

UNIVERSITE DE LIMOGES
ED S2I : Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2009

Thèse N° 51-2009

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Mohamad HAJJ

le 26 octobre 2009

**Conception, réalisation et caractérisation de nouveaux types
d'antennes sectorielles à base de matériaux BIE métalliques pour
télécommunications terrestres**

Thèse dirigée par M. Patrick VAUDON et co-encadrée par M. Bernard JECKO

JURY :

M. Paul-François COMBES	<i>Professeur émérite, Université de Toulouse</i>	Président
M. Georges ALQUIE	<i>Professeur, Université Paris VI</i>	Rapporteur
M. Ronan SAULEAU	<i>Maitre de conférences, Université de Rennes</i>	Rapporteur
M. Bernard JECKO	<i>Professeur, Université de Limoges</i>	Examineur
M. Patrick VAUDON	<i>Professeur, Université de Limoges</i>	Examineur
M. Thierry MONEDIERE	<i>Professeur, Université de Limoges</i>	Examineur
M. Daniel PELLETIER	<i>Directeur Général, RADIAL SYSTEMS</i>	Examineur

A ma chère famille

Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué dans le laboratoire XLIM de Limoges au sein du département Ondes et Systèmes Associés (OSA). Je remercie Monsieur le Professeur Dominique CROS, directeur du laboratoire.

Je remercie Monsieur le Professeur Patrick VAUDON, pour avoir accepté de diriger cette thèse.

Je tiens à remercier vivement Monsieur le Professeur Bernard JECKO de m'avoir intégré dans son équipe, d'avoir assuré l'encadrement de cette thèse et de m'avoir soutenu et prodigué de nombreux conseils. Je le remercie aussi pour sa disponibilité, sa patience et pour la grande confiance qu'il m'a constamment accordée.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Paul-François COMBES, Professeur émérite de l'Université de Toulouse, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur Ronan SAULEAU, Maître de conférences à l'Université de Rennes, et Monsieur Georges ALQUIE, Professeur à l'Université Paris VI pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

J'exprime mes remerciements particuliers à Monsieur Daniel PELLETIER, Directeur Général de RADIALL SYSTEMS, et Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'université de Limoges, pour leur participation à ce jury de thèse.

Un grand merci à Patricia LEROY et Nadine AYMARD pour leur gentillesse, leur bonne humeur et leur aide précieuse. Un grand merci également à Monsieur Patrick FRUGIER qui a souvent réalisé mes antennes avec le plus grand soin.

Je remercie ensuite naturellement les autres personnes qui ont contribué à l'accomplissement de cette thèse. Tout d'abord en terme d'échanges scientifiques (enfin, pas seulement), je tiens à remercier vivement des collègues devenus des amis: Emmanuel RODES et Régis CHANTALAT. Au niveau technique, je remercie Eric ARNAUD, Ingénieur

d'étude CNRS et nouvellement thésard, qui a pris en charge une partie des relations avec les fournisseurs et a réalisé les mesures des prototypes.

Ensuite, je remercie tous les collègues du département OSA : Majed, El-Sayed, Oussama, Hassan, Khalil, Dina, A. Choumane, Kansou, Nico, Emilien, Seb, Fatna, Laure, Jojo, Adil, Moctar et tous les autres que j'ai pu oublier. Bon courage à ceux qui me suivent...

Enfin, je dédie cette thèse à mes parents, pour tout, à mes frères en leur souhaitant les plus beaux des jours. Une fois encore, je leur dis : mille mercis ! A toujours.

