### **III.1.1 Cahier des charges pour l'application**

Bien que le but poursuivi au départ ait été la mise au point d'une antenne multibande, le résultat obtenu peut néanmoins être très utile dans un certain nombre d'application. Parmi les diverses normes pour lesquelles une antenne bibande peut s'avérer utile, notre choix s'est porté sur la norme Hiperlan2 [III.4]. Cette dernière présente l'avantage d'une fréquence de travail autour de 5 GHz qui permet une réalisation ni trop encombrante ni trop difficile à usiner. Les deux bandes de travail sont suffisamment éloignées (plus de 10 %) pour que l'on puisse utiliser la méthode exposée précédemment.

Le cahier des charges tel que nous nous le sommes fixé porte donc notamment sur les points suivants :

- gain d'environ 20 dB pour l'antenne,
- forme de diagramme directive sans lobes secondaires,
- 2 bandes de fréquences : 5.15-5.35 GHz et 5.725-5.825 GHz,
- adaptation correcte de l'antenne sur les 2 bandes de fréquence.

Le cahier des charges fixant les objectifs à atteindre ayant été défini, on peut commencer la phase de conception proprement dite. Selon la méthode détaillée dans la partie précédente, la première phase du design est la mise au point de la structure BIE.

#### **III.1.2 Etude de la structure BIE**

Afin d'obtenir une antenne présentant un gain de 20 dB, plusieurs types de structures peuvent être envisagées. C'est un arrangement de tiges métalliques qui a été choisi, pour aller

vers une réalisation n'utilisant pas de circuit imprimé. Pour pouvoir se passer de substrat diélectrique, il a été nécessaire de donner une épaisseur aux tiges métalliques afin que ces dernières puissent présenter une rigidité suffisante.

La première étape a donc été le design de tiges métalliques présentant une réflectivité correcte en regard du gain désiré de 20 dB. A partir des courbes présentées dans le second chapitre, il a été possible d'aboutir au design présenté en figure II.15 pour la structure BIE.

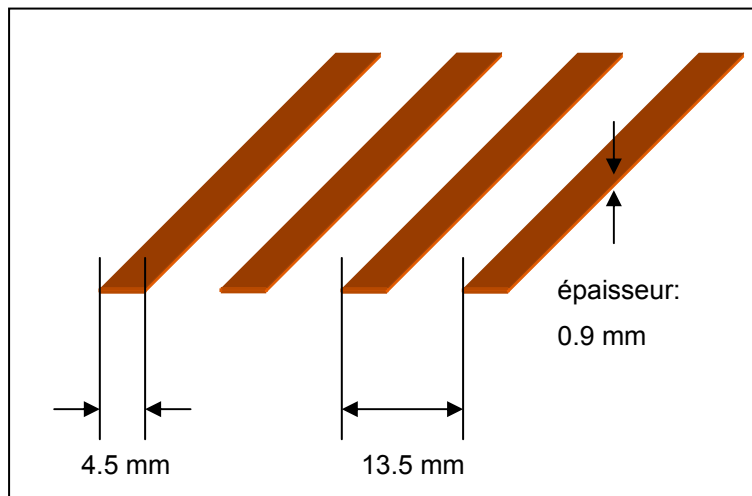


Figure III.1. Géométrie du matériau BIE

Les résultats obtenus étant corrects en termes de réflectivité, et la géométrie des tiges permettant d'envisager une réalisation, il est possible de passer à l'étape suivante de la conception.

### III.1.3 Choix de la structure FSS

Avant de pouvoir commencer la mise au point de la structure composée du plan de masse et de la FSS, il est nécessaire de choisir une topologie de FSS adaptée à notre étude. Suite à une étude bibliographique, notre choix s'est porté sur les structures dites courbes de Hilbert [III.5]. Ces structures sont dérivées des fractals portant le nom de leur découvreur, le mathématicien allemand David Hilbert. Sur la figure III.2 ci-dessous sont présentées les courbes de Hilbert correspondant aux premiers ordres de la fractale.



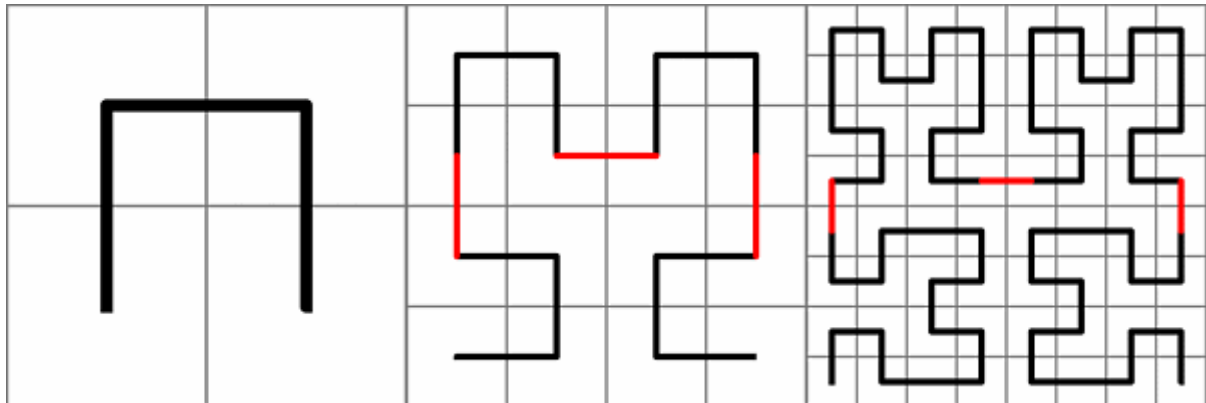


Figure III.2. Forme des courbes de Hilbert des 3 premiers ordres

Ces structures, déjà utilisées pour d'autres applications micro-ondes [III.6], ont l'avantage de présenter des sélectivités très diverses selon l'ordre de la fractale. Ceci doit permettre d'obtenir des caractéristiques compatibles avec l'antenne envisagée et ce, dans la plupart des cas de figure. Pour notre application, ces FSS seront réalisées en rubans métalliques déposés sur un substrat de circuit imprimé.

## III.2 Mise au point de la structure plan de masse et FSS

### III.2.1 Dimensionnement de la FSS

La première étape a été d'obtenir un motif élémentaire résonant vers 5,65 GHz, afin de placer correctement la bande haute de fonctionnement de l'antenne. Avant de pouvoir fixer la fréquence de résonance du motif, il a fallu choisir une géométrie, c'est-à-dire fixer un ordre pour le motif de Hilbert. Nous avons choisi de commencer l'étude avec un motif d'ordre 2, quitte à choisir un ordre plus élevé et donc plus complexe en cas de besoin.

Une fois l'ordre du motif choisi, les 2 paramètres restant sont la longueur et la largeur des lignes élémentaires constituant le motif en question. La longueur des lignes élémentaires va fixer directement la longueur totale du motif, et donc la fréquence de résonance de ce dernier. Pour ce qui est de la largeur, elle permet d'ajuster la bande de résonance du motif et donc la sélectivité de la FSS. En utilisant les deux paramètres à notre disposition, il a été relativement aisé d'obtenir un motif résonant à la fréquence désirée. Les dimensions de ce dernier sont présentées sur la figure III.3 ci-dessous.

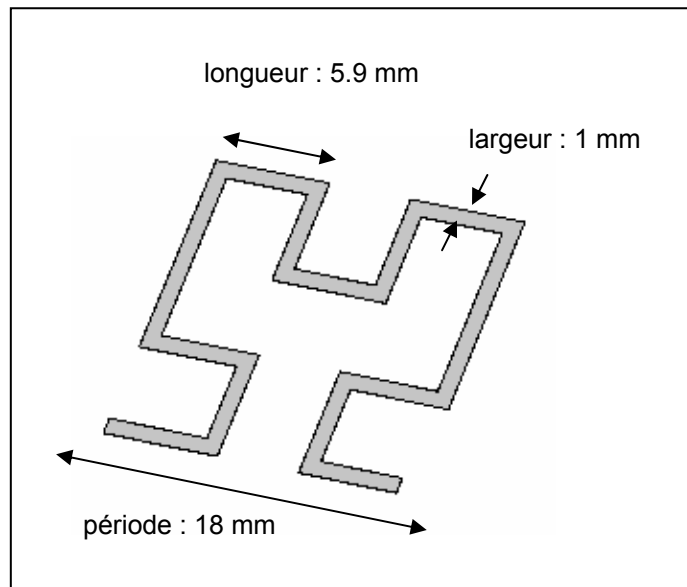


Figure III.3. Géométrie de la structure de Hilbert retenue

L'étude de ce motif en coefficient de réflexion a fournit la courbe présentée ci-dessous, permettant de juger de la correspondance entre les performances de la FSS et celles nécessaires pour l'application.

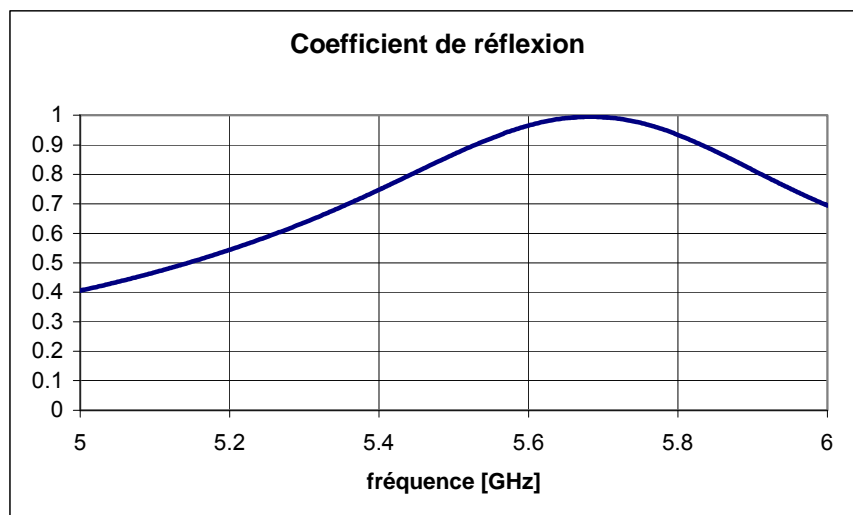


Figure III.4. Propriétés en réflexion de la FSS choisie

La fréquence de résonance de la FSS est bien compatible avec l'antenne que l'on se propose de créer. En effet, la résonance intervient à 5.7 GHz, ce qui correspond au début de la bande de fonctionnement haute de l'antenne. De plus, au niveau de la bande basse de l'antenne, la

réflectivité de la FSS vaut 0.75, ce qui est suffisamment faible pour obtenir le fonctionnement désiré.

Cette première étape terminée, il faut ensuite associer la FSS à un plan de masse, afin de finaliser la structure inférieure de l'antenne.

### III.2.2 Obtention de la structure double : plan de masse et FSS

L'association de la FSS avec un plan de masse doit se faire de manière à fixer la position de la bande basse de l'antenne à la valeur souhaitée. En jouant sur la distance entre le plan de masse et la FSS, il a été possible d'ajuster la largeur du saut de phase, conformément à ce qui a été expliqué précédemment. Le résultat obtenu avec une distance de 2 mm est présenté en figure III.5 ci-dessous.

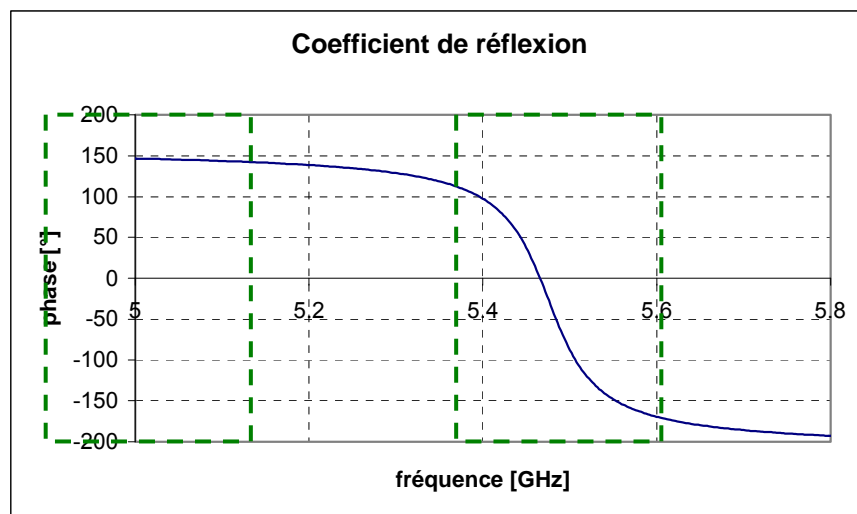


Figure III.5. Phase du coefficient de réflexion de la structure plan de masse et FSS

La structure obtenue est compatible avec la création des deux bandes de fonctionnement désirées, une avant le saut de phase autour de 5.2 GHz et l'autre après le saut de phase, autour de 5.7 GHz. Il faut néanmoins s'assurer que la position exacte de ces bandes correspondra bien à l'application envisagée.

Ceci ne peut se faire que via le calcul de la hauteur de l'antenne, en tenant compte des propriétés du matériau BIE, en utilisant la formule suivante :

$$h = \frac{v}{2 \cdot f_1} \left( \frac{\angle_{BIE}}{2 \cdot \pi} + \frac{\angle_{FSS+PEC}}{2 \cdot \pi} \right)$$

Le résultat de ce calcul est présenté ci-après en figure III.6.

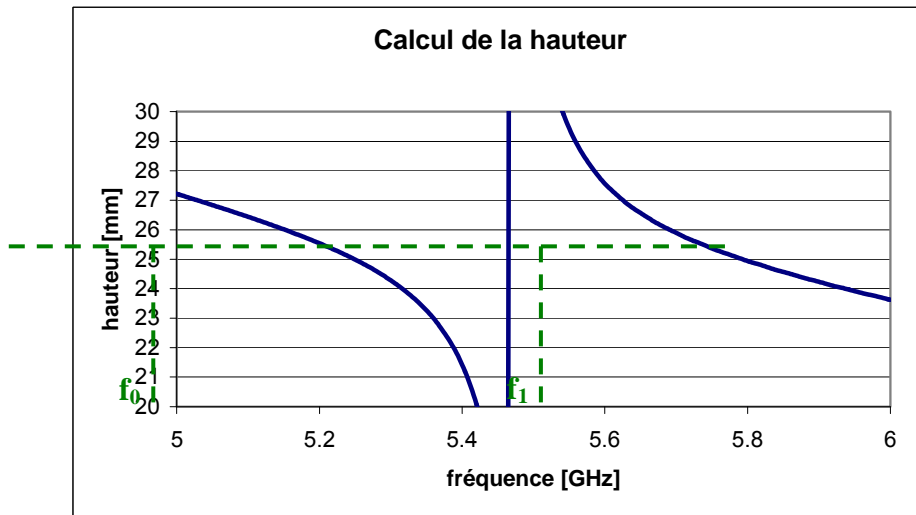


Figure III.6. Calcul de la hauteur du guide

Il indique qu'une hauteur de 25.5 mm donne deux bandes de fonctionnement correctement placées. On obtient en effet  $f_0=5.2$  GHz et  $f_1=5.72$  GHz. Afin que la présente étude puisse déboucher sur une fabrication, il est nécessaire que la structure étudiée puisse être réalisée. Une nouvelle étude a donc été nécessaire pour tenir compte de la présence d'un substrat diélectrique.

### III.2.3 Utilisation d'un substrat pour la FSS

Afin de minimiser les modifications à apporter à la structure déjà définie, le substrat utilisé pour la réalisation devra posséder une valeur de permittivité la plus faible possible. Il devra en outre posséder de faibles pertes, afin de ne pas provoquer une chute du gain de l'antenne. Pour ces raisons, notre choix s'est porté sur un matériau de Rogers corporation qui présente une permittivité de 2,2 et une tangente de pertes de  $10E-3$ . Le comportement de la FSS au dessus du plan de masse étant fortement modifié en présence du substrat, le design de

la structure avec substrat n'a pu être décomposée. La géométrie obtenue est présentée sur la figure III.7 ci-après.

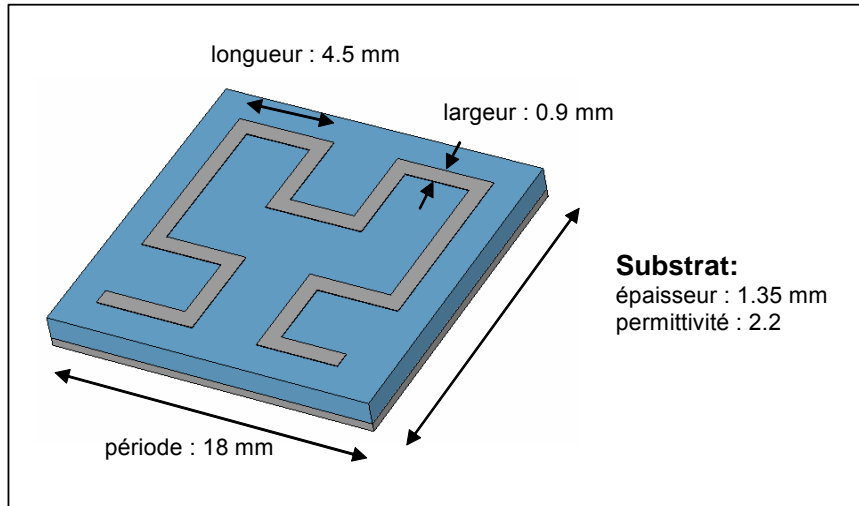


Figure III.7. Géométrie de la structure retenue

La courbe ci-dessous (figure III.8) présente la phase du coefficient de réflexion de cette nouvelle structure. Cette dernière est bien compatible avec la création d'un guide possédant deux modes de fonctionnement aux fréquences désirées.

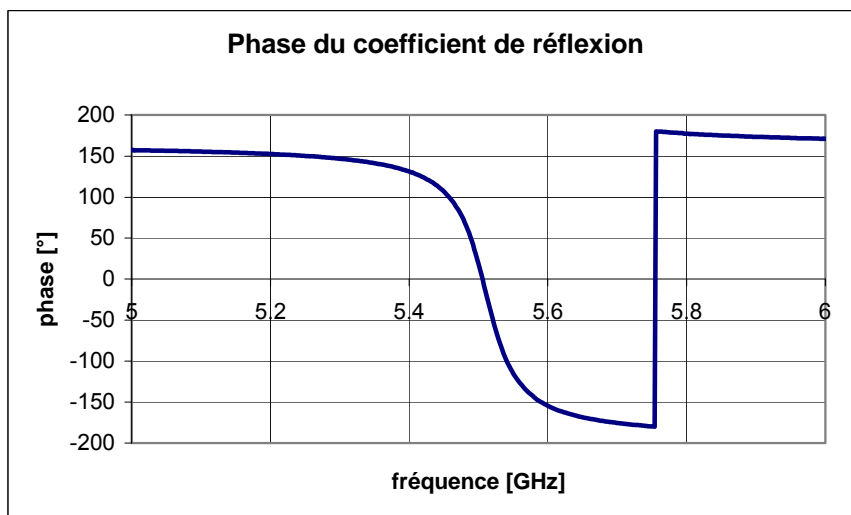


Figure III.8. Coefficient de réflexion de la nouvelle structure

Des caractéristiques correctes ayant été obtenues avec une structure réalisable, il est possible de passer à l'étape suivante, à savoir la création du guide d'onde à fuite.

### III.3 Obtention de l'antenne et performances en simulation

#### III.3.1 Obtention de l'antenne

Les parties supérieures et inférieures du guide ayant été dimensionnées, et leurs caractéristiques étant connues, il ne reste plus qu'à déterminer la hauteur de la cavité, afin d'obtenir les valeurs suivantes:  $f_0=5,2$  GHz et  $f_1=5,7$  GHz. Ce calcul, effectué de la même manière que dans le paragraphe précédent, donne le résultat ci-après.

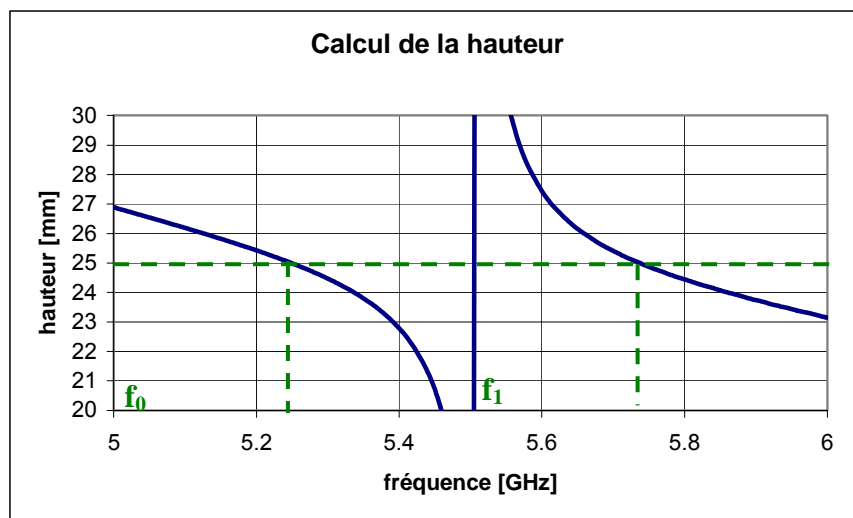


Figure III.9. Détermination de la hauteur de l'antenne

En fixant la hauteur du guide à la valeur  $h=25$  mm, on voit que ce dernier va bien posséder les deux fréquences de fonctionnement désirées, correspondant aux fréquences de la norme Hiperlan2.

Il ne reste alors plus qu'à fixer les dimensions latérales de notre future antenne, afin de pouvoir obtenir le gain désiré. La directivité envisagée étant de 20 dB, les dimensions latérales nécessaires sont d'environ 22 cm. Afin de pouvoir utiliser une symétrie, on a donné à l'antenne un coté valant 25 cm. A ce stade de la conception, seule l'excitation de l'antenne reste à concevoir.

### III.3.2 Excitation et résultats de simulation

Dans la perspective d'une éventuelle réalisation, c'est une source de type patch, plus simple à mettre en œuvre qui a été choisie. L'utilisation d'un patch nécessite par contre de pratiquer une ouverture dans la FSS, faute de quoi le rayonnement de ce dernier ne peut exciter de manière correcte le guide d'onde. La géométrie de l'antenne finale est présentée sur la figure III.10 ci-dessous. On peut notamment y voir la modification de la FSS, dessinée en bleu, nécessaire à l'excitation correcte de la cavité.

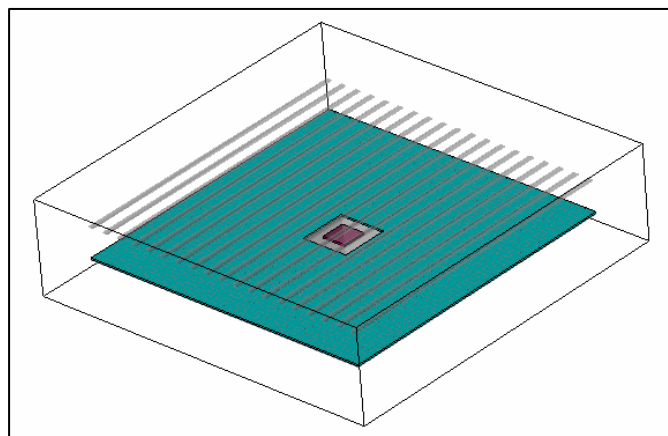


Figure III.10. Géométrie de l'antenne complète

La simulation de la géométrie présentée ci-dessus a permis d'obtenir les performances suivantes en termes de gain fréquentiel.

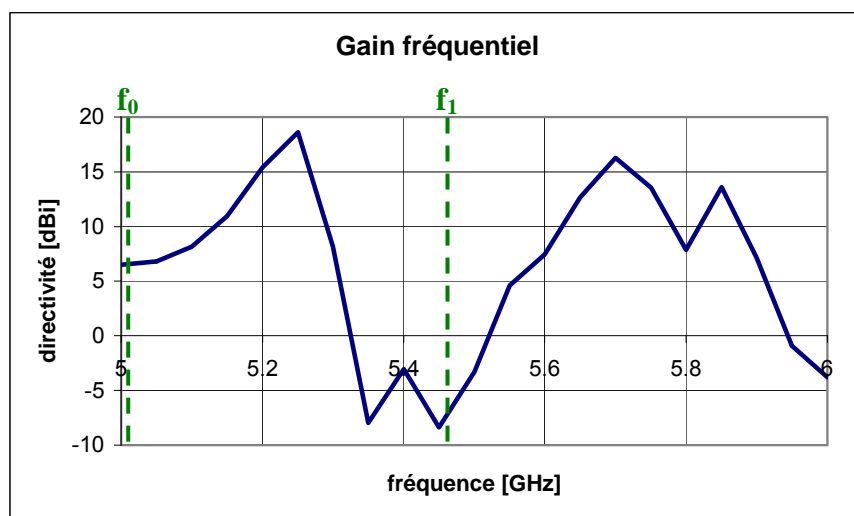


Figure III.11. Gain fréquentiel de l'antenne

La position des deux bandes de fréquence est conforme à ce qui était attendu. En effet, elles correspondent bien au résultat du calcul de la hauteur. Pour ce qui du gain dans chacune de ces bandes, il n'atteint pas la valeur désirée de 20 dB. Ce mauvais résultat, notamment au niveau de la bande haute de fonctionnement, est du au fait que le patch est perturbé par la présence de la FSS environnante. Malgré l'épargne pratiquée dans la FSS, on n'obtient pas une excitation optimale du guide.

Bien que les performances de cette première antenne soient insuffisantes vis-à-vis du cahier des charges, une tentative d'adaptation a été faite avant de modifier la source d'excitation. En effet, l'adaptation de l'antenne présentée précédemment était très mauvaise, principalement à cause de la trop faible partie réelle de l'impédance d'entrée. Celle-ci est présentée ci-dessous en figure III.12.

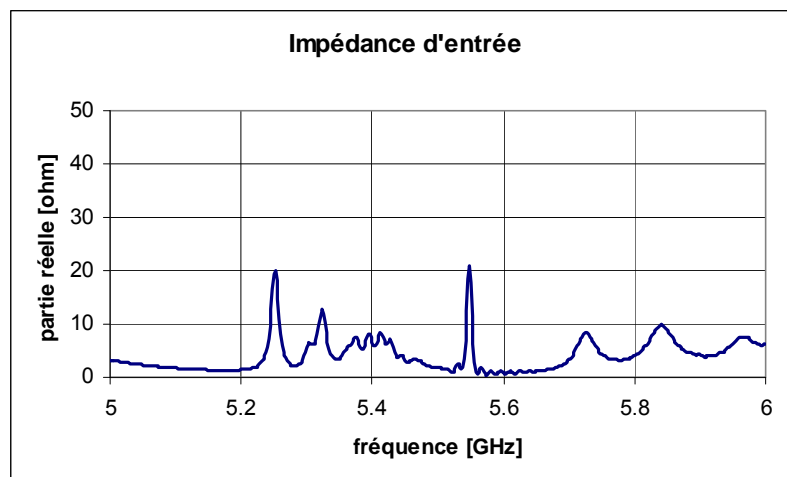


Figure III.12. Impédance d'entrée de l'antenne

Cette faible amplitude traduisant un mauvais couplage entre la source et le guide, on peut penser que l'amélioration de l'adaptation peut entraîner une amélioration du gain. C'est pour cette raison que l'adaptation de l'antenne a été réalisée malgré le trop faible gain obtenu.

### III.3.3 Adaptation de l'antenne

Afin de pouvoir augmenter la valeur de cette partie réelle et ainsi d'espérer améliorer l'adaptation de l'antenne, la solution choisie a été de créer des fentes dans le toit du patch.



L'idée était d'obtenir le couplage, non plus entre le patch et la cavité, mais entre les fentes et la cavité. La géométrie du patch avec les fentes est présentée sur la figure III.13 ci-après.

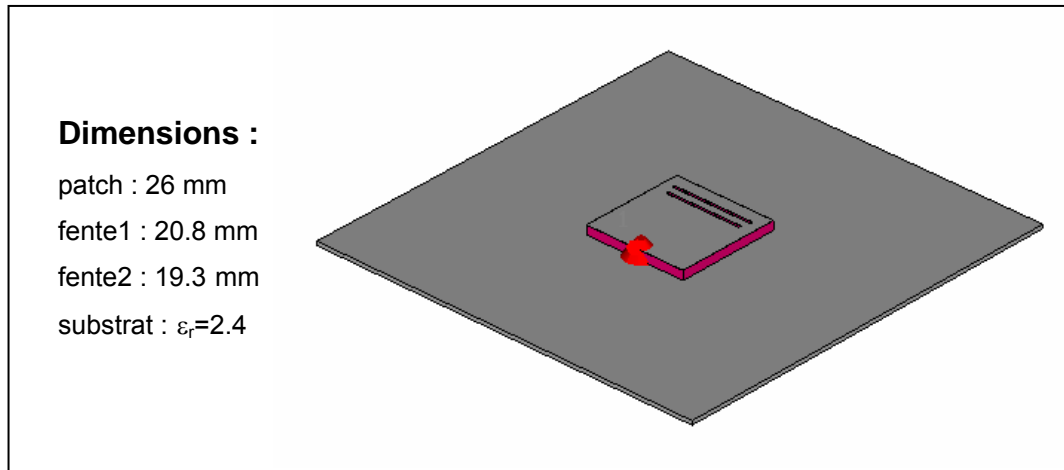


Figure III.13. Géométrie du patch avec les fentes

Les fentes ont été dimensionnées, grâce à une étude paramétrique, de manière à résonner précisément au niveau de chaque bande de l'antenne finale, comme le montre l'impédance de cette nouvelle source d'excitation (figure III.14).

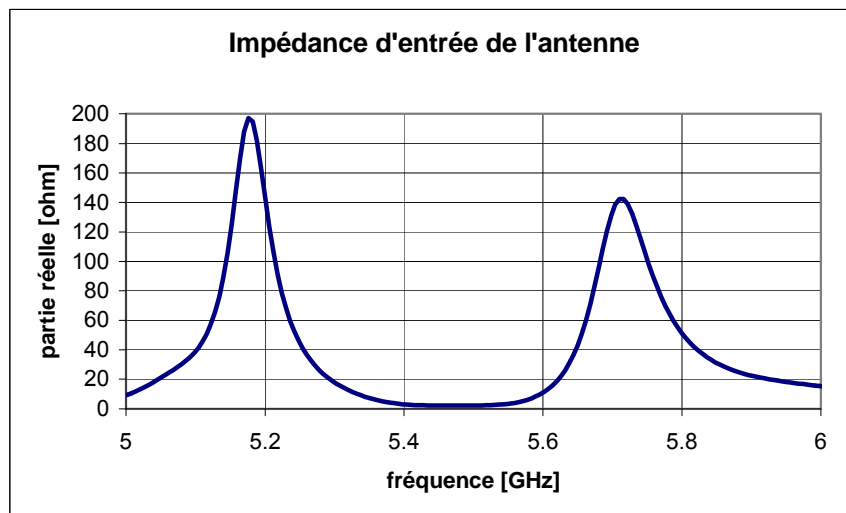


Figure III.14. Impédance d'entrée la source d'excitation

Une fois cette nouvelle source conçue, elle a été utilisée pour exciter la structure dimensionnée précédemment, avec le résultat présenté en figure III.15 pour ce qui est du gain fréquentiel.

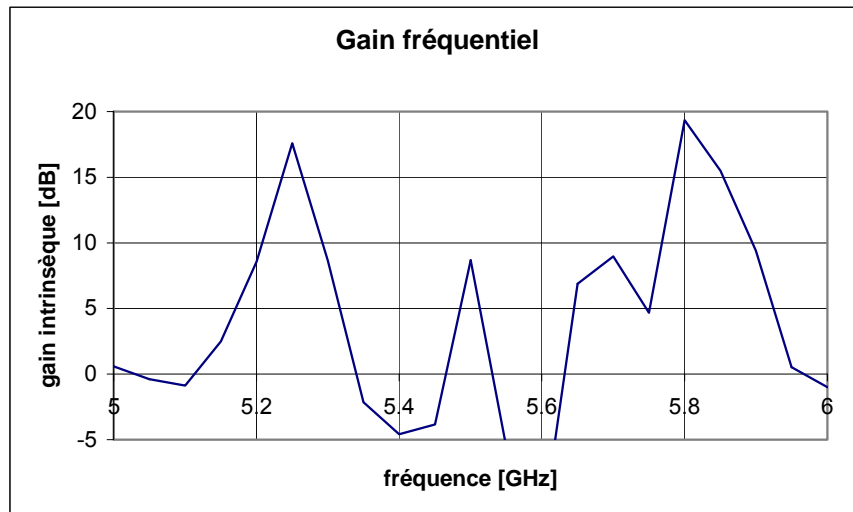


Figure III.15. Gain fréquentiel de l'antenne excitée par la nouvelle source

On observe une amélioration du gain, ce qui traduit un meilleur couplage entre la source et la structure de l'antenne. Pour ce qui est de l'autre effet recherché avec cette nouvelle source, à savoir l'adaptation de l'antenne, elle est présentée sur la figure III.16.

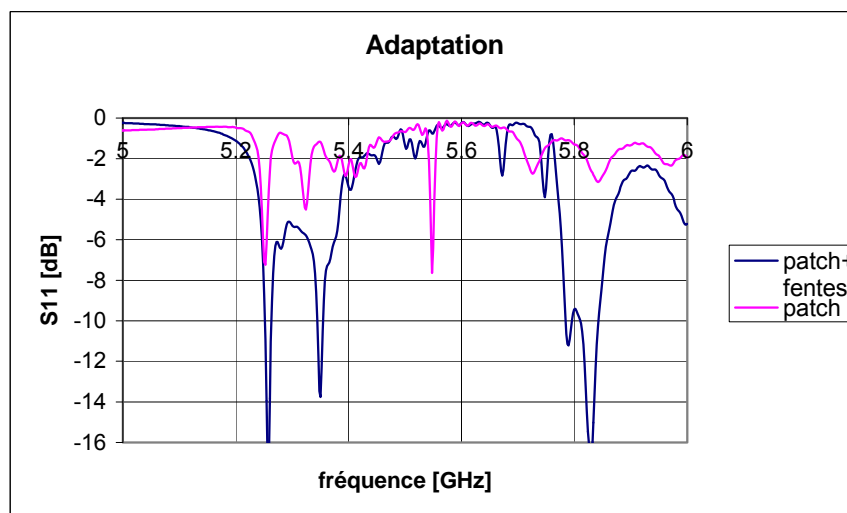


Figure III.16. Adaptation de l'antenne avec la nouvelle source

Bien que l'adaptation ne soit suffisamment correcte, puisque n'atteignant pas les -10 dB sur l'intégralité des deux bandes de fréquence, elle a été néanmoins largement améliorée. De plus, l'allure de la courbe obtenue permet de valider le concept utilisé. A ce stade, une étude paramétrique sur la taille des fentes aurait permis l'adaptation de l'antenne. Faute de temps cette dernière phase de l'adaptation n'a pas été effectuée, d'autant que les performances en rayonnement de l'antenne considérée ne répondaient pas au cahier des charges.

### III.4 Amélioration des performances de l'antenne

#### III.4.1 Changement de la source d'excitation

Les performances en rayonnement de l'antenne étudiée dans la partie précédente étant insuffisantes vis-à-vis des objectifs de l'étude, plusieurs changements ont été effectués, afin de remédier à ce problème. Tout d'abord, la source d'excitation de type patch a été remplacée par un dipôle imprimé placé au milieu du guide. Ceci devrait permettre d'obtenir une meilleure excitation de la structure. La nouvelle géométrie de la source figure ci-dessous.

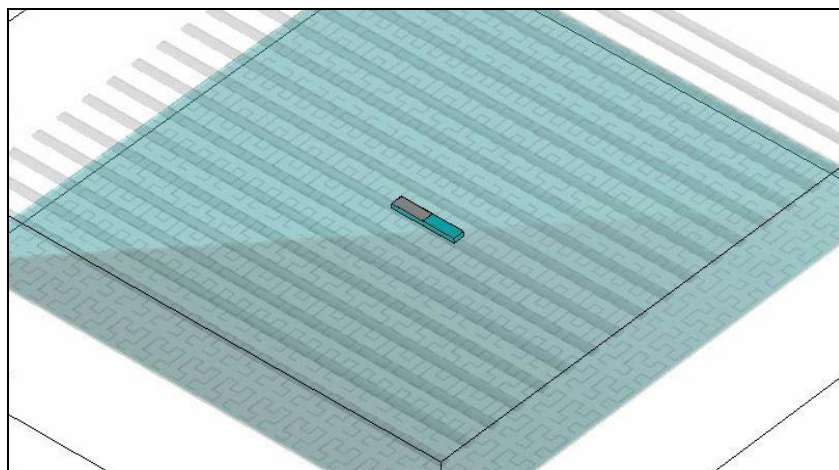


Figure III.17. Détail de la nouvelle source d'excitation

La modification de la source d'excitation a permis d'améliorer sensiblement le fonctionnement de l'antenne, le nouveau gain fréquentiel correspondant à cette structure est présenté sur la figure III.18.

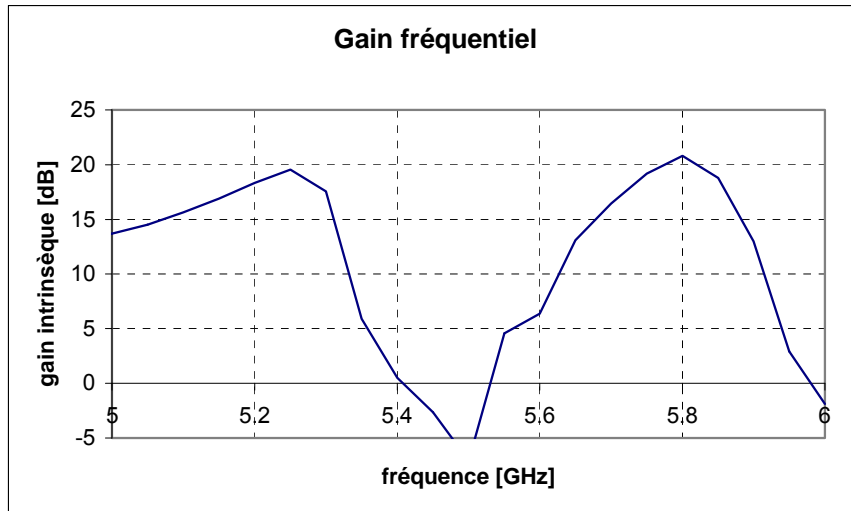


Figure III.18. Gain fréquentiel de l'antenne excitée par un dipôle

L'utilisation d'un dipôle a permis d'augmenter la directivité de plusieurs dB par rapport à une excitation de type patch. Cette amélioration peut s'expliquer par deux facteurs. Tout d'abord, la FSS n'est pas modifiée par la présence de la source contrairement au cas précédent, ce qui permet un meilleur fonctionnement. De plus, le dipôle étant placé au niveau d'un maximum de champ au sein du guide, il permet d'exciter celui-ci de manière plus adéquate.

On peut trouver les diagrammes de rayonnement obtenus avec cette nouvelle configuration en figure III.19 pour la bande basse et en figure III.20 pour la bande haute.

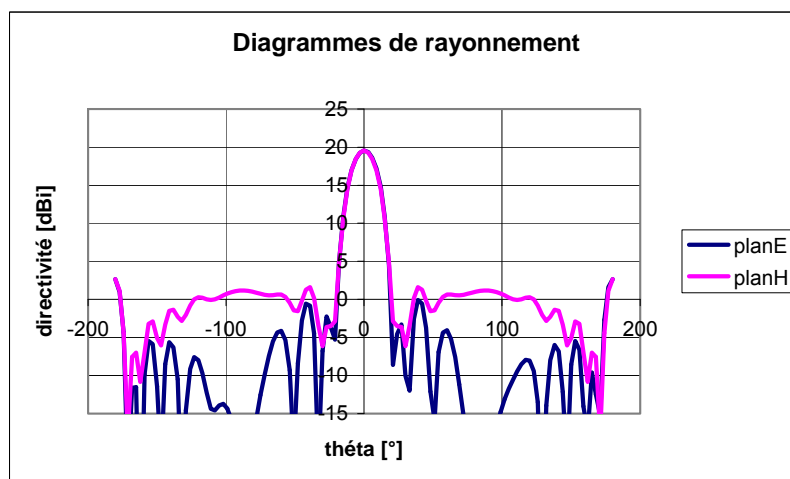


Figure III.19. Diagrammes de rayonnement à 5.25 GHz

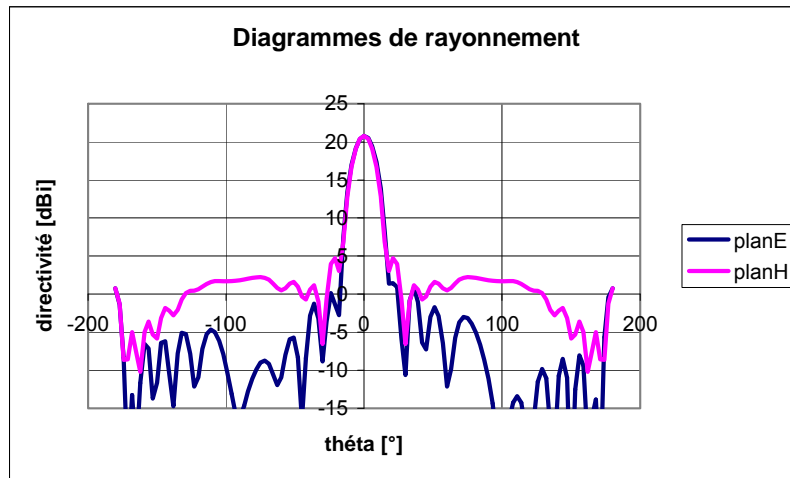


Figure III.20. Diagrammes de rayonnement à 5.8 GHz

On obtient des diagrammes de rayonnement corrects, avec des lobes secondaires bas dans le plan E. La présence de lobes secondaires plus élevés dans le plan H traduit un sous dimensionnement de la structure et des fuites d'énergie par les cotés de l'antenne.

#### III.4.2 Modification du matériau BIE

L'utilisation d'une source de type dipôle a permis d'augmenter le gain maximal de l'antenne, ainsi que sa bande passante (figure III.18), sans que cette dernière couvre pour autant l'intégralité des bandes de la norme Hiperlan2. Une autre modification va donc être nécessaire, afin d'augmenter la largeur des bandes de fonctionnement de l'antenne.

A cette fin, l'approche adoptée a été la conformation du matériau BIE selon un profil de type sphérique. Des travaux menés notamment par Régis Chantalat ont montré qu'une telle modification se traduisait par une légère diminution de la directivité et par une augmentation du produit gain-bande des antennes à résonateur BIE. La nouvelle courbe de gain est présentée ci-dessous.

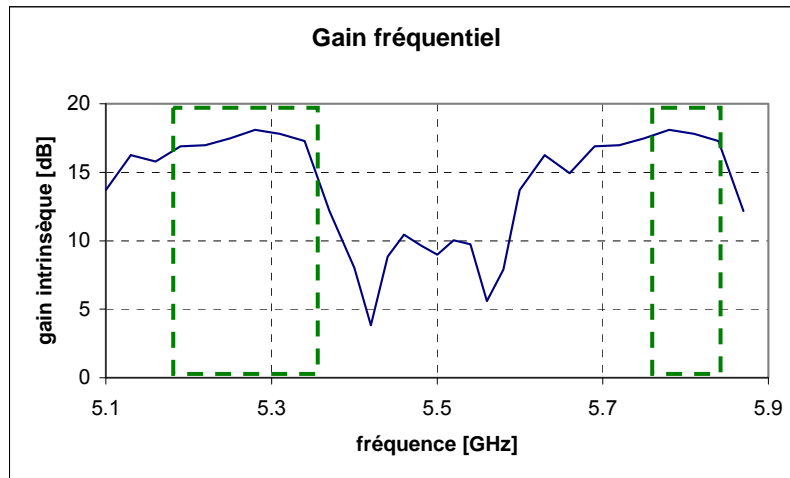


Figure III.19. Gain fréquentiel de l'antenne à matériau BIE conformée

La conformation du matériau BIE a permis d'augmenter suffisamment la bande passante de l'antenne qui couvre l'intégralité des bandes de la norme Hiperlan2. Cette augmentation s'est faite au prix d'une chute de la directivité qui n'atteint plus que 18 dBi au maximum. Bien que cette chute soit importante, de 1 dB sur la bande basse et de 2 dB sur la bande haute, elle a permis d'avoir une directivité plus homogène. En effet, l'ondulation ne dépasse pas 1.5 dB.