Sommaire

Introduction générale.....	1
Bibliographie Introduction.....	7

CHAPITRE I

Présentation de l'étude et généralités sur les antennes BIE-M

I. Introduction.....	11
II. Généralités sur les antennes pour station de base.....	11
II.1. Définition.....	11
II.2. Bilan de puissance et portée du système.....	12
II.3. Les différents types d'antennes pour station de base.....	13
II.3.1 Antennes Directives.....	14
II.3.2 Antennes Omnidirectionnelles.....	15
II.3.3 Antennes Sectorielles.....	16
II.3.3.1 Les réseaux d'antennes patches.....	17
II.3.3.1.a Avantages.....	18
II.3.3.1.b Inconvénients.....	18
II.3.3.2 Antennes à fentes.....	19
II.3.4 Antennes Agiles.....	20
II.4. Diversité de polarisation.....	20
II.5. Autres critères.....	21
II.6. Conclusion.....	23
III. Présentation des Matériaux à Bandes Interdites Électromagnétiques Métallique (BIE M) et Application aux Antennes.....	23
III.1. Les Surfaces Sélectives en Fréquence (FSS).....	23
III.2. Les matériaux BIE-M utilisés dans l'étude.....	26
III.2.1 Définition.....	26
III.2.2 Caractérisation des structures BIE-M.....	27
III.2.2.1 Grilles métalliques 1D et 2D.....	27
III.2.2.2 BIE-M composée de grilles unidimensionnelles sans défaut.....	29
III.2.2.3 Introduction d'un défaut de périodicité dans la structure BIE-M.....	30
III.3. Applications aux antennes.....	32
III.3.1 Propriétés du matériau BIE-M utilisé.....	32
III.3.2 Obtention de l'antenne BIE-M.....	34
III.3.2.1 Antenne BIE-M bidirectionnelle.....	34
III.3.2.2 Antenne BIE-M directionnelle.....	35
III.3.3 Evolution des antennes BIE-M.....	38
III.3.3.1 Antenne bibande.....	38
III.3.3.2 Antenne multisource.....	39
III.3.3.3 Antenne omnidirectionnelle.....	40
III.3.3.4 Antenne coaxiale multifaisceaux.....	42
IV. Présentation du sujet de thèse et développement réalisés.....	44
V. Conclusion.....	49
Bibliographie Chapitre I.....	50

CHAPITRE II***De la BIE-M directive à la BIE-M sectorielle***

I. Introduction.....	55
II. Méthode de conception, fonctionnement et performances des antennes BIE-M	
Directives.....	56
II.1. Principe général de l'antenne.....	56
II.2. Fonctionnement de l'antenne.....	56
II.3. Dimensions transversales de l'antenne BIE-M directive.....	60
II.4. Présentation de la surface partiellement réfléchissante (SPR).....	62
II.4.1 Généralités.....	62
II.4.2 Etude paramétrique et influence.....	63
II.5. Exemple d'une antenne BIE-M directive à 2 GHz.....	66
II.5.1 Cahier des charges.....	66
II.5.2 Design et dimension de la SPR.....	67
II.5.3 Méthode de dimensionnement de l'antenne.....	69
II.5.4 Excitation de l'antenne.....	69
II.5.5 Géométrie et performances simulées de l'antenne finale.....	70
III. Principe d'une antenne BIE-M sectorielle.....	72
III.1. Introduction.....	72
III.2. Objectif.....	72
III.3. Principe de l'antenne BIE-M sectorielle.....	73
III.4. Etude des différentes solutions possibles.....	74
III.4.1 Antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle.....	74
III.4.2 Antenne BIE-M rectangulaire sectorielle.....	76
III.4.2.1 Principe.....	76
III.4.2.2 Etude du comportement d'un mode évanescent en présence d'un mur réfléchissant.....	77
III.4.2.3 Cartographie du champ et obtention de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle.....	79
IV. Méthode de conception et performance d'une antenne BIE-M rectangulaire	
Sectorielle.....	82
IV.1 Cahier des charges.....	83
IV.2 Description de l'antenne.....	83
IV.3 Dimensionnement de l'antenne.....	84
IV.3.1 La largeur l	84
IV.3.2 La longueur L	85
IV.3.3 La hauteur h	85
IV.4 Alimentation de l'antenne.....	87
IV.5 Performances obtenues en simulation.....	88
IV.5.1 Impédance d'entrée.....	88
IV.5.2 Diagrammes de rayonnement.....	89
IV.5.3 Directivité, bande passante et angles d'ouvertures.....	91
IV.5.4 Adaptation.....	92
IV.6 Limitations de l'antenne.....	93
IV.6.1 Limitation sur la directivité.....	93
IV.6.2 Limitation sur la bande passante.....	94
IV.7 Technique multisource.....	95
IV.7.1 Principe de fonctionnement.....	96
IV.7.2 Influence du nombre de sources.....	96
IV.7.3 Influence de l'écartement entre sources.....	99
IV.7.4 Conclusion.....	103
IV.8 Réalisation d'un prototype et validation.....	103
IV.8.1 Antenne réalisée.....	103
IV.8.2 Résultat de l'antenne réalisée.....	105
IV.8.2.1 Adaptation.....	105
IV.8.2.2 Directivité et Gain réalisé.....	106