### III.4.3 Rayonnement de la géométrie finale

Les performances de l'antenne obtenue en terme de diagramme de rayonnement sont présentées sur les figures III.20 et III.21 ci-dessous.

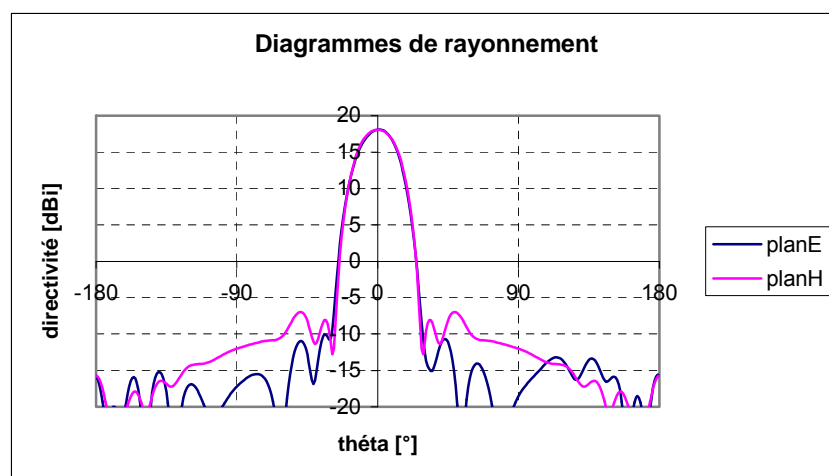


Figure III.20. Diagrammes de rayonnement à 5.3 GHz

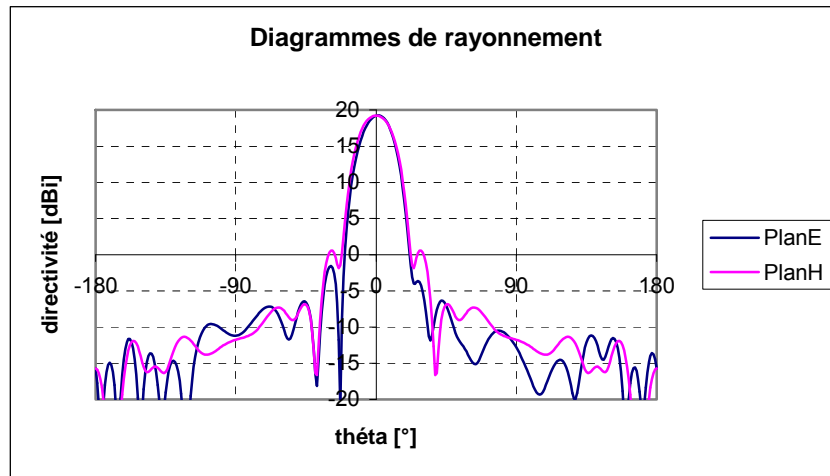


Figure III.21. Diagrammes de rayonnement à 5.8 GHz

Les diagrammes de rayonnement obtenus sont tout à fait corrects en milieu de bande et ce, malgré la conformation du matériau BIE. Il est par contre nécessaire de s'assurer de l'effet de la modification du matériau BIE sur toute la bande. La figure III.22 présente justement le diagramme de rayonnement à 5.84 GHz, ce qui correspond à la limite supérieure de la bande haute.

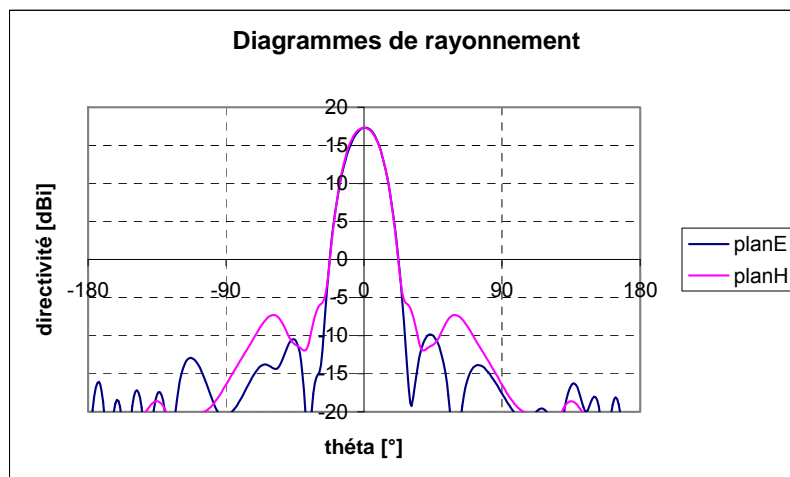


Figure III.22. Diagrammes de rayonnement à 5.84 GHz

Les diagrammes de rayonnement restent corrects, avec des lobes secondaires bas, sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne. La conformation du matériau BIE a donc permis d'obtenir une antenne dont les performances sont tout à fait correctes vis-à-vis du cahier des

charges. Seul le gain de l'antenne reste un peu faible, le gain de 20 dB n'ayant pu être obtenu avec une bande passante satisfaisante.

### **Conclusion**

La conception de cette antenne a permis de montrer l'intérêt du principe de l'antenne BIE bibande pour certaines normes de communication. Les deux bandes de la norme Hiperlan2 ont en effet pu être couvertes par une antenne présentant un gain de 18dB. L'utilisation d'une antenne directive classique aurait nécessité une bande de 12.5 %, d'où un gain valant au maximum 15 dB et une variation de 3 dB de ce dernier sur la bande.

En ce qui concerne l'adaptation de l'antenne présentée ici, cette dernière n'a pas été réalisée car l'antenne est apparue comme très délicate à réaliser. En effet, l'utilisation d'une structure BIE conformée rend toute réalisation beaucoup plus délicate. Ceci a conduit au design d'une autre antenne dont le seul but est de valider le concept d'antenne BIE bibande.



## IV. Conception d'un prototype pour la validation du concept de l'antenne BIE bibande

### IV.1 Nouvelle topologie en vue de la réalisation

#### IV.1.1 Principe de la nouvelle structure

Afin de simplifier au maximum la réalisation du prototype, la forme donnée à ce dernier a été choisie la plus proche possible de l'antenne réalisée dans le second chapitre. Plutôt que de placer la FSS au dessus du plan de masse, celle-ci a été insérée juste sous la structure BIE. Dans cette configuration, le matériau BIE joue le rôle qui était dévolu au plan de masse. La nouvelle géométrie envisagée, beaucoup plus simple à réaliser que la précédente, est présentée en figure IV.1.

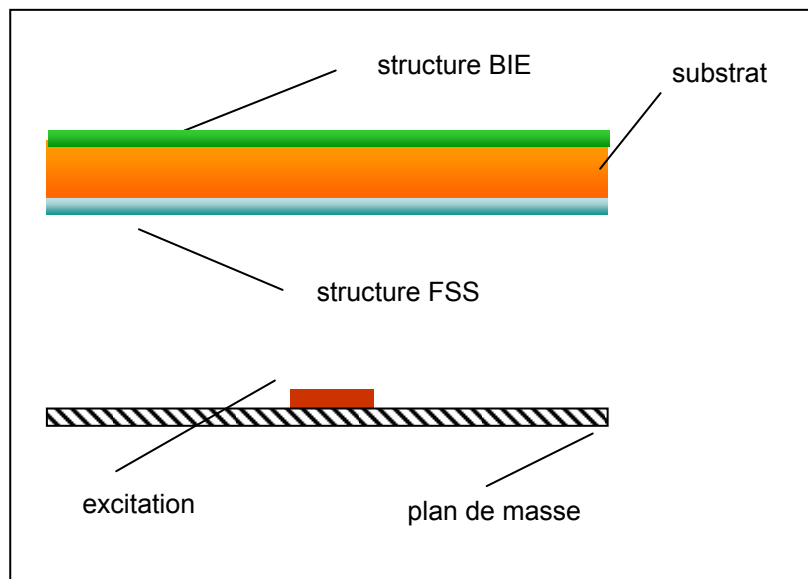


Figure IV.1. Géométrie simplifiée en vue d'une réalisation

Elle permet notamment l'utilisation d'une excitation de type patch, plus simple à mettre en œuvre qu'une excitation de type dipôle. Elle autorise de plus l'utilisation d'un seul substrat diélectrique qui supportera à la fois la FSS et la structure BIE.

Dans l'optique d'une réalisation, cette nouvelle géométrie d'antenne paraît posséder de nombreux avantages par rapport à la structure étudiée précédemment. Son principal défaut est que le gain de l'antenne va être fixé par la FSS et le matériau BIE conjugués. L'obtention d'un gain donné sera donc plus dure à obtenir. Pour ce qui du fonctionnement bibande de l'antenne, il ne sera pas modifié par ce changement de géométrie.

#### IV.1.2 Obtention du profil de phase

Dans le cas de cette nouvelle géométrie, la conception du matériau BIE n'est plus indépendante de celle de la FSS. Il est donc apparu plus judicieux de commencer par la mise au point de la FSS, plutôt que par le design du matériau BIE comme dans le cas précédent.

La FSS utilisée est du même type que celle utilisée pour l'antenne précédente, mais avec un substrat de type diclad 880 de chez Arlon. Les caractéristiques de ce matériau sont les suivantes :

- permittivité relative de 2,2,
- tangente de pertes  $\tan \delta = 10^{-3}$ ,

Afin de compenser les variations de l'épaisseur du substrat, la FSS a été un peu agrandie. Sa nouvelle géométrie est présentée ci-dessous en figure IV.2.

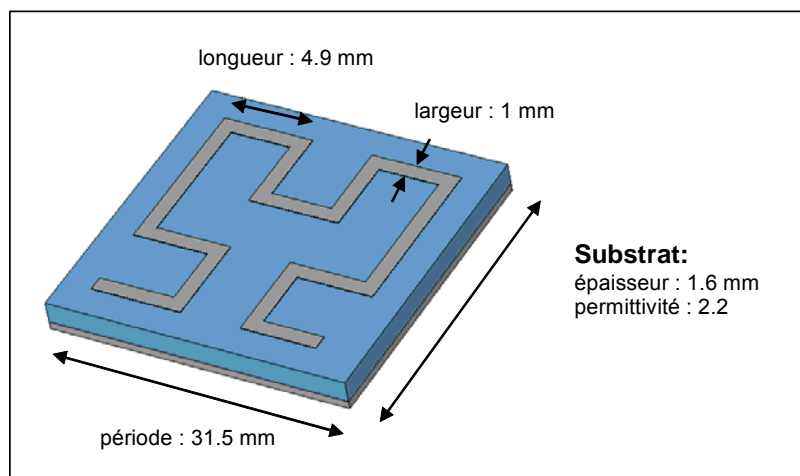


Figure IV.2. Géométrie de la structure de Hilbert retenue

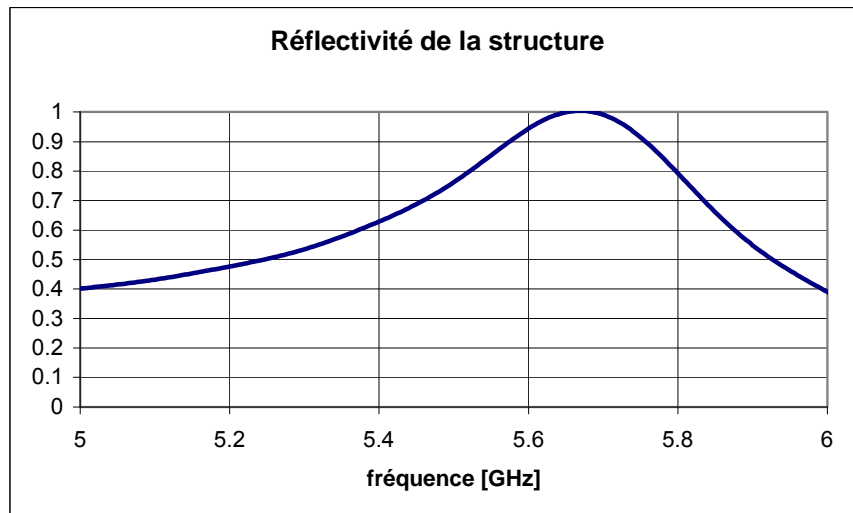


Figure IV.3. Réflectivité de la FSS sur substrat

La fréquence de résonance de la nouvelle FSS se trouve bien juste avant le début de la bande haute. La sélectivité de la FSS semble également correcte en regard de la bande basse, puisque la réflectivité vaut 0.6 à 5.4 GHz.

L'étape suivante est d'associer la FSS ainsi conçue à une structure BIE, afin d'obtenir un profil de phase compatible avec un fonctionnement à  $f_0$  et  $f_1$ . La périodicité de la FSS étant de 31,5mm, un premier essai a été fait en choisissant un réseau de tiges présentant le même taux de remplissage que pour la première antenne et une périodicité de 15,75 mm. Le résultat de l'association de la FSS avec cette structure BIE se trouve sur la figure IV.4.

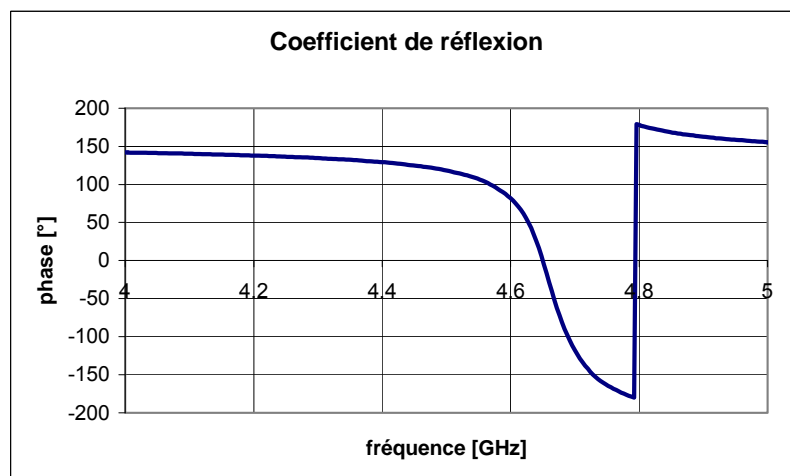


Figure IV.4. Phase du coefficient de réflexion de la FSS au dessus du matériau BIE

Il apparaît clairement que si on obtient bien le type de profil de phase désiré, la variation de phase attendue n'a pas lieu à la fréquence prévue. Le matériau BIE ne semble donc remplir tout à fait le même rôle que le plan de masse qu'il remplace. En décalant la position des tiges du matériau BIE par rapport au motif de la FSS, on peut modifier le couplage entre les deux structures. De cette manière, il a été possible de corriger le décalage en fréquence (figure IV.5).

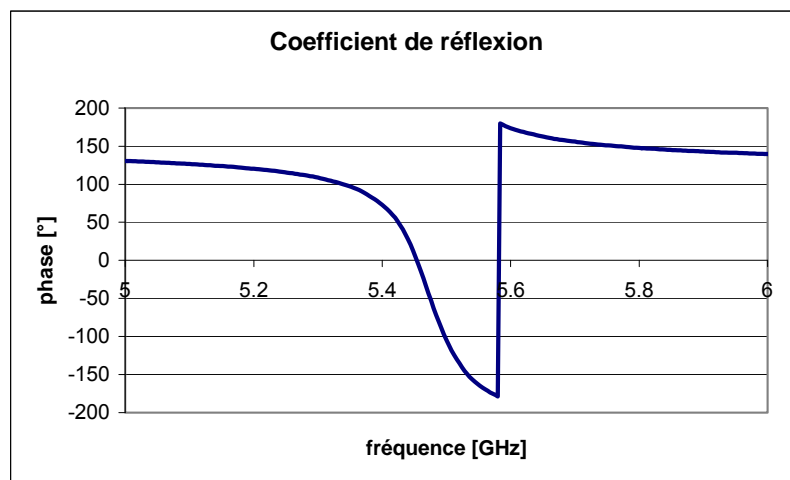


Figure IV.5. Phase du coefficient de réflexion de la structure modifiée

Le profil de la phase du coefficient de la structure est désormais celui attendu, puisque compatible avec les bandes de fréquence désirées.

#### IV.1.3 Dimensionnement du guide d'onde à fuite

La dernière étape avant l'obtention du guide est la détermination de la hauteur de ce dernier. Si on applique la formule donnée plus haut au cas présent, on obtient l'égalité suivante :

$$h = \frac{v}{2.f} \left( \frac{1}{2} + \frac{\varphi_s}{2.\pi} \right)$$

Cette égalité, où  $\varphi_s$  est la phase du coefficient de réflexion présenté en figure IV.5, doit être vérifiée pour les fréquences  $f_0=5,2$  GHz et  $f_1=5,75$  GHz. En traçant les variations de  $h$  en fonction de la fréquence, on obtient le résultat suivant.

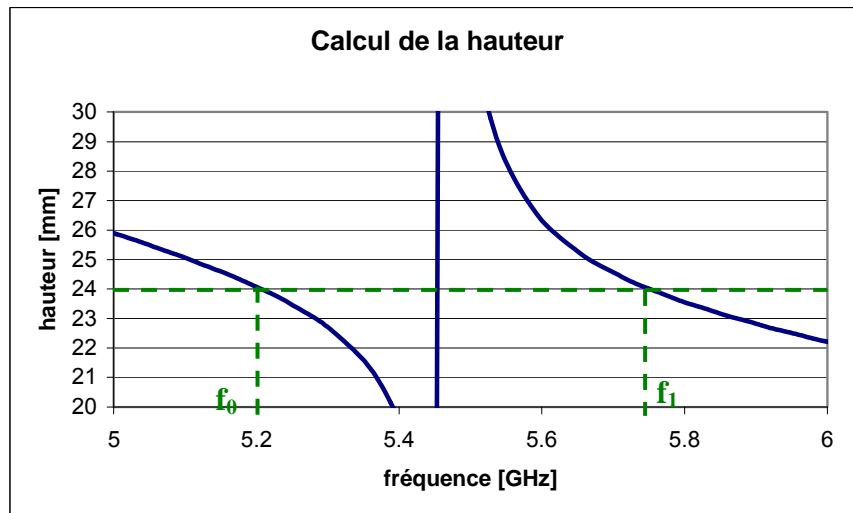


Figure IV.6. Calcul de la hauteur du guide

En choisissant une hauteur de 24mm pour le guide d'onde, ce dernier présentera 2 modes distincts aux fréquences  $f_0$  et  $f_1$ . Le calcul de la hauteur à donner au guide est confirmé par l'étude en transmission du guide où le plan de masse est remplacé par une symétrie. Le résultat de cette étude est présenté sur la figure IV.7 ci-après.

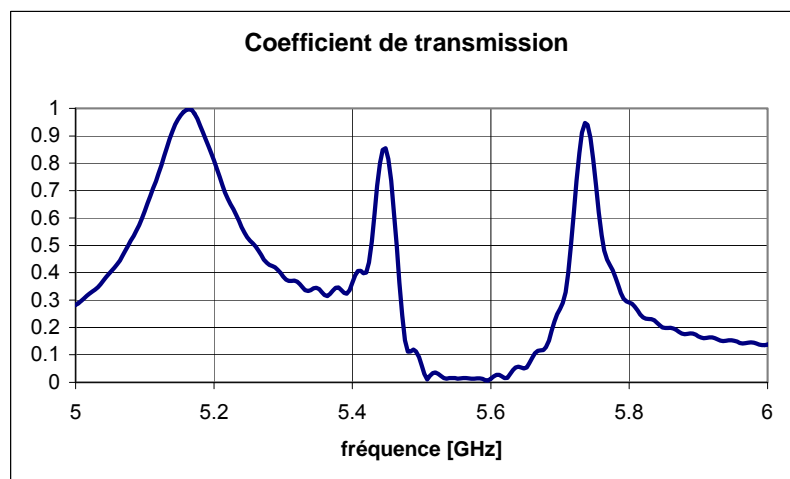


Figure IV.7. Transmission à travers la cavité

On obtient les deux modes de fonctionnement attendus autour de 5.15 GHz et de 5.75 GHz ainsi qu'une transmission possible autour de 5.45 GHz. Ce troisième mode de fonctionnement correspond en fait à une transmission directe à travers la structure et non pas à une résonance, comme cela sera montré plus loin.

La dernière étape avant l'obtention de l'antenne est de vérifier le module du coefficient de réflexion de la structure double FSS et BIE. En effet, l'ajout de la FSS au matériau BIE modifie les propriétés de ce dernier. Il est donc important de s'assurer que la réflectivité de la structure est suffisante en regard du gain désiré. La courbe proposée en figure IV.8 correspond aux variations du module du coefficient de réflexion de la structure en fonction de la fréquence dans la plage qui nous intéresse.

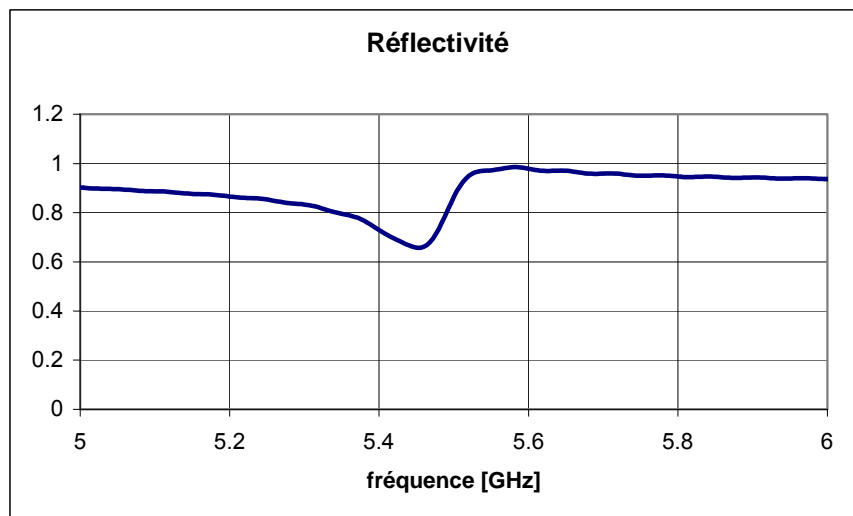


Figure IV.8. Réflectivité de la structure FSS et matériau BIE

Le résultat obtenu est mitigé. En effet, aux fréquences  $f_0$  et  $f_1$ , la réflectivité de la structure est suffisante pour obtenir un gain conséquent. Par contre, le module du coefficient de réflexion étant différent à ces fréquences, le gain de l'antenne sera nécessairement différent sur les deux bandes de rayonnement.

Autour de  $f_0=5,2$  GHz, la réflectivité de la structure vaut environ 0,86, ce qui correspond à un gain d'environ 17 dB pour l'antenne, alors qu'autour de  $f_1$ , le gain devrait atteindre les 20 dB. Une telle différence de près de 3 dB entre les gains de chaque bande de l'antenne pourrait être très gênante si l'antenne était destinée à une application donnée. Dans le cas présent, le but de cette antenne étant simplement de valider le concept d'antenne bibande, cette différence de gain ne remet pas en cause l'étude en cours.

Cette courbe permet aussi de montrer que le pic de transmission autour de 5.4 GHz correspond à une transmission directe, le coefficient de réflexion de la structure présentant une valeur faible à cette fréquence. Ceci a pu être vérifié par une visualisation de la distribution des champs dans la cavité.

## IV.2 Obtention de l'antenne et performances

### IV.2.1 Dimensionnement de l'antenne

La structure supérieure de l'antenne ayant été dimensionnée, ses caractéristiques vérifiées et la hauteur à donner à l'antenne calculée, il est maintenant possible de passer à la simulation de l'antenne complète. Pour des raisons de périodicité, la largeur de l'antenne a été fixée à 241.5 mm, ce qui doit convenir au vu du gain attendu. La structure de l'antenne complète est détaillée ci-dessous.

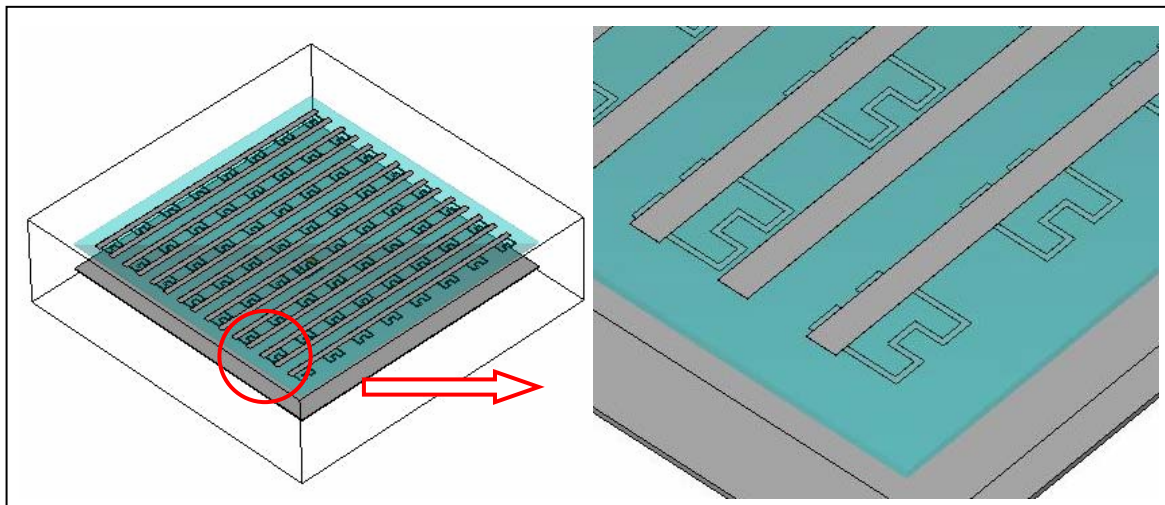


Figure IV.9. Détail de l'antenne finale

Il est possible de distinguer les tiges métalliques composant le matériau BIE et les motifs de Hilbert de la FSS, séparés par le substrat figuré en orange. La partie grise en dessous correspond au plan de masse métallique supportant le patch d'excitation.

Les performances de cette structure sont présentées ci-dessous sur la figure IV.10 en termes de gain fréquentiel. Cette courbe permet de juger de la bonne adéquation entre les résultats de simulation et les prévisions faites lors de la conception de l'antenne.

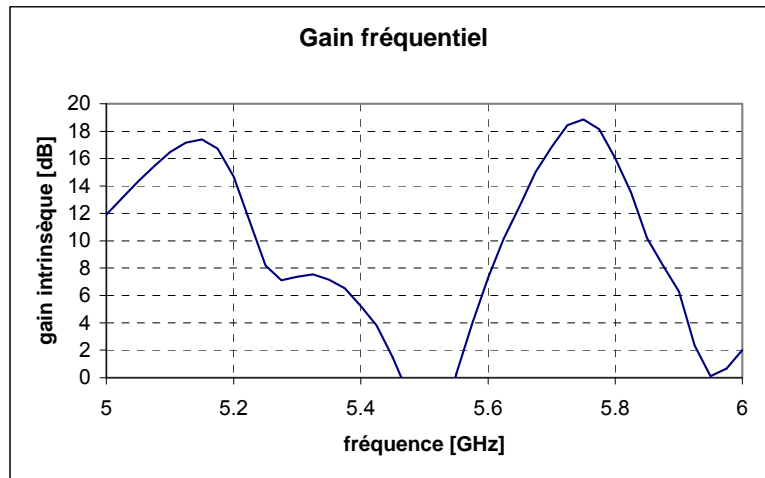


Figure IV.10. Gain fréquentiel de l'antenne

Le fonctionnement de l'antenne est obtenu aux fréquences attendues, à savoir autour de 5.2 GHz et de 5.8 GHz. Ceci confirme le bon dimensionnement de notre structure.

#### IV.2.2 Source d'excitation et adaptation

Afin de pouvoir obtenir des mesures correctes d'un prototype, une adaptation suffisante en vue de la mesure doit être obtenue. Une valeur d'au moins -5 dB est nécessaire afin que suffisamment d'énergie soit rayonnée par l'antenne. Une étude paramétrique sur la taille du patch d'excitation et la position de la sonde a permis d'arriver au résultat ci-après.

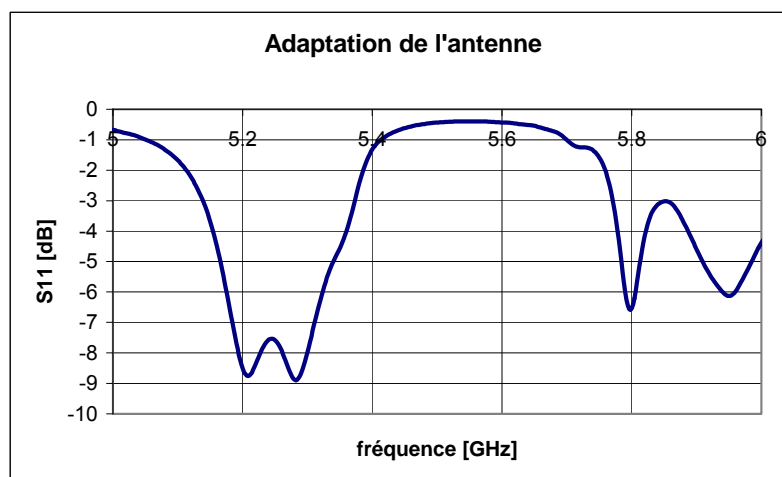


Figure IV.11. Adaptation de l'antenne



Bien que l'adaptation obtenue ne soit pas tout à fait adéquate vis-à-vis d'une utilisation commerciale de l'antenne, elle est suffisante pour obtenir des mesures correctes. Afin de conserver une structure la plus simple possible à réaliser, l'utilisation de fentes pour l'adaptation de l'antenne n'a pas été envisagée dans le cas présenté ici.

### IV.2.3 Performances simulées de l'antenne

Une adaptation correcte ayant été obtenue, seule reste à vérifier l'allure des diagrammes de rayonnement de l'antenne (figures IV.12 pour la bande basse et IV.13 pour la bande haute).

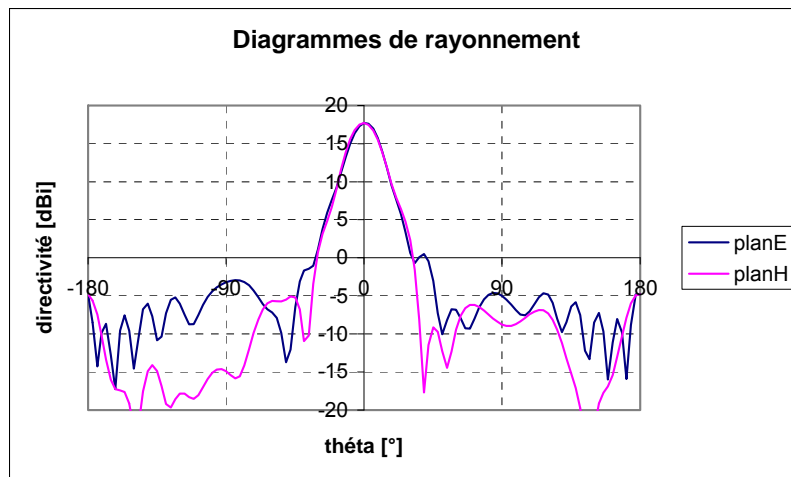


Figure IV.12. Diagrammes de rayonnement à 5.2 GHz

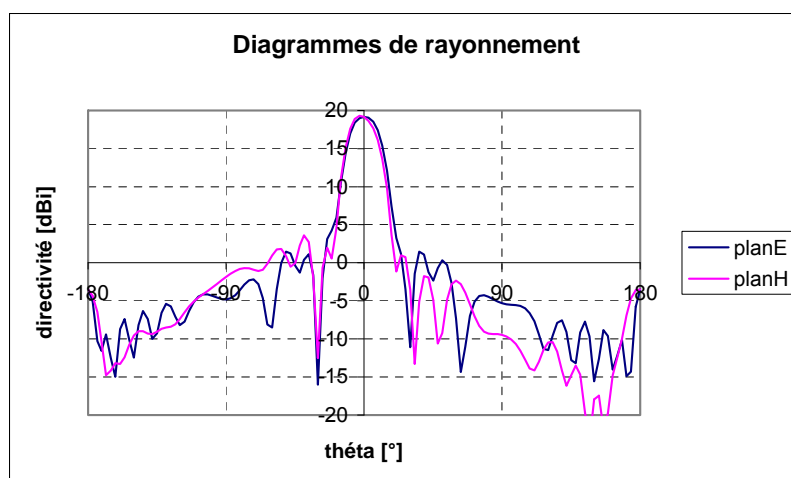


Figure IV.13. Diagrammes de rayonnement à 5.8 GHz

La forme des diagrammes obtenus est correcte, mais présente néanmoins des lobes secondaires élevés. Ces derniers sont dus à une propagation latérale de l'énergie au niveau de la FSS, ce qui vient perturber la tache rayonnante. Ce comportement est moins gênant lorsque la FSS est positionnée au dessus du plan de masse, comme l'a montré la mise au point de l'antenne précédente. La forme des diagrammes de rayonnement ne remet pas en cause l'étude menée ici, celle-ci concernant avant tout l'obtention de deux bandes distinctes de rayonnement aux fréquences désirées.

### IV.3 Réalisation du prototype et mesures expérimentales

#### IV.3.1 Fabrication du prototype

Conformément au design prévu lors de la phase de conception, l'antenne a été réalisée en deux parties distinctes. La première correspond au plan de masse sur lequel on est venu placer le patch excitant la cavité. La seconde partie de l'antenne est constituée du substrat diélectrique sur la face supérieure duquel ont été imprimées les lignes métalliques du matériau BIE et sur l'autre les motifs de Hilbert de la FSS. Le détail de la face inférieure est présenté sur la figure IV.14 ci-après.

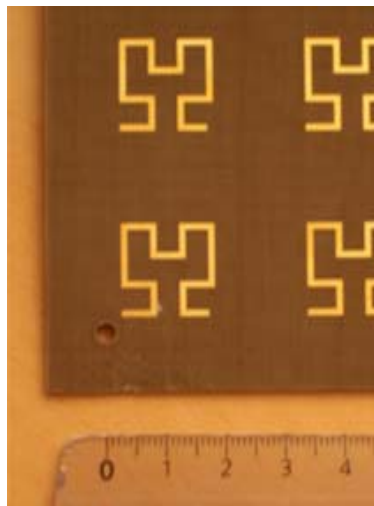


Figure IV.14. Détail du circuit imprimé

Afin de lier les deux sous structures décrites précédemment, des plots de plexiglas ont été positionnés aux quatre coins de l'antenne, la hauteur de ces derniers correspondant à la

hauteur de cavité calculée de 24 mm. La structure de l'antenne ayant été agrandie latéralement lors de la phase de conception, ces derniers n'ont que très peu d'influence sur les performances de l'antenne malgré leur diamètre de 20mm. La structure complète de l'antenne est présentée sur la figure IV.15, où on peut notamment apercevoir les lignes imprimées sur la face supérieure du substrat diélectrique, ainsi que les vis utilisées pour fixer le circuit imprimé aux plots de plexiglas.

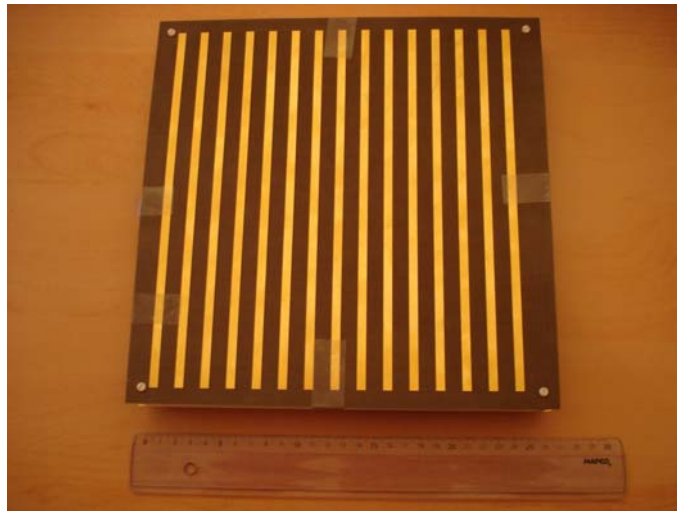


Figure IV.15. Vue générale de l'antenne complète

La photographie ci-dessus ne permet par contre pas de discerner l'importante déformation du circuit imprimé supérieur qui présente notamment une flèche importante de l'ordre de 5mm au centre. Une telle variation de la hauteur de la cavité n'étant pas compatible avec le fonctionnement souhaité, des blocs de Rohacell, diélectrique de permittivité relative 1.1 ont été insérés dans la cavité. Ces éléments dont la permittivité est proche de l'air ont permis de compenser dans une certaine mesure les défauts de planéité observés. La simulation de l'antenne en tenant compte de la présence de ces éléments a montré qu'ils ne remettent pas en cause son fonctionnement.

### IV.3.2 Résultats expérimentaux

L'antenne prototype, telle qu'elle a été décrite dans la partie précédente a alors été mesurée, en commençant par l'adaptation de l'antenne. La valeur obtenue en utilisant un analyseur vectoriel est comparée sur la figure IV.16 à la valeur simulée.

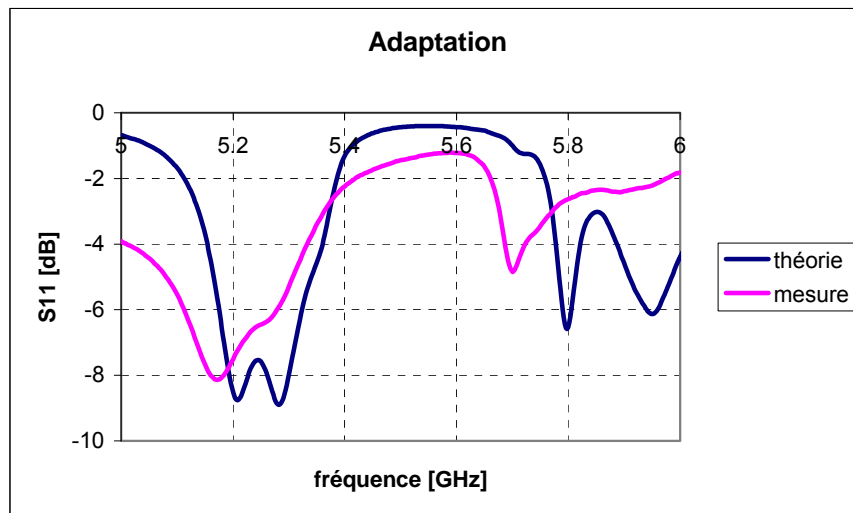
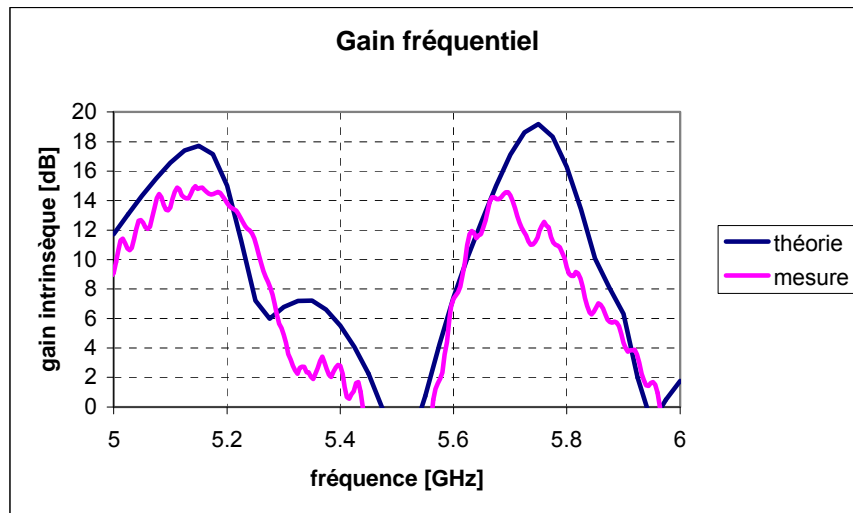


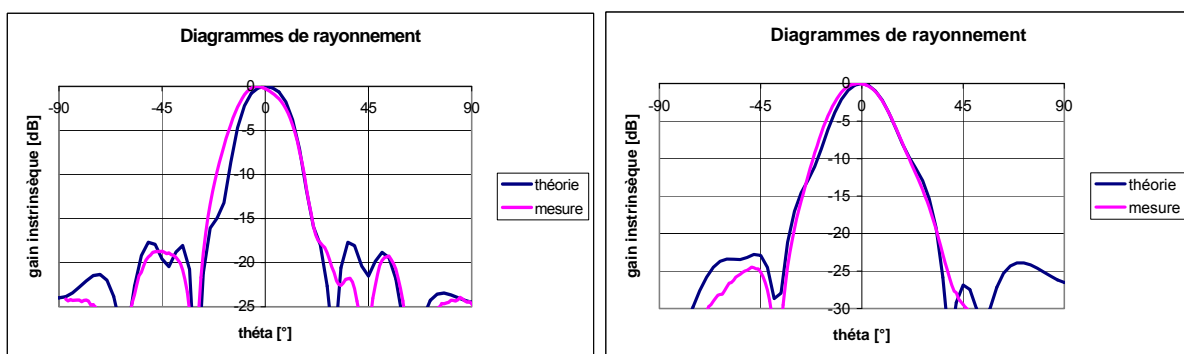
Figure IV.16. Comparaison entre les S11 simulé et mesuré

Bien que la forme obtenue au niveau du S11 soit relativement différente entre la simulation et la mesure, on peut néanmoins noter la présence de deux fréquences distinctes où le coefficient de réflexion passe par un minimum. Ces deux fréquences  $f_0=5.15$  GHz et  $f_1=5.7$  GHz, bien que décalées par rapport à la simulation, pourraient correspondre aux deux bandes de fonctionnement attendues. Afin de le vérifier, le gain réalisé de l'antenne a été mesuré et le gain intrinsèque obtenu en tenant compte des pertes par désadaptation. Le résultat est comparé sur la figure IV.17 à la valeur fournie par la simulation.



Conformément à ce que l'on présageait la courbe de l'adaptation, on obtient bien deux bandes de fonctionnement distinctes autour de  $f_0$  et  $f_1$ . Si le décalage fréquentiel obtenu lors des mesures reste limité, puisqu'il vaut environ 50 MHz au niveau de la bande haute, le gain obtenu n'est pas du tout satisfaisant.

Malgré la faible valeur du gain obtenue, le fonctionnement bibande est néanmoins présent, et les diagrammes de rayonnement ont été mesurés aux fréquences  $f_0$  et  $f_1$  correspondant aux maximums du gain intrinsèque.



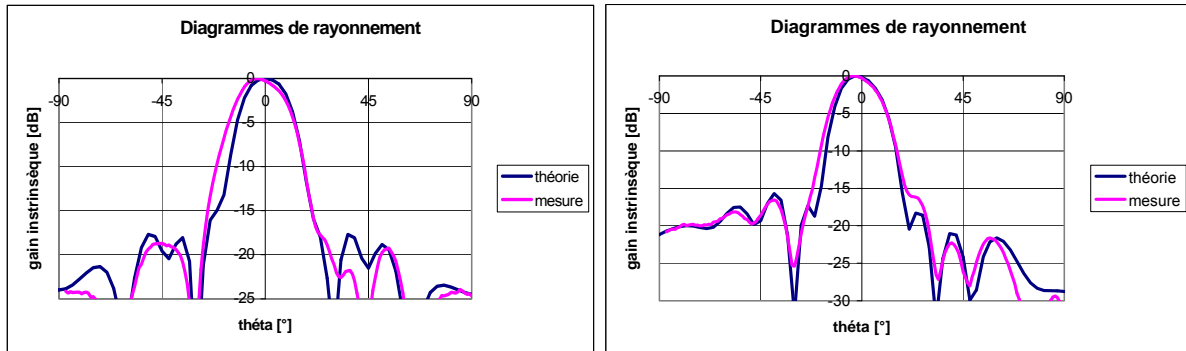


Figure IV.19. Diagrammes de rayonnement à 5.7 GHz (mesure) et 5.8 GHz (simulation)

On observe une bonne adéquation entre les formes des diagrammes simulés et mesurés, tant au niveau de la bande basse que de la bande haute. Le lobe principal mesuré est légèrement plus large dans le plan E et on peut observer un dépointage de ce lobe dans les deux plans de coupe. En se basant sur les résultats de mesure du chapitre II, on peut attribuer ce décalage au défaut de planéité du circuit imprimé.