IV.8.2.3 Diagrammes de rayonnement.....	107
IV.8.3 Conclusion sur l'antenne réalisée.....	109
V. Conclusion.....	109
Bibliographie Chapitre II.....	111

CHAPITRE III

Antenne BIE-M sectorielle reconfigurable en polarisation

I. Introduction.....	115
II. Antenne à polarisation horizontale.....	115
II.1. Principe de l'antenne à polarisation horizontale.....	115
II.2. Fonctionnement de l'antenne et Cartographies du champ.....	116
II.3. Cahier des charges.....	117
II.4. Description de l'antenne.....	118
II.5 Influences des paramètres physiques et choix de la structure périodique.....	119
II.5.1 Variation de la largeur des tiges « a ».....	120
II.5.2 Variation de la périodicité des tiges « p ».....	121
II.6 Dimensionnement de l'antenne.....	123
II.7 Excitation de la cavité.....	124
II.8 Résultats de simulation.....	125
II.8.1 Diagrammes de rayonnement.....	125
II.8.1.1 Diagrammes dans le plan horizontal (Plan E).....	125
II.8.1.2 Diagrammes dans le plan vertical (Plan H).....	125
II.8.2 Directivité fréquentielle.....	126
III. Antenne à double polarisation.....	127
III.1 Intérêt et objectif.....	128
III.2 Méthode de design de l'antenne à double polarisation.....	128
III.3 Cahier des charges.....	129
III.4 Conception de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à double polarisation.....	129
III.4.1 Les SPR étudiées et l'utilisation d'une technologie de type circuit imprimé.....	129
III.4.2 Source d'excitation.....	131
III.4.3 Géométrie de l'antenne finale.....	132
III.4.4 Dimensions de l'antenne finale.....	133
III.5 Performances simulées.....	134
III.5.1 Isolation entre la polarisation.....	134
III.5.2 Adaptation.....	137
III.5.3 Directivités fréquentielles.....	138
III.5.4 Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical.....	138
III.5.5 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal.....	140
III.6 Réalisation d'un prototype et résultats expérimentaux.....	141
III.6.1 Fabrication du prototype.....	141
III.6.2 Mesures et résultats expérimentaux.....	143
III.6.2.1 Adaptation.....	143
III.6.2.2 Gain réalisé.....	143
III.6.2.3 Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical.....	144
III.6.2.4 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal.....	146
III.6.3 Conclusion sur l'antenne réalisée.....	147
III.7 Conclusion.....	147
IV. Antenne à polarisation +45°.....	148
IV.1 Principe de fonctionnement.....	148
IV.2 Présentation de la source d'excitation.....	149
IV.3 Problématique.....	150
IV.4 Influence du déphasage entre les sources H et V.....	152

IV.5 Performances simulées.....	154
IV.5.1 Directivité fréquentielle.....	155
IV.5.2 Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical.....	155
IV.5.3 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal.....	156
IV.6 Conclusion.....	157
V. Antenne à polarisation circulaire.....	157
V.1 Principe de fonctionnement et présentation de la source d'excitation.....	157
V.2 Problématique.....	158
V.3 Influence du déphasage entre les sources H et V.....	160
V.4 Performances simulées.....	163
V.4.1 Directivité fréquentielle.....	163
V.4.2 Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical.....	164
V.4.3 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal.....	164
V.5 Conclusion.....	165
VI. Conclusion.....	165
Bibliographie Chapitre III.....	167

CHAPITRE IV

Conception des antennes BIE-M sectorielles bibande : application à l'UMTS et HiperLan2

I. Introduction.....	171
II. Antenne BIEM-FSS rectangulaire.....	172
II.1. Principe de l'antenne.....	172
II.2. Analyse et Choix de la FSS.....	173
II.2.1 Classification des FSS.....	173
II.2.2 Choix de la FSS.....	174
II.3. Proposition d'une FSS appropriée au fonctionnement de l'antenne bibande.....	176
II.3.1 Etude de la structure double (FSS + plan de masse).....	176
II.3.2 Influence des paramètres.....	177
II.3.2.1 Influence de la longueur du bras g	178
II.3.2.2 Influence de la largeur du bras a	178
II.3.2.3 Influence de l'épaisseur du diélectrique e	179
II.4. Conception d'une antenne bibande pour une application UMTS.....	180
II.4.1 Méthode de conception.....	180
II.4.2 Cahier des charges.....	181
II.4.3 Etude de la couche supérieure : SPR.....	182
II.4.4 Etude de la couche inférieure : FSS + plan de masse (PEC).....	183
II.4.5 Présentation et Dimensions de l'antenne finale.....	184
II.4.6 Obtention de la cavité bibande.....	186
II.4.7 Excitation de la structure.....	188
II.4.8 Performances obtenues en simulation.....	188
II.4.9 Excitation multisource.....	190
II.4.9.1 Cas monosource.....	191
II.4.9.2 Cas multisource.....	192
II.4.9.3 Directivité fréquentielle.....	193
II.4.9.4 Diagrammes dans le plan horizontal (plan H).....	194
II.4.9.5 Diagrammes dans le plan vertical (plan E).....	195
II.5. Conclusion.....	196
III. Antenne BIE-M rectangulaire bicouche.....	197
III.1. Principe de l'antenne.....	197
III.2. Etude et Conception de la SPR bicouche.....	198
III.2.1 Principe de conception.....	198
III.2.2 Performances fréquentielles et comparaison avec la structure monocouche.....	200

III.2.3 Cartographies du champ et possibilité d'utilisation en antenne.....	201
III.3. Conception d'une antenne sectorielle bibande pour une application HiperLan2.....	203
III.3.1 Méthode de conception.....	203
III.3.2 Cahier des charges.....	204
III.3.3 Conception de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle monobande.....	205
III.3.3.1 Présentation et dimensions de l'antenne.....	205
III.3.3.2 Performances simulées.....	206
III.3.4 Obtention de l'antenne bibande.....	207
III.3.5 Performances obtenues en simulation.....	209
III.3.5.1 Directivité fréquentielle.....	209
III.3.5.2 Diagrammes dans le plan horizontal (plan H).....	209
III.3.5.3 Diagrammes dans le plan vertical (plan E).....	210
III.4. Conclusion.....	212
IV. Conclusion.....	212
Bibliographie Chapitre IV.....	213

CHAPITRE V

Association d'antennes BIE-M sectorielles en réseaux : applications dans les domaines des télécommunications et des radars

I. Introduction.....	217
II. Antenne BIE-M à pointage électronique.....	218
II.1. Définition.....	218
II.2. Domaines d'utilisation.....	219
II.3. Principe de fonctionnement.....	220
II.4. Conception de l'antenne BIE-M à pointage électronique.....	223
II.4.1 Objectif et cahier de charges.....	223
II.4.2 Elément rayonnant de base : antenne BIE-M rectangulaire sectorielle.....	223
II.4.2.1 Contraintes de conception de l'antenne élémentaire.....	223
II.4.2.2 Design et dimensions de l'antenne élémentaire.....	224
II.4.2.3 Résultats de simulations.....	226
II.4.3 Obtention de l'antenne BIE-M à pointage électronique.....	228
II.4.4 Couplage inter-éléments et comparaison avec l'antenne BIE-M directive multisource.....	229
II.4.5 Simulation globale de l'antenne finale.....	231
II.4.5.1 Directivité fréquentielle.....	232
II.4.5.2 Adaptation.....	232
II.4.5.3 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal.....	233
II.5 Conclusion.....	236
III. Antenne BIE-M à faisceau contrôlable.....	236
III.1. Principe et intérêt.....	236
III.2. Description de l'antenne BIE-M à faisceau contrôlable.....	238
III.3. Performances de l'antenne.....	238
III.4. Conclusion.....	242
IV. Réseau d'antennes BIE-M rectangulaires sectorielles pour des systèmes RADAR.....	243
IV.1. Définition.....	243
IV.2. Applications des RADAR.....	243
IV.3. Antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité.....	244
IV.3.1 Description de l'antenne.....	244
IV.3.2 Performances de l'antenne.....	245
IV.4. Antenne BIE-M de l'interrogateur BIFF.....	248
IV.4.1 Définition et objectif.....	248
IV.4.2 Description et fonctionnement de l'antenne.....	248