### IV.3.3 Interprétation des résultats et conclusion

Le dépointage du lobe principal mis à part, il reste à expliquer tout d'abord le décalage fréquentiel de la bande haute de fonctionnement ainsi que l'importante chute de gain obtenue lors de la mesure du prototype. Les importants défauts de planéité au niveau du circuit imprimé qui ne pouvant être correctement simulés, l'interprétation des résultats ne peut être faite de manière certaine à partir de la structure actuelle.

Afin de pouvoir obtenir une meilleur adéquation entre les structures simulées et réalisées, il été décidé de remplir l'ensemble de la cavité de matériau Rohacell. De cette manière, une meilleure planéité du circuit imprimé peut être obtenue en plaquant ce dernier sur le matériau situé en dessous. Bien que la permittivité du Rohacell soit proche de l'air, l'utilisation de ce matériau dans l'ensemble de la cavité impose néanmoins une nouvelle étude de l'antenne afin d'en conserver le plus possible les performances actuelles. Cette étude est actuellement en cours d'achèvement, les résultats ne sont donc pas encore disponibles au moment de l'écriture de ce texte.

Les résultats obtenus à ce jour sont néanmoins suffisant pour valider le principe de l'antenne bibande. En effet, malgré le faible gain obtenu, la résonance de la cavité BIE a pu être obtenue pour deux bandes de fréquences distinctes qui sont très proches de celles attendues. La correction des défauts de planéité devrait permettre d'améliorer encore l'adéquation entre les résultats simulés et expérimentaux.

## **V. Mise au point d'une structure métallique pour l'amélioration de la bande passante des antennes BIE**

Dans la première partie de ce chapitre, un nouveau concept d'antenne à résonateur BIE a été proposé, ce dernier permettant d'obtenir deux bandes de fonctionnement très rapprochées. Ce concept peut être utilisé pour des applications bi-bandes. Pour des normes qui ne présentent pas ce type de caractéristique, il n'est pas possible d'utiliser la solution proposée. Afin d'élargir autant que possible le champ d'application des antennes BIE, il est donc nécessaire de trouver un moyen d'augmenter leur bande passante.

### **V.1. Principe de fonctionnement de l'antenne large bande**

#### **V.1.1 Etude des différentes possibilités**

Afin de réaliser l'objectif qui vient d'être défini, l'approche qui peut paraître la plus simple consiste à utiliser la structure de l'antenne bibande. Si l'on arrive à créer deux bandes complètement contiguës, celles-ci constitueraient de fait une seule bande plus large. Cette méthode serait relativement simple, puisque la technique de conception de l'antenne bibande est déjà connue.

Une étude un peu plus détaillée de cette première approche montre rapidement qu'elle ne pourra aboutir. En effet, la structure FSS et plan de masse présente deux plages de fréquences utilisables qui sont séparées par un saut de phase important, comme rappelé sur la figure V.1 ci-dessous.



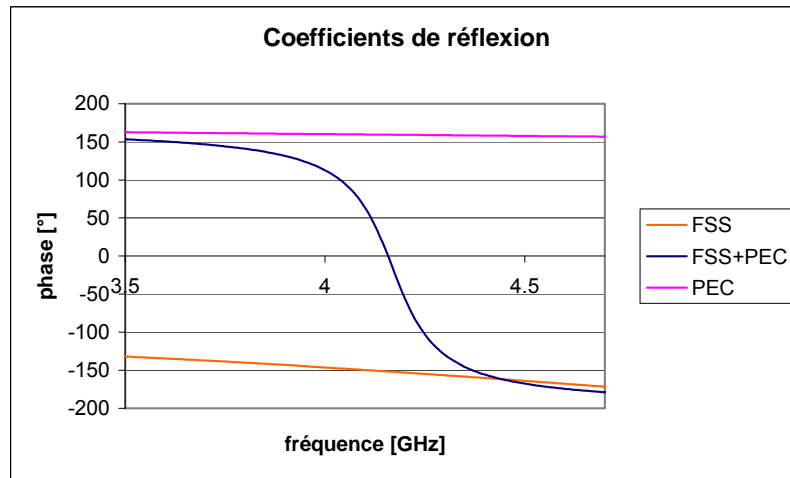


Figure V.1. Phase du coefficient de réflexion de la FSS au dessus d'un plan de masse

Il apparaît clairement que le saut de phase correspond au passage d'un comportement du à la réflexion sur le plan de masse à celui du à la FSS. Même s'il est possible de rapprocher les deux bandes de fonctionnement, elles ne pourront jamais être complètement jointives. Le saut de phase correspond en effet à une fréquence où l'antenne ne fonctionnera pas. Il va donc falloir chercher une autre structure, qui pourra permettre un élargissement de la bande passante.

### V.1.2 Caractéristiques recherchées

Comme cela a été montré dans le second chapitre, une antenne BIE ne fonctionne de manière optimale qu'autour de la fréquence de coupure du guide d'onde à fuite. Autrement dit, la limitation en bande passante vient du fait que l'équation ci-dessous n'est vérifiée que pour une seule fréquence :

$$h = \frac{\lambda}{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{2 \cdot \pi} \right)$$

Ce qui va ensuite déterminer la largeur de la bande passante de l'antenne est la valeur de  $\frac{\Delta \angle_{BIE}}{\Delta f}$ . En effet, plus la phase va diminuer rapidement avec la fréquence, plus vite la hauteur nécessaire au fonctionnement de l'antenne va s'éloigner de la hauteur réelle de celle-

ci. Considérons maintenant la courbe ci-dessous, représentant les variations de la phase du coefficient de réflexion d'une grille métallique.

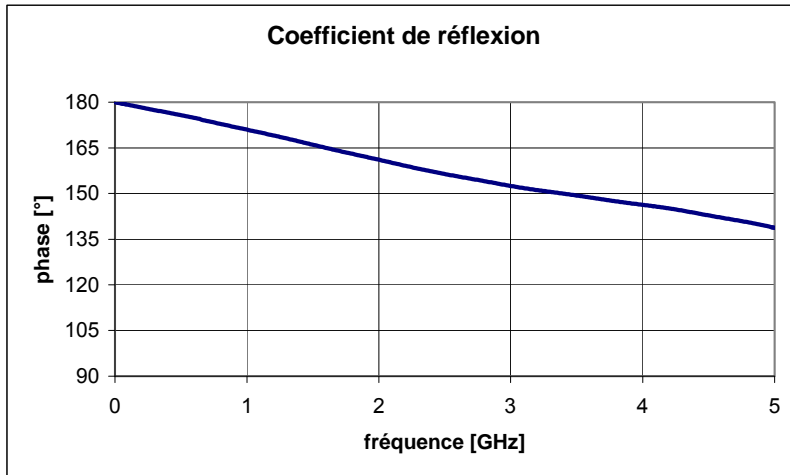


Figure V.2. Phase de coefficient de réflexion d'une grille métallique

La limitation de la bande passante de l'antenne va donc se traduire par la pente de la phase autour de la fréquence optimale de fonctionnement. Plus la pente va être faible, plus la bande passante de l'antenne va être large. Le cas idéal serait l'obtention d'une pente positive de la phase. En effet, dans le où on réussirait à créer une structure présentant une phase telle que  $\frac{\lambda}{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{2.\pi} \right) = cst$ , on aurait théoriquement une bande passante infinie pour l'antenne.

L'objectif à atteindre lors de cette étude va donc être un profil vérifiant cette condition sur la plus grande bande de fréquence possible.

### V.1.3 Type de structure envisagée

Lors de la mise au point de l'antenne précédente, la structure composée des tiges métalliques et des FSS déposées sur un substrat a été étudiée en ondes planes. Lors de cette étude, le coefficient de réflexion sur l'autre face a été déterminé, selon le principe présenté ci-dessous.

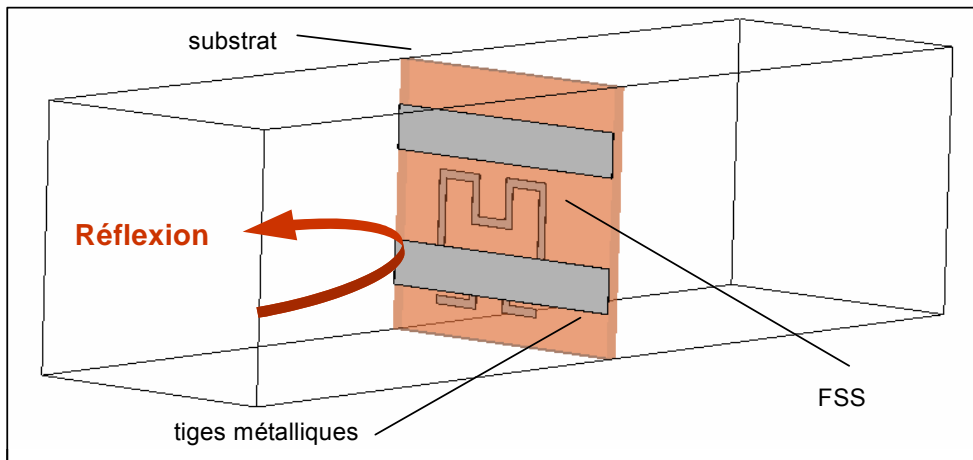


Figure V.3. Géométrie de la structure étudiée

Le résultat obtenu lors de cette étude est présenté figure V.4 pour ce qui est de la phase du coefficient de réflexion.

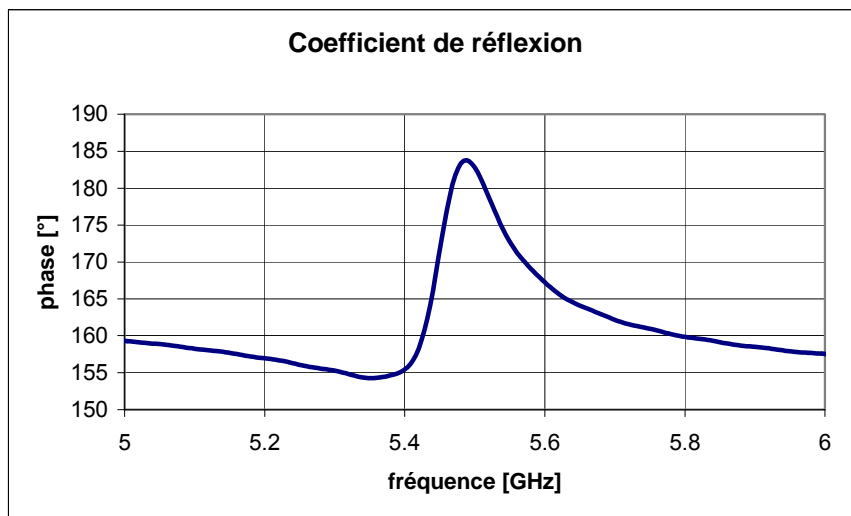


Figure V.4. Phase du coefficient de réflexion

La phase présente bien une pente positive entre 5.4 GHz et 5.5 GHz, ce qui avait été identifié comme un objectif à atteindre. Bien que la variation de la phase soit positive, cette dernière ne convient néanmoins pas pour l'élargissement de la bande. En effet, si l'on utilise la formule usuelle pour calculer la hauteur à donner à l'antenne, on obtient le résultat présenté ci-dessous.

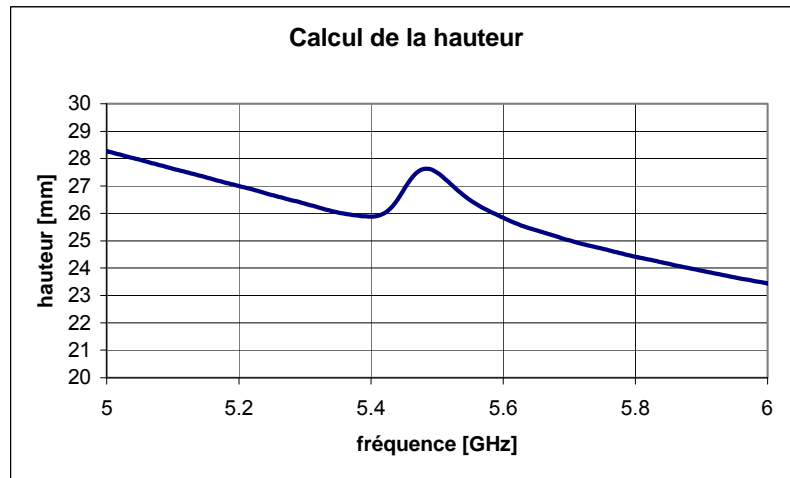


Figure V.5. Calcul de la hauteur de l'antenne

La variation de la phase obtenue est donc trop rapide. En effet, on n'obtient pas une hauteur constante pour la cavité sur la plage de fréquence considérée.

La structure présentée en figure V.3 possède tout de même des propriétés de réflexion particulières, se rapprochant de celles recherchées. Cette structure aux caractéristiques inhabituelles est composée d'un matériau BIE, les tiges métalliques déposées sur le substrat, et d'une FSS positionnée derrière. Sur la figure V.6 apparaissent les coefficients de réflexion de ces deux sous-structures.

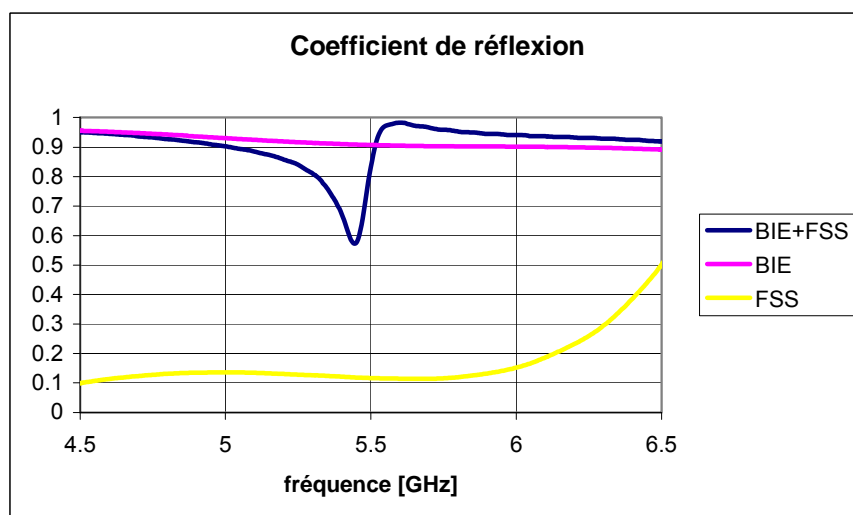


Figure V.6. Coefficients de réflexion des différentes structures.

Le comportement de la structure complète est proche de celui du matériau BIE seul. La FSS, très peu réfléchissante, vient simplement modifier les propriétés des tiges métalliques autour de 5.5 GHz, ce qui débouche sur les caractéristiques particulières obtenues.

## **V.2. Conception du matériau BIE**

### **V.2.1 Mise au point des deux cavités résonantes**

En se basant sur les observations qui viennent d'être faites, la mise au point d'une nouvelle structure permettant cette fois d'élargir la bande de l'antenne, a été tentée. Afin de pouvoir ajuster plus facilement les propriétés des sous-structures utilisées, nous avons choisis de travailler avec des FSS. Celles-ci ont été choisies de natures différentes, afin qu'elles ne possèdent pas les mêmes propriétés en réflexion. Une FSS de type rejecteur de bande a été utilisée en remplacement des tiges métalliques, et une FSS de type passe bande a pris la place des motifs de Hilbert.

Pour ce qui est de la procédure de conception suivie, il s'agit de l'approche initialement envisagée, mais appliquée au type de structure qui vient d'être présentée. L'idée suivie était de créer deux guides, un à l'aide de chacune des FSS, présentant des fréquences de fonctionnement proches. De plus, la superposition des deux devait donner une structure correspondant aux observations faites dans la partie précédente. De cette manière, on pouvait espérer obtenir une antenne fonctionnant sur toute la plage de fréquence entre les modes des guides de départ, grâce à un profil de phase correct de la structure supérieure. La méthode de conception suivie est détaillée ci-dessous :

- la première FSS a été dimensionnée de manière à résonner autour de 4.3 GHz, et elle a ensuite été utilisée pour créer un guide fonctionnant à 4.45 GHz,
- la seconde FSS a été conçue de manière à être faiblement réfléchissante à 4.45 GHz et de manière à pouvoir créer un second guide, fonctionnant à 4.8 GHz et plus grand que celui précédemment créé,

- les géométries obtenues pour les FSS à l'issue de cette étude sont présentées sur la figure V.7 ci-dessous.

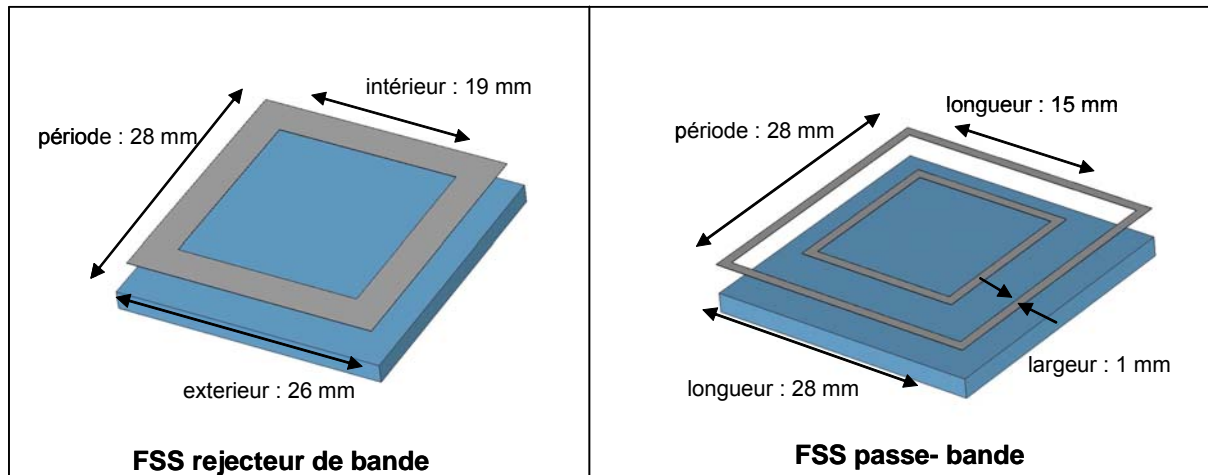


Figure V.7. Géométries des FSS utilisées pour les cavités

Les modes de fonctionnement des deux guides créés, de hauteurs respectives 32.2 mm et 35.2 mm, peuvent être identifiés sur la figure V.8 ci-dessous. Cette dernière présente les coefficients de transmission obtenus en remplaçant les plans de masse par des symétries.

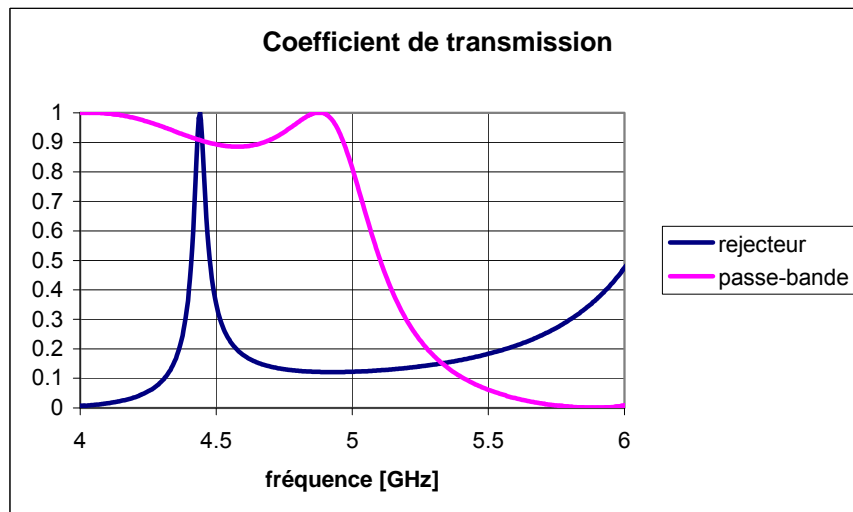


Figure V.8. Coefficients de transmission des deux cavités

Une fois les deux guides conçus séparément, ils ont été réunis, et la structure totale résultante a été étudiée en termes de coefficient de transmission. (Figure V.9).

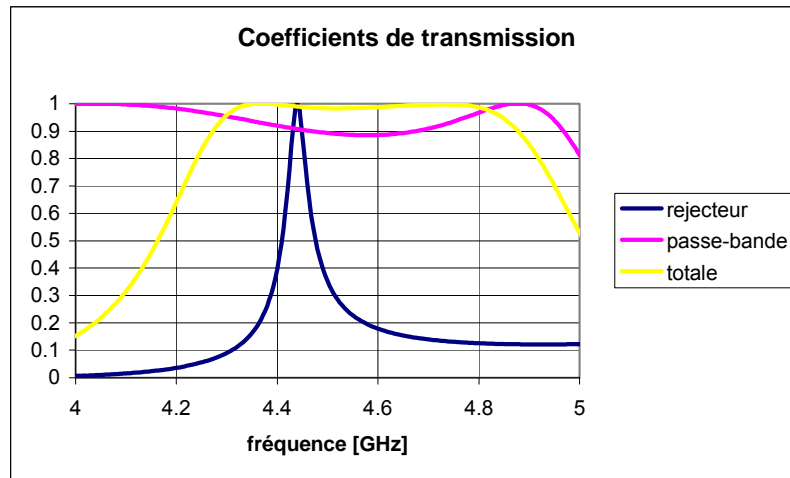


Figure V.9. Transmission de la double cavité

Comme on l'espérait, la superposition des deux structures donne naissance à une cavité unique, qui semble pouvoir résonner sur une large bande de fréquence. Il faut néanmoins s'assurer qu'il s'agit bien d'une résonance, et non pas de transmission directe.

### V.2.2 Caractéristiques de la cavité

La visualisation des champs à l'intérieur de la cavité ci-dessous, permet de s'assurer que l'on en est bien en présence d'une résonance.

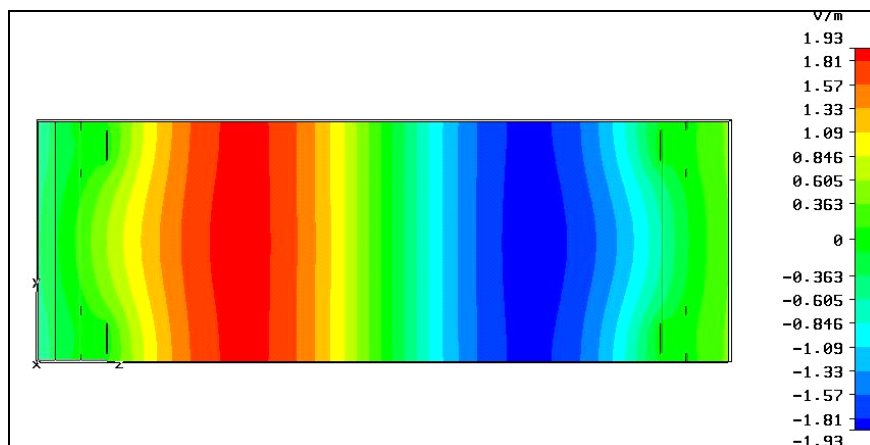


Figure V.10. Cartographie de champ dans la cavité

Cette vérification faite, il faut alors s'intéresser au coefficient de réflexion de la structure supérieure du guide. Il faut s'assurer qu'il présente bien une pente de la phase positive, puis ensuite éventuellement optimiser cette dernière, en vue d'un élargissement de la bande

passante. Sur la figure V.11 ci-après est reproduite la phase du coefficient de réflexion de la structure obtenue en associant les deux FSS.

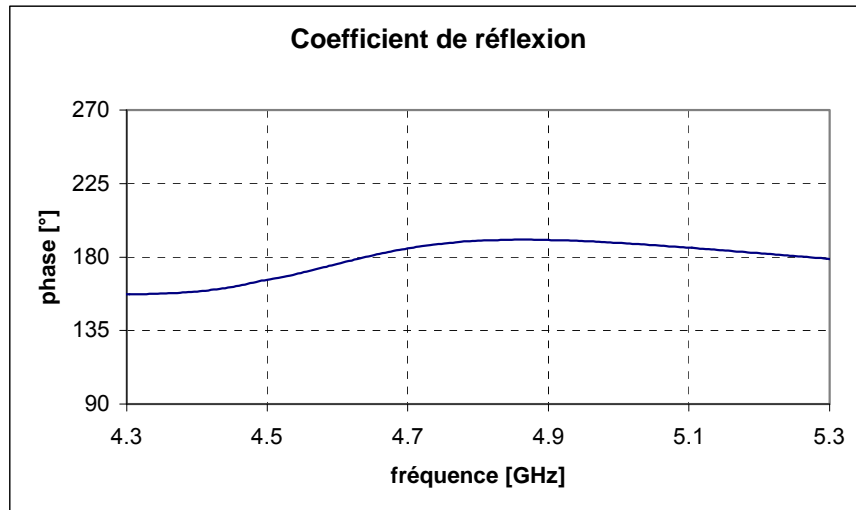


Figure V.11. Phase du coefficient de réflexion du matériau double

Conformément à nos attentes, la phase présente bien une pente positive entre 4.3 GHz et 4.8 GHz. Le simple tracé de ce coefficient ne permet pas de juger directement de la qualité du matériau pour la création d'une antenne large bande. Pour cela, il est plus intéressant de tracer la hauteur à donner à la cavité, présentée ci-dessous en figure V.11.

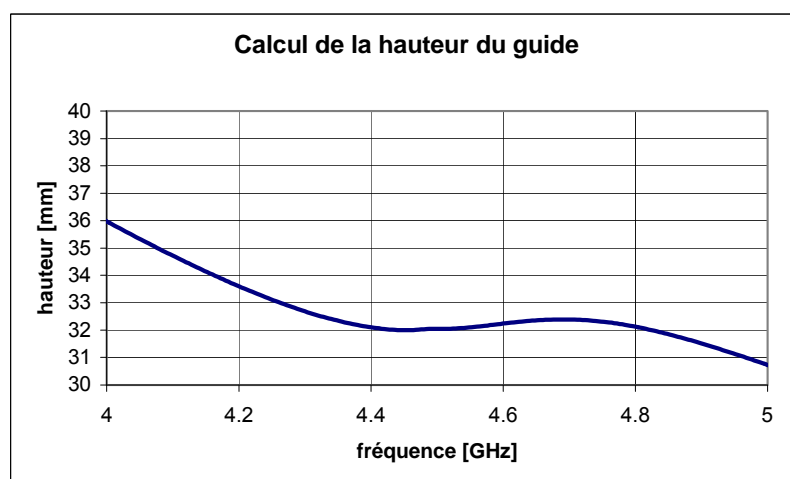


Figure V.12. Calcul de la hauteur de l'antenne



Il apparaît que même si la hauteur n'est pas tout à fait constante, elle varie très peu sur la plage de fréquence comprise entre 4.3 et 4.8 GHz. On peut donc passer directement à la phase suivante, c'est-à-dire à la simulation d'une antenne. La hauteur choisie pour la cavité est de 32.3 mm afin d'essayer de maximiser la plage de fonctionnement de ladite antenne.

Avant de simuler l'antenne complète, il faut néanmoins visualiser le module du coefficient de réflexion de la structure double. Le but est de s'assurer que ce dernier est suffisant pour que l'antenne puisse effectivement fonctionner. Il est de plus nécessaire de prévoir le gain qu'elle va présenter, afin de fixer ses dimensions latérales. La réflectivité du matériau figure ci-dessous.

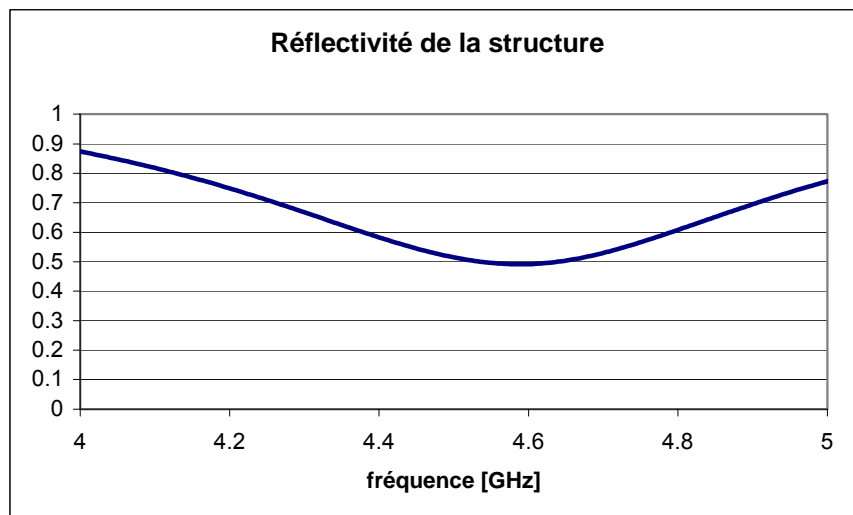


Figure V.13. Réflectivité de la double structure

Le coefficient de réflexion est faible et présente en plus une chute importante au milieu de la bande potentielle de l'antenne. On peut donc s'attendre à une antenne présentant un gain d'environ 15 dB au maximum, avec une chute autour de 4.5 GHz.

### V.3. Obtention de l'antenne large bande

#### V.3.1 Géométrie globale de l'antenne et performances

L'obtention de l'antenne complète s'est faite de la manière classique, les dimensions latérales ayant été calculées pour un gain de 15 dB. Le résultat est présenté sur la figure V.14, où l'on peut notamment voir les deux types de FSS superposés. Les dimensions totales de l'antenne sont de 280 mm de coté pour une hauteur totale de 35.3 mm.

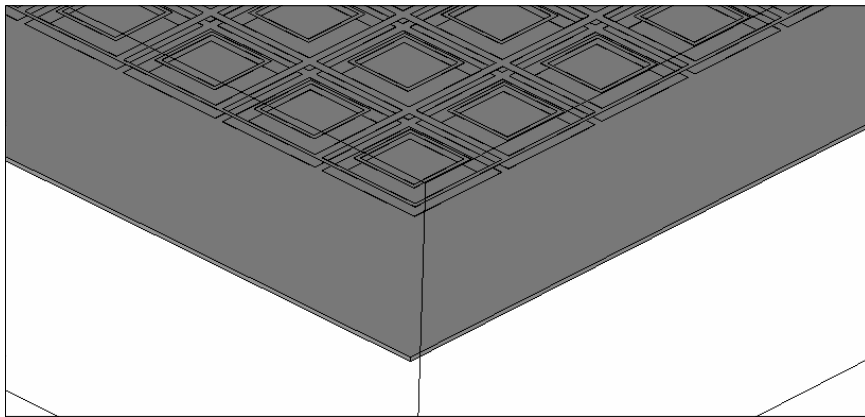


Figure V.14. Détail de la géométrie de l'antenne

Le résultat de la simulation de la structure ci-dessus en termes de gain fréquentiel est proposé en figure V.15.

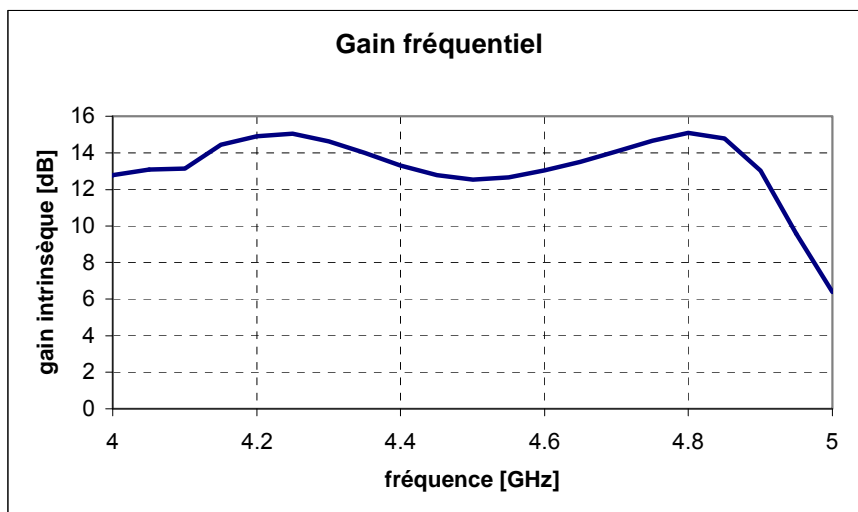


Figure V.15. Gain fréquentiel de l'antenne

Il apparaît que l'antenne présente effectivement une bande large de fonctionnement, celle-ci correspondant tout à fait à la courbe du coefficient de transmission de la cavité. On retrouve également la chute de gain autour de 4.5 GHz, liée à la plus faible réflectivité de la structure employée autour de cette fréquence. Le calcul de la bande passante en rayonnement donne un résultat de près de 21%, à comparer à la valeur d'une antenne BIE classique qui serait de 13 %.

### V.3.2 Rayonnement de l'antenne large bande

Le gain fréquentiel de l'antenne simulée étant conforme à nos attentes, il ne reste plus alors qu'à vérifier la forme des diagrammes de rayonnement de l'antenne. Il faut en effet s'assurer qu'ils ne sont pas trop dégradés par la structure complexe utilisée. Ces diagrammes sont reproduits ci-dessous, pour trois fréquences, qui correspondent aux deux maximums de directivité ainsi qu'au minimum obtenu.

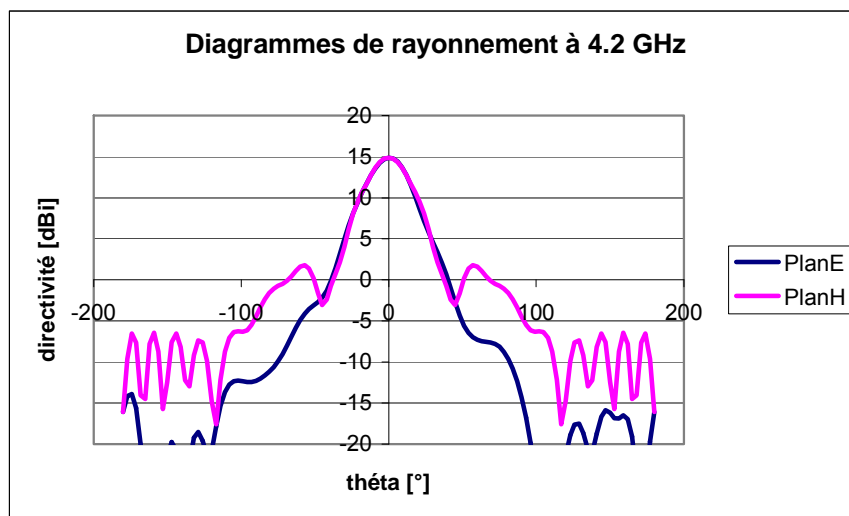


Figure V.16. Diagrammes de rayonnement au premier maximum

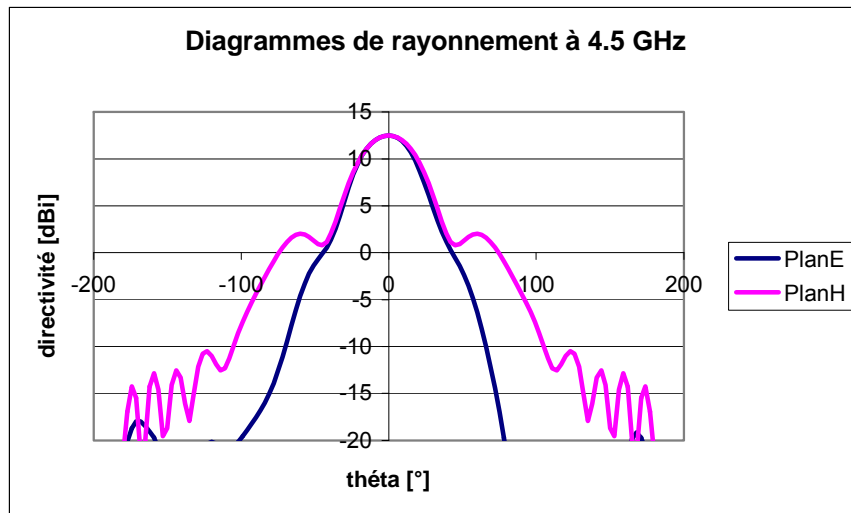


Figure V.17. Diagrammes de rayonnement au minimum de gain

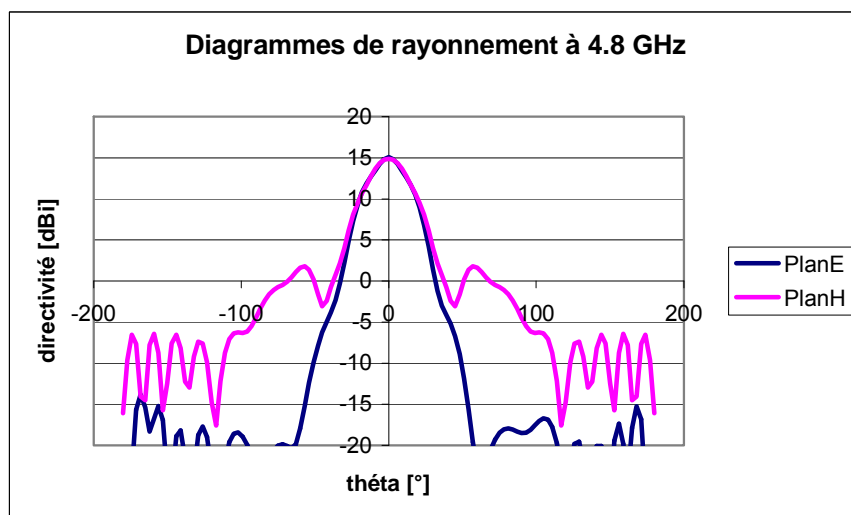


Figure V.18. Diagrammes de rayonnement au second maximum

Les diagrammes obtenus sont bien ceux d'une antenne BIE classique. On peut en déduire que la chute de gain est bien liée à la faible réflectivité et non pas à une absence de réflexion du matériau supérieur.

### V.3.3 Conclusion et perspectives

Une méthode permettant de concevoir des antennes BIE présentant une bande passante plus large a été proposée et utilisée. Une antenne de 15 dB de gain possédant une bande

passante en rayonnement de près de 21% a pu être obtenue. Ce premier résultat correspond à une augmentation de la bande passante de plus de 50%, ce qui constitue un résultat prometteur. La structure ayant permis d'obtenir ces performances reste de plus relativement simple.

Faute de temps, l'étude de cette nouvelle structure n'a pu aller jusqu'à son terme et deux points importants restent à étudier :

- il serait important d'arriver à ajuster le gain de l'antenne à la valeur souhaitée et ce, dès la phase de conception initiale du matériau,
- l'utilisation de plus de deux matériaux BIE superposés doit permettre d'augmenter encore la largeur de la bande passante de l'antenne.

Bien que l'étude de ce type de structure reste pour le moment incomplète, l'intérêt de cette approche a été démontré par le résultat obtenu. La poursuite des travaux dans cette direction devrait permettre d'arriver à une amélioration conséquente des performances.

## VI. Conclusion

Ce chapitre avait pour but d'essayer de s'affranchir du plus gros défaut des antennes à résonateur BIE, à savoir l'étroitesse de leur bande passante. Deux approches différentes ont été utilisées dans ce but avec des résultats significatifs.

En ce qui concerne le concept de l'antenne bibande, une méthode de conception complète a été mise au point. Son utilisation a permis le design d'une antenne correspondant à une application concrète. L'étape suivante consistera d'une part à augmenter la largeur des bandes passantes, et d'autre part à passer d'une antenne bibande à une antenne multibande. Pour ce qui est de ce second objectif, des premiers résultats ont déjà été obtenus via l'utilisation d'une FSS multi-résonances. La figure VI.1 ci-après présente le coefficient de transmission d'une cavité obtenue selon ce principe et qui présente non plus deux, mais trois fréquences de résonances.

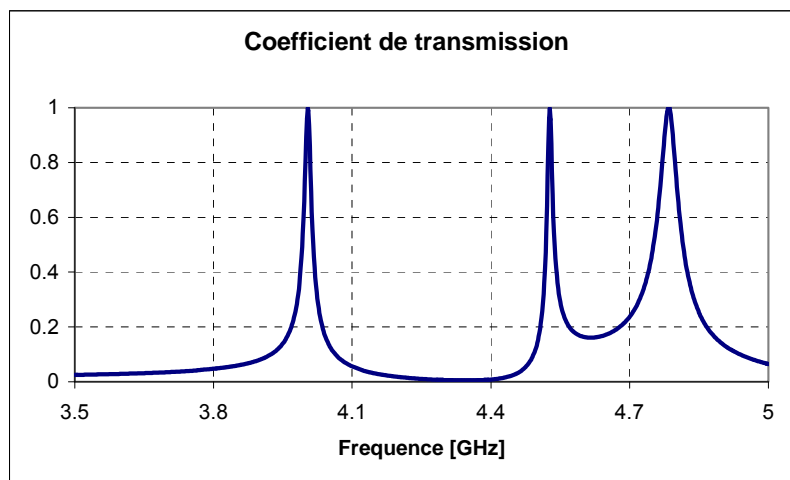


Figure VI.1. Performances de la cavité tri-résonance

Pour ce qui est du concept de matériau BIE pour une antenne plus large bande, les résultats ne sont pas aussi aboutis, mais la validité du concept a néanmoins été démontrée. En effet, une augmentation de la bande passante de plus de 50% a pu être obtenue. Il reste néanmoins un important travail à faire, avant de pouvoir déboucher sur une méthode de conception simple pour ce type de structures.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [III.1] **R. Gonzalo, P. de Maagt, et M. Sorolla,**  
"Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2131-2138, Nov. 1999
- [III.2] **A. Ourir, A. de Lustrac,**  
"Artificial Magnetic Conductor High Impedance Surface for compact directive antennas", Progress in Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou August 23-26
- [III.3] **Te-Kao Wu,**  
"Four-band frequency selective surface with double-square-loop patch elements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 42, Issue 12, Dec. 1994  
Page(s):1659 - 1663
- [III.4] **A. DOUFEXI, S. ARMOUR, A. NIX, P. KARLSSON and D. BULL**  
"Performance of HIPERLAN/2 using sectorised antennas", *Electronics Letters*, February 2001, Vol. 37, n° 4
- [III.5] **John McVay, Nader Engheta, Ahmad Hoorfar, Senior MemberIEEE**  
High Impedance Metamaterial Surfaces Using Hilbert-Curve Inclusions, *IEEE Microwave and Components letters*, VOL. 14, NO. 3, MARCH 2004
- [III.6] **J.M. Gonzalez-Arbesu, S. blanch, J. Romeu,**  
"The Hilbert curve as a small self-resonant monopole from a practical point of view", *Inc. Microwave Opt Technol Lett* 39 : 45-49, 2003





## **CHAPITRE IV**

# **CONCEPTION ET DESIGN D'UNE ANTENNE BIE SECTORIELLE**

- ❖ **Principe d'une antenne à résonateur BIE sectorielle**
- ❖ **Développements à partir du principe d'antenne sectorielle**
- ❖ **Mise au point d'une antenne de station de base UMTS**



## **I. Introduction**

Ce quatrième et dernier chapitre est consacré à un nouveau concept d'antenne à résonateur BIE, destiné aux systèmes de télécommunications. L'état de l'art présenté au premier chapitre, a mis en évidence l'absence de solution pouvant assurer une couverture de type sectorielle. Jusqu'à présent les antennes BIE existantes présentaient soit un rayonnement de type directif, soit un rayonnement de type omnidirectionnel. Pour élargir leur champ d'application, il était donc nécessaire de pouvoir obtenir une ouverture angulaire d'au moins  $60^\circ$  et si possible de  $90^\circ$  dans le plan horizontal.