Sommaire

<i>IV.4.3 Résultats de l'antenne</i>	249
IV.4.3.1 Directivité fréquentielle.....	249
IV.4.3.2 Diagrammes de rayonnement et écart entre voies.....	250
IV.5. Conclusion.....	254
V. Conclusion	254
Bibliographie Chapitre V	256
Conclusion générale	259
Bibliographie Conclusion	265
Liste des travaux	267

Introduction générale

Nous assistons depuis une dizaine d'années à un développement sans précédent des systèmes de télécommunications. Actuellement, le marché des communications mobiles, pour ne citer que ce secteur d'activité, fait l'objet d'une concurrence sévère entre les équipementiers, à la hauteur des enjeux économiques annoncés.

Ces systèmes nécessitent des avancées technologiques au niveau des composants électroniques, des logiciels informatiques, des techniques de codage, et en particulier des antennes. En effet, ces systèmes communiquent par ondes électromagnétiques et nécessitent un système de transformation de l'énergie guidée en énergie rayonnée. Si, dans un premier temps, les antennes classiques pouvaient répondre aux cahiers des charges, aujourd'hui de nouvelles technologies sont attendues pour étendre les performances des réseaux. Ces antennes doivent être large bande, fort gain, faible coût et à encombrement réduit. Ces critères sont bien souvent difficilement compatibles.

Dans le domaine des antennes, les structures composées d'un agencement périodique d'éléments, de type à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) ou les Surfaces Sélectives en Fréquences (FSS), sont très utilisées. Ces structures disposent de propriétés électromagnétiques dispersives et anisotropes originales, qui permettent de réaliser des fonctions de filtrage spatial et fréquentiel. C'est donc, sur cette base de matériaux à structuration périodique que l'étude sera réalisée.

Ce travail s'appuie sur l'expérience acquise par le laboratoire XLIM dans la conception et le traitement des matériaux BIE. Depuis 1996, l'XLIM a en effet entrepris de nombreux travaux sur l'étude des structures périodiques et leurs applications dans le domaine des antennes. Différentes études menées au sein du département O.S.A. du laboratoire XLIM ont permis de mettre en avant les différentes potentialités de l'antenne BIE. La mise en évidence de ses performances a permis de rendre cette antenne une bonne concurrente par rapport aux antennes classiques. Depuis, des concepts originaux ont permis de créer des antennes BIE à dépointage [**Intro.1**], à multifréquences [**Intro.2**], bidirectionnelles [**Intro.2**], omnidirectionnelles [**Intro.3**], sectorielles [**Intro.2**], multifaisceaux [**Intro.4**]...

Le travail de thèse présenté dans ce manuscrit a pour objectif l'étude et la conception d'une antenne sectorielle conçue à partir de matériaux à bande interdite électromagnétique métallique (BIE-M). Les antennes BIE étudiées précédemment étaient principalement des antennes directives ou omnidirectionnelles. L'originalité de ce travail de thèse consiste à s'inspirer d'un concept connu pour former cette fois un nouveau type de diagramme de rayonnement pincé dans le plan d'élévation et sectoriel en azimut. Le but poursuivi est de

donner à ces antennes des caractéristiques pouvant permettre leur utilisation dans les réseaux de télécommunications sans fil.

Au début de nos travaux, une première ébauche de la faisabilité d'une antenne BIE-M sectorielle avait été faite [**Intro.2**]. C'est sur cette base qu'a débuté le travail de thèse présenté dans ce manuscrit et qui est entièrement dédié au développement de l'antenne BIE-M sectorielle pour les stations de base sans fil, visant à améliorer la couverture et augmenter les performances en terme de directivité, bande passante et agilité.

Quatre principaux objectifs peuvent être alors mis en avant :

1. Le premier objectif consistera à comprendre et mettre en évidence les propriétés attractives des matériaux BIE-M dans la perspective de l'application visée. Puis d'exploiter ces propriétés pour la conception et la réalisation d'antennes sectorielles pour les stations de base sans fil.
2. Le second objectif sera d'accroître les performances de l'antenne BIE-M sectorielle en termes de gain mais surtout de bande de rayonnement. Pour cela nous présenterons une technique inédite d'élargissement de la bande de l'antenne.
3. Le troisième objectif sera de parvenir à une grande polyvalence de l'antenne. Cette polyvalence est obtenue grâce au comportement multipolarisations et multifréquences de l'antenne BIE-M sectorielle.
4. Le quatrième objectif consiste notamment en l'étude de faisabilité du pointage électronique par un réseau d'antennes BIE-M sectorielles et en l'évaluation de différentes architectures pour réaliser une antenne agile pour de nombreux domaines d'application et notamment en télécommunication et en RADAR.