La première partie de ce chapitre présente la structure générale d'une antenne BIE sectorielle et explique le mode de fonctionnement de cette dernière. Les performances qu'il est possible d'obtenir seront également présentées. La conception d'un prototype et des résultats expérimentaux concluront cette partie par une validation du design.

Dans une seconde partie seront présentés les différents développements effectués sur ce nouveau concept. Ces modifications concernent notamment la mise au point d'une antenne pouvant travailler dans les polarisations verticales et horizontales. On a également étudié la possibilité d'obtenir un diagramme formé dans le plan vertical ou une certaine agilité.

La dernière partie de ce chapitre expose la conception d'une antenne sectorielle destinée à servir de station de base pour la téléphonie mobile, devant donc se conformer à la norme UMTS [IV.1]. Le choix de cette norme a notamment nécessité l'utilisation du concept de l'antenne bibande, afin que la solution proposée puisse couvrir toute la bande de fréquence correspondant à la norme choisie.

## **II. Principe d'une antenne à résonateur BIE sectorielle**

### **II.1 Principe générale de l'antenne sectorielle**

#### **II.1.1 Objectifs et cahier des charges**

Comme cela a été relaté dans l'introduction, le but des recherches menées sur l'antenne sectorielle était de pouvoir conjuguer une ouverture angulaire importante dans le plan horizontal, mais aussi un diagramme directif dans le plan vertical. Ce type d'antenne [IV.2] est souvent utilisé pour les réseaux de télécommunications, comme cela a été souligné dans le premier chapitre. Jusqu'à présent aucune solution à base de matériau BIE n'était disponible pour répondre à ce besoin.

Les objectifs à atteindre ont donc dans un premier temps été basés sur les performances des antennes existantes [IV.3], notamment en ce qui concerne les valeurs des ouvertures angulaires et des gains correspondants. Pour notre étude nous nous sommes donc fixés comme objectif les valeurs suivantes :

- une ouverture d'au moins  $60^\circ$  pour un gain de 16 dB,
- une ouverture d'au moins  $90^\circ$  pour un gain de 15 dB.

Ce genre d'antenne BIE à ouverture dissymétrique n'ayant jusqu'alors pas été réalisé, aucune valeur de bande passante n'a été fixée au début de l'étude. Durant la première phase de celle-ci, nous nous sommes uniquement consacrés à la mise au point d'un concept permettant l'obtention du gain et de l'ouverture.

Dans un premier temps, le gain a du être obtenu avec une unique source d'excitation. L'utilisation d'un réseau de source a en effet été prohibée dans la première phase de l'étude, afin de pouvoir définir les limites de la géométrie proposée.

## II.1.2 Principe de l'antenne sectorielle

Le fonctionnement d'une antenne à résonateur BIE est basé sur la formation d'une ouverture rayonnante, située sur la surface supérieure de l'antenne. Dans le cas classique, l'ouverture rayonnante ayant la forme d'un cercle, on obtient un diagramme de rayonnement présentant la même ouverture dans les plans verticaux et horizontaux. Afin de pouvoir obtenir un diagramme dissymétrique, caractéristique d'une antenne sectorielle, il est donc nécessaire d'obtenir une autre forme de tache rayonnante. En particulier, si l'on passe d'une tache circulaire à une tache rectangulaire, on peut obtenir un diagramme présentant une ouverture différente [IV.4] dans les plans verticaux et horizontaux comme illustré sur la figure II.1 ci-dessous.

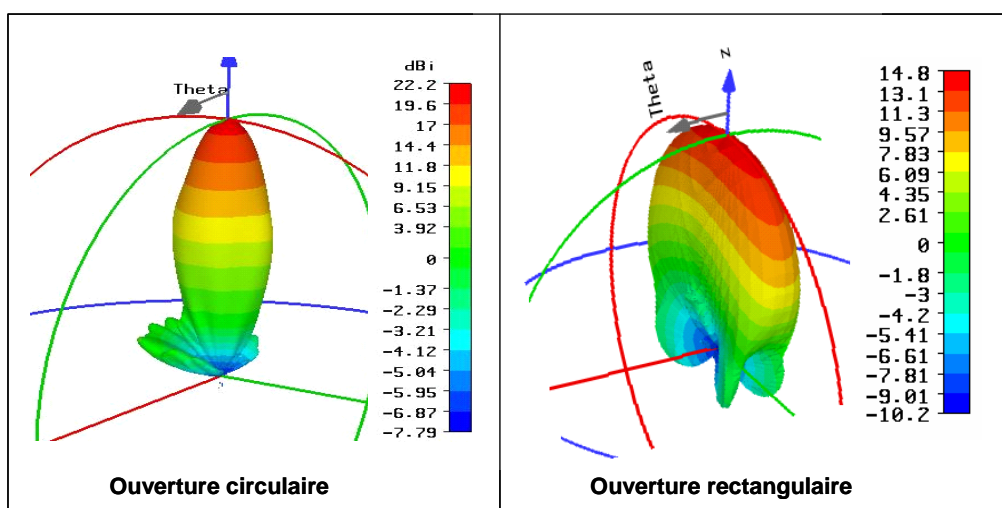


Figure II.1. Rayonnements comparés des ouvertures circulaires et rectangulaires

L'obtention d'une tache de rayonnement de forme rectangulaire peut se faire de plusieurs manières étudiées par la suite, afin de déterminer celle qui offrira les meilleures performances, notamment en termes de rayonnement.

## II.1.3 Etude des différentes solutions possibles

La solution qui apparaît la plus élémentaire pour obtenir une ouverture rayonnante rectangulaire est de donner à la structure BIE une forme rectangulaire. En effet, la tache rayonnante se formant à la surface du matériau BIE, la configuration de se dernier va imposer

directement l'aspect de l'ouverture rayonnante. Plusieurs solutions sont possibles pour obtenir le résultat souhaité. Afin de pouvoir les étudier et comparer leurs performances, une antenne directive, identique pour toutes ces études, a été choisie pour servir de référence. Elle est présentée sur la figure II.2 ci-après.

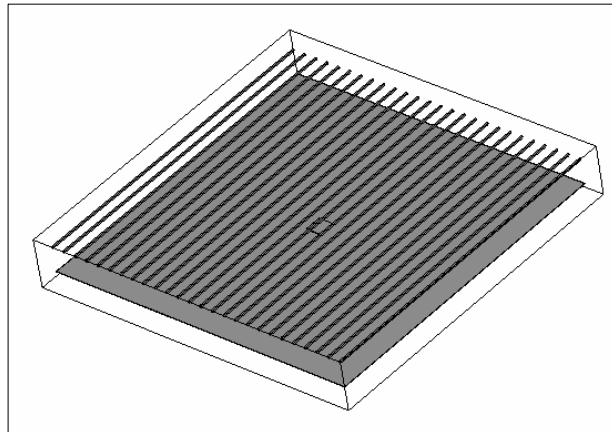


Figure II.2. Géométrie de l'antenne de référence

Le matériau BIE est constitué de tiges métalliques carrées de 3mm de section. L'antenne, dimensionnée pour fonctionner à 3 GHz présente un gain de 21,5 dB dans l'axe. Les performances en terme de gain fréquentiel et de diagrammes de rayonnement sont présentées sur les figures II.3 et II.4 ci-dessous.

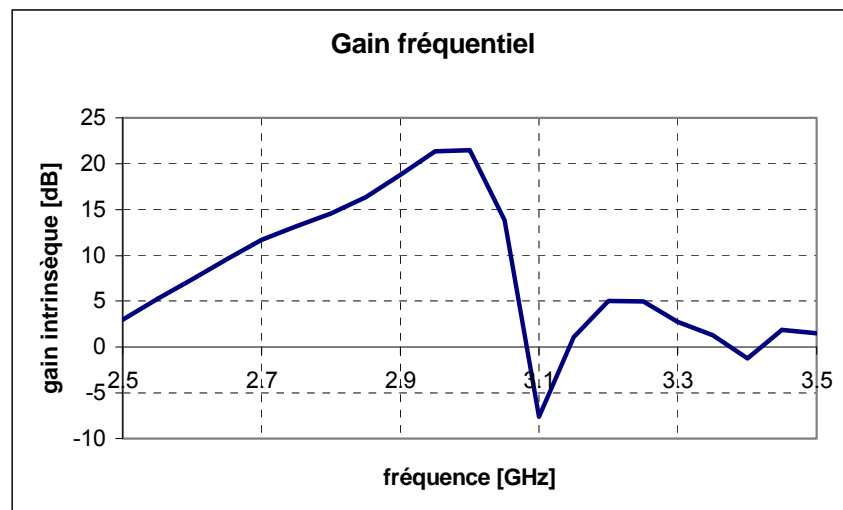


Figure II.3. Gain fréquentiel de l'antenne de référence

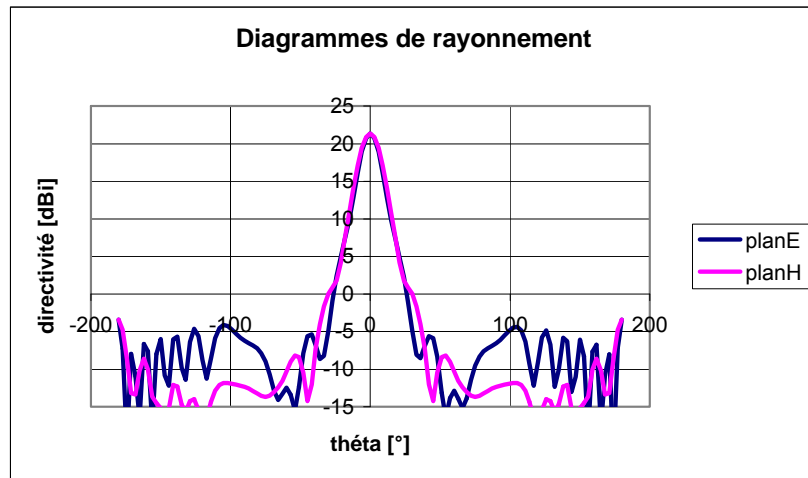


Figure II.4. Diagrammes de rayonnement à 2.95 GHz

Les performances qui vont servir de référence ayant été exposées, passons à l'étape suivante, à savoir l'évaluation des différentes configurations possibles pour la création d'une antenne sectorielle.

### Utilisation d'une antenne rectangulaire

Une première solution pour obtenir une tache rayonnante rectangulaire, est de découper les tiges du matériau BIE de l'antenne de référence. Cette première solution et ses performances sont présentées ci-après.

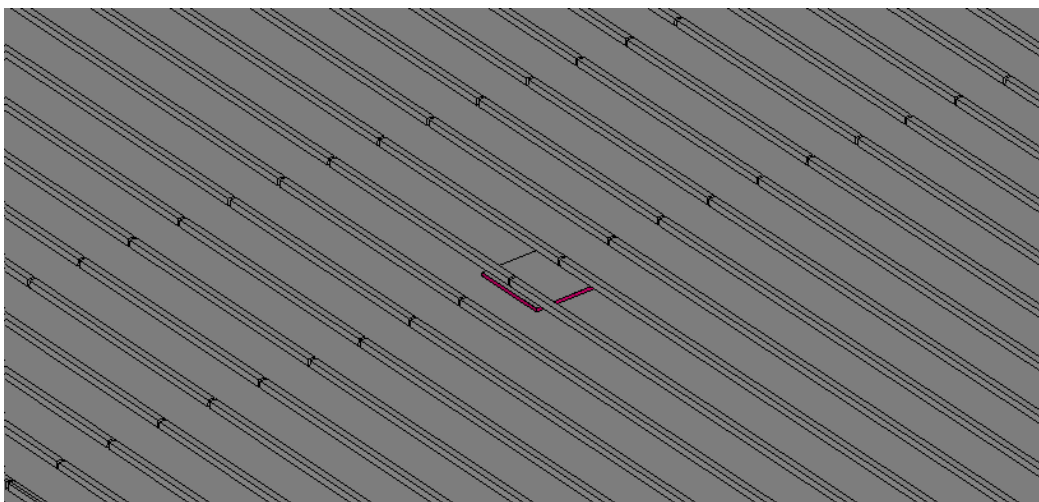


Figure II.5. Géométrie d'une antenne BIE découpée

L'effet des coupures pratiquées au niveau des tiges métalliques du matériau BIE peut être évalué par une visualisation du champ à l'intérieur de la cavité de l'antenne, exposée en figure II.6 ci-dessous.

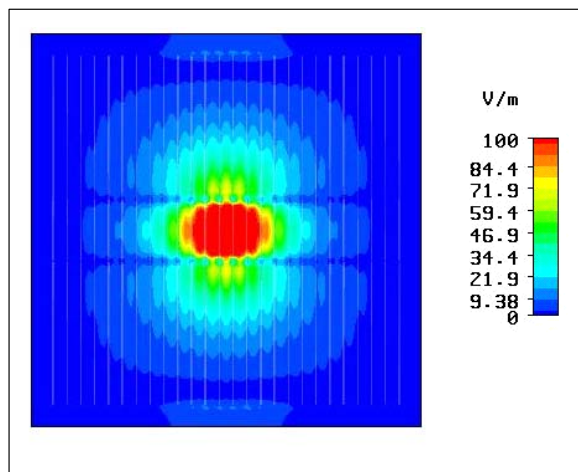


Figure II.6. Cartographie du champ à la surface du matériau

La cartographie de champ montre clairement que l'on obtient le phénomène de résonance classique, ainsi que la formation d'une tache rayonnante rectangulaire au centre. Cependant, la découpe du matériau BIE ne suffit pas pour éviter la propagation de l'énergie au-delà des limites désirées. Ceci a pour effet l'apparition de taches secondaires, ces dernières provoquant l'apparition de lobes secondaires importants dans le plan E (figure II.7).

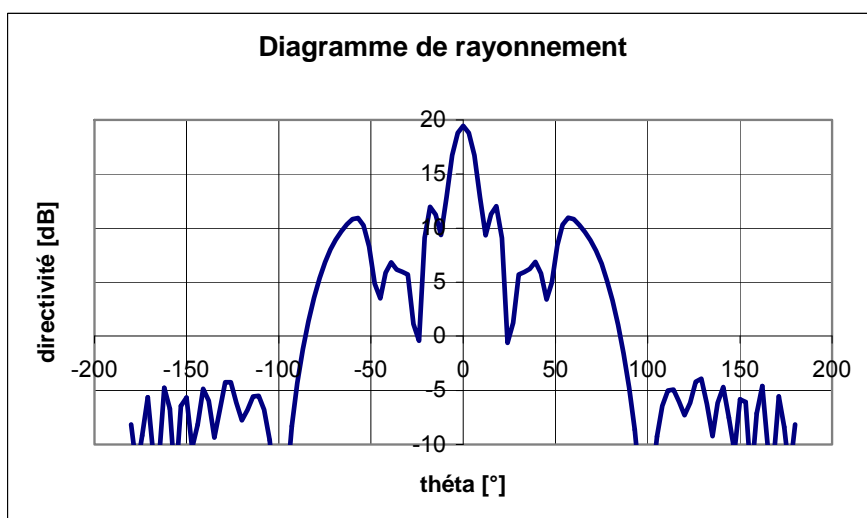


Figure II.7. Diagramme de rayonnement dans le plan E à 3 GHz



Cette première solution aboutit donc à la présence de lobes secondaires très élevés, en lieu et place d'un seul lobe plus large. Cette méthode qui présentait l'avantage d'être relativement simple à mettre en œuvre ne peut donc convenir.

### Utilisation de murs verticaux

Une approche plus complexe a donc du être suivie. Celle-ci consiste à limiter la taille de la tache rayonnante et à lui donner la forme désirée, en introduisant des « murs » verticaux dans la cavité. Pour cette solution, deux structures sont possibles, soit utiliser le matériau BIE pour constituer les « murs », soit opter pour des plans de masse verticaux. Ces deux solutions ont été étudiées, toujours à partir de la référence définie plus haut. La géométrie de l'antenne correspondant à la première solution est présentée en figure II.8 ci-dessous.

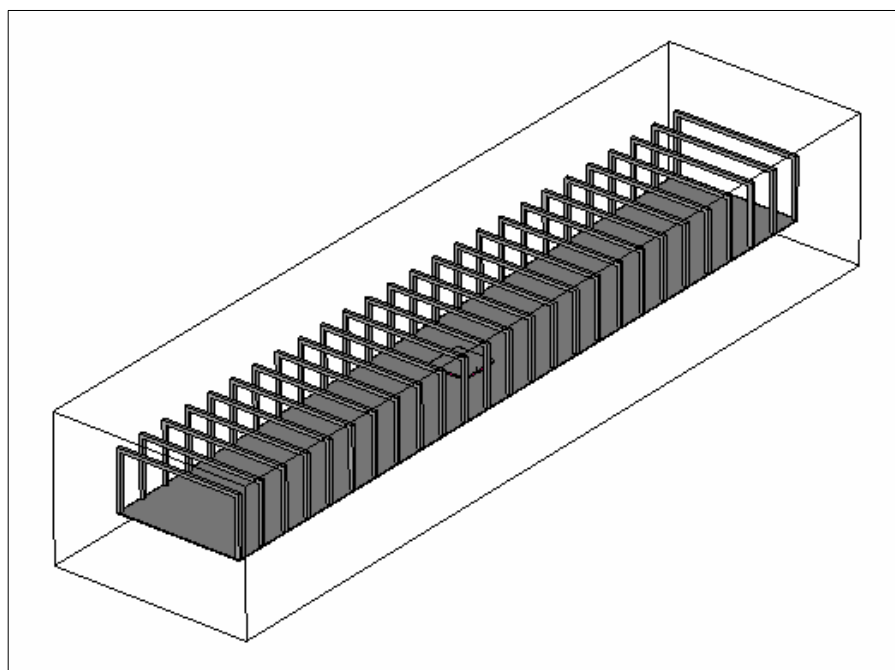


Figure II.8. Géométrie de l'antenne à murs BIE

La cartographie du champ à l'intérieur de l'antenne montre que la propagation transverse est arrêtée par les murs, ce qui se traduit par le diagramme de rayonnement de la figure II.9.

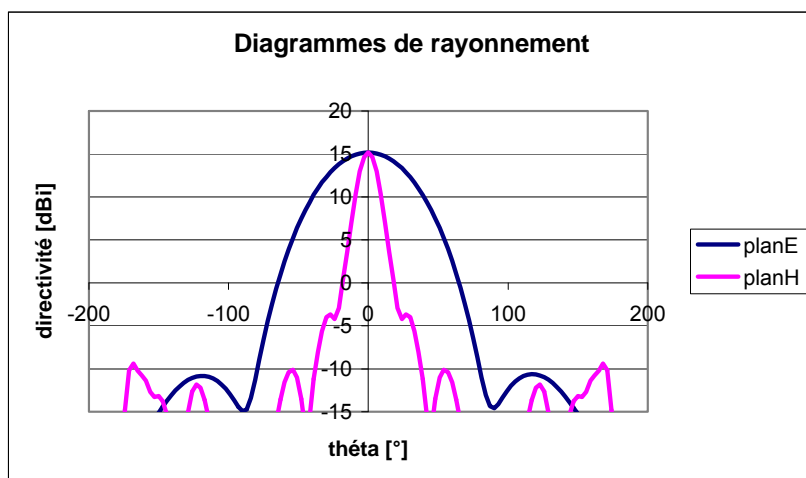


Figure II.9. Diagrammes de rayonnement à 2.98 GHz

La structure proposée en figure II.10 permet donc bien d'accéder au type de fonctionnement désiré. En effet, on obtient bien un rayonnement de type secteur avec une ouverture de  $62^\circ$  dans le plan E et de  $14^\circ$  dans le plan H. La directivité de cette antenne est de 15 dB, résultat un peu faible au vu du cahier des charges. Les lobes secondaires sont très corrects puisque inférieurs à -20 dB par rapport au lobe principal.

Bien que la structure précédente soit satisfaisante en termes de fonctionnement, la dernière possibilité a néanmoins été testée. Les structures BIE verticales ont été remplacées par des plaques métalliques pleines. Les diagrammes de rayonnement obtenus sont présentés ci-dessous.

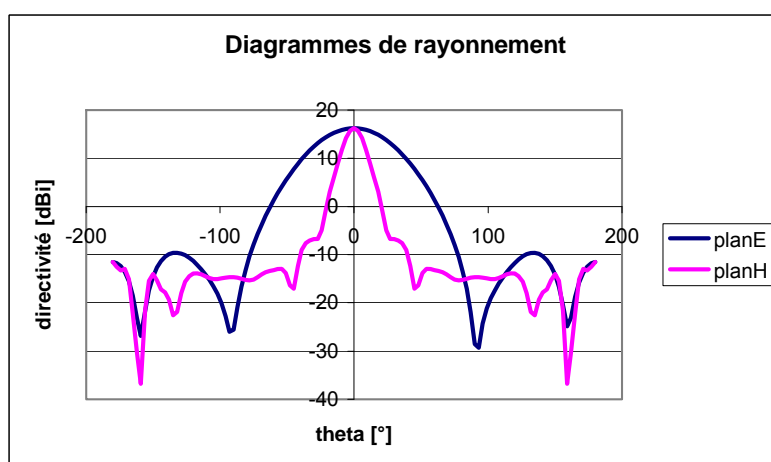


Figure II.10. Diagrammes de rayonnement à 2.98 GHz

Comme dans le cas de l'antenne précédente, on obtient là encore des performances tout à fait satisfaisantes en regard du cahier des charges, puisque semblables à celles de l'antenne précédente. Cette seconde structure présente en outre l'avantage d'être plus simple à réaliser. De plus, celle-ci comporte un autre atout, visible lors de la comparaison des bandes passantes des deux antennes.

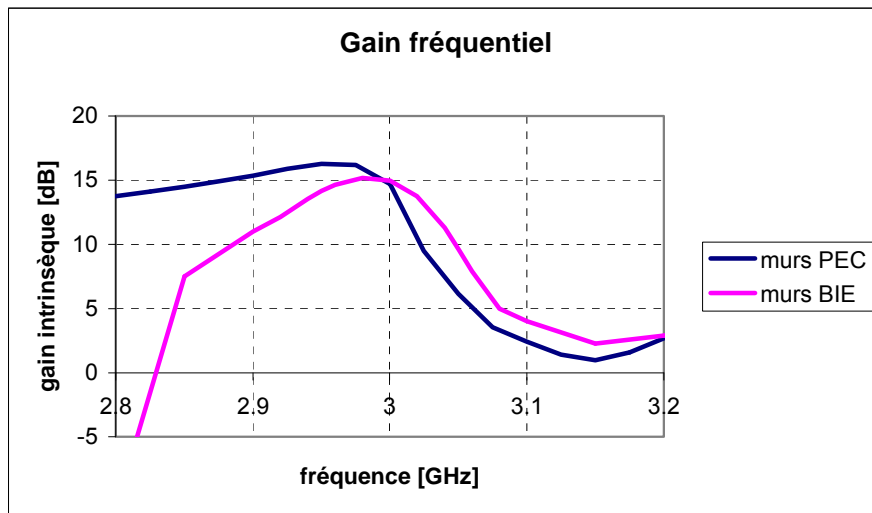


Figure II.11. Comparaison des bandes passantes de deux solutions.

Les courbes ci-dessus montrent que la bande passante obtenue avec la seconde configuration est plus large et le gain maximal légèrement supérieur. L'amélioration du gain est due à l'absence totale de fuite d'énergie par les cotés de l'antenne, dans le cas où les murs sont constitués de plaques métalliques. Ces mêmes fuites empêchent la directivité de la première solution de se maintenir lorsque la fréquence diminue. En effet, si l'on considère le diagramme de rayonnement à 2,85 GHz (figure II.12), on voit que le rayonnement arrière est important dans le plan E. Ceci dénote une fuite de l'énergie à travers les tiges verticales.

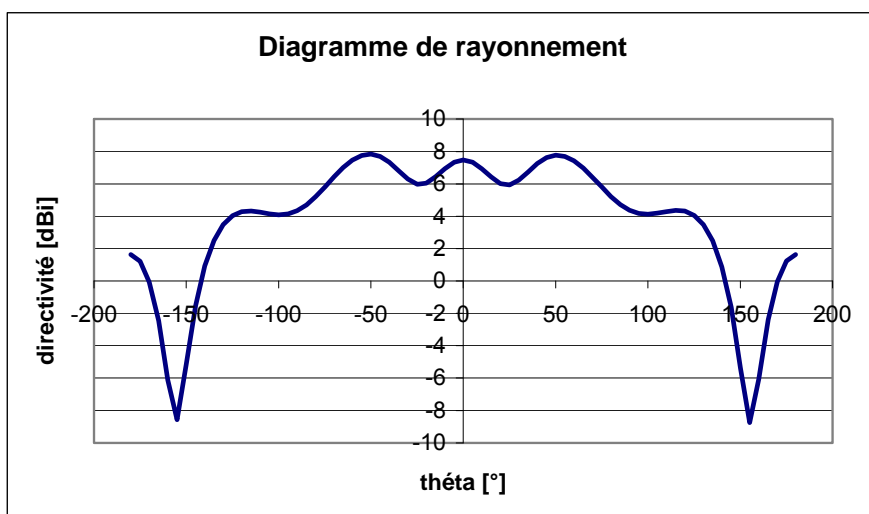


Figure II.12. Diagramme de rayonnement dans le plan E à 2.85 GHz

Comme cela a été souligné précédemment, la bande passante est une des caractéristiques les plus limitantes pour les antennes BIE. Lorsque le poids des antennes ne sera pas un facteur contraignant et que la bande passante nécessaire sera importante, la seconde solution sera donc à privilégier.

## II.2 Fonctionnement et performances de l'antenne sectorielle

### II.2.1 Fonctionnement de l'antenne sectorielle

En comparant les performances de l'antenne sectorielle à celles de l'antenne de référence, on s'aperçoit que la fréquence de fonctionnement est très peu modifiée. Le principe de fonctionnement est donc toujours celui d'un guide d'onde à fuite sur un mode  $TE_{01}$ . Cela signifie notamment que la fréquence de rayonnement de l'antenne pourra être déterminée de la même manière que pour une antenne directive. L'explication du fonctionnement, présentée ci-dessous, est basée sur l'antenne possédant des murs verticaux constitués de plaques métalliques.

#### Ouverture à -3dB du lobe de rayonnement

Le relevé des champs au sein de l'antenne selon la longueur et la largeur de celle-ci permet d'en préciser le fonctionnement, et va permettre de le décrire de manière analytique.

Les variations du champ E à l'intérieur de l'antenne selon la longueur de celle-ci sont exposées ci-après.

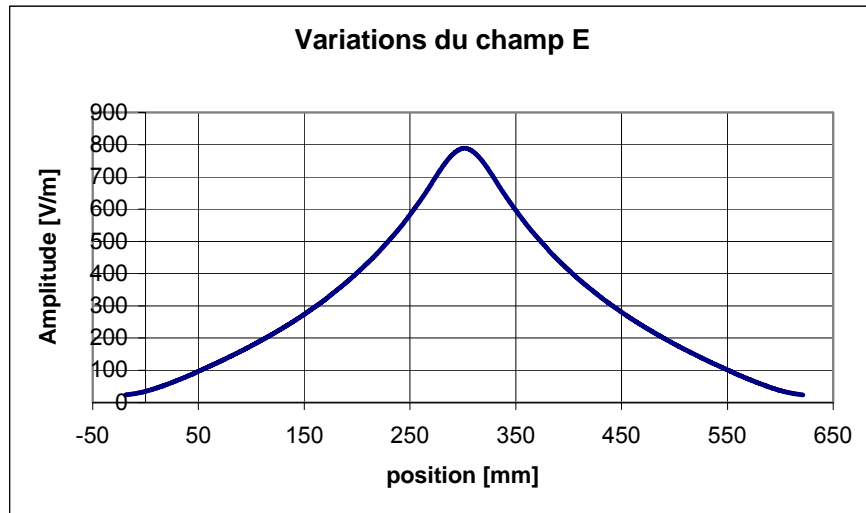


Figure II.13. Variations du champ E au sein de l'antenne suivant la longueur

On peut remarquer que la décroissance du champ est exponentielle, ce qui correspond à ce que l'on observe dans le cas d'une antenne BIE directive. Ceci est cohérent avec les performances observées dans la partie précédente. La figure II.14 ci-après présente les variations du champ E, suivant la largeur de l'antenne, au niveau de la tache rayonnante.

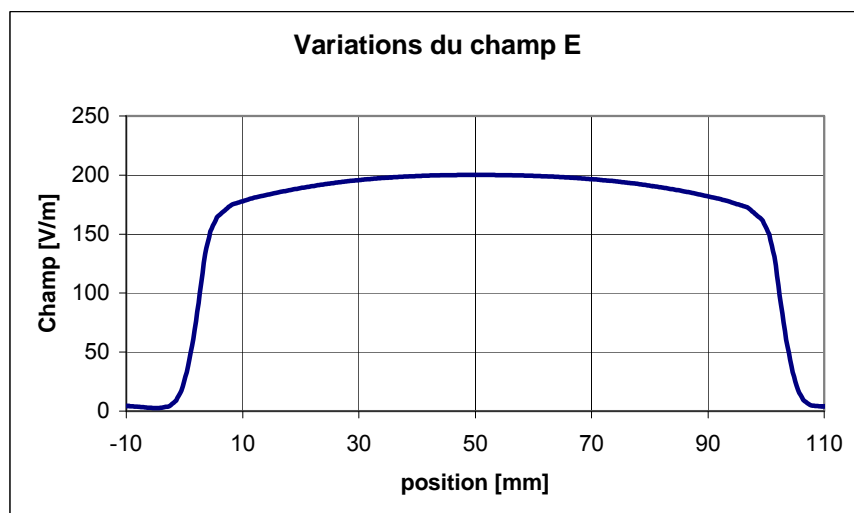


Figure II.14. Variations du champ E selon la largeur de l'antenne

Le champ  $E$  au niveau de la tache rayonnante est quasiment constant sur la largeur de l'antenne. On peut donc relier directement la taille de celle-ci avec l'ouverture à -3 dB du lobe de rayonnement dans le plan horizontal. En effet, dans le cas d'une distribution équi-amplitude et pour une ouverture rayonnante de forme rectangulaire, ces deux valeurs sont reliées par la formule suivante :

$$\theta_{-3dB} = 50.8 \frac{\lambda}{l}$$

Dans le cas de l'antenne étudiée ici, l'application de cette formule donne une ouverture angulaire de  $51.3^\circ$  à comparer aux  $52.9^\circ$  obtenus par la simulation. La différence s'explique tout d'abord par la variation de l'amplitude qui n'est pas tout à fait constante sur la largeur de l'antenne. De plus, la taille de l'ouverture rayonnante diffère quelque peu de celle de l'antenne. Les valeurs obtenues par le calcul et par la simulation étant néanmoins très proches, la formule ci-dessus pourra être utilisée pour une conception ultérieure.

### **Directivité de l'antenne**

Pour ce qui est de la directivité, la répartition de l'énergie dans la longueur étant similaire à celle d'une antenne BIE classique, on peut s'appuyer sur notre connaissance de ces dernières. Dans ce cas précis, le gain de l'antenne de référence était de 21.5 dB. Cela correspond à une tache rayonnante de 189 mm de rayon si l'on considère un facteur de gain de 1 selon la formule suivante :  $D = \frac{4.\pi.S}{\lambda^2}$ .

On peut alors calculer la directivité théorique de notre antenne en appliquant à nouveau la formule ci-dessus. Il faut pour cela considérer une ouverture rectangulaire équi-amplitude, longue de 378 mm et large de 99mm. On obtient alors la valeur de 16.7 dB pour le gain, valeur à comparer aux 16.3 dB fournis par la simulation FDTD. Là encore, on observe une bonne adéquation entre les résultats analytiques et les résultats de simulation « full-wave ».

Compte tenu de la similitude des résultats, on peut en déduire une méthode de conception applicable à toute antenne sectorielle présentant la géométrie considérée ici. Cette

méthode comportant plusieurs approximations, les résultats qu'elle donnera ne seront pas exactement ceux de l'antenne finale. Elle permettra tout de même de réaliser la majeure partie de la conception de manière analytique. Une vérification et un éventuel ajustement des performances par le biais d'une simulation FDTD pourront ensuite être effectués.

### II.2.2 Méthode de conception d'une antenne sectorielle

La méthode mise au point pour le design d'une antenne BIE sectorielle est présentée ci-après, appliquée au cahier des charges suivantes :

- fréquence de fonctionnement de 5 GHz,
- gain de 16 dB pour une ouverture de 90°.

Ces valeurs ont été choisies supérieures à celles que nous nous étions fixées au début de l'étude, afin de démontrer que les structures étudiées ici permettent d'obtenir des performances supérieures à celles d'antennes disponibles dans le commerce.

La première phase de la conception consiste à déterminer la largeur à donner à l'antenne pour que celle-ci présente l'ouverture angulaire fixée par le cahier des charges. L'application de la relation donnée plus haut donne le résultat suivant :

$$l = \frac{50,8 \cdot \lambda}{\theta} = 33.87 \text{ mm}$$

Il s'agit ensuite de déterminer la longueur nécessaire pour obtenir le gain désiré de 16 dB. On peut utiliser la formule correspondant à une ouverture rayonnante rectangulaire à loi d'illumination uniforme qui donne :

$$L = \frac{G \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi \cdot l} = 340 \text{ mm}$$

La longueur obtenue est celle d'une ouverture rectangulaire équiampitude qui donnerait un gain de 16 dB. Pour obtenir la longueur adéquate pour l'antenne, ainsi que les caractéristiques que doit posséder le matériau BIE, on peut simplement raisonner par

équivalence. Pour cela, on va déterminer les propriétés d'une antenne BIE directive équivalente à une ouverture circulaire de diamètre  $d = L = 340\text{mm}$ . Une ouverture rayonnante équiampitude de diamètre 340mm afficherait un gain valant :

$$G = \frac{(\pi.L)^2}{\lambda^2} = 24,94\text{dB}$$

La longueur à donner à l'antenne sectorielle correspond donc au coté d'une antenne BIE directive de 25 dB de gain, soit 500mm. Pour ce qui est du matériau BIE à utiliser, un gain de 25 dB correspond à une réflectivité de 0.97. Conformément à ce qui a été énoncé dans le second chapitre, des tiges métalliques larges de 1.4mm, et espacées de 6mm doivent présenter une telle réflectivité. Les propriétés de ce matériau figurent ci-dessous.

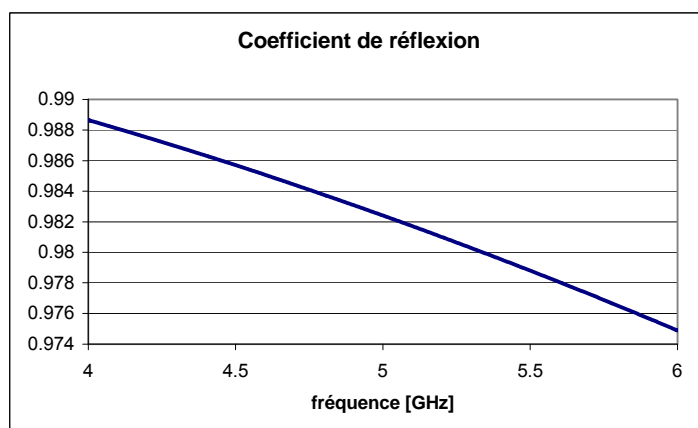


Figure II.15. Module du coefficient de réflexion

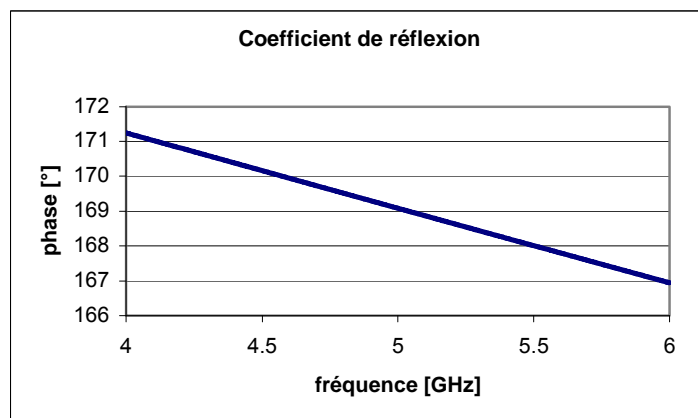


Figure II.16. Phase du coefficient de réflexion



Le matériau BIE considéré présentant bien la réflectivité nécessaire, il ne reste plus qu'à effectuer le calcul de la hauteur à donner à l'antenne. Ceci conduit au résultat suivant :

$$h = \frac{\lambda}{2} \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{360} \right) = 29.1mm$$

Toutes les dimensions de la structure étant maintenant connues, il reste à valider la méthode par une simulation de l'antenne complète.

### II.2.3 Performances et limitations

#### Performances obtenues en simulation

Sur la figure II.17, on peut observer la géométrie complète à laquelle on a ajouté une source de type patch pour l'excitation.

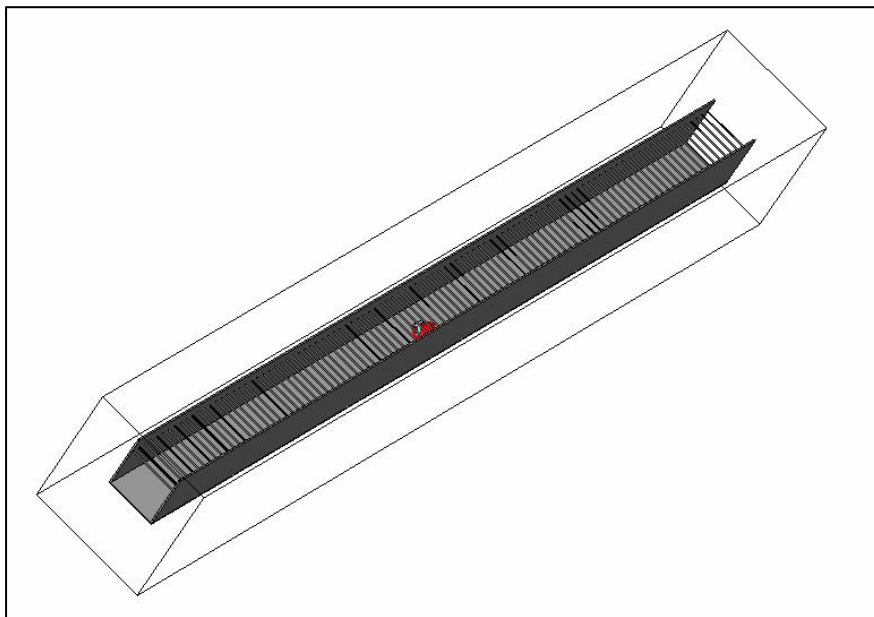


Figure II.17. Géométrie de l'antenne sectorielle

Pour ce qui est du gain fréquentiel, la simulation de cette antenne a donné le résultat ci-dessous (figure II.18).

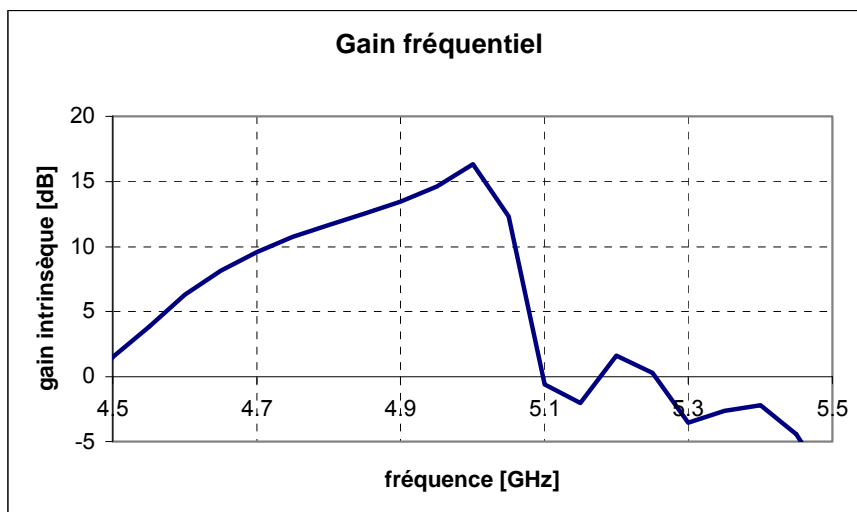


Figure II.18. Gain fréquentiel de l'antenne

Sur ce premier résultat, on peut juger de la fréquence de fonctionnement et du gain maximal. La meilleure directivité est obtenue à la fréquence de 5 GHz, conformément à ce qui avait été prévu. La valeur atteinte est de 16.3 dB, en accord avec les objectifs de l'étude et légèrement supérieure aux 16 dB attendus. Pour ce qui est de la bande passante, cette dernière atteint la valeur de 2.7%, ce qui correspond à une antenne directive de 25 dB de gain environ.

Le principal résultat de cette étude, à savoir l'ouverture angulaire, est présenté ci-dessous (figure II.19) sous la forme des diagrammes de rayonnement à 5 GHz.

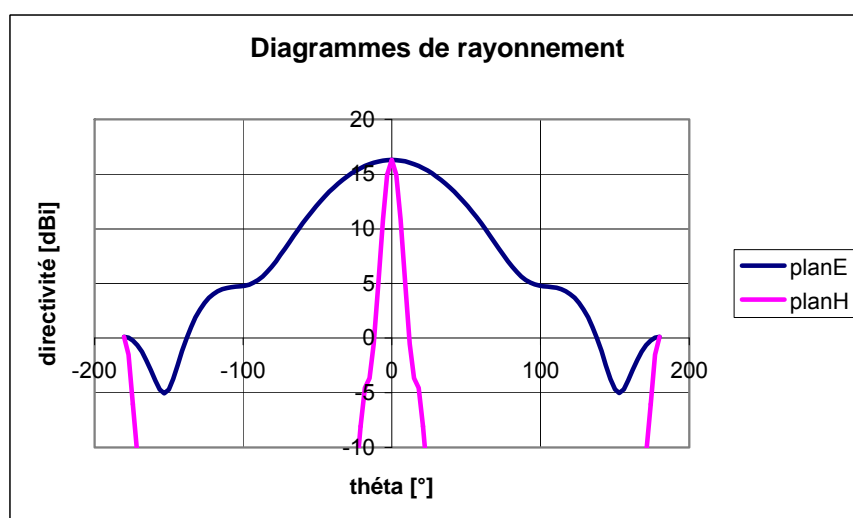


Figure II.19. Diagrammes de rayonnement à 5 GHz

La forme des diagrammes de rayonnement est tout à fait en accord avec les résultats prévus lors de la conception. On obtient en effet, une ouverture angulaire dans le plan E de 86° au lieu des 90° prévus et un diagramme très directif dans le plan H.

Deux raisons peuvent expliquer la différence obtenue, la première étant l'approximation faite en considérant une tache équiampitude. La seconde raison est que l'énergie tend à fuir au niveau de la jonction entre les tiges et les murs verticaux, ce qui a pour effet d'augmenter la largeur de la tache rayonnante. Afin de limiter cet élargissement, les murs verticaux ont été élevés au-delà de la hauteur de la structure BIE. Ceci a permis d'augmenter l'ouverture angulaire jusqu'à la valeur de 90°.

La méthode de conception proposée ayant été validée par les résultats qui viennent d'être présentés, il faut maintenant évaluer les limites de la géométrie présentée ici.

### **Limitation sur le gain de l'antenne**

La première limitation a été mise en évidence lors de la conception ci-dessus. En effet, la directivité de l'antenne BIE directive correspondante était de 25 dB, sachant que le maximum possible est de moins de 30 dB. Avec l'ouverture angulaire choisie, le gain de l'antenne sectorielle n'aurait donc pas pu être beaucoup plus élevé.

Plus généralement, à la directivité maximum possible des antennes BIE directives va correspondre une ouverture rayonnante équiampitude. Le diamètre de celle-ci est la longueur fictive maximale de l'ouverture rectangulaire, selon le principe détaillé précédemment. La valeur de cette longueur maximale est :

$$L = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{D_{\max}}$$

L'ouverture angulaire désirée va fixer la largeur de l'antenne sectorielle dont l'expression est  $l = 50,8 \lambda / \theta$ . La directivité maximale que pourra présenter la structure sectorielle sera donc déterminée par la formule ci-dessous.

$$G_{dB} = 10 \cdot \log \left( \frac{4 \cdot \sqrt{G_{\max}} \cdot 50,8}{\theta} \right)$$

Le tracé de cette formule, en considérant une directivité maximale possible de 28 dB pour une antenne BIE directive, est présenté sur la figure II.20.

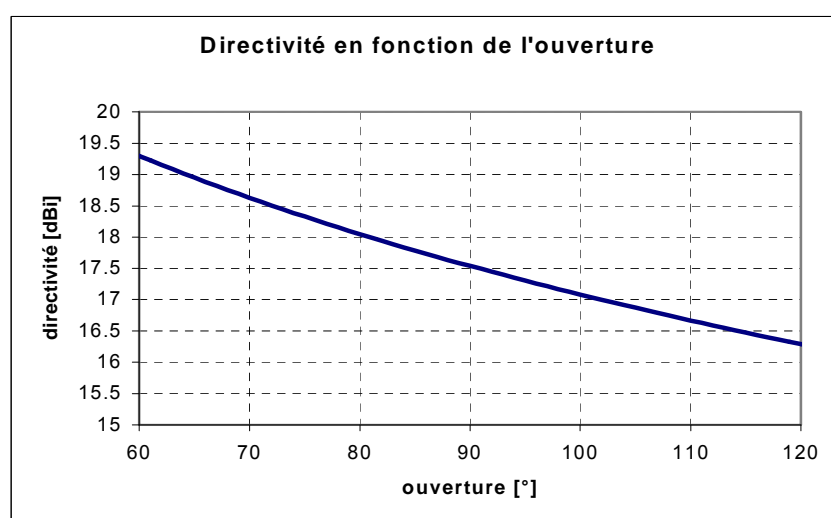


Figure II.20. Evolution du gain max en fonction de l'ouverture angulaire

Il ressort notamment de cette courbe que pour une ouverture angulaire de 90°, valeur largement utilisée, le gain de l'antenne ne pourra excéder 17.5 dB.

### Limitation sur l'ouverture angulaire

Si on fait abstraction du gain de l'antenne sectorielle, la valeur de l'ouverture angulaire va néanmoins présenter une limite, ne serait ce qu'à cause du problème de l'excitation. En effet, l'utilisation d'un patch va se révéler problématique à partir du moment où la largeur de l'antenne va être très inférieure à la longueur d'onde. Les dimensions d'un patch étant de  $\lambda_g/2$ , il ne sera pas possible de créer une antenne sectorielle de largeur inférieure à  $\lambda/2$ , à moins de recourir à des diélectriques de fortes permittivités. Cette largeur est équivalente à une ouverture angulaire maximale d'une centaine de degrés.

### Limitation liée à la bande passante

La dernière limitation de ce type de structure est celle que l'on retrouve pour toutes les antennes à base de résonateur BIE, à savoir la bande passante. En effet, à une antenne sectorielle donnée va correspondre une version directive basée sur le même matériau BIE. La bande passante de l'antenne sectorielle étant fixée par le matériau BIE, elle est donc égale à celle de sa contrepartie directive. En se basant sur la courbe liant le gain et la bande passante, on peut tracer la série de courbe ci-après.

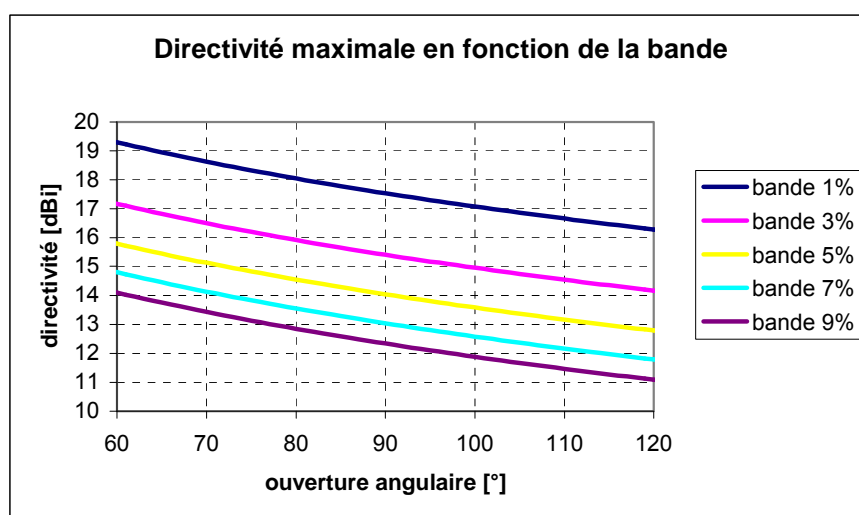


Figure II.21. Evolution du gain maximal en fonction de l'ouverture et de la bande passante. Dès que le gain de l'antenne sectorielle ou son ouverture angulaire augmente, la bande passante potentielle décroît très vite. Ceci rend difficile l'utilisation d'une telle antenne pour des applications de télécommunication. Une manière de contourner ce problème sera présentée dans la suite de ce manuscrit.

### II.3 Conception d'un prototype et validation

Afin de pouvoir valider la géométrie et le principe de fonctionnement exposés ici, la conception d'une antenne aux dimensions et aux performances plus modestes a été entreprise, afin d'en faciliter la réalisation. Le cahier des charges retenu est le suivant :

- bande de fonctionnement de 5.15 GHz à 5.35 GHz,

- gain de 15 dB avec une variation inférieure à 3 dB sur la bande,
- ouverture angulaire d'au moins 60° sur toute la bande.

A ces caractéristiques s'ajoute le fait que la structure doit être compatible avec une éventuelle réalisation. Ceci implique notamment, soit l'utilisation d'un substrat pour le matériau BIE, soit des tiges de métal épais.

### II.3.1 Géométrie de l'antenne prototype

Pour que l'antenne présente une ouverture angulaire suffisante sur toute la bande de fréquence désirée, le calcul de la largeur doit se faire à la fréquence supérieure de la bande de fonctionnement. Pour une ouverture angulaire de 60°, le calcul donne le résultat suivant :

$$l = \frac{50,8 \cdot \lambda}{\theta} = 47,5 \text{ mm}$$

Afin d'obtenir une ouverture valant effectivement au moins 60°, une marge de 1mm a été prise, afin de tenir compte de la différence observée lors des études précédentes. La largeur utilisée sera donc de 46.5 mm.

Selon la méthode présentée ci-dessus, l'étape suivante du design est le calcul de la réflectivité à donner au matériau BIE pour obtenir le gain désiré. Si l'on considère une tache rayonnante équi-amplitude de largeur 46.5mm, celle-ci devra avoir une longueur valant :

$$L = \frac{G \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi \cdot l} = 170 \text{ mm}$$

Une tache circulaire de diamètre 170 mm correspond à une directivité valant 19.58 dB. Le matériau BIE qui permettrait d'obtenir le gain de 15 dB est donc celui qui donnerait une antenne BIE directive de 20 dB de gain. La réflectivité d'un tel matériau, obtenu via la courbe présentée dans le chapitre 2 est de 0.915 environ. La taille de l'antenne, calculée en se basant sur une apodisation de 80% serait de 22 cm de diamètre à 5 GHz.

L'étape suivante est le dimensionnement du matériau BIE présentant la réflectivité calculée ci-dessus. Dans l'optique d'une plus grande simplicité de réalisation, une solution de type circuit imprimé utilisant un substrat de type FR4 de 2 mm d'épaisseur a été choisi. Une étude paramétrique a débouché sur des tiges de 2.5mm de large, espacées de 7.5mm dont les performances en termes de coefficient de réflexion sont présentées ci-dessous.

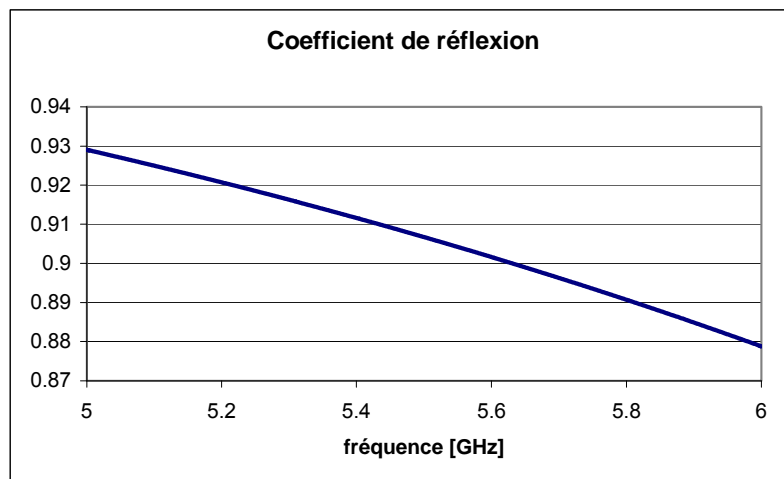


Figure II.22. Coefficient de réflexion du matériau BIE

La valeur de la réflectivité nécessaire étant atteinte, il ne reste donc plus qu'à déterminer la hauteur à donner au guide. Pour obtenir les performances désirées sur la bande choisie, la fréquence de fonctionnement a été fixée à 5.3 GHz. La valeur du coefficient de réflexion du matériau BIE étant de  $158^\circ$  à cette fréquence, le calcul de la hauteur donne la valeur suivante :

$$h = \frac{v}{2.f} \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{2.\pi} \right) = 26.6mm$$

L'antenne dont les dimensions viennent d'être calculées a alors été simulée, la géométrie finale étant illustrée sur la figure II.23.

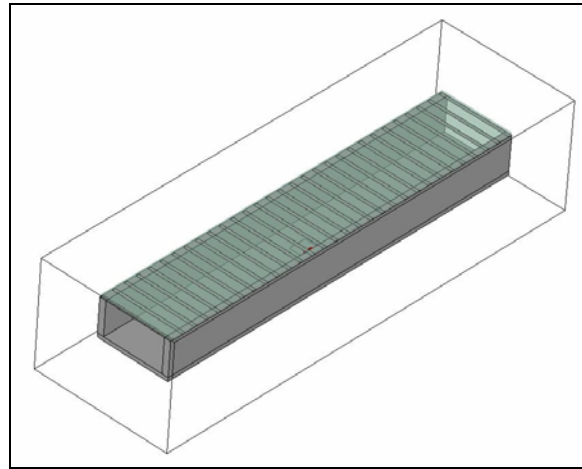


Figure II.23. Géométrie de l'antenne finale

On peut distinguer, au centre de l'antenne, le patch qui a été choisi pour assurer l'excitation. Ce dernier est constitué d'un substrat de FR4 de 13.5 mm de côté de manière à résonner autour de 5 GHz.

### II.3.2 Performances simulées

Les performances simulées sont présentées ci-après, à commencer par les diagrammes de rayonnement à 5.3 GHz qui permettent de juger du fonctionnement général de l'antenne.

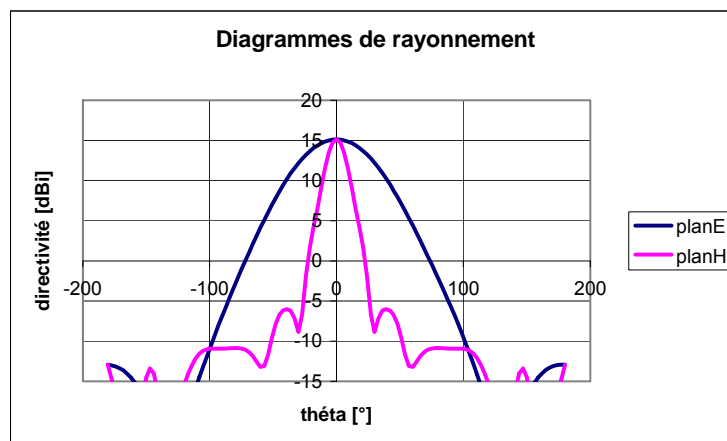


Figure II.24. Diagrammes de rayonnement à 5.3 GHz

Ceux-ci sont tout à fait en accord avec ce qui avait été prévu. On obtient bien un gain intrinsèque dans l'axe de 15 dB environ, et l'ouverture angulaire dans le plan horizontal est



légèrement supérieure à  $60^\circ$ . Les performances de l'antenne étant correctes à cette fréquence, il faut s'assurer qu'elles le restent sur l'intégralité de la bande de fréquence. Les variations du gain sont proposées sur la figure ci-dessous.

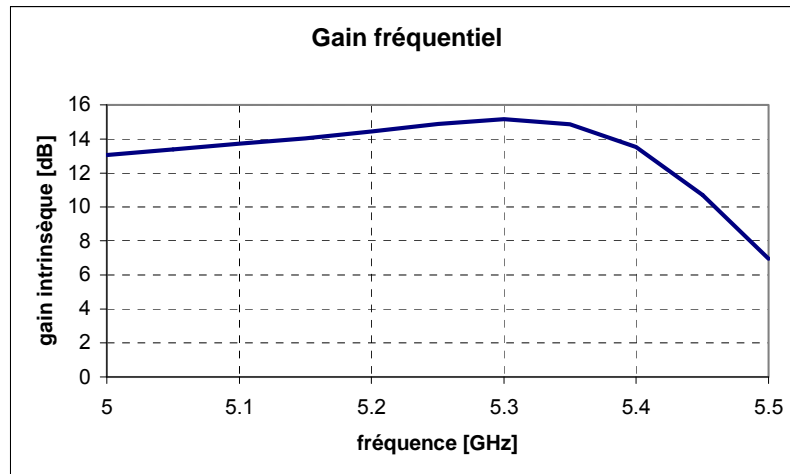


Figure II.25. Gain fréquentiel simulé de l'antenne

La bande passante en rayonnement obtenue est bien correcte au vu du cahier des charges, puisque la directivité ne descend pas en dessous de 14 dBi sur la bande de fréquence 5.15 GHz – 5.35 GHz. Les variations de l'ouverture angulaire sont reproduites en figure II.26.

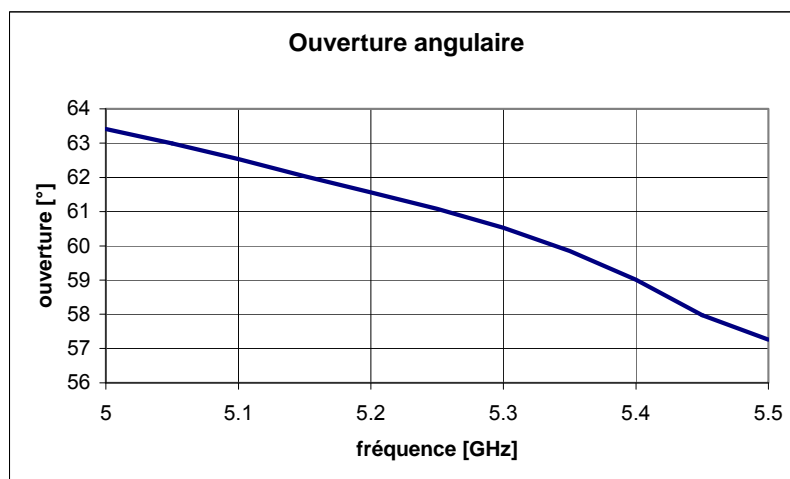


Figure II.26. Variations de l'ouverture angulaire dans le plan horizontal

L'ouverture angulaire dans le plan horizontal reste bien supérieure à  $60^\circ$  sur la bande de fréquence choisie. Il ne reste plus qu'à vérifier l'adaptation de l'antenne dans l'optique d'une éventuelle mesure.

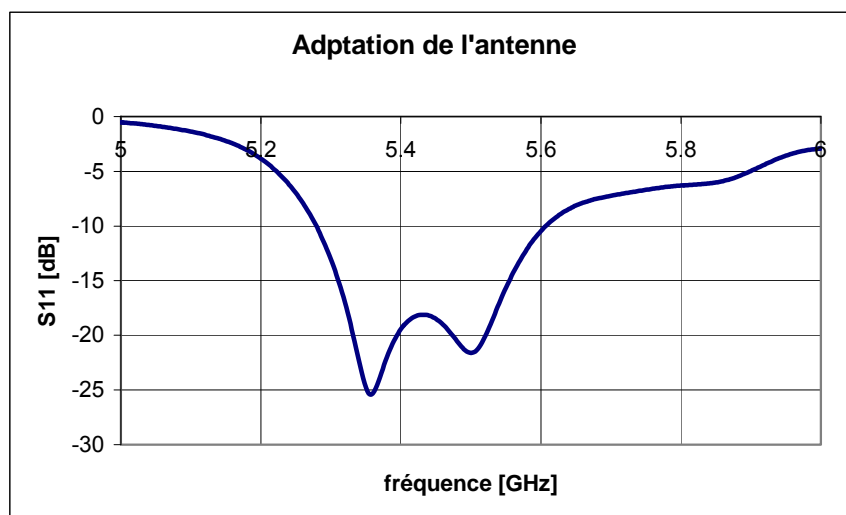


Figure II.27. Adaptation simulée de l'antenne

L'adaptation obtenue est insuffisante en début de bande, mais devient inférieure à -10 dB à partir de 5.3 GHz. Cette adaptation est tout à fait compatible avec une éventuelle mesure de l'antenne et a été donc conservée telle quelle.

### II.3.3 Réalisation et résultats expérimentaux

La structure simulée ayant été conçue spécialement en vue de la construction d'un prototype, elle a pu être réalisée sans aucune modification. Comme pour les antennes précédentes, le plan de masse et le patch d'excitation ont été réalisés à part, puis assemblés avec le circuit imprimé constituant le matériau BIE. L'antenne prototype est présentée sur la figure ci-dessous, où l'on peut observer le détail des deux éléments composant l'antenne complète ainsi que les trous correspondant à l'emplacement des vis de fixation.



Figure II.28. Détails du prototype de l'antenne sectorielle

Pour ce qui est des performances du prototype, la première mesure effectuée a été celle de l'adaptation dont le résultat figure ci-dessous.

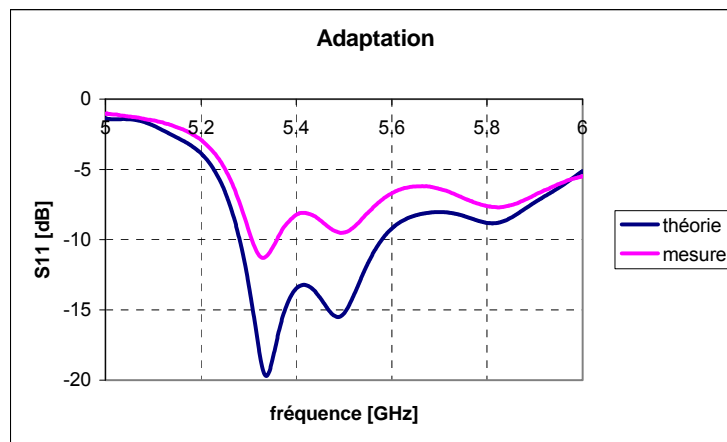


Figure II.29. Comparaison des adaptations théorique et mesurée

Bien que la valeur de l'adaptation obtenue lors des mesures ne soit pas identique à celle prévue par la simulation, on observe néanmoins une bonne concordance des résultats. Les variations des courbes théorique et expérimentale sont les mêmes, ainsi que la fréquence où l'adaptation est la meilleure. La différence observée est liée à l'amplitude de la résonance qui diffère entre la simulation et la mesure. La courbe expérimentale correspond néanmoins

bien à un fonctionnement correct, c'est-à-dire à une résonance de la cavité à la fréquence attendue.

Le fonctionnement de l'antenne a pu être évalué plus précisément par le tracé des variations du gain intrinsèque en fonction de la fréquence. La courbe obtenue est comparée au résultat de la simulation sur la figure II.30 ci-après.

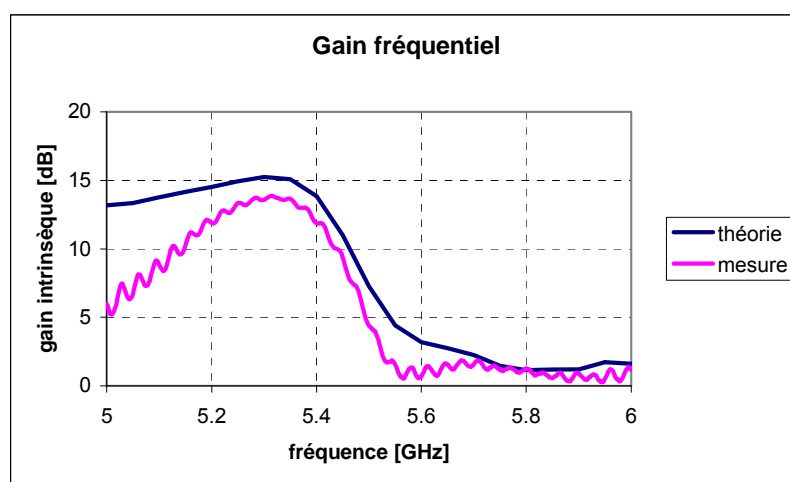


Figure II.30. Comparaison des gains théorique et mesuré

On obtient une fréquence optimale de fonctionnement identique, mais le gain maximum mesuré n'atteint que 13.5 dB à 5.3 GHz en lieu et place des 15 dB attendus. L'incertitude de 0.5 dB sur la valeur mesurée ne suffit pas à expliquer la chute de gain observée. Une hypothèse possible serait le mauvais contact entre le circuit imprimé et les murs électriques verticaux. En effet, la simulation de la même structure avec un espace de quelques dixièmes de millimètre entre ceux-ci et le matériau BIE conduit à une chute d'environ 2 dB de la directivité. Afin de vérifier cette hypothèse, le prototype va être modifié en augmentant le nombre de vis fixant le circuit imprimé au reste de la structure, afin de plaquer ce dernier au support métallique.

Pour ce qui est de la forme du rayonnement, les diagrammes théoriques et mesurés à 5.3 GHz sont comparés ci-dessous. On peut observer une très bonne adéquation entre les deux séries de courbes, notamment pour ce qui est des ouvertures angulaires à -3 dB dans les plans verticaux et horizontaux.

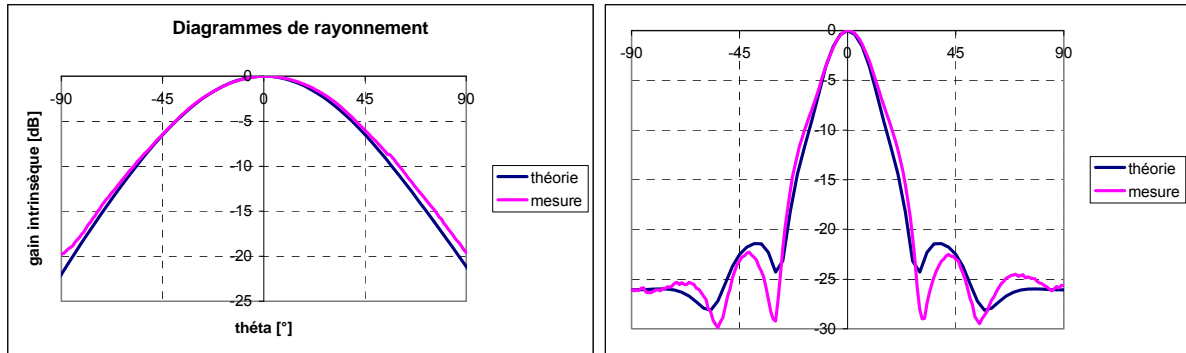


Figure II.31. Diagrammes de rayonnement à 5.3 GHz

Bien que les lobes mesurés soient plus larges, ce qui est en accord avec le gain intrinsèque obtenu, le diagramme de rayonnement expérimental présente bien la forme sectorielle recherchée. Ce résultat, très satisfaisant pour une première mesure, valide donc bien à la fois les résultats de simulation ainsi que la théorie de l'antenne BIE sectorielle. Une fois l'origine de la chute de gain vérifiée et corrigée dans la mesure du possible, les performances expérimentales viendront confirmer avec une grande exactitude la théorie présentée dans cette première partie.

### **III. Développements sur l'antenne BIE sectorielle**

Bien que le principe général de l'antenne BIE sectorielle ait été exposé, et la méthode de conception validée par un exemple en illustrant les possibilités, le concept peut être amélioré. Certaines modifications sont en effet nécessaires, notamment en vue d'une utilisation réelle de ces antennes. Dans cette partie sont présentées plusieurs développements effectués afin d'augmenter les potentialités de ce nouveau design.

#### **III.1 Antenne en polarisation verticale**

Bien que l'antenne à polarisation horizontale ait été la première à être mise au point, car découlant plus directement des antennes BIE directives, une antenne sectorielle à polarisation verticale est plus appropriée pour les réseaux de télécommunications. Le premier développement présenté concerne donc logiquement la mise au point d'une telle antenne.

##### **III.1.1 Principe de l'antenne à polarisation verticale**

La géométrie de l'antenne à polarisation verticale est identique à celle présentée précédemment, si ce n'est que le matériau BIE est tourné de  $90^\circ$ . Les tiges métalliques sont donc disposées dans le sens de la longueur de la structure. Il convient également de changer la polarisation du patch d'excitation en modifiant la position de sa sonde d'alimentation. Une première antenne a été obtenue selon ce principe, toujours à partir de la même référence. La figure III.1 ci-dessous en présente la géométrie.

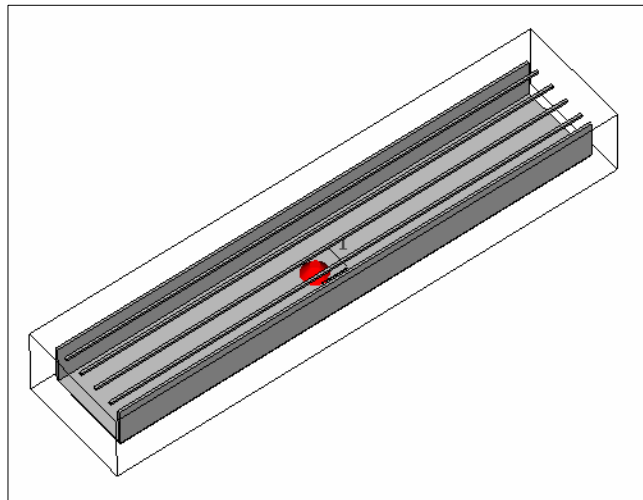


Figure III.1. Géométrie de l'antenne à polarisation verticale

La simulation de cette nouvelle structure a fournit le résultat suivant pour ce qui est du gain fréquentiel.

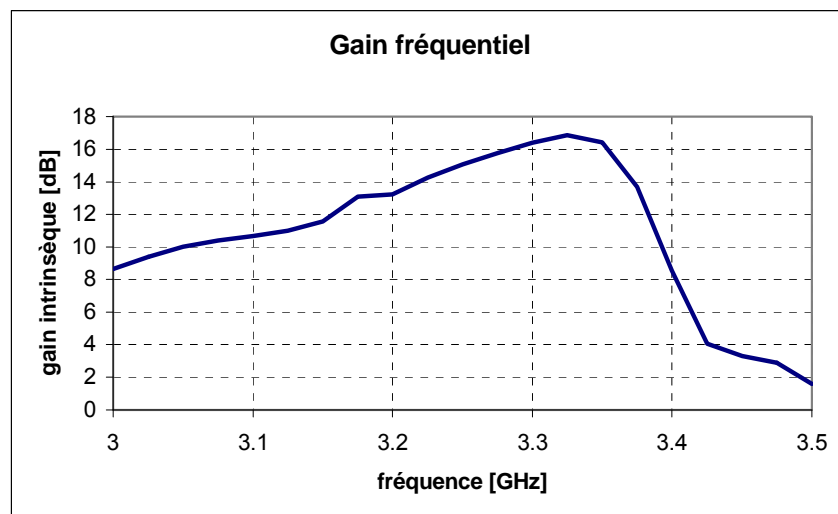


Figure III.2. Gain fréquentiel de l'antenne en polarisation verticale

Les diagrammes de rayonnement, indispensables pour juger du bon fonctionnement de l'antenne, sont présentés sur la figure suivante.

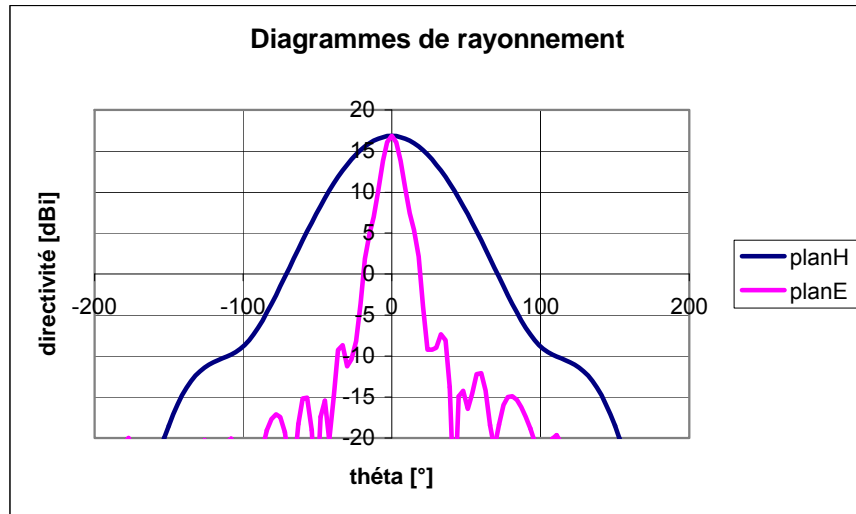


Figure III.3. Diagrammes de rayonnement à 3.32 GHz

La première constatation que l'on puisse faire, est que le fonctionnement sectoriel est présent dans le cas d'une antenne à polarisation verticale. On peut également remarquer que la fréquence de fonctionnement a changé. En effet, l'antenne ci-dessus, conçue à partir du même matériau BIE que l'antenne en polarisation horizontale, présente un maximum de gain à la fréquence de 3.32 GHz au lieu de 3 GHz. L'explication de cette différence se trouve dans la visualisation du champ à l'intérieur de la structure (figure III.4).

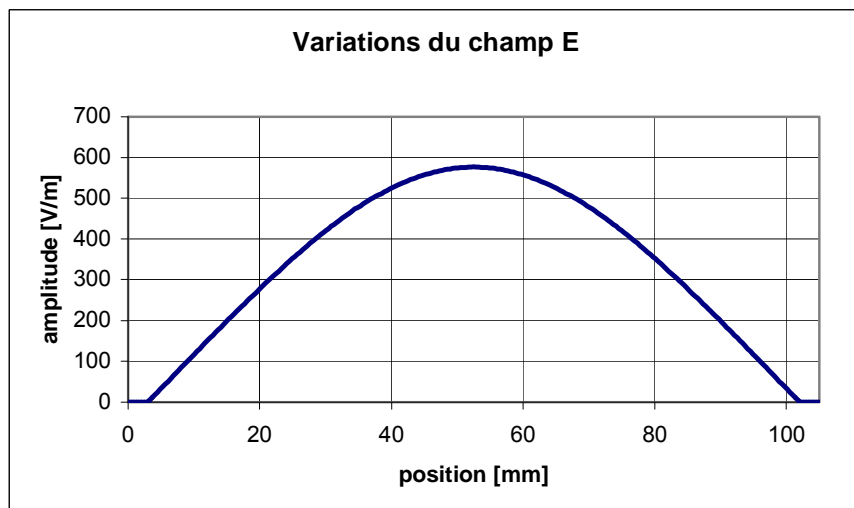


Figure III.4. Variations du champ E selon la largeur de l'antenne



Comme on peut le constater, la répartition du champ est différente de celle de l'antenne à polarisation horizontale. La variation en cosinus du champ indique un fonctionnement sur un mode  $TM_{11}$ , la largeur de l'antenne influe donc directement sur sa fréquence de fonctionnement. Le calcul de cette fréquence doit donc se faire en utilisant la formule suivante :

$$f = \sqrt{f_1^2 + \left(\frac{c}{2.l}\right)^2},$$

où  $f_1$  est la fréquence calculée de la manière classique et  $l$  la largeur de la structure. En appliquant cette formule sur le cas présenté plus haut, on obtient une fréquence théorique de 3.28 GHz, ce qui est très proche du résultat de simulation.

### III.1.2 Performances de l'antenne à polarisation verticale

Pour ce qui est des performances en terme d'ouverture angulaire, celle-ci vaut  $55^\circ$  environ à la fréquence de 5.3 GHz au lieu des  $62^\circ$  obtenus avec l'antenne à polarisation horizontale. Si on utilise la même formule que précédemment pour calculer l'ouverture angulaire, on obtient le résultat ci-dessous :

$$\theta_{-3dB} = 50.8 \frac{\lambda}{l} = 56^\circ$$

On peut en déduire que la différence obtenue tient uniquement au fait que la fréquence de fonctionnement est plus élevée. L'ouverture angulaire s'en retrouve donc proportionnellement diminuée. Bien que la répartition de l'énergie au sein de l'antenne diffère pour les antennes à polarisation verticale, la répartition de l'énergie au niveau de la tache rayonnante est donc semblable. En effet, la formule utilisée correspond à l'hypothèse d'une tache équiamplitude. Cette observation a été vérifiée par une visualisation des champs sur la surface de l'ouverture rayonnante.

Les performances obtenues en polarisation verticale sont donc tout à fait similaires à celles obtenues précédemment, que ce soit en termes d'ouverture angulaire ou de directivité.

La mise au point de l'antenne à polarisation verticale peut néanmoins se révéler plus délicate, à cause du faible nombre de période du matériau BIE. En effet, une antenne à polarisation verticale, utilisant le même matériau BIE et ayant les mêmes dimensions, mais dont les tiges ont été décalées latéralement, présente des performances légèrement différentes. La comparaison des courbes de gains fréquentiels est présentée en figure III.5.

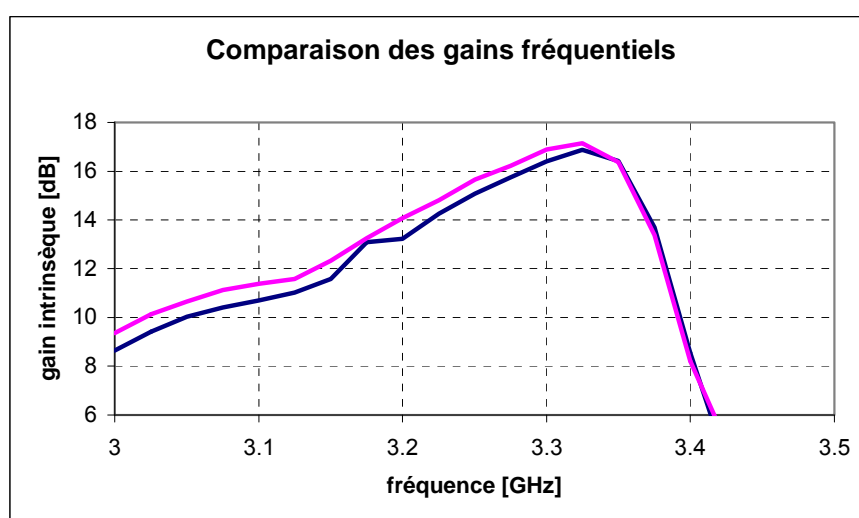


Figure III.5. Comparaison des gains fréquentiels des antennes à polarisation verticale

Bien que la différence observée en termes de gain soit relativement faible, à savoir 0.5 dB, la seconde structure présente une ouverture angulaire de  $50^\circ$  au lieu des  $55^\circ$ . Le paramètre primordial des antennes sectorielles étant en général leur ouverture angulaire, il pourra donc être nécessaire de tester plusieurs configurations, avant d'obtenir les performances recherchées.

### III.1.3 Antenne à double polarisation

Des antennes sectorielles à polarisation verticale et horizontale ont pu être mise au point et leurs fonctionnements respectifs expliqués. L'étape suivante consiste à utiliser ce savoir afin de créer une antenne capable de fonctionner indifféremment en polarisation verticale ou horizontale. Le cahier des charges retenu pour cette nouvelle antenne est le suivant :

- gain d'au moins 16 dB dans chacune des deux polarisations,
- ouverture angulaire d'au moins 60°,
- fréquence de fonctionnement identique à 5 GHz.

Pour obtenir une antenne satisfaisant à ces critères, deux structures distinctes ont été créées dans un premier temps. Leur superposition a ensuite été simulée, et ses performances comparées au cahier des charges.

### Design de l'antenne en polarisation horizontale

Le design de cette première antenne selon la méthode exposée précédemment dans ce chapitre suit les étapes suivantes :

- l'ouverture de 60° à 5GHz impose une largeur  $l = \frac{50,8.\lambda}{\theta} = 50.8mm$ ,
- l'obtention d'un gain de 16 dB précisé par le cahier des charges donne une longueur pour la tache rayonnante équiampitude valant  $L = \frac{G.\lambda^2}{4.\pi.l} = 224mm$ ,
- l'antenne BIE directive possédant le matériau BIE présenterait une directivité  $D = \frac{4.\pi.\left(\pi.\left(\frac{L}{2}\right)^2\right)}{\lambda^2} = 21.4dB$ ,
- un tel gain correspond à une antenne d'environ 27cm de coté et à un matériau BIE présentant une réflectivité de 0.945 à 5 GHz,
- pour le matériau BIE, on peut donc utiliser des tiges métalliques de 0.6 mm espacées de 5.6 mm. Dans le cas de cette antenne, il est en effet plus judicieux d'utiliser des tiges étroites pour limiter la polarisation croisée,

- à partir des propriétés du matériau envisagé, la hauteur de l'antenne a pu être déterminée, et vaut  $h = \frac{\lambda}{2} \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{360} \right) = 28.4\text{mm}$

La géométrie obtenue à la suite de cette phase de conception est illustrée ci-dessous.

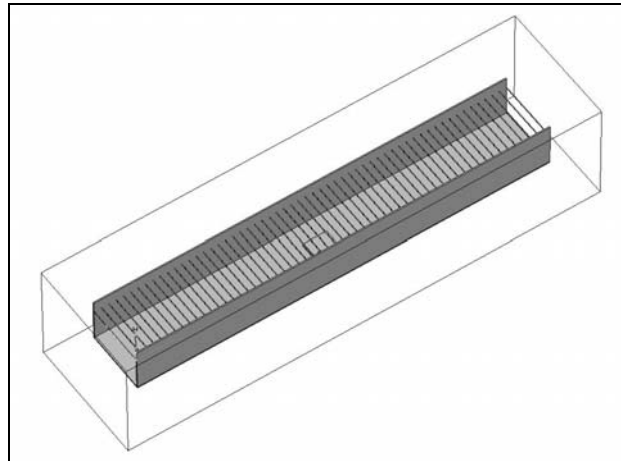


Figure III.6. Géométrie de l'antenne à polarisation horizontale

Le gain fréquentiel de cette nouvelle structure est présenté sur la figure III.7 et les diagrammes de rayonnement à 5.05 GHz sur la figure III.8.

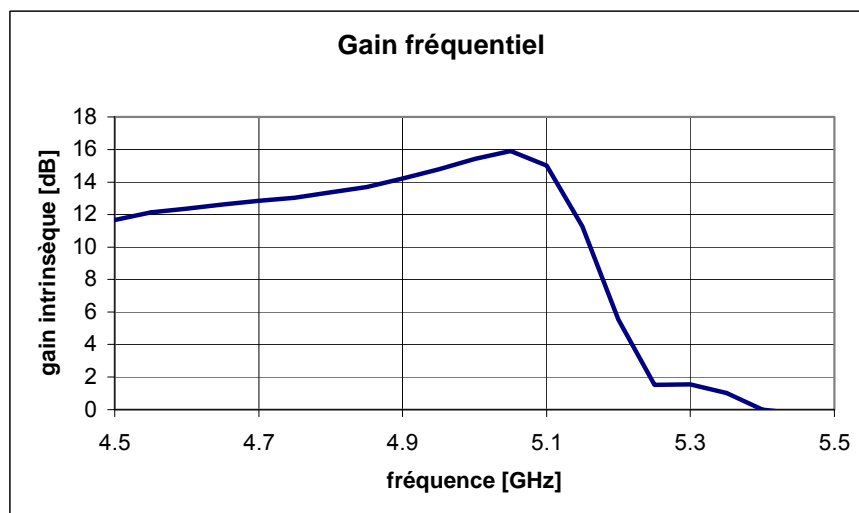


Figure III.7. Gain fréquentiel de l'antenne en polarisation horizontale

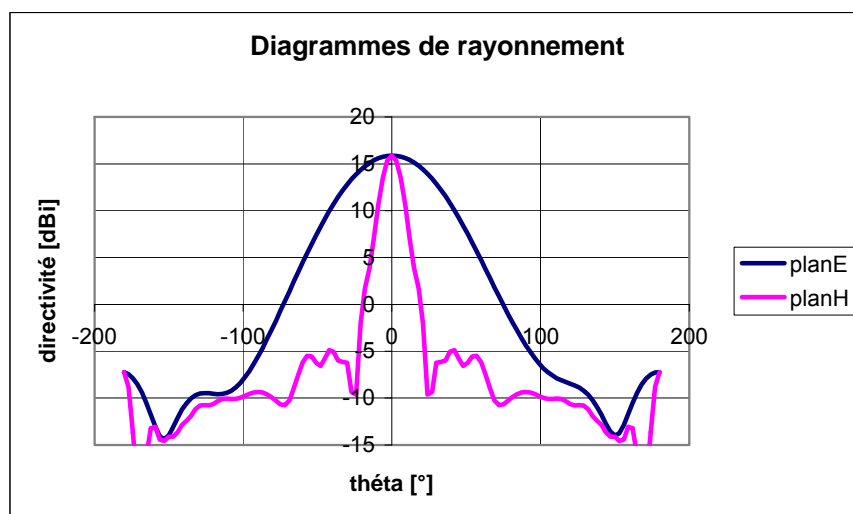


Figure III.8. Diagrammes de rayonnement à 5.05 GHz

Les performances obtenues avec cette première antenne sont tout à fait correctes en regard du cahier des charges. L'ouverture angulaire notamment, atteint la valeur prescrite de 60°. Seule la fréquence de fonctionnement présente un léger décalage, puisque la directivité maximale est obtenue à 5.05 GHz. Ceci est dû à l'arrondissement effectué au niveau de la hauteur de l'antenne.

### Design de l'antenne en polarisation verticale

Pour ce qui est du design de l'antenne en polarisation verticale, la majeure partie de l'étude est totalement identique à celle qui vient d'être faite. La seule différence se trouve, en effet, dans le calcul de la hauteur à donner au guide:

- A partir des propriétés du matériau envisagé, la hauteur de cavité a pu être déterminée,

$$\text{et vaut } h = \frac{1}{2} \cdot \frac{c \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{360} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4L^2}}} = 35.3\text{mm}$$

L'antenne fonctionnant en polarisation verticale issue de l'étude ci-dessus est présentée ci-dessous en figure III.9.

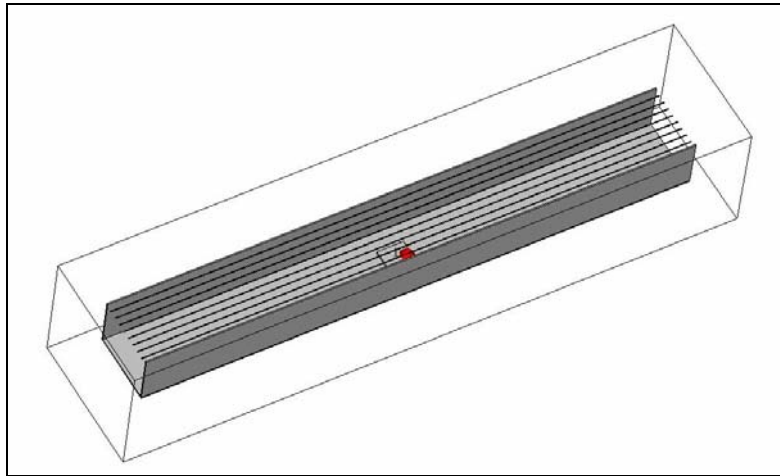


Figure III.9. Géométrie de l'antenne en polarisation verticale

Pour ce qui est des performances de cette seconde antenne, la figure III.10 présente le gain fréquentiel obtenu lors de la simulation de la géométrie ci-dessus.