Pour mener à bien cette thèse, l'étude se scinde en cinq parties

Organisation du manuscrit

Le premier chapitre proposera une présentation des antennes qui équipent les stations de base sans fil. Ceci permettra de dégager les caractéristiques nécessaires des antennes sectorielles à concevoir. Les technologies existantes seront présentées. Puis, l'exposé se focalisera sur le principe des structures à bande interdite électromagnétique métallique (BIE-M) afin de montrer les propriétés fréquentielles de celles-ci ainsi que la répartition énergétique à l'intérieur de la structure. Ceci permettra d'établir un historique des différentes

antennes BIE. Enfin, la dernière partie de ce chapitre se focalisera plus particulièrement sur les objectifs poursuivis tout au long de cette thèse.

Le deuxième chapitre sera consacré au concept de l'antenne BIE-M sectorielle. Le principe de fonctionnement de ce nouveau type d'antenne sera expliqué, et une méthode de conception simple sera présentée. Nous commencerons par l'étude d'une antenne BIE-M directive de référence, avant de montrer les modifications à appliquer sur cette antenne pour obtenir l'antenne BIE-M sectorielle. La deuxième partie s'attachera à l'étude de la nouvelle structure conçue en fonction de la fréquence. Le fonctionnement sera expliqué, et les principales caractéristiques en impédance, distribution de champ et rayonnement seront exposées en fonction de la fréquence. La troisième partie palie au principal défaut de cette antenne : la faiblesse du produit gain-bande. Grâce à la technique d'excitation multisource, le gain et la bande de rayonnement peuvent être augmentés. Finalement, la conception et la réalisation d'un prototype valideront les études amont et les résultats énoncés.

Le troisième chapitre proposera de s'intéresser à l'exploitation des polarisations des antennes BIE-M sectorielles. Dans un premier temps, la démarche adoptée en polarisation verticale sera répétée en polarisation horizontale. Le fonctionnement sera expliqué. Puis, la combinaison des polarisations conduira à la simulation d'une antenne à double polarisation. Les structures seront présentées et les performances atteignables seront connues. La réalisation d'un prototype permettra de valider ce principe. Enfin, la dernière partie exposera les travaux effectués pour réaliser une antenne à polarisation $+45^\circ$ et circulaire afin d'obtenir une antenne BIE-M sectorielle à reconfiguration de polarisation.

Le quatrième chapitre est dédié au fonctionnement bibande de l'antenne BIE-M sectorielle qui permet d'obtenir un rayonnement sectoriel pour deux bandes de fréquences dont le but est d'améliorer la bande passante des antennes BIE-M sectorielles. Le principal obstacle à leur utilisation pour des applications concrètes tenait en effet à leur faible bande passante. La première approche envisagée pour remédier au problème de bande passante des antennes BIE-M sectorielles, est l'utilisation d'une couche FSS (Surfaces Sélectives en Fréquence) au dessus d'un plan de masse sans changer la surface partiellement réfléchissante (SPR) supérieure. Cette méthode a été appliquée à la conception d'une antenne sectorielle couvrant les bandes UMTS. L'autre approche qui a ensuite été essayée consiste en la création d'une antenne sectorielle bibande basée sur la surface partiellement réfléchissante composée des grilles métalliques simples. Les deux bandes de fonctionnement sont réalisées par deux

couches SPR de même dimensions. Cette nouvelle structure a ensuite été utilisée pour la conception d'une antenne sectorielle couvrant les bandes HiperLan2 afin de vérifier la validité du concept.