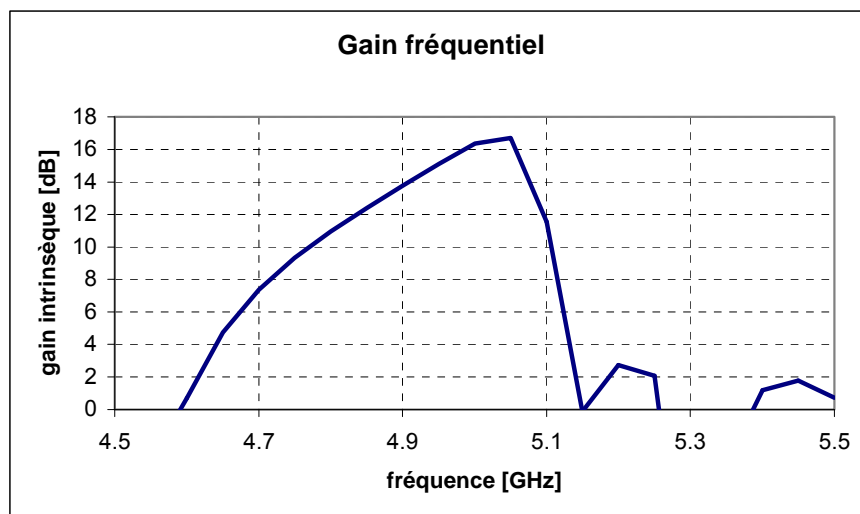


Figure III.10. Gain fréquentiel de l'antenne en polarisation verticale

Les performances en termes de directivité sont tout à fait conformes au cahier des charges. On obtient par contre encore un léger décalage de la fréquence. Les diagrammes de rayonnement, permettant de juger du fonctionnement sectoriel de l'antenne, sont présentés ci-dessous.

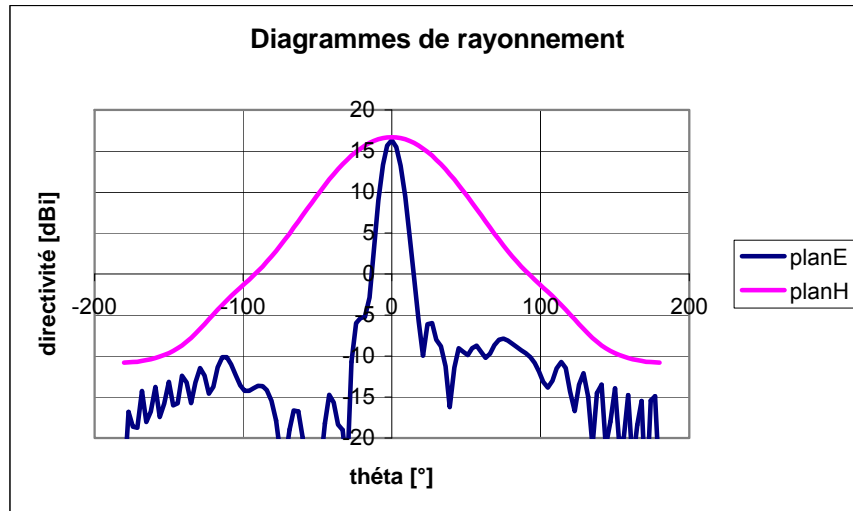


Figure III.11. Diagrammes de rayonnement à 5.05 GHz

Dans le cas de cette seconde antenne, le fonctionnement sectoriel est tout à fait correct. L'ouverture angulaire relevée sur la courbe ci-dessus vaut  $61^\circ$ .

### Performances de l'antenne à double polarisation

Une fois les deux antennes précédentes dimensionnées, elles ont été réunies pour obtenir une structure capable de fonctionner indifféremment en polarisation horizontale ou verticale. La géométrie correspondante est figurée ci-dessous.

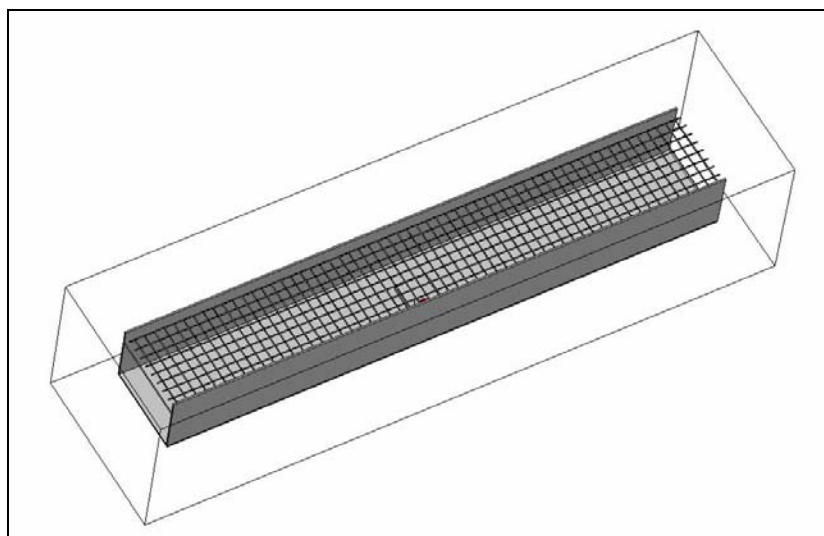


Figure III.12. Géométrie de l'antenne bipolarisation

Les dimensions latérales des structures à polarisation horizontale et verticale étant identiques, l'antenne ci-dessus a été obtenue en superposant les matériaux BIE. Le choix de la polarisation s'effectue ensuite par le biais de la polarisation du patch d'excitation. Les résultats sont présentés ci-dessous, notamment les gains fréquentiels qui sont comparés en figure III.13.

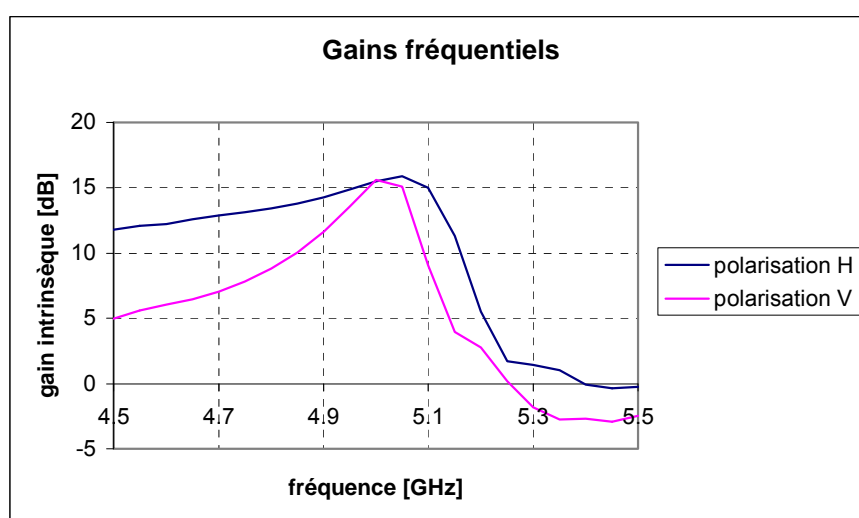


Figure III.13. Gains fréquentiels en polarisation verticale et horizontale

Le gain obtenu est sensiblement le même dans les deux polarisations. Il vaut en effet 15,8 dB en polarisation horizontale, et 15,6 dB en polarisation verticale à la fréquence de 5 GHz. La chute du gain observée en polarisation verticale, ainsi que la plus faible bande passante, tiennent à la perturbation due au matériau BIE de la polarisation horizontale. Ce dernier se trouve en effet dans une zone de fort champ comme le montre la figure III.14. Même si le coefficient de ce matériau en polarisation verticale est faible, placé dans la cavité résonante il perturbe son fonctionnement.



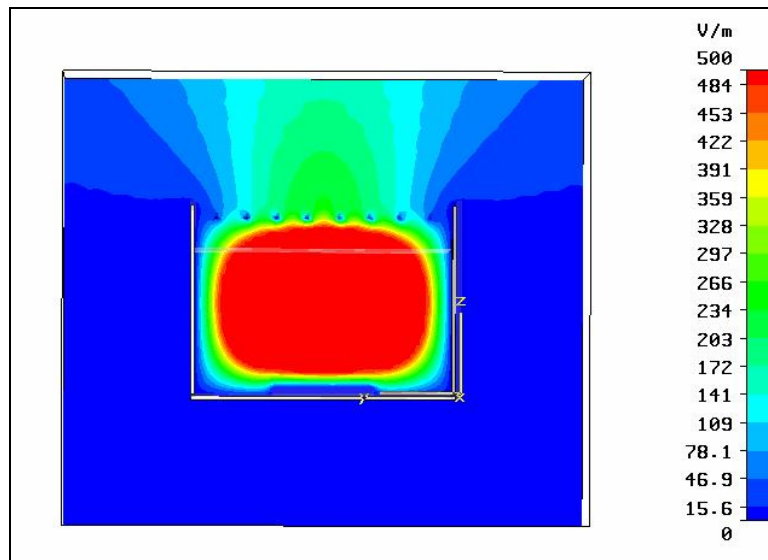


Figure III.14. Cartographie du champ E du fonctionnement en polarisation verticale

Les résultats observés sur les courbes de gain fréquentiel ayant été expliqués, il faut vérifier le fonctionnement sectoriel de l'antenne pour les deux polarisations. Les diagrammes de rayonnement sont reproduits en figure III.15 pour la polarisation horizontale et III.16 pour la polarisation verticale.

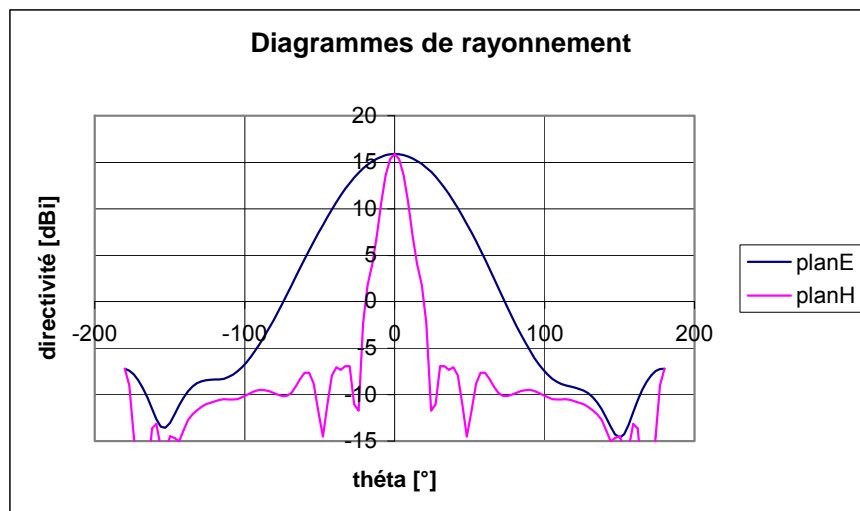


Figure III.15. Diagrammes de rayonnement à 5 GHz en polarisation horizontale

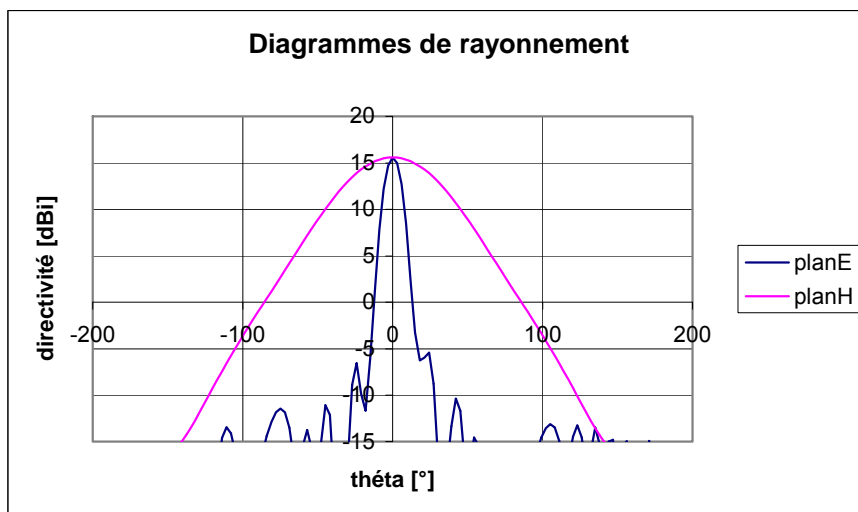


Figure III.16. Diagrammes de rayonnement à 5 GHz en polarisation verticale

Les courbes montrent que le fonctionnement sectoriel est bien présent dans les deux polarisations étudiées. L'ouverture angulaire vaut  $60^\circ$  pour le fonctionnement en polarisation horizontal et  $64^\circ$  pour le fonctionnement en polarisation verticale. Pour ce qui est de la polarisation croisée, elle figure ci-dessous.

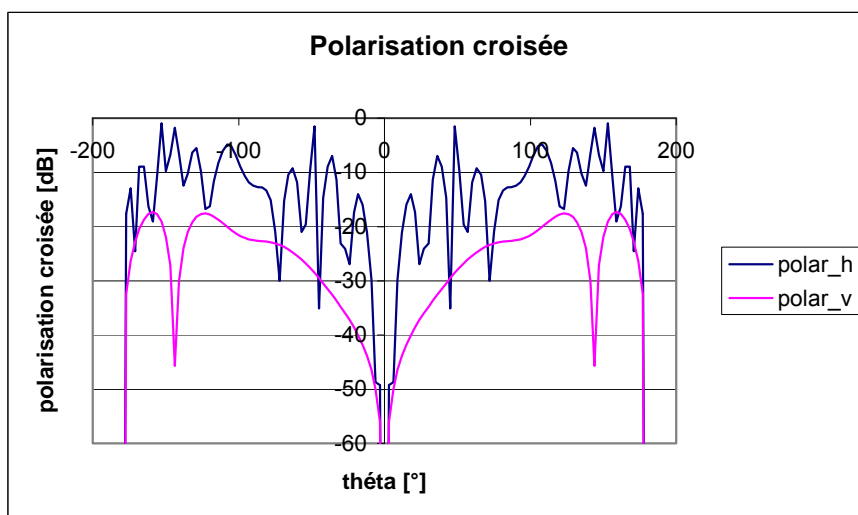


Figure III.17. Polarisation croisée en fonctionnement horizontal et vertical

Au vu de ces résultats, et malgré la directivité maximum légèrement insuffisante, on peut donc considérer que le design de cette antenne est un succès, la méthode suivie pourra être utilisée pour d'autres cahiers des charges.

Une amélioration possible du design pourrait être effectuée en concevant de manière plus précise le matériau BIE afin d'en réduire encore la polarisation croisée.

## **III.2 Formation du diagramme dans le plan vertical**

Un autre développement possible pour l'antenne sectorielle est la formation du diagramme dans le plan vertical. En effet, pour un grand nombre d'applications dévolues aux antennes sectorielles, il peut être intéressant d'obtenir au moins un décalage angulaire du lobe principal dans le plan vertical. Une vraie formation du lobe, permettant d'optimiser la zone couverte et de minimiser l'énergie perdue serait encore plus intéressante. Deux voies différentes ont été explorées, la première étant la création d'un dépointage statique de quelques degrés. La seconde approche a consisté en l'utilisation d'un réseau de sources, afin d'obtenir une véritable formation du diagramme de rayonnement.

### **III.2.1 Principe d'une antenne à diagramme dépointé**

A partir du principe de fonctionnement d'une antenne BIE, on peut concevoir une géométrie simple permettant l'obtention d'un décalage du lobe principal. En effet, il suffit pour cela d'obtenir une tache de rayonnement légèrement dissymétrique selon la longueur de l'antenne. Ceci va se traduire par une dissymétrisation du rayonnement, le lobe principal étant ainsi décalé. La modification de l'ouverture rayonnante nécessaire peut se faire simplement en favorisant la résonance d'un côté de l'antenne par rapport à l'autre. Cet effet peut être obtenu, soit en modifiant la hauteur de cavité d'un côté de l'antenne, soit en modifiant le matériau BIE lui-même.

#### **Dissymétrisation par modification de la hauteur de cavité**

En modifiant la hauteur du guide sur une des deux moitiés de l'antenne, on va limiter fortement la taille de la tache rayonnante correspondant à cette moitié. En effet, la hauteur de cavité étant diminuée, la fréquence de coupure correspondante va augmenter. A la fréquence de travail de l'antenne, la moitié du guide modifiée va se trouver sous sa fréquence de coupure. La figure III.18 présente la cartographie de champ d'une antenne modifiée vue en coupe.

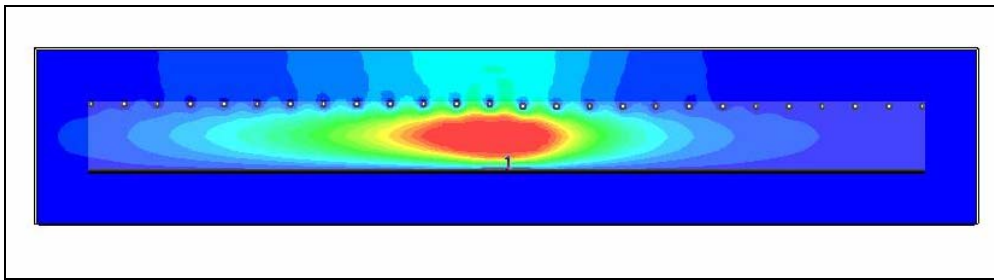


Figure III.18. Répartition du champ E selon la longueur de l'antenne

Sur cette cartographie, on peut observer une répartition dissymétrique de l'énergie dans l'antenne, les champs s'étendant moins dans la partie droite de l'antenne, où la hauteur de la cavité a été modifiée. Cette nouvelle répartition de l'énergie se traduit par une modification du diagramme de rayonnement, il présente alors un lobe principal décalé d'environ  $2^\circ$  dans le plan vertical (figure III.19).

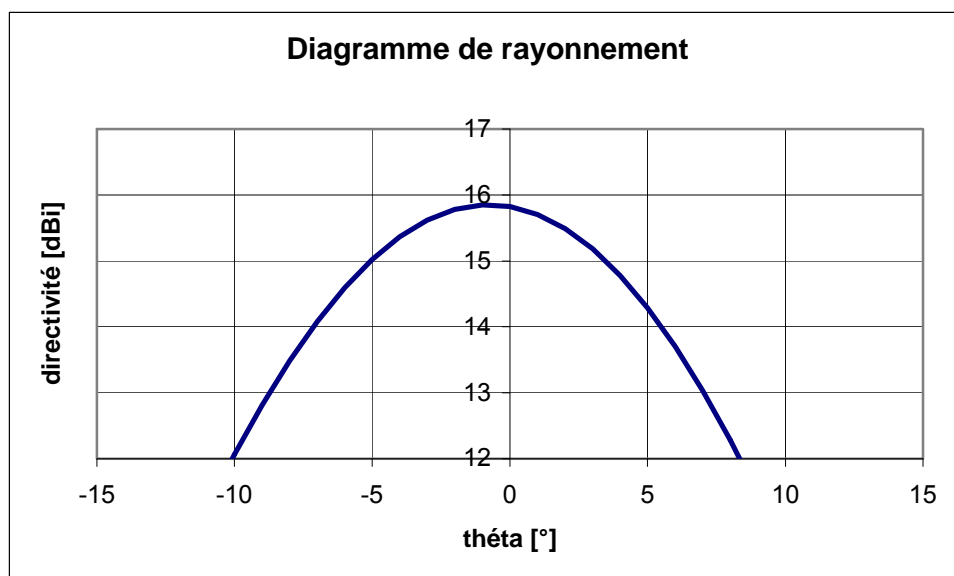


Figure III.19. Diagramme de rayonnement dans le plan V de l'antenne modifiée

### Dissymétrisation par modification du matériau

Un résultat tout à fait analogue à celui qui a été présenté ci-dessus peut être obtenu en retouchant le matériau BIE sur la moitié de l'antenne. Si ce dernier est modifié dans le sens

d'une baisse de la réflectivité, la phase du coefficient de réflexion du matériau va diminuer, ce qui correspond à une fréquence de fonctionnement plus basse. Afin de conserver la fréquence de fonctionnement initiale, il est donc souhaitable d'augmenter la réflectivité du matériau BIE.

La figure III.20 présente la cartographie de champ obtenue.

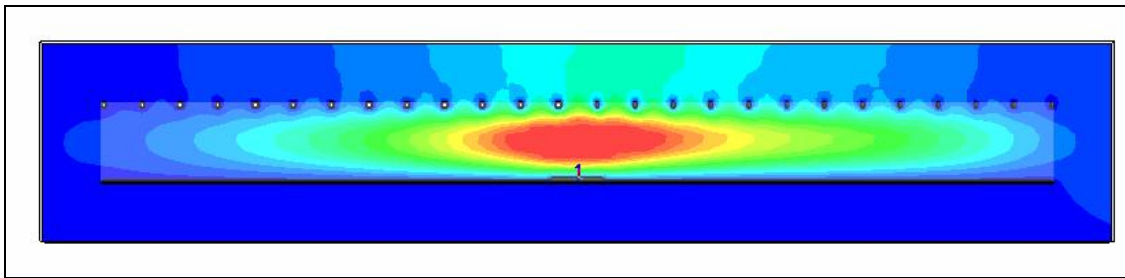


Figure III.20. Cartographie du champ E obtenue par modification du matériau

La modification du matériau BIE permet d'obtenir des résultats tout à fait similaires à ceux produits par le changement de la hauteur de l'antenne. Le principe utilisé étant le même, à savoir une dissymétrisation de la cavité résonante, on peut se contenter d'évaluer les possibilités de la première solution. Des résultats semblables pourront être obtenus par la modification du matériau BIE.

### III.2.2 Performances et limitations de la géométrie

Sur l'exemple présenté dans le paragraphe précédent, un dépointage du lobe principal d'environ  $2^\circ$  a pu être obtenu par une diminution de la hauteur de la cavité. Pour la plupart des applications, les valeurs du décalage doivent être comprises entre  $1^\circ$  et au maximum  $5^\circ$ , afin d'optimiser la zone de couverture. Pour que la solution retenue présente un réel intérêt, elle doit être à même de permettre l'obtention d'une valeur d'au moins  $5^\circ$ . La figure ci-dessous présente les lobes obtenus dans le plan vertical, en faisant varier la hauteur du guide.

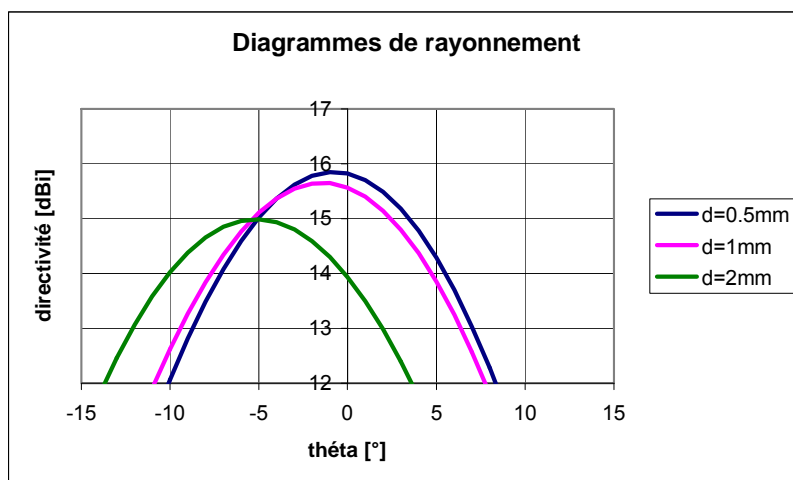


Figure III.21. Variations du dépointage en fonction de la modification de la cavité

Une modification plus importante de la hauteur de la cavité entraîne logiquement une dissymétrie plus importante du rayonnement. Une variation de 2 mm de la hauteur de la cavité permet d'obtenir la valeur de  $5^\circ$  pour le dépointage qui avait été fixée comme la valeur maximale à atteindre.

La solution présentée permet donc d'obtenir une valeur suffisante vis-à-vis des applications potentielles de ce type d'antenne. Il est néanmoins nécessaire de s'assurer que le fonctionnement sectoriel n'est pas perturbé par le décalage du lobe principal. La figure III.22 présente le rayonnement dans le plan horizontal de l'antenne présentant le dépointage de  $5^\circ$ .

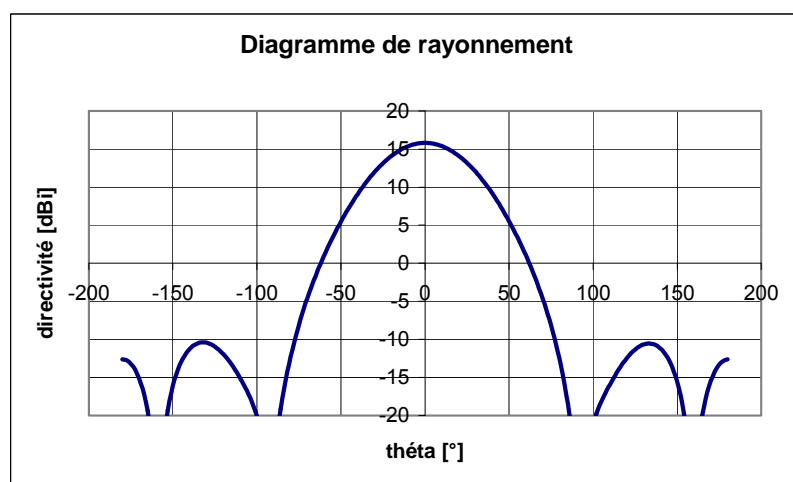


Figure III.22. Rayonnement de l'antenne dans le plan horizontal

L'ouverture angulaire reste large dans le plan horizontal, puisqu'elle atteint la valeur de  $52.5^\circ$ . Cette valeur semble tout de même diminuée par rapport au cas de référence qui présentait une ouverture de  $60^\circ$ .

La principale limitation de cette géométrie vient de la bande passante de l'antenne. Dans le cas d'un diagramme dépointé, la bande passante à considérer est celle où l'antenne présente un décalage constant, et non plus un gain constant. Les variations du dépointage dans le cas d'un dépointage de  $5^\circ$  sont présentées ci-après.

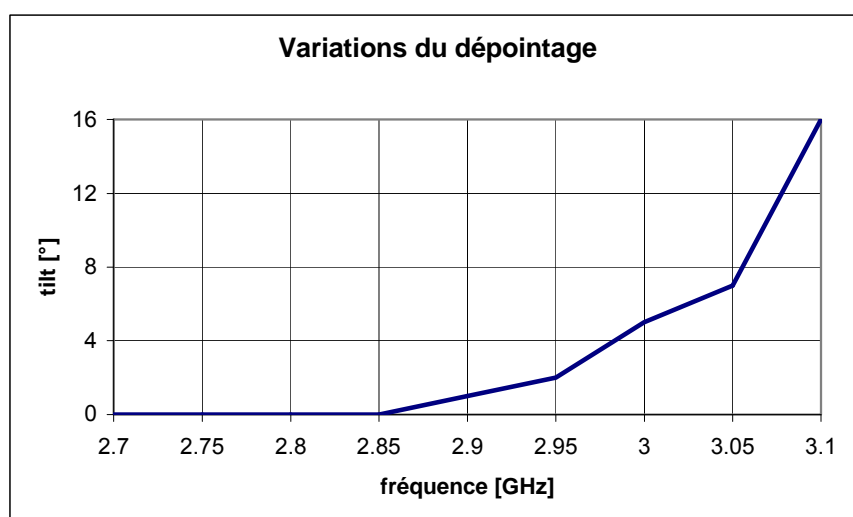


Figure III.23. Variations de l'angle de dépointage en fonction de la fréquence

On observe une valeur qui n'est pas du tout constante sur la bande de rayonnement de l'antenne. Même si une valeur comprise entre  $2^\circ$  et  $5^\circ$  peut être obtenue sur une bande de quelques pourcents, ce résultat va être insuffisant pour la plupart des applications. En effet si le dépointage n'est pas constant sur la bande de fréquence, le décalage du lobe n'apporte que peu d'avantages par rapport à une antenne classique. La solution présentée ici ne sera donc utile que pour des applications bande étroite.

### III.2.3 Formation du lobe par un réseau de sources

L'obtention d'un diagramme dépointé dans le plan vertical permet de limiter les pertes dues à l'énergie rayonnée vers des portions de l'espace où l'on ne trouve aucun utilisateur. Dans certaines configurations, il peut être intéressant d'aller plus loin qu'un simple

dépointage, et de former le diagramme dans le plan vertical [IV.5]. Il peut en effet être utile de limiter la chute du gain entre le lobe principal et les lobes secondaires, afin de limiter la zone non couverte au pied de l'émetteur [IV.6].

Pour obtenir une telle formation du diagramme, il est nécessaire d'utiliser un réseau de sources en lieu et place d'une source unique. Dans un premier temps, l'antenne sectorielle a été modifiée pour accommoder quatre patchs d'excitation. La figure III.24 ci-après présente le nouveau diagramme de rayonnement obtenu avec le réseau d'alimentation. Le seul changement par rapport au diagramme de l'antenne de référence est la valeur de la directivité, augmentée par l'utilisation de sources multiples.

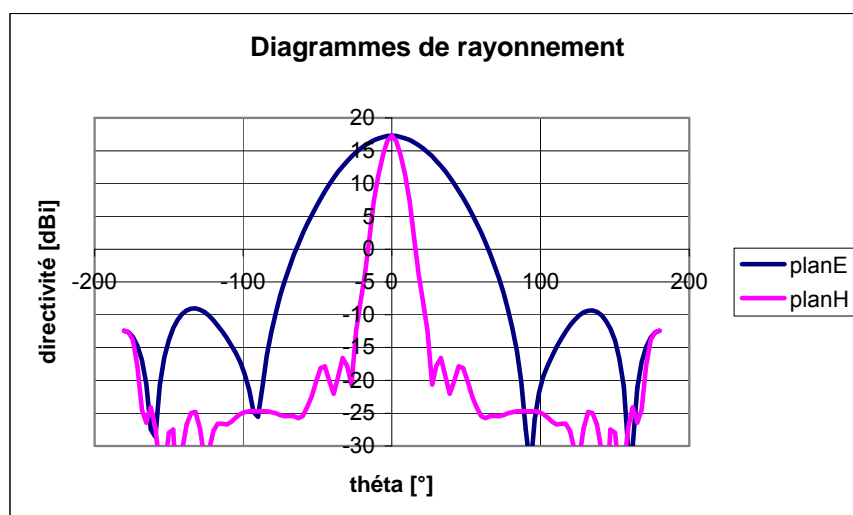


Figure III.24. Diagramme de rayonnement obtenu avec le réseau d'excitation

Le choix d'un réseau d'alimentation constitué de 4 patchs est basé sur un compromis entre les possibilités de formation du diagramme d'un côté, et la complexité de l'antenne de l'autre. En effet, un réseau avec moins d'éléments limiterait trop les possibilités, et un réseau plus important rendrait inutile la présence du matériau BIE. Les patchs ont été placés à une distance de 50mm, correspondant à environ la moitié de la longueur d'onde, dans le but de limiter les lobes de réseaux.

Suite aux travaux menés notamment par Mlle Laure Freytag [IV.7] durant sa thèse, le choix des coefficients à appliquer aux différents patchs est celui présenté en figure III.25 ci-après.



Le but était d'éliminer le trou de rayonnement autour de  $-30^\circ$ , tout en obtenant un léger dépointage du lobe principal.

	Patch 1	Patch 2	Patch 3	Patch 4
Amplitude	0.3	1	1	0.3
Phase [°]	0	0	$45^\circ$	$45^\circ$

Figure III.25. Pondération en phase et en amplitude des différents patches

L'application de ces pondérations a conduit au diagramme de rayonnement présenté ci-dessous en figure III.26.

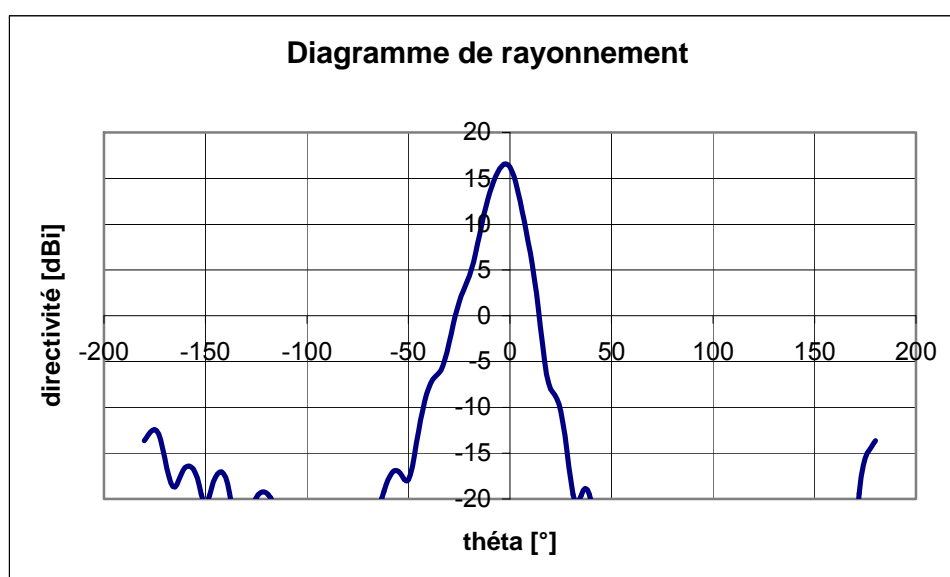


Figure III.26. Diagramme de rayonnement dans le plan vertical

On peut tout d'abord constater sur les courbes ci-dessus que le lobe principal de rayonnement est légèrement décalé, puisqu'il pointe dans la direction  $\theta=2^\circ$ . Un tel dépointage du lobe principal avait pu être obtenu avec la solution statique présentée précédemment, laquelle était beaucoup plus simple à mettre en œuvre. Si on considère les variations de cet angle en fonction de la fréquence, on obtient le résultat ci-dessous.

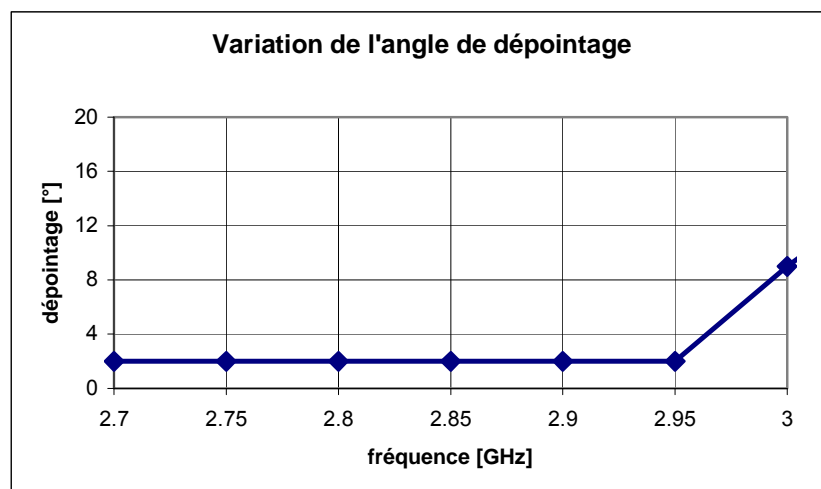


Figure III.27. Variations de l'angle de dépointage

Dans le cas considéré ici, on obtient une valeur de dépointage constante sur la bande de fonctionnement. Cette seconde solution, bien que plus lourde à mettre en œuvre, permet donc d'obtenir de meilleures performances.

En ce qui concerne le « trou » de rayonnement présenté par l'antenne à dépointage autour de  $-30^\circ$ , ce dernier a disparu. L'objectif poursuivi par cette nouvelle excitation a donc pu être atteint. L'intérêt de la formation du diagramme est illustré par la figure III.28 ci-après. Sur cette figure, on peut voir le niveau de puissance généré en fonction de la distance à l'antenne, cette dernière étant supposée au sommet d'un pylône de 10m.

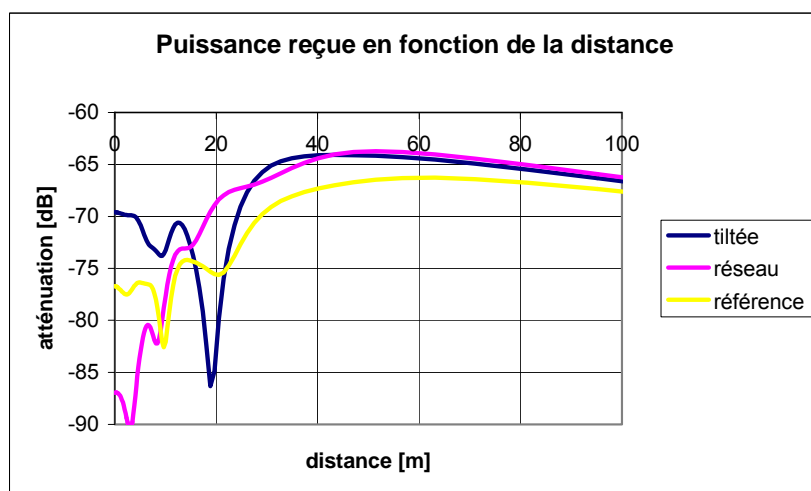


Figure III.28. Comparaison des puissances reçues selon l'antenne d'émission

La figure ci-dessus illustre parfaitement, l'intérêt du décalage du lobe principal et celui de la formation du faisceau dans le plan vertical. On s'aperçoit notamment que le dépointage permet de gagner plus de 3 dB au niveau de la puissance reçue au prix d'un trou plus important autour de 20m. Ce défaut est compensé par la formation du faisceau qui permet de gagner en puissance sans diminuer pour autant la zone couverte. Ces améliorations seront encore plus sensibles dans le cas d'une antenne fonctionnant plus haut en fréquence.

Dans cette partie consacrée à la formation du diagramme dans le plan vertical, nous avons pu montrer qu'il était possible d'améliorer les performances de l'antenne sectorielle. En effet, les deux approches étudiées la rendent plus adaptée au rôle qu'elle devra remplir.

### **III.3 Antenne agile en diagramme**

Cette troisième et dernière partie consacrée aux développements sur le nouveau concept proposé concerne la mise au point d'une antenne agile en diagramme. Bien qu'il ne s'agisse pas ici d'une antenne sectorielle à proprement parler, cette nouvelle structure est très semblable, et sa mise au point a été directement inspirée par les travaux précédents.

#### **III.3.1 Principe et intérêt de l'antenne**

L'antenne sectorielle a été conçue à partir d'une antenne BIE directive, en rajoutant des murs électriques limitant l'ouverture rayonnante créée par le guide d'onde à fuite. Comme cela a déjà été expliqué, la position des murs utilisés a une influence directe sur l'ouverture angulaire du lobe de rayonnement, ainsi que sur la directivité. A partir de ce constat, on peut imaginer créer une structure comportant toute une série de murs électriques, dont la directivité serait fonction des murs effectivement utilisés. Ce principe est illustré sur la figure III.29.

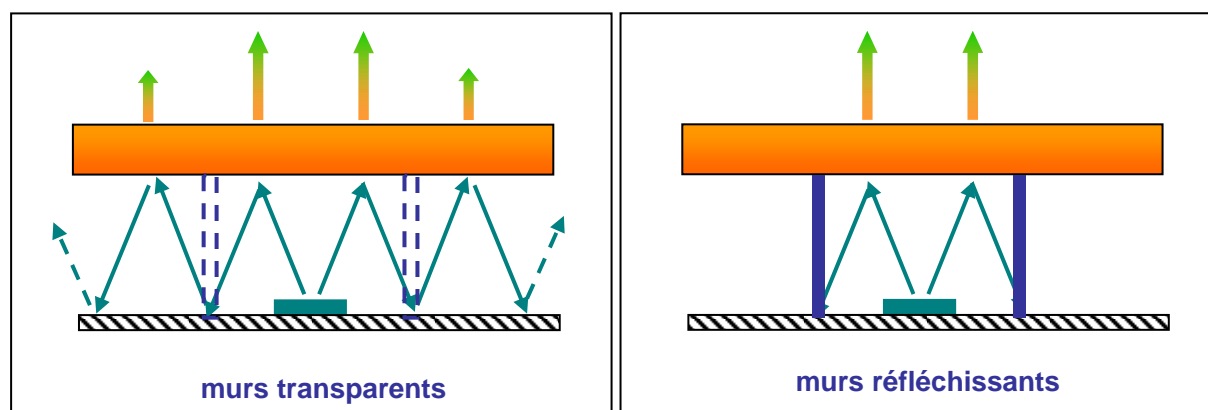


Figure III.29. Principe de l'antenne agile en gain

Une antenne conçue selon ce principe pourrait trouver un intérêt non négligeable si elle est utilisée en réception d'un système de communication. En effet, les caractéristiques du canal de transmission d'un tel système peuvent être grandement affectées, notamment par les conditions météorologiques. Si une telle antenne est utilisée en réception, elle pourra ajuster dans une certaine mesure son gain, afin de conserver un bilan de liaison correct.

### III.3.2 Mise au point du mur électrique

La première étape de la conception de l'antenne agile telle qu'elle a été décrite ci-dessus, est la mise au point d'une structure qui soit en charge de l'agilité. Cette structure devra être, soit réfléchissante, soit transparente à une fréquence donnée. Les premières études sur l'antenne sectorielle ont montré que les murs électriques peuvent être réalisés, soit par des plaques métalliques, soit par des matériaux BIE. Ce sont ces derniers qui ont été retenus pour créer de l'agilité.

Une première solution est de segmenter les tiges métalliques et d'insérer des composants actifs [IV.8], selon la méthode utilisée notamment par Mlle Laure Mercier [IV.9] durant sa thèse. La mise au point de ce matériau suppose néanmoins d'utiliser un grand nombre de diodes, ou de MEMS, afin d'obtenir une réflectivité suffisamment faible dans la configuration transparente. Les premières simulations effectuées en utilisant cette méthode sur l'antenne présentée en figure III.30, ont montré qu'il faut au moins 3 composants actifs par tige verticale pour obtenir une réflectivité de l'ordre de 0.3.

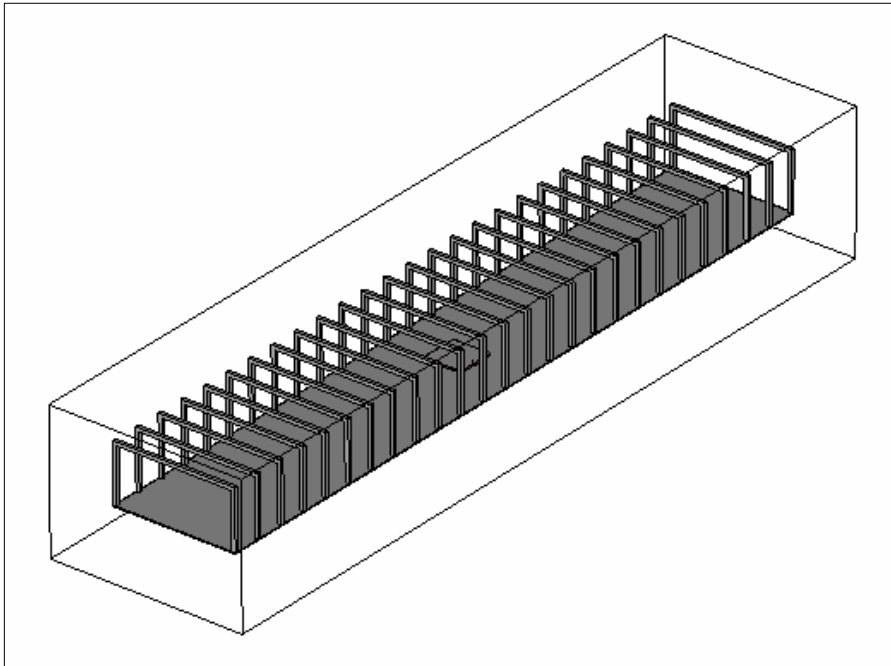


Figure III.30. Géométrie de l'antenne de référence de l'étude

L'utilisation de cette méthode conduirait donc à utiliser au minimum 156 composants pour la création de l'antenne. Cette première solution apparaissant comme trop coûteuse en termes de circuits utilisés, une autre approche a été envisagée.