Le cinquième chapitre a pour but d'ouvrir de nouvelles voies de recherches sur les antennes BIE-M sectorielles par l'association de plusieurs antennes en réseaux, ces antennes ont pour avantage la possibilité de réaliser une structure agile. La première partie consiste à concevoir un réseau jointif d'antennes BIE-M sectorielles qui nous permette de sélectionner une direction de rayonnement privilégiée, grâce à une excitation appropriée dans le but d'obtenir une antenne BIE-M à pointage électronique. Dans la deuxième partie nous présentons l'avantage de la mise en réseau jointif de l'antenne BIE-M sectorielle pour réaliser une structure capable de contrôler la largeur du faisceau et ainsi la directivité sans l'insertion des composants électroniques actifs dans l'antenne. Ensuite, nous montrerons dans une dernière partie, qu'il est possible d'utiliser ce réseau d'antennes BIE-M sectorielles dans le domaine des radars, ouvrant ainsi de nombreuses perspectives d'agilité, et procurant à l'antenne BIE-M sectorielle une grande polyvalence.

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

Bibliographie Introduction

- [Intro.1] **J. DROUET.** *Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur BIE multi sources.* Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 38-2007
- [Intro.2] **E. RODES.** *Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications.* Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 67-2006
- [Intro.3] **E. POINTEREAU.** *Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimut.* Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 27-2007
- [Intro.4] **H. CHREIM.** *Etude d'antennes BIE multifaisceaux agile. Amélioration de la couverture omnidirectionnelle en azimut.* Thèse de doctorat- Université de Limoges- 06 mars 2009

CHAPITRE I

Présentation de l'étude et généralités sur les antennes BIE-M

- Généralités sur les antennes pour station de base
- Présentation des Matériaux à Bandes Interdites Électromagnétiques Métallique (BIE M) et Application aux Antennes
- Présentation du sujet de thèse et développement réalisés

I. Introduction

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

La première partie de ce chapitre présentera les antennes équipant les stations de base. Nous comparerons les différentes technologies utilisées pour concevoir ces dernières et nous comparerons leurs performances et leurs limitations en fonction de l'objectif visé (couverture, portée, polarisation, efficacité).

La deuxième partie a pour objectif de présenter les principaux concepts qui vont intervenir tout au long de ce mémoire. Dans un premier temps, nous rappellerons la définition et les propriétés des matériaux à Bande Interdites Electromagnétiques Métalliques BIE-M et ensuite un état de l'art sur la réalisation d'antennes utilisant des structures périodiques est présenté.

Enfin, la troisième partie se focalisera plus particulièrement sur le contexte applicatif de l'étude, c'est-à-dire la conception, la réalisation et la mesure d'antennes sectorielles en azimut à base de matériau BIE-M. Nous nous attacherons à détailler la démarche suivie tout au long de cette thèse.

II. Généralités sur les antennes pour station de base

II.1. Définition

Les stations de base, parfois appelées sites-relais ou antennes relais, sont des émetteurs récepteurs qui assurent un rôle fondamental dans les communications fixes ou mobiles.

Elles servent en effet à acheminer dans les deux sens les appels du réseau auquel elles sont connectées vers les téléphones mobiles situés dans leur zone de couverture appelée "cellule". Les cellules ont un rayon maximum de quelques kilomètres.

Cependant, un nombre de stations plus important est nécessaire là où le nombre d'utilisateurs de mobiles est élevé. Si, en zone rurale, le rayon des cellules peut aller jusqu'à 10 km, il décroîtra en ville jusqu'à quelques centaines de mètres.

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

II.2. Bilan de puissance et portée du système

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

$$P_{d2} = G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 P_{F1} \eta_{A1} \eta_{A2} \eta_P \quad (\text{I.1})$$

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

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

G_1 : gain de l'antenne N°1

G_2 : gain de l'antenne N°2

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

R : distance entre les deux antennes

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

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

η_P : rendement de polarisation

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

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

II.3. Les différents types d'antennes pour station de base

Le choix d'une antenne se fait tout d'abord en fonction de la forme et de la taille de la cellule à couvrir afin d'en optimiser la couverture (**Figure I.1**) Ces paramètres vont entraîner le choix de l'angle d'ouverture en azimut ainsi que du gain de l'antenne. Il est à noter que suivant la **Formule I.2** le gain de l'antenne augmentera de 3 dB environ pour une ouverture réduite de moitié.

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

Avec G_{\max} , le gain maximum de l'antenne ;
 K, une constante prise entre 30000 et 40000 ;
 θ_{site} et θ_{azimut} en degré représentant les angles d'ouverture dans les deux plans principaux.