Celle-ci consiste à n'utiliser qu'une diode par tige, placée au niveau de la jonction entre les éléments verticaux et horizontaux. L'idée était que la non connexion entre les deux types de tiges pouvait suffire à assurer le passage de l'énergie. La structure présentée en figure III.31 a alors été simulée. Il s'agit de l'antenne utilisée comme référence de l'étude de la première partie de ce chapitre, à laquelle on a rajouté des murs verticaux constitués de matériau BIE. La présence de diodes à l'état OFF a alors été simulée en ne connectant pas les tiges verticales et horizontales.

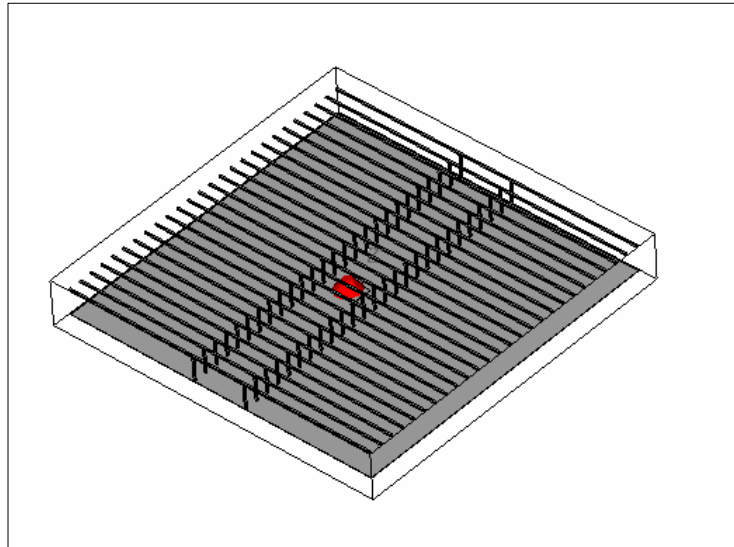


Figure III.31. Antenne de référence avec murs verticaux

Les résultats de cette simulation traduisent un fonctionnement quasiment analogue à celui de l'antenne de référence. La cartographie du champ E dans un plan horizontal, correspondant au milieu de l'antenne, est présentée sur la figure III.32 ci-après.

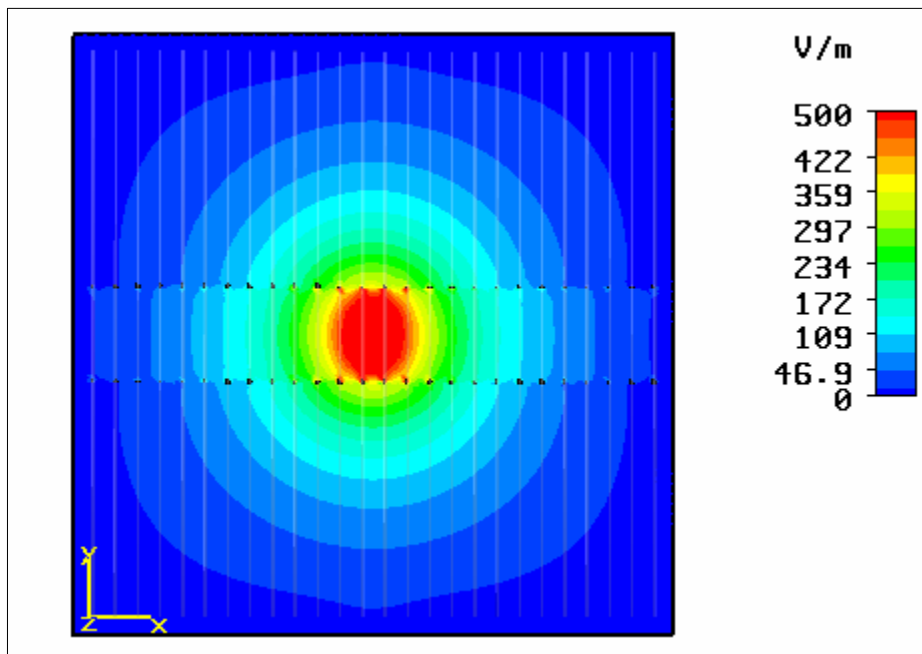


Figure III.32. Cartographie du champ E au milieu de la cavité

On s'aperçoit que la présence des tiges verticales a un effet sur la répartition de l'énergie, sans pour autant empêcher l'étalement de la tache rayonnante. La comparaison des performances, entre l'antenne présentée ci-dessus et l'antenne de référence, permet de juger plus précisément de l'influence des murs verticaux.

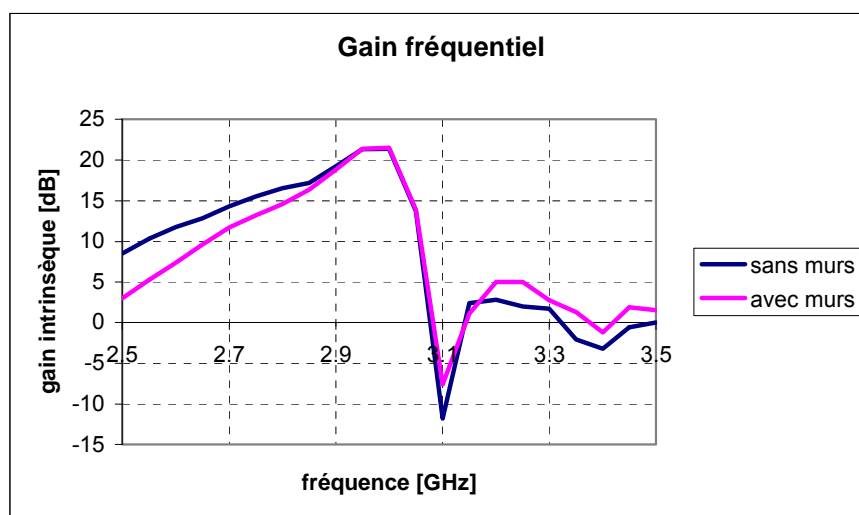


Figure III.33. Comparaison des gains avec et sans murs verticaux

On peut observer que la présence des murs ne modifie presque pas les propriétés de l'antenne. Cette seconde approche a donc pu être utilisée pour créer une certaine agilité en gain.

### III.3.3 Obtention de l'antenne et performances

La configuration utilisée pour l'antenne agile est celle présentée en figure III.34. Il s'agit en fait de celle étudiée précédemment, si ce n'est qu'elle possède quatre murs verticaux au lieu de deux comme dans le cas précédent.

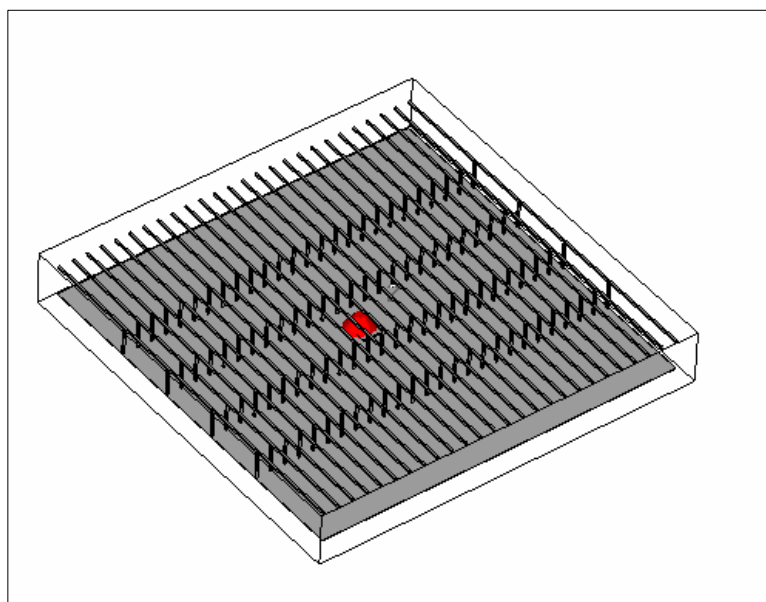


Figure III.34. Géométrie de l'antenne agile

Le but de cette étude étant de présenter le concept d'une antenne agile, les diodes n'ont pas été simulées, mais simplement représentés à nouveau par un court-circuit ou un circuit ouvert. Cette simplification a permis de réduire fortement les temps de calcul, mais les résultats obtenus ne seront le reflet exact de la réalité. Ci-dessous sont comparés les gains fréquentiels obtenus dans les trois configurations possibles, à savoir avec les deux murs « OFF », avec uniquement les murs extérieurs « ON » ou avec les deux « ON ».

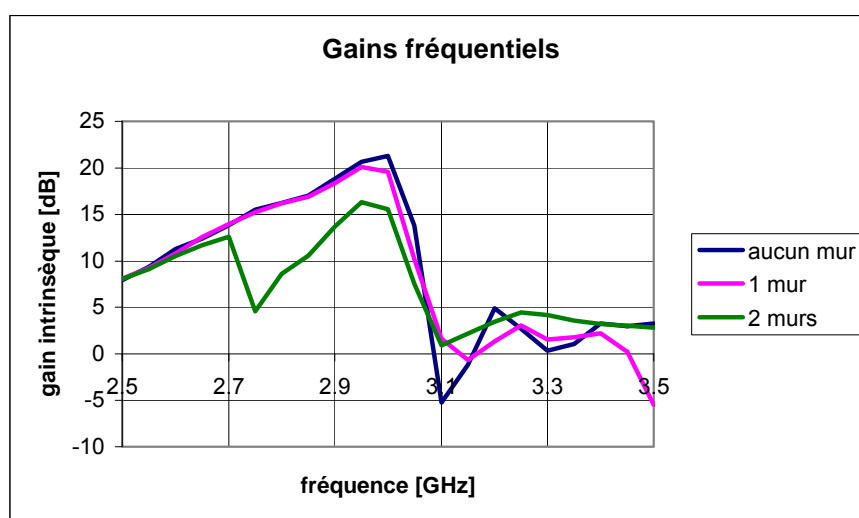


Figure III.35. Comparaison des gains dans les trois configurations



Cette figure montre que le concept étudié ici a bien permis d'obtenir une certaine agilité. Pour ce qui est du gain de l'antenne, il passe de 21 dB sans mur, à 19 dB puis à 16 dB avec les deux murs, le tout à 2.95 GHz. Afin de s'assurer des possibilités de ce genre d'antenne, il faut néanmoins visualiser les diagrammes de rayonnement dans les trois configurations. Ces derniers sont présentés ci-dessous en figure III.36.

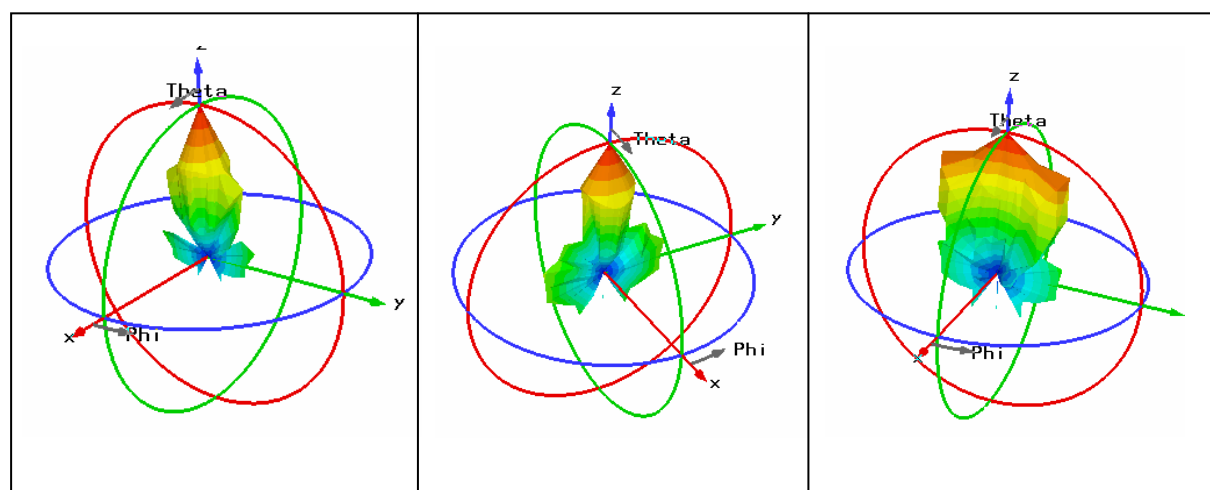


Figure III.36. Diagrammes de rayonnement des trois configurations

Les formes de diagrammes obtenues sont proches de celles d'une antenne directive pour les deux premières, et d'une antenne sectorielle pour la dernière. On peut néanmoins remarquer que les lobes secondaires sont plus élevés. Cette détérioration est due aux fuites de l'énergie à travers les murs verticaux qui excitent le reste de la structure de l'antenne.

La conservation du lobe principal dans l'axe assure tout de même un certain intérêt à cette structure. Pour que le concept présenté ici puisse être utilisé de manière réelle, il faudrait néanmoins améliorer la forme des diagrammes. Une modélisation plus réaliste des composants actifs est aussi à envisager.

## **IV. Application : antenne sectorielle pour une station de base UMTS**

### **IV.1 Design d'une antenne monobande**

#### **IV.1.1 Cahier des charges pour l'application**

Les principes de fonctionnement de l'antenne BIE sectorielle ont été détaillés dans la première partie de ce chapitre, et différentes améliorations ont été proposées dans la seconde. Afin d'illustrer l'intérêt de ce nouveau concept par un exemple concret, il a été décidé de concevoir une antenne pour une station de base UMTS. Le choix de l'application s'est porté sur cette norme de téléphonie mobile à cause de son très fort développement au moment des travaux qui sont présentés ici. Le cahier des charges que nous nous sommes fixés est détaillé ci-dessous:

- bandes de fonctionnement UMTS : 1.92-1.98 GHz et 2.11-2.17 GHz,
- gain de 17 dB avec moins de 3 dB de variation sur toute la bande,
- ouverture angulaire de 60° minimum dans le plan horizontal,
- fonctionnement en polarisation verticale.

Ce cahier des charges correspond aux performances des antennes disponibles dans le commerce pour ce type d'application, avec néanmoins un gain légèrement amélioré. L'ouverture angulaire a été choisie relativement étroite, c'est-à-dire correspondant à une zone de forte densité d'abonnée. Pour des zones moins densément peuplées, ce sont plutôt des antennes de type omnidirectionnel qui vont être choisies.

Le choix de la polarisation verticale est également imposé par les systèmes déjà existants, bien que la mise au point d'une antenne en polarisation horizontale soit plus simple, notamment en ce qui concerne l'ajustement de la fréquence de fonctionnement.

#### IV.1.2 Conception de l'antenne monobande

Selon la méthode de conception présentée plus haut, la première étape consiste à déterminer la largeur à donner à l'antenne. Dans le cas présent, l'ouverture angulaire souhaitée est de 60° à la fréquence de 2.2 GHz qui est la limite supérieure de la bande. Ceci conduit à la largeur suivante:

$$l = \frac{50,8 \cdot \lambda}{\theta} = 115mm$$

L'étape suivante est le choix du matériau BIE afin de fixer le gain de l'antenne. Si l'on désire obtenir une directivité de 17 dB pour l'antenne sectorielle, il faut déterminer le gain que posséderait une antenne directive constituée du même matériau BIE. Avec la largeur calculée plus haut, la longueur de la tache devra être :

$$L = \frac{G \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi \cdot l} = 645mm$$

Une telle tache correspond à une antenne directive d'environ 23 dB de gain, dont la bande passante serait d'environ 3.5%. Cette bande passante est insuffisante au vu de l'application envisagée. Une première solution pour essayer de contourner ce problème est d'utiliser une structure moins résonante, mais excitée par deux sources au lieu d'une seule. Si on se place dans le cas idéal où l'utilisation de deux sources permet de doubler la directivité, il suffit alors de réaliser une antenne de 14 dB. La nouvelle longueur de la tache rayonnante serait alors de :

$$L = \frac{G \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi \cdot l} = 323mm$$

Une telle tache correspond à une antenne BIE directive d'un peu plus de 17 dB de gain présentant une bande d'environ 10%. Bien qu'une telle bande passante soit insuffisante, a priori, pour l'application considérée, cette solution a été menée jusqu'à son terme. En utilisant les courbes présentées précédemment, il a été déterminé qu'une antenne directive de 17 dB nécessite un matériau présentant une réflectivité de 0.85. La géométrie présentée en figure IV.1, possède justement de telles caractéristiques.

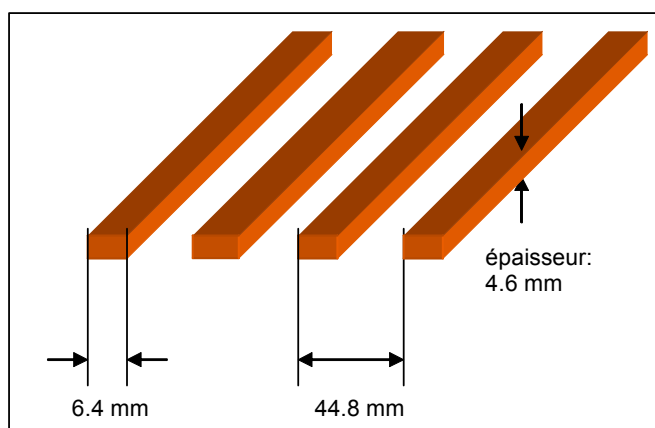


Figure IV.1. Géométrie du matériau BIE utilisé

A partir de la valeur du coefficient de réflexion du matériau BIE ci-dessus, il est possible de calculer la hauteur à donner au guide d'onde à l'aide de la formule ci-après :

$$h = \frac{1}{2} \cdot \frac{c \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{360} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4l^2}}} = 88mm, \text{ pour un fonctionnement à } 2 \text{ GHz}$$

En ce qui concerne la longueur à donner à l'antenne, elle est fixée par le gain que l'on cherche à atteindre. Une apodisation de 80% conduisant à une longueur d'environ 90cm, celle-ci a été fixée à 100cm pour des raisons de symétrie de la simulation. La géométrie finale de cette antenne est figurée ci-après.

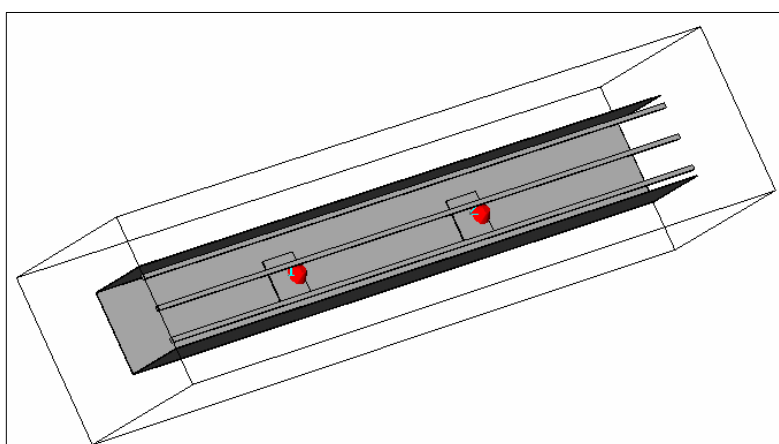


Figure IV.2. Géométrie de l'antenne à double excitation

Pour ce qui est de la position des sources d'excitation, elles ont été placées de manière à ce que l'utilisation de deux patches augmente autant que possible la directivité de l'antenne. La longueur de l'ouverture rayonnante créée par chaque source correspond au diamètre qu'il faudrait donner à l'antenne BIE directive équivalente. Dans le cas présent, cela correspond à une tache d'environ 400mm de diamètre. La distance inter-source a donc été choisie légèrement inférieure à cette valeur afin d'obtenir la meilleure amélioration de gain possible, dans le but d'atteindre les 17 dB de gain désirés.

### IV.1.3 Performances simulées de l'antenne

Une fois le design de cette antenne terminé, cette dernière a été simulée, afin d'en vérifier les performances et le bon fonctionnement. Le gain fréquentiel est reproduit ci-dessous.

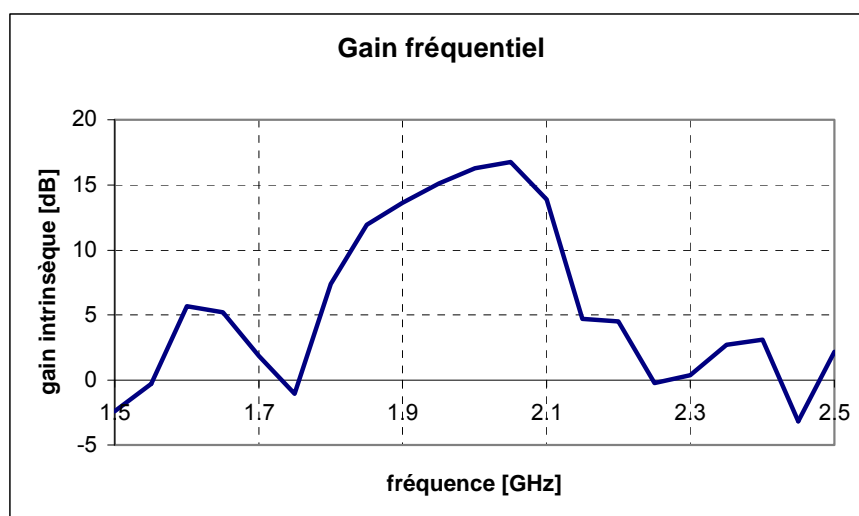


Figure IV.3. Gain fréquentiel de l'antenne BIE sectorielle

La fréquence du fonctionnement optimal de l'antenne est de 2.05 GHz, pour une valeur attendue de 2 GHz. Le résultat présenté permet également de s'assurer de la valeur de la directivité qui atteint 16.8 dB, très proche de la valeur de 17 dB prévue. Pour ce qui est de la bande passante, elle est bien conforme à nos attentes. On obtient en effet une valeur de 10%, valeur correspondant bien à celle d'une antenne directive de 17 dB de gain.

La figure IV.4 ci-après présente les diagrammes des plans E et H à la fréquence de 2 GHz, afin de vérifier la valeur de l'ouverture angulaire.

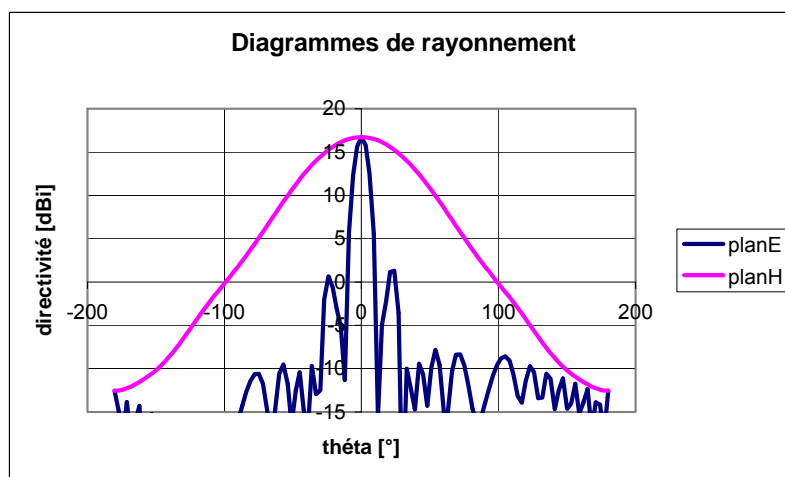


Figure IV.4. Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H

La courbe ci-dessus donne un résultat de  $63^\circ$ , valeur qui est tout à fait conforme aux objectifs fixés. Cette valeur est également très proche de la valeur calculée analytiquement qui était de  $66^\circ$  à 2 GHz.

Les performances de cette première antenne sont tout à fait en accord avec les valeurs attendues, mais elles restent donc insuffisantes vis-à-vis du cahier des charges, notamment en ce qui concerne la bande passante. Une autre géométrie d'antenne va devoir être mise au point.

## IV.2 Design d'une antenne bibande

Une première solution qui pourrait être envisagée est l'augmentation du nombre de sources d'excitation. Ce faisant, il serait possible de diminuer encore la sélectivité de la cavité BIE, et donc d'augmenter la bande passante de l'antenne. Plutôt que de choisir cette solution qui conduirait à créer un réseau de patch ne nécessitant presque plus de structure BIE, nous nous sommes tournés vers la création d'une antenne bibande. L'utilisation du principe présenté dans le troisième chapitre donnerait deux bandes de fonctionnement, chacune correspondant à une sous-bande de la norme UMTS.

### IV.2.1 Design d'une antenne à murs BIE

La première étape consiste à remplacer les plans de masse verticaux par une autre structure, afin de permettre l'insertion d'une FSS placée au dessus de plan de masse. Par soucis de simplicité, ce sont les mêmes tiges métalliques que celles constituant le matériau BIE, qui ont été choisies pour créer les parois de l'antenne. La section des tiges n'étant pas carrée mais rectangulaire, le coefficient de réflexion varie quelque peu comme le montre la figure IV.5.

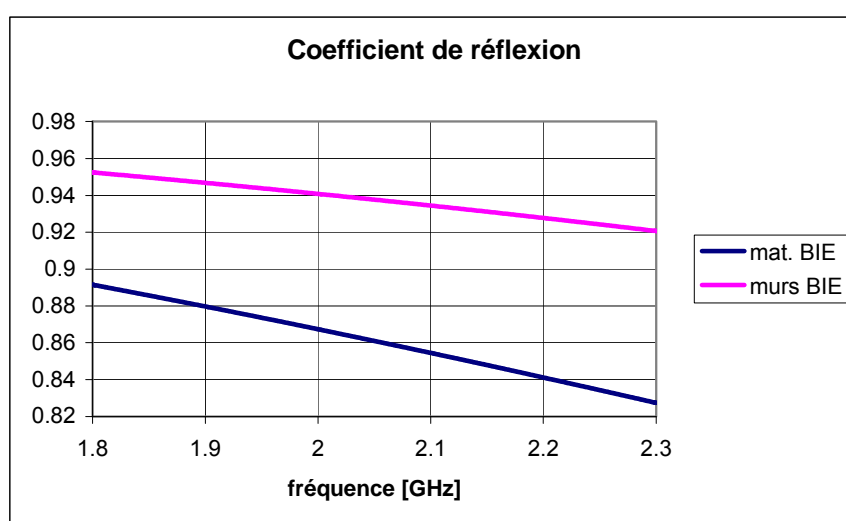


Figure IV.5. Coefficient de réflexion des tiges métalliques

Par rapport à l'antenne précédente, le fait de remplacer les plans métalliques par des tiges va conduire à une légère modification de la fréquence, ainsi qu'à une chute du gain due aux fuites par les parois. Néanmoins, étant donnée la valeur du coefficient de réflexion des tiges, ces fuites seront relativement faibles. Afin de conserver la même fréquence de fonctionnement, la hauteur de cavité doit être recalculée à l'aide la formule ci-dessous tenant compte de la phase du coefficient de réflexion des murs.

$$h = \frac{1}{2} \cdot \frac{c \cdot \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle_{BIE}}{360} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4 \cdot l^2} \cdot \left( \frac{\angle_{murs}}{180} \right)^2}} = 78.8 \text{ mm}$$

L'antenne ainsi modifiée a été simulée, afin de s'assurer des ses performances ainsi que de l'importance de la chute de gain. La nouvelle structure est présentée sur la figure IV.6 ci-après et le gain fréquentiel sur la figure IV.7.

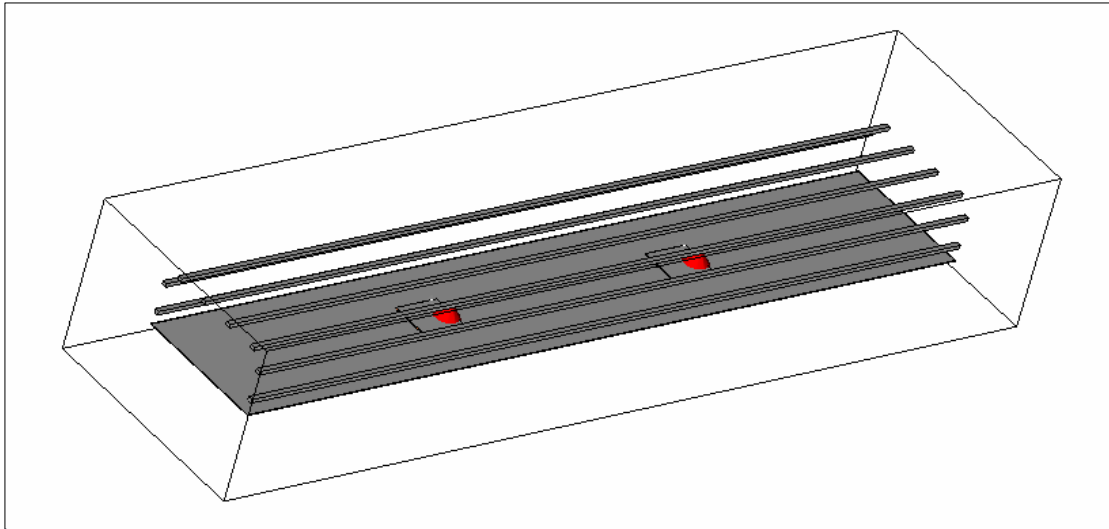


Figure IV.6. Géométrie de l'antenne à murs BIE

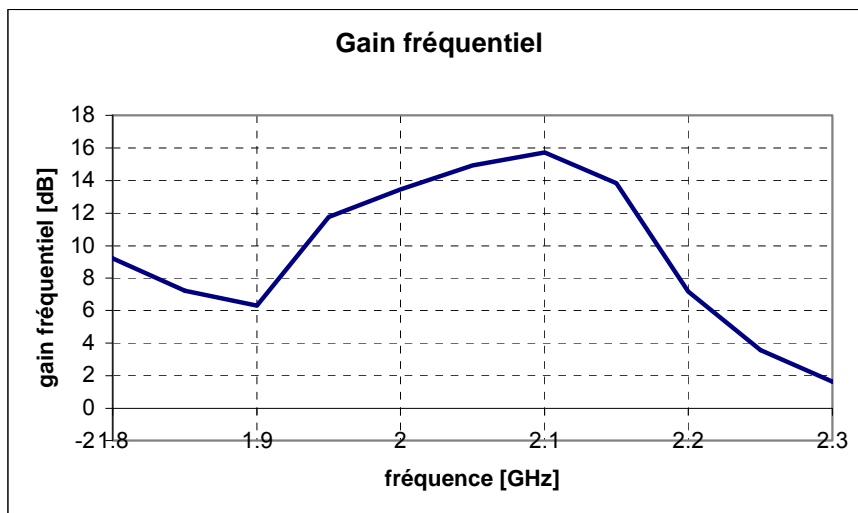


Figure IV.7. Gain fréquentiel de la nouvelle structure

Le remplacement des plans métalliques par des tiges a fait chuter la directivité à 15.3 dB à la fréquence de 2.1 GHz. Si l'on considère le diagramme de rayonnement à cette fréquence (figureIV.8), on s'aperçoit que l'ouverture angulaire a augmentée de manière significative, passant de 66° à environ 90°.



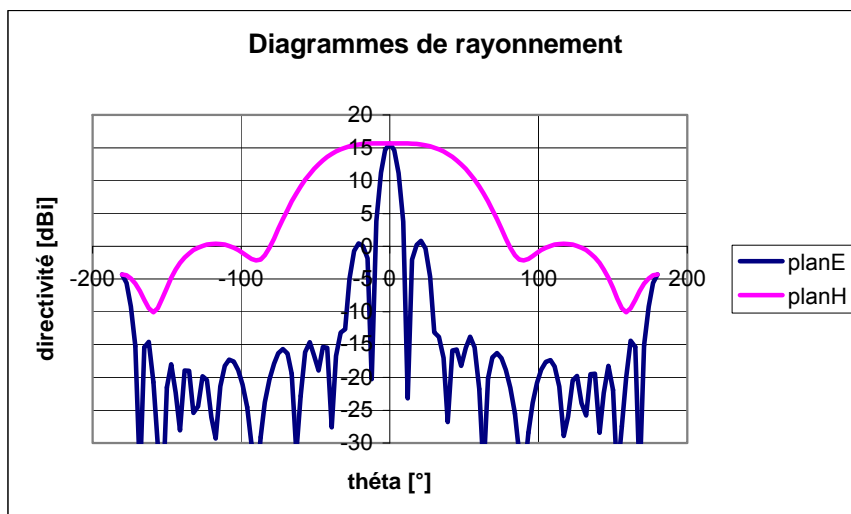


Figure IV.8. Diagrammes de rayonnement à 2.1 GHz

La chute de gain de l'antenne est donc due à la modification de la répartition de l'énergie et non pas à d'éventuelles fuites par les cotés. En effet, l'utilisation de tiges pour les murs a conduit à une réduction de la largeur de la tache rayonnante. Comme le montre la cartographie de champ ci-après, l'ouverture rayonnante ne correspond pas à la largeur totale de l'antenne, mais est limitée au niveau des dernières tiges supérieures.

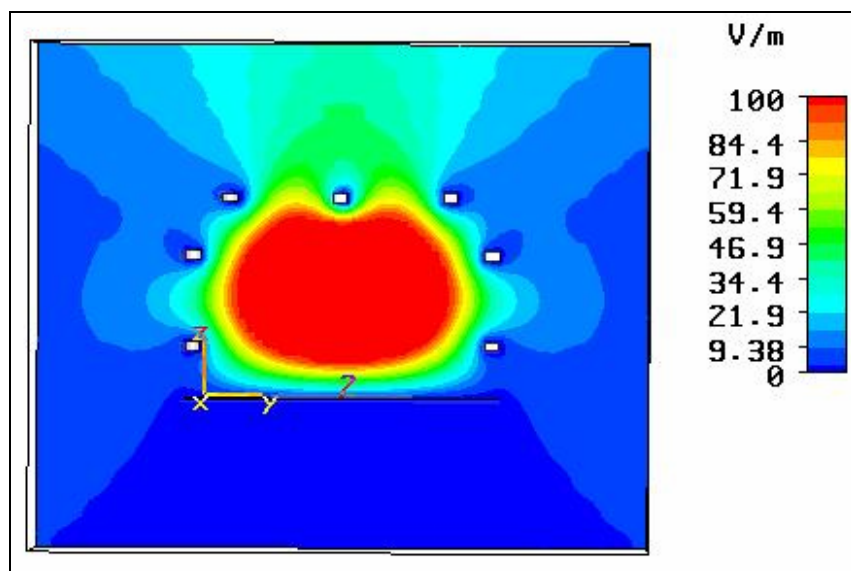


Figure IV.9. Cartographie de champ en coupe de l'antenne

Si l'on calcule le gain de l'antenne correspondant à la nouvelle ouverture angulaire, on obtient le résultat suivant :

$$G_{th} = 10 \cdot \log \left( \frac{10^{\frac{16.8}{10}} \cdot 66}{90} \right) = 15.4 \text{ dB}$$

Ceci prouve que ce ne sont pas des fuites qui limitent le gain, mais uniquement la répartition de l'énergie. Il est donc aisé de remédier à la chute de directivité en élargissant l'antenne, de manière à retrouver une ouverture angulaire de  $60^\circ$  et un gain maximum de 17 dB. La nouvelle largeur peut se calculer par un simple rapport de proportionnalité :

$$l_2 = l_1 \cdot \frac{90}{60} = 172.5 \text{ mm}$$

Afin de s'assurer qu'une ouverture angulaire de  $60^\circ$  soit obtenue, une largeur de 165 mm a été choisie, valeur arrondie à 166.4 mm pour des raisons de simulation. Les performances obtenues après modification de la hauteur de l'antenne sont présentées ci-dessous.

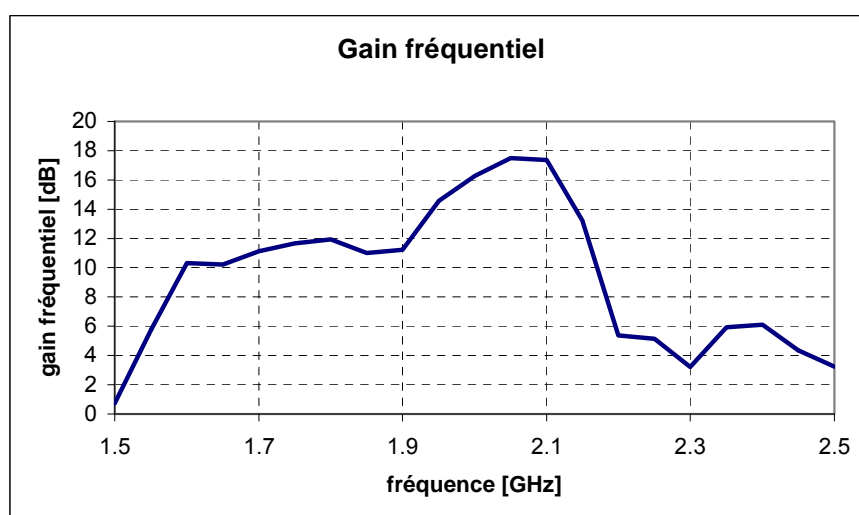


Figure IV.10. Gain fréquentiel de l'antenne après modification

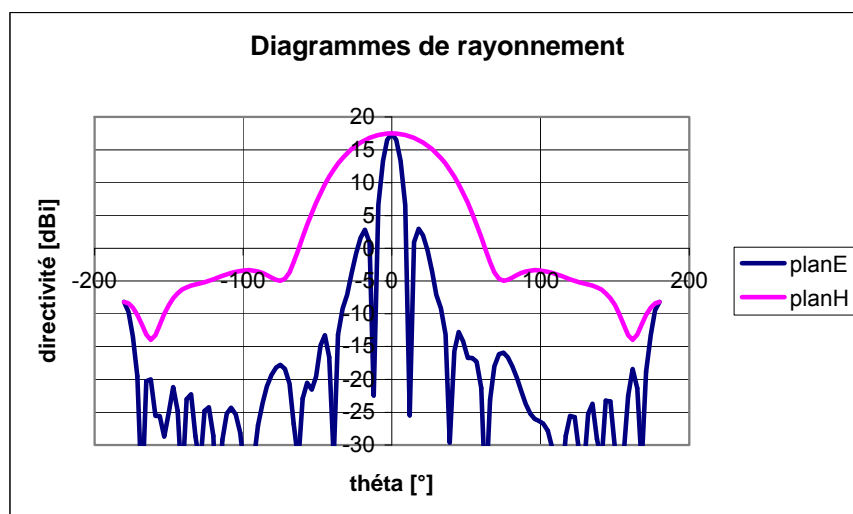


Figure IV.11. Diagrammes de rayonnement à 2.1 GHz

La modification effectuée a permis de retrouver une valeur de l'ouverture angulaire plus proche de celle souhaitée, puisqu'elle vaut désormais  $63^\circ$  environ. Pour ce qui est de la directivité maximale, elle atteint 17.6 dB à 2.1 GHz. L'augmentation par rapport au cas avec des murs en plaques métalliques tient à la disposition des tiges du matériau BIE.

Les performances de cette nouvelle antenne étant en accord avec le cahier des charges, elle va pouvoir être utilisée comme base pour la création de l'antenne bibande.

#### IV.2.2 Design de la FSS

Conformément à la méthode présentée dans le troisième chapitre, le design d'une antenne bibande commence par la mise au point d'une FSS aux caractéristiques appropriées. Etant donnée la proximité des deux bandes que l'on cherche à créer, l'utilisation d'une structure de Hilbert paraît tout à fait indiquée. Après une étude paramétrique sur les dimensions de la FSS, le résultat présenté en figure IV.12 et IV.13 a pu être obtenu.

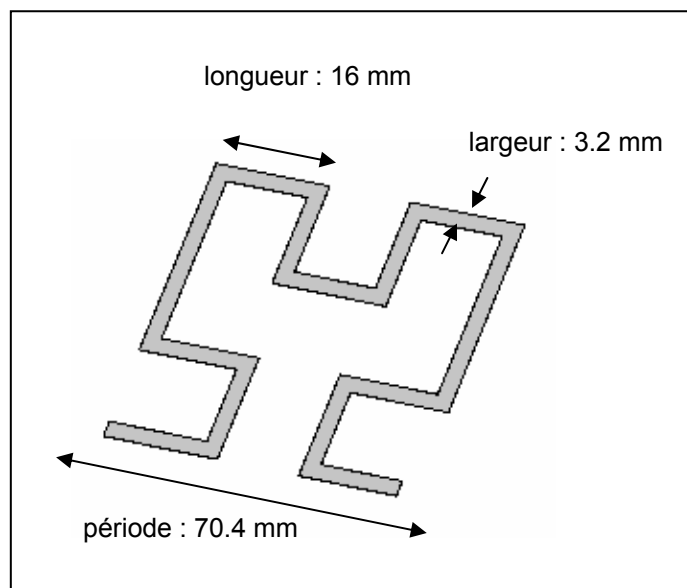


Figure IV.12. Géométrie de la FSS dimensionnée pour la norme UMTS

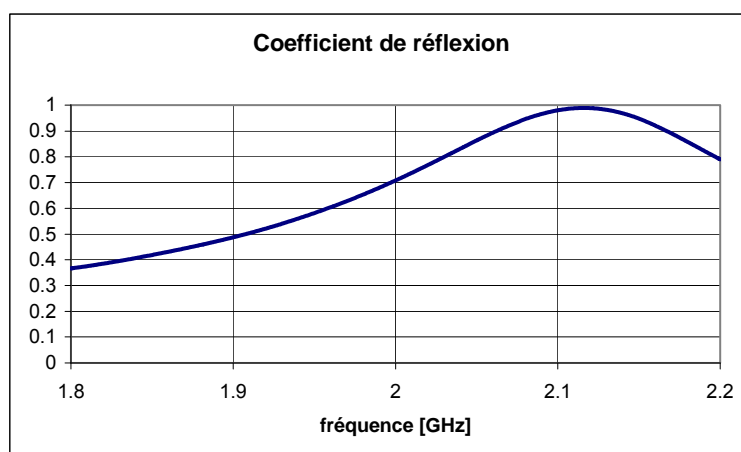


Figure IV.13. Coefficient de réflexion de la FSS

La fréquence de résonance obtenue de 2.1 GHz pour la FSS correspond bien au début de la bande haute de l'antenne que l'on cherche à réaliser. Pour ce qui est de la réflectivité de la structure autour de la première bande de fréquence, elle est inférieure à 0.7, suffisamment faible pour un fonctionnement correct. L'étape suivante est d'adjoindre à cette FSS un plan de masse, de manière à obtenir un profil de phase compatible avec les fréquences de la norme UMTS.

Après une étude paramétrique, la phase du coefficient de réflexion ci-dessous (figure IV.14) a pu être obtenue. Elle correspond à une distance de 5mm entre la FSS et le plan de masse.

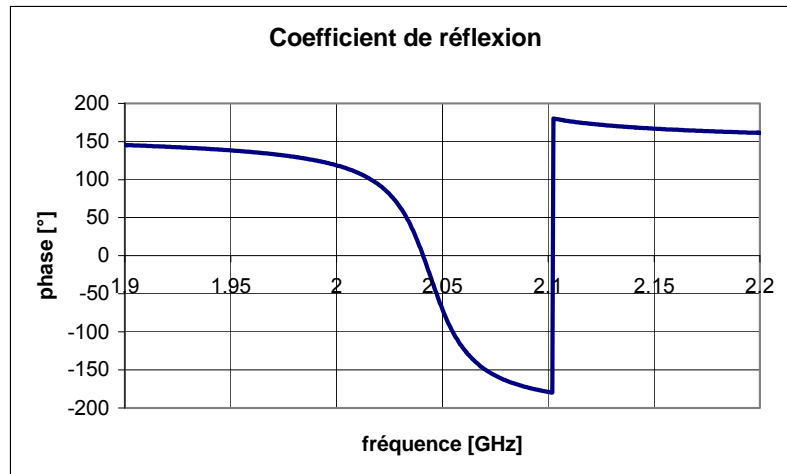


Figure IV.14. Phase du coefficient de réflexion de la FSS au dessus du plan de masse

Les deux bandes de fréquences de la norme UMTS sont correctement placées vis-à-vis du coefficient de réflexion de la structure. Cette dernière devrait donc permettre de créer une antenne b bande conforme au cahier des charges.

### IV.2.3 Obtention de l'antenne b bande UMTS

Les différents matériaux constitutifs de l'antenne b bande ont déjà été déterminés précédemment, ainsi que les dimensions latérales de cette dernière. La seule modification entraînée par l'ajout de la FSS intervient au niveau de la hauteur de l'antenne. En effet, il est nécessaire de recalculer la hauteur du guide, en tenant compte du coefficient de réflexion de la structure FSS et plan de masse. La formule à utiliser est donc maintenant la suivante :

$$h = \frac{1}{2} \cdot \frac{c \cdot \left( \frac{\angle_{FSS}}{360} + \frac{\angle_{BIE}}{360} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4L^2} \cdot \left( \frac{\angle_{tiges}}{180} \right)^2}}$$

La figure IV.15 ci-dessous présente les variations de h en fonction de la fréquence.

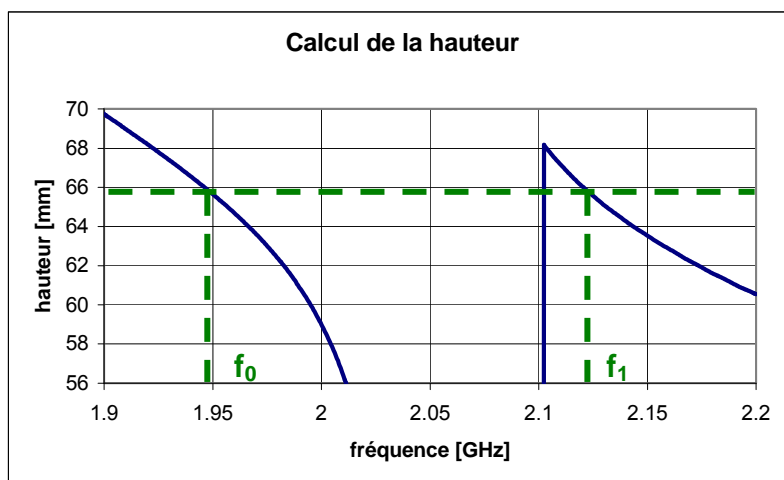


Figure IV.15. Hauteur de l'antenne en fonction de la fréquence

Une hauteur de 66 mm pour la cavité devrait permettre l'obtention de deux bandes de fonctionnement située autour de  $f_0=1.95$  GHz et de  $f_1=2.12$  GHz. Toutes les dimensions de l'antenne étant maintenant déterminées, il est possible de simuler cette dernière.

### IV.3 Mise au point de l'antenne finale et performances

#### IV.3.1 Géométrie et performances de l'antenne

Ci-dessous en figure IV.16 est rappelée la géométrie de l'antenne résultant des différentes études menées dans les parties précédentes.

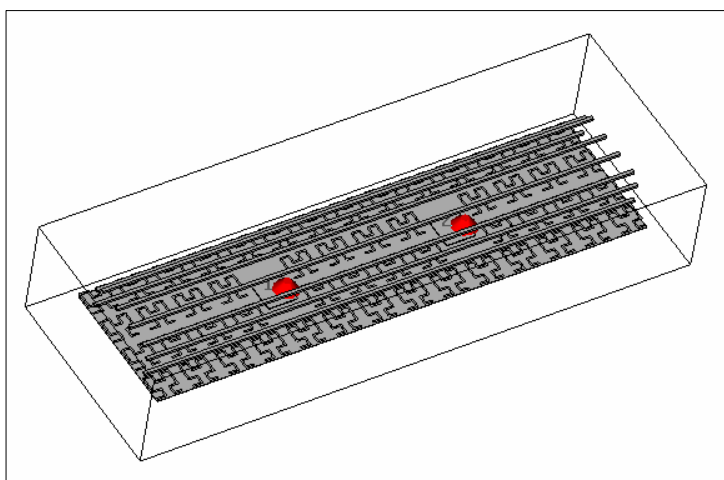


Figure IV.16. Structure complète de l'antenne b bande

La structure finale est similaire à celle de l'antenne monobande, si ce n'est l'ajout de la FSS. Pour que des patches puissent être utilisés, il a été nécessaire de rompre la périodicité des motifs de Hilbert. L'étude du chapitre trois a montré que ce type d'excitation pouvait convenir, bien que présentant des performances dégradées.

La simulation de la structure présentée ci-dessus a fournit les résultats suivants, à commencer par le gain fréquentiel ci-après (figure IV.17).

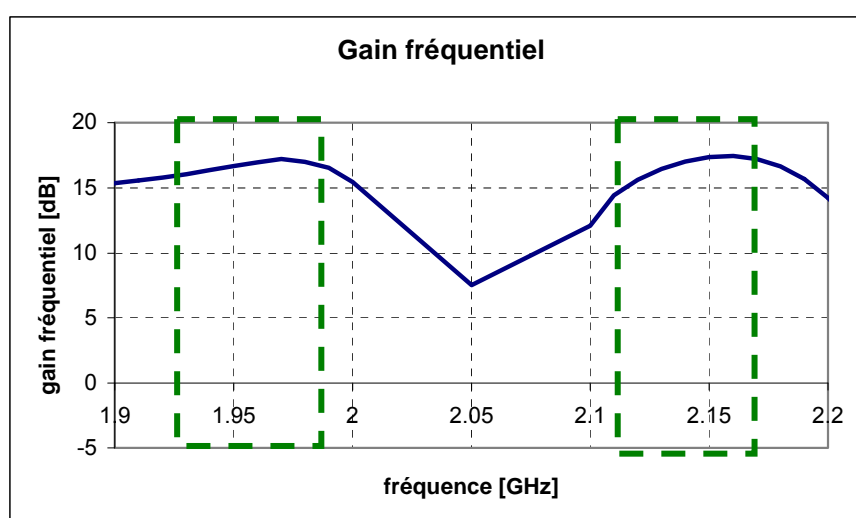


Figure IV.17. Gain fréquentiel de l'antenne bibande

On peut tout d'abord noter que l'on obtient bien deux bandes de rayonnement distinctes pour l'antenne, chacune couvrant une bande UMTS (en vert sur la figure). La directivité maximale de 17 dB sur chacune de ces deux bandes est également conforme au cahier des charges.

Il est important de vérifier les performances de l'antenne pour ce qui est des autres caractéristiques, et notamment l'ouverture angulaire dans le plan horizontal. Sur la figure ci-dessous sont présentés les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H et ce, pour les deux bandes de rayonnement.

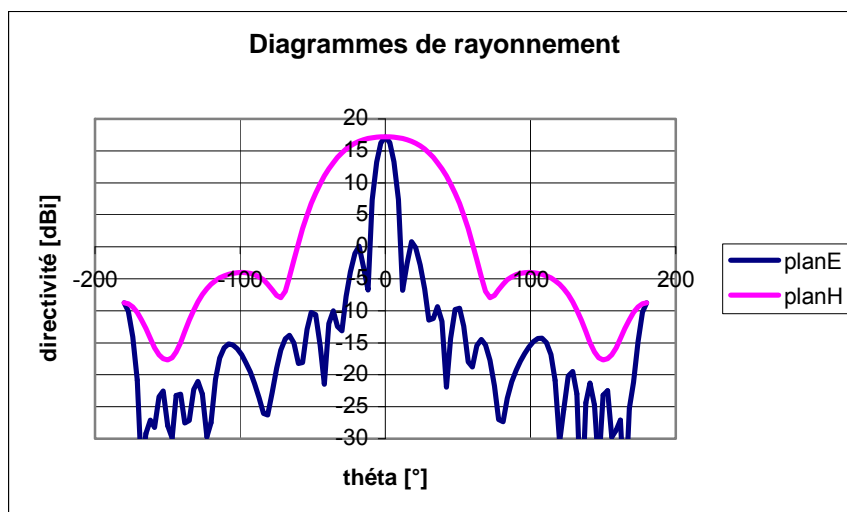


Figure IV.18. Diagrammes de rayonnement à 1.97 GHz (bande basse)

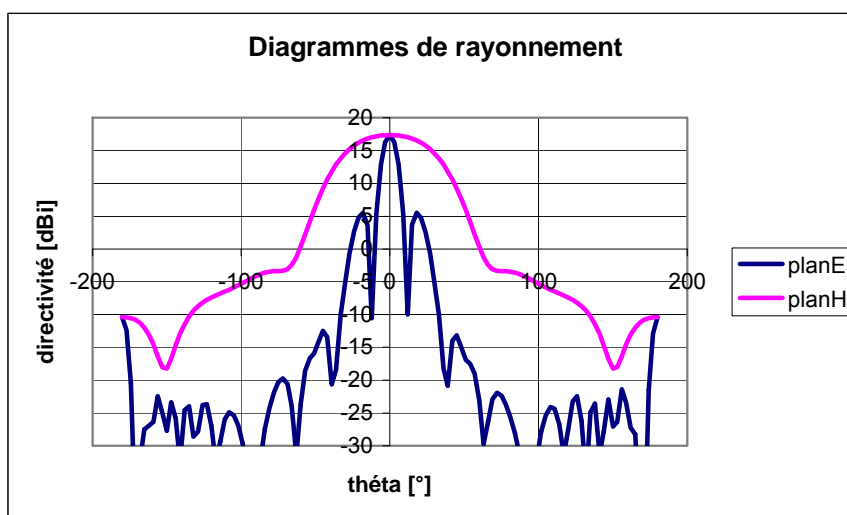


Figure IV.19. Diagrammes de rayonnement à 2.15 GHz (bande haute)

Le fonctionnement de l'antenne obtenu est correct dans les deux bandes. Au niveau du diagramme dans le plan vertical, ce dernier aurait pu être meilleur, notamment au niveau des lobes secondaires. Ces derniers, plus haut que dans le cas habituel, sont en fait des lobes de réseau dus à l'excitation multisource. Il faut également s'assurer que l'ouverture angulaire atteigne bien la valeur désirée de  $60^\circ$ , et qu'elle reste correcte sur l'ensemble de la bande passante. La figure IV.20 ci-après présente l'évolution de l'ouverture en fonction de la fréquence.



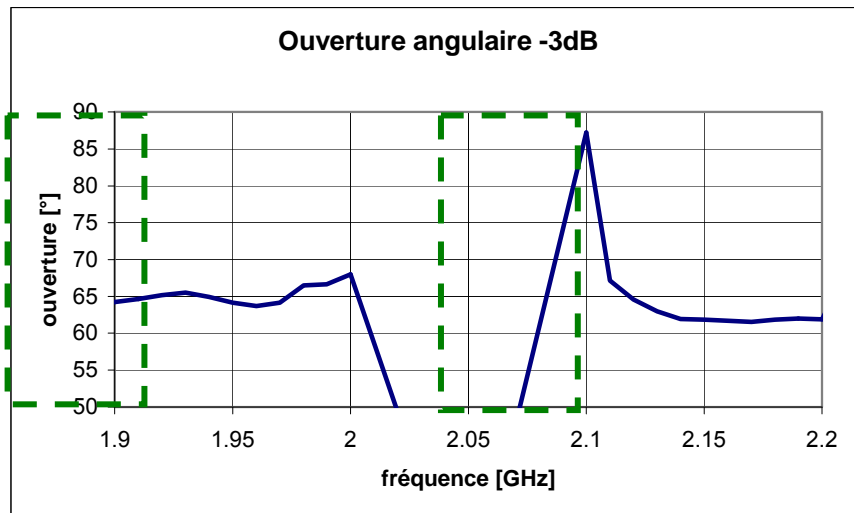


Figure IV.20. Variations fréquentielles de l'ouverture angulaire

Sur les deux bandes de fréquences considérées, l'ouverture angulaire reste supérieure aux 60° fixés par le cahier des charges, conformément à ce qui avait été prévu pendant la phase de design de l'antenne.

L'ensemble des performances étant en accord avec le cahier des charges initial, l'antenne présentée ci-dessus convient tout à fait à l'application envisagée. La conception de cette antenne illustre donc le travail effectué sur les antennes BIE sectorielles, en montrant qu'elles peuvent être utilisées pour des applications concrètes.

Pour ce qui est de l'adaptation de l'antenne, celle-ci n'a pas été mise au point. La réalisation éventuelle de l'antenne nécessitant l'utilisation d'un substrat sous la FSS, ce dernier aurait modifié l'adaptation obtenue. Il aurait donc été sans objet d'adapter cette antenne puisqu'elle ne peut être réalisée sans modification.

## V. Conclusion

Les travaux présentés dans ce dernier chapitre ont été consacrés à la mise au point d'une antenne BIE sectorielle. Dans la première partie, une nouvelle géométrie a été proposée, permettant d'obtenir un rayonnement dissymétrique dans les plans verticaux et horizontaux, conformément à la problématique définie au départ. Les potentialités de cette structure ont été démontrées via la conception d'une antenne de 17 dB de gain, présentant de plus une ouverture angulaire de 90° dans le plan azimutal. Les limitations inhérentes à ce concept ont également pu être définies, notamment en termes de gain maximal et de bande passante.

Dans la seconde partie ont été présentés un certain nombre de développements possibles à partir du concept général de l'antenne BIE sectorielle. La conception d'une antenne fonctionnant en polarisation verticale, et donc plus adaptée aux réseaux de télécommunication a pu être mise au point. Des résultats intéressants concernant la formation du lobe dans le plan vertical ainsi qu'une certaine forme d'agilité ont également été proposés.

La troisième et dernière partie a conclu ce chapitre par la présentation d'une antenne destinée à une station de base UMTS. Cette dernière géométrie avait pour but d'illustrer l'intérêt du concept présenté en montrant qu'il est tout à fait adapté aux besoins des réseaux de télécommunications modernes. La mise au point de cette solution a notamment nécessité l'utilisation d'une structure bibande, détaillée dans le troisième chapitre, dont l'intérêt a de nouveau été souligné.

Avec les travaux effectués dans ce dernier chapitre, il a donc été possible de répondre à la problématique posée au début de cette thèse, et de montrer que les antennes BIE sont bien utilisables pour de nombreuses configurations de réseaux sans fil.

## **BIBLIOGRAPHIE**

**[IV.1] K. KOHRT**

"On the road to UMTS : through GSM, GPRS and EDGE", Wireless Europe, May 2002, pp. 23

**[IV.2] Simba, A.Y. Yamamoto, M. Nojima, T. Itoh, K.**

"Planar-type sectored antenna based on slot Yagi-Uda array", Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings - 7 Oct. 2005, Volume: 152 , Issue: 5

**[IV.3] <http://www.superpass.com/2400-2483M.html>**

**[IV.4] Paul F. COMBES**

*"Micro-ondes : 2. Circuits passifs, propagation, antennes* DUNOD Paris 1997.

**[IV.5] P. BESSO, R. BILLS, P. BRACHAT and V. VALLAURI**

"A Millimetric Wave Omnidirectional Antenna with Cosecant Squared Elevation Pattern", Proc. IEE 10<sup>th</sup> Int. Conf. Antennas Propagation, Vol. 1, pp. 448-451, 1997

**[IV.6] B. AGBA**

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

**[IV.7] Laure FREYTAG**

Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil, thèse de doctorat – 2004

**[IV.8] G. M. Rebeiz**

"RF MEMS : Theory, Design and Technology"  
John Wiley & Sons ; 1st edition June 15, 2002, ISBN : 0471201693

**[IV.9] Laure MERCIER**

"Synthèse de propriétés d'agilité électromagnétique par des matériaux artificiels périodiques intégrant des microcomposants : application à la conception d'antennes à résonateur BIE configurables", thèse de doctorat – 2005



**CONCLUSION GENERALE**



A partir de la présentation des différents réseaux de télécommunications utilisés, et de l'état de l'art des antennes à résonateur BIE, le constat des limitations de ces dernières a été établi. Les différents travaux conduits durant cette thèse ont donc été effectués dans l'optique d'une amélioration de ces antennes, dans le but de les utiliser pour des systèmes de communication. A cet effet, le concept d'antenne à matériau BIE métallique a été développé et ses caractéristiques étudiées. Deux nouveaux principes en ont été dérivés, nommément les antennes bibande et sectorielle. Des méthodes de conception ont été proposées pour chacune d'entre elle, afin de pouvoir concevoir simplement ces structures à partir d'un cahier des charges donné.

En ce qui concerne les antennes BIE métalliques, l'étude présentée au second chapitre a montré qu'elles permettent d'obtenir des performances équivalentes à celles des antennes diélectriques. L'utilisation d'une structure métallique permet en outre une simplification de la structure, et un gain de taille appréciable, renforçant l'intérêt qu'elles présentent par rapport aux autres types d'antennes plus classiques, de type parabole ou lentille.

La méthode de conception proposée permet d'envisager la mise au point d'une telle antenne de manière rapide et relativement simple. Leurs performances et limitations en termes de directivité ont également été définies, ce qui permet de préciser leur domaine d'application. Les travaux effectués durant cette thèse ont donc permis de faire des antennes BIE métalliques une alternative possible à leurs contreparties diélectriques.

Pour ce qui est des développements effectués sur ce concept, notamment pour tirer avantage des possibilités offertes par les structures métalliques, deux méthodes ont été proposées pour élargir la bande passante des antennes. Le principe d'une antenne bibande permettant de tirer avantage de la séparation des voies montantes et descendantes a été mis au point. Une méthode de conception a été proposée et appliquée notamment aux normes Hiperlan2 et UMTS, illustrant ainsi l'intérêt de ce concept.

La simplicité de la mise en œuvre de cette solution la rend très attractive, en particulier parce qu'elle peut être utilisée sur une antenne métallique ou diélectrique existante, sans en modifier les caractéristiques. Concernant ce principe, les perspectives d'évolution passent notamment par la généralisation à une antenne multibande, via l'utilisation de FSS multi-résonances. Une autre possibilité est d'associer à ce principe une structure BIE multicouche afin d'obtenir un fonctionnement multibande en tirant partie des deux approches simultanément.

La méthode consistant à élargir la bande passante via l'utilisation d'une structure métallique à coefficient de réflexion particulier n'en est qu'à ses débuts. Le principe général a été exposé et des premiers résultats ont pu être obtenus, mais les limites de cette technique restent à préciser. Une modélisation analytique des FSS pourrait permettre un design plus simple, ainsi qu'un ajustement des caractéristiques précises de la structure obtenue. Au vu des performances présentées, on peut penser qu'une étude plus poussée va être menée, afin de tirer partie au maximum des propriétés mises en évidence.

Enfin, concernant le concept de l'antenne sectorielle, les possibilités ont été évaluées de manière précise, et la méthode de conception proposée a été appliquée à plusieurs exemples illustrant ainsi son intérêt. Les résultats obtenus sont très intéressants car tout à fait compatibles avec les besoins des nouveaux réseaux en cours de déploiement. Les principales perspectives sur ce type d'aérien concernent donc l'investigation des potentialités en termes de formation du lobe, ainsi que l'agilité en diagramme ou en dépointage. Il s'agit en particulier de tirer partie du matériau BIE métallique et ce, pour obtenir une agilité qui ne soit pas générée au niveau de l'excitation, mais de la structure de l'antenne. Un tel système serait en effet plus simple à réaliser et beaucoup moins coûteux, notamment en termes de composants actifs hyperfréquences.

Les différents travaux et avancées présentés dans cette thèse ont donc permis de répondre à la problématique développée dans le premier chapitre. Le champ d'application des antennes à base de matériau BIE a été étendu, et les performances de ces dernières ont été améliorées afin de les rendre plus attractives. Les réalisations effectuées à base de circuits imprimés offrent la possibilité d'une réalisation simple et relativement peu coûteuse. Le principal axe de recherche restant à explorer sur ce type d'antenne est la création de solutions agiles qui ont été évoquées dans cette thèse. C'est en effet dans ce domaine que les possibilités offertes par les antennes BIE sont les plus nombreuses et les plus prometteuses.



**ANNEXES**



## Annexe 1

### Liste des matériaux diélectriques Arlon

Product	Dielectric Constant	Dissipation Factor	Type IPC-4103	Comments
<b>Traditional Products - High PTFE to Glass Ratio, Lowest Loss</b>				
<b>Woven Fiberglass Reinforced PTFE - Unidirectional Plies</b>				
DiClad 522	2.40 - 2.60 ± 0.02	0.001	GT /01	per old MIL GT Spec - Tested at 1 MHz
DiClad 527	2.40 - 2.60 ± 0.02	0.0018	GX /02	per old MIL GX Spec - Tested at 10 GHz
DiClad 870	2.33 ± 0.02	0.0013	GY /05	per old MIL GY Spec - Tested at 10 GHz
DiClad 880	2.17, 2.20 ± 0.02	0.0009	GY /05	Lowest Loss Product, Highest PTFE Resin Content *Mil-S-13949 discontinued
<b>Traditional Products - High PTFE to Glass Ratio, Lowest Loss</b>				
<b>Woven Fiberglass Reinforced PTFE - Crossplied</b>				
CuClad 250GT	2.40 - 2.60 ± 0.02	0.001	GT /01	per old MIL GT Spec - Tested at 1 MHz; in-plane isotropy
CuClad 250GX	2.40 - 2.60 ± 0.02	0.0018	GX /02	per old MIL GX Spec - Tested at 10 GHz; in-plane isotropy
CuClad 233LX	2.33 ± 0.02	0.0013	GY /05	per old MIL GY Spec - Tested at 10 GHz; in-plane isotropy
CuClad 217LX	2.17, 2.20 ± 0.02	0.0009	GY /05	Lowest Loss Product, Highest PTFE Resin Content *Mil-S-13949 discontinued
<b>Traditional Products - High PTFE to Glass Ratio, Low Loss</b>				
<b>Non-Woven Reinforced PTFE</b>				
IsoClad 917	2.17 ± 0.04	0.0013	GP, GR /03, 04	Conformal Material (i.e. wrappable or formed antennas)
IsoClad 933	2.33 ± 0.04	0.0016	GP, GR /03, 04	Conformal Material (i.e. wrappable or formed antennas) *Mil-S-13949 discontinued
<b>Highest Dk Stability vs. Temperature critical for Phase Sensitive Applications. Very Low CTE Values.</b>				
<b>High Performance Laminates for Avionics, Radars, EW, SIGINT, CNI and Phase Sensitive Filters</b>				
<b>Reinforced PTFE with microdispersed Ceramic</b>				
CLTE-XT	2.94	0.0012	/06	Best-In-Class Insertion Loss, Phase Stability, Registration Stability
CLTE	2.96	0.0023	/06	Excellent Dk Stability vs. Temperature - Phase Stable. Low CTE
LC-CLTE	2.94	0.0025	/06	Lower Cost CLTE using Thicker Glass
<b>PTFE reinforced with Commercial Grade Glass</b>				
AD250	2.50	0.0018	/02	Tested at 10GHz for Electrical Conformance
AD255	2.55	0.0018	/02	Tested at 10GHz for Electrical Conformance
AD270	2.70	0.0023	/09	Tested at 10GHz for Electrical Conformance
AD320	3.20	0.003	/09	Tested at 10GHz for Electrical Conformance
<b>PTFE and Microdispersed Ceramic reinforced with Commercial Grade Glass</b>				
AD260A	2.60	0.0018	N/A	Lower Loss than Legacy AD260 Product
AD300A	3.00	0.0020	/09	Tighter Dk Tolerance. Lower Loss than AD300
AD350	3.50	0.003	/09	Legacy Product; New - AD350A
AD350A	3.50	0.003	/09, /16	Tighter Tolerance, High 0.5 W/m-K Thermal Conductivity
AD410	4.10	0.003	/16	Low Loss, Circuit Miniaturization, High Antenna Gain
AD430	4.30	0.003	/16	Low Loss, Circuit Miniaturization, High Antenna Gain
AD450	4.50	0.0035	/16	Low Loss, Circuit Miniaturization, High Antenna Gain
<b>Ultra Thin Laminates with Higher Dielectric Constant</b>				
AD5	5.10	0.003	/16	Ultra Thin (0.003"), High Dielectric Constant (5.1)
AD10	10.20	0.005	N/A	Ultra Thin (0.0024"), High Dielectric Constant (10.2)
<b>Higher Dielectric Constant, Reinforced PTFE with microdispersed Ceramic</b>				
AD800	6.15	0.003	/07	6.15 Dielectric Constant, Low Loss
AR1000	9.80	0.003	/08	Legacy 9.8 Dielectric Constant Product
AD1000	10.20	0.0023	/08	Lowest Insertion Loss in its Class, Mechanically Robust
<b>Reduced Passive Intermodulation (PIM) Laminates</b>				
DiClad 880-PIM	2.17, 2.20 ± 0.02	0.0009	GY /05	Tested at 10GHz; PIM < -155 dBc
AD Series PIM	2.50 - 3.50	0.002 - 0.003	/09	Tested at 10GHz; PIM < -155 dBc
<b>Ceramic Hydrocarbon Thermoset Laminates</b>				
25N	3.38 ± 0.06	0.0025	/10	Tested at 10GHz, Thermoset eases Multilayer Fabrication
25FR	3.58 ± 0.06	0.0035	/11	Tested at 10GHz, UL94V-0, Thermoset eases Multilayer Fabrication
<b>Thermoplastic Bonding Films</b>				
CuClad 6250	2.32 ± 0.10	0.0013	/15	0.0015" Lower Temperature Bonding Film
CuClad 6700	2.35 ± 0.10	0.0025	/15	0.0015" and 0.003" Fluoropolymer Film
CLTE-P	2.94	0.0025	/06	0.0032" Thick; Ideal for CLTE or LC-CLTE
<b>Specialty Materials</b>				
FoamClad	1.15 - 1.35	0.002 - 0.004	N/A	Engineered for Antennas; Ultra Low Dk, Lightweight



Master Sheet Sizes are 36" x 48", 36" x 36", 48" x 54" and 36" x 72". Check for availability by product line.  
DiClad®, CuClad®, IsoClad®, and CLTE™ are Arlon registered trademarks

9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 · Tel: (909) 987-9533 · Fax: (909) 987-8541  
1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 Tel: (302) 834-2100 · Fax: (302) 834-2574  
44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire BL310E, UK · Tel: (44) 120-457-6068 · Fax: (44) 120-479-6463  
No. 8, Hong Gu Road, Shanghai, China 200336 · Tel/Fax: (86) 21-6209-0202  
Room 805, Unit 3, Bldg 4, Liyuan, Xincun Holiday Road, Huaqiao Cheng, Shenzhen, China 518053 · Tel/Fax: (86) 755-269-066-12  
Website: www.arlon-med.com



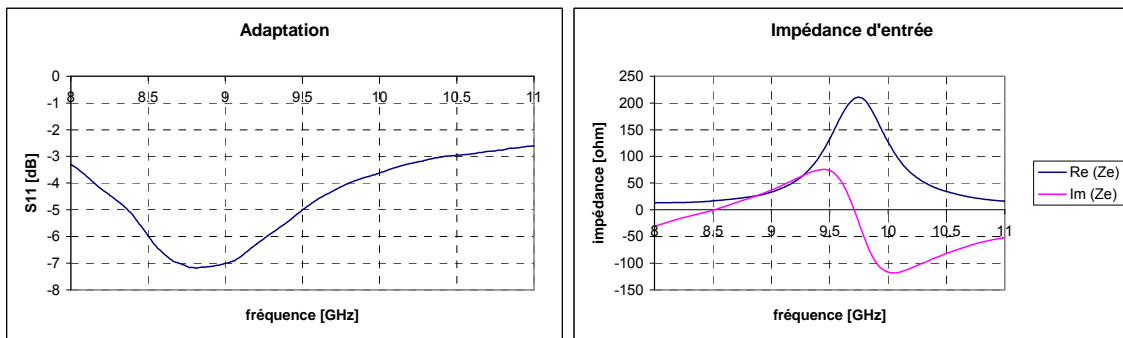


## Annexe 2

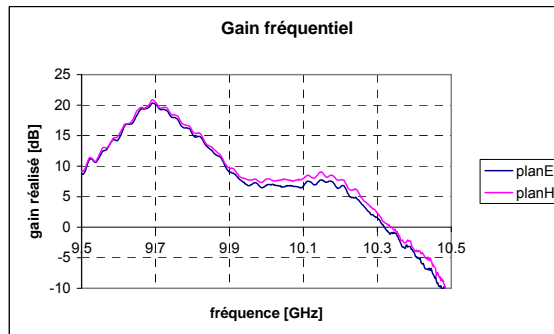
### Résultats de mesure de l'antenne directive 24 dB

Sont présentés dans cette annexe tous les résultats de mesure correspondant à l'antenne présentée dans le second chapitre de la thèse.

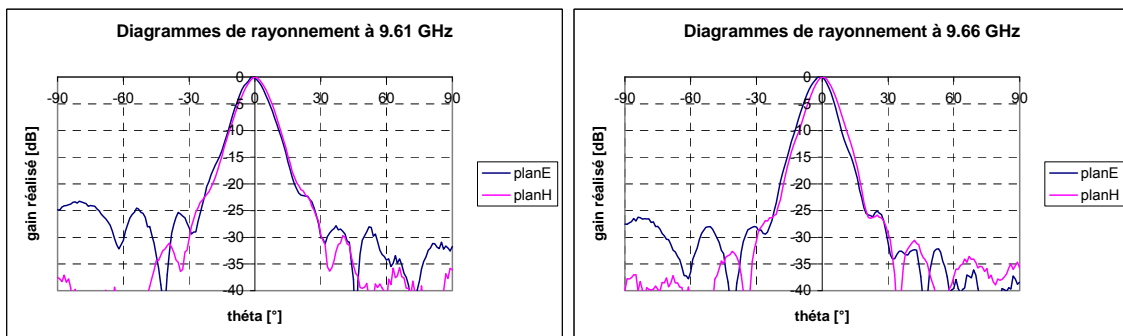
#### Résultats de mesure du S11

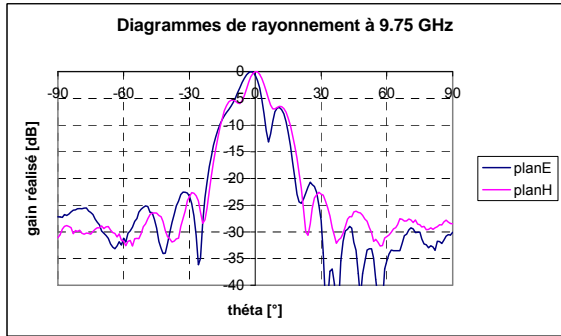
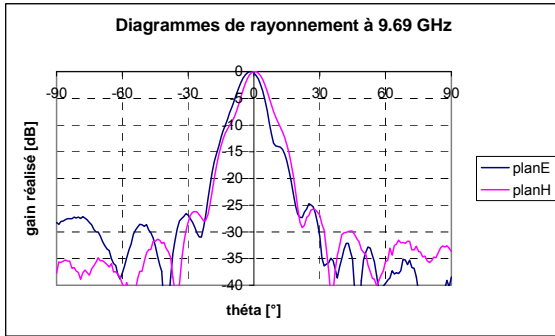


#### Résultats en termes de gain fréquentiel



#### Diagrammes de rayonnement



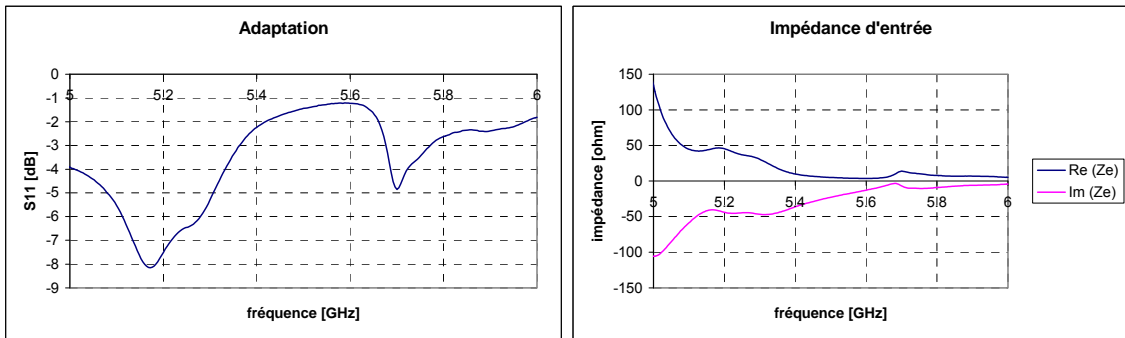


## Annexe 3

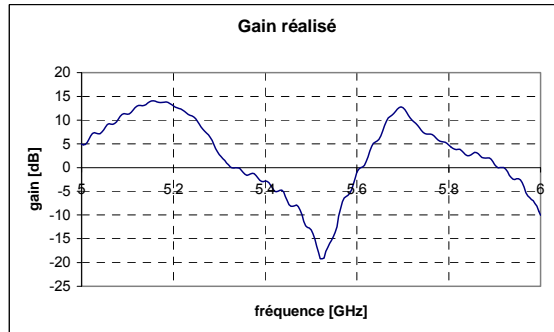
### Résultats expérimentaux de l'antenne bibande

Cette troisième annexe récapitule l'ensemble des résultats de mesures obtenus avec l'antenne bibande présentée au chapitre 3.

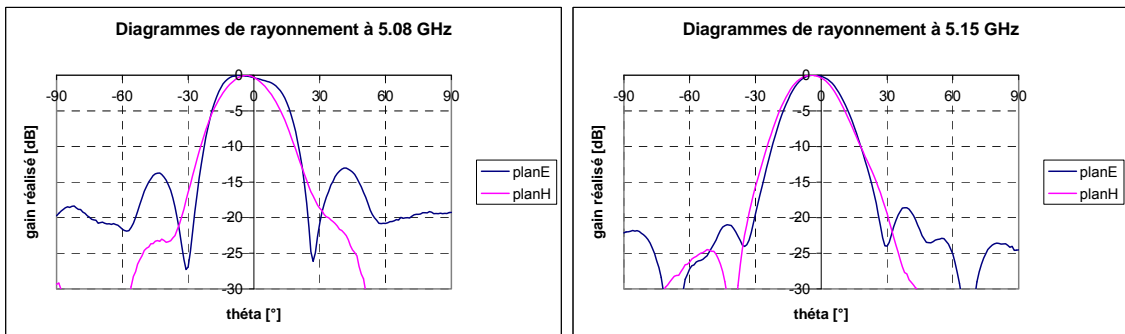
#### Résultats en adaptation

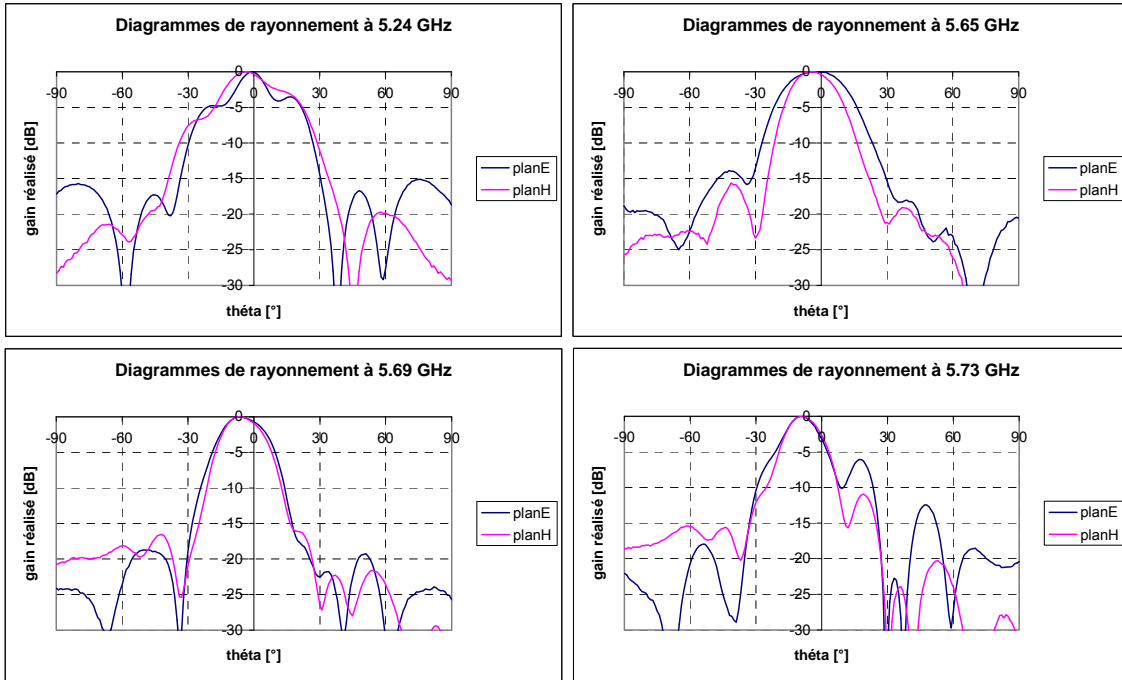


#### Résultat en gain fréquentiel

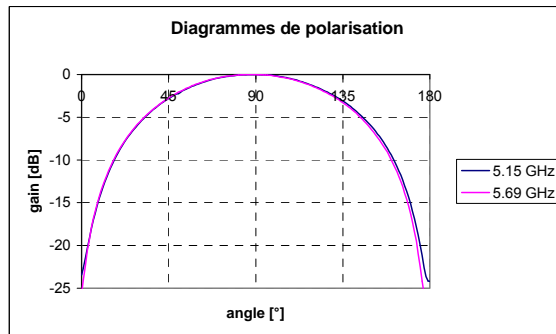


#### Diagrammes de rayonnement





Diagrammes de polarisation



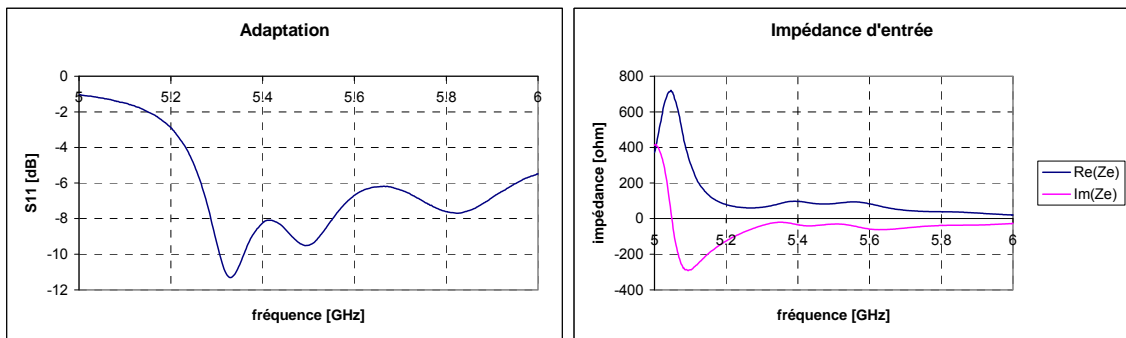


## Annexe 4

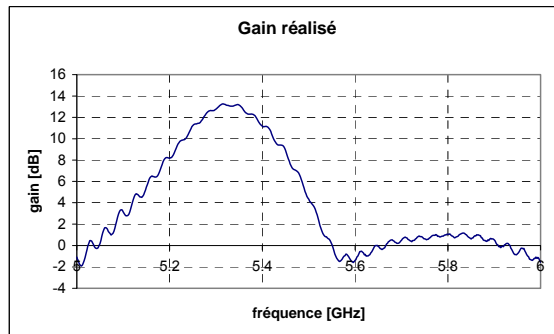
### Résultats de mesure de l'antenne sectorielle

Cette dernière annexe présente l'ensemble des résultats de mesure obtenus pour l'antenne sectorielle du chapitre 4.

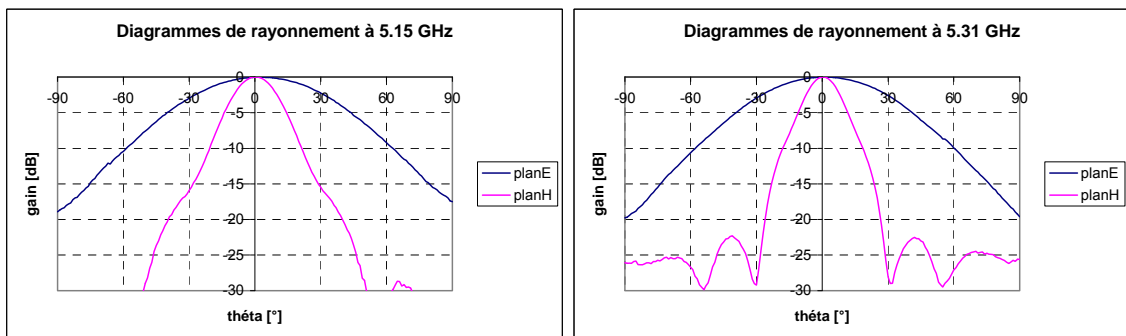
#### Résultats en adaptation



#### Résultats en termes de gain fréquentiel



#### Diagrammes de rayonnement



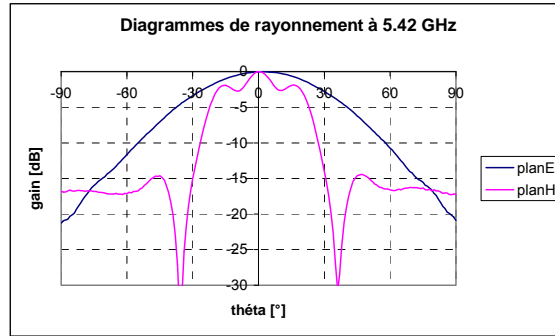
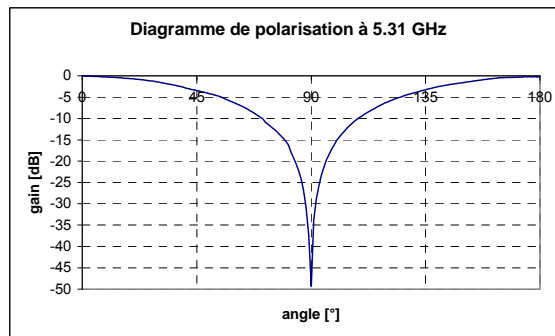


Diagramme de polarisation



**Résumé :**

Ce mémoire est consacré au développement de nouveaux concepts d'antennes à base de résonateur BIE permettant d'élargir le champ d'application des antennes préexistantes.

Tout d'abord, une antenne présentant un fonctionnement de type bibande, obtenu par l'utilisation d'une FSS, a pu être mise au point. Elle présente l'avantage de posséder deux bandes de fonctionnement proches, tout en étant compatible avec les méthodes de design actuelles des matériaux BIE.

Un nouveau type de structure métallique permettant d'obtenir un élargissement de la bande passante des antennes a également été proposé. Bien que l'étude de ce type d'agencement ne soit pas complètement aboutie, des résultats prometteurs ont été obtenus.

Enfin, une nouvelle structure possédant un diagramme de rayonnement sectoriel, c'est-à-dire large dans un plan et directif dans l'autre a été conçue. Le fonctionnement de cette antenne a été détaillé et une méthode de design analytique a été proposée.

Les réalisations présentées dans ce mémoire confirment les propriétés des différentes structures abordées durant cette thèse.

---

**NEW CONCEPTS OF METALLIC EBG RESONATOR ANTENNAS.  
APPLICATION TO THE TELECOMMUNICATION NETWORKS.**

**Abstract :**

This report is dedicated to new developments around the EBG resonator antenna concept. Different solutions are proposed to enlarge the scope of the putative applications.

A new structure using a metallic FSS and able to work on two frequency bands is first proposed as a mean to circumvent the problem of the EBG antenna narrow bandwidth.

A new kind of metallic arrangement is then described, which allow the creation of antennas able to radiate on a larger bandwidth than the original dielectric ones.

Lastly, an EBG resonator antenna possessing a sectoral radiation pattern is presented. The functioning of this structure is detailed and a conception method is given. The interest and limitations of this new concept are illustrated through application examples.

The presented realizations successfully confirmed the correct functioning of the proposed structures.

---

**Discipline :** "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

**Mots clés :**

Bande interdite électromagnétique

Antenne bibande

Surfaces sélectives en fréquence

Diagramme sectoriel

Structures BIE métalliques

Antennes multisources

---

**Adresse du laboratoire :** XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques –  
Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex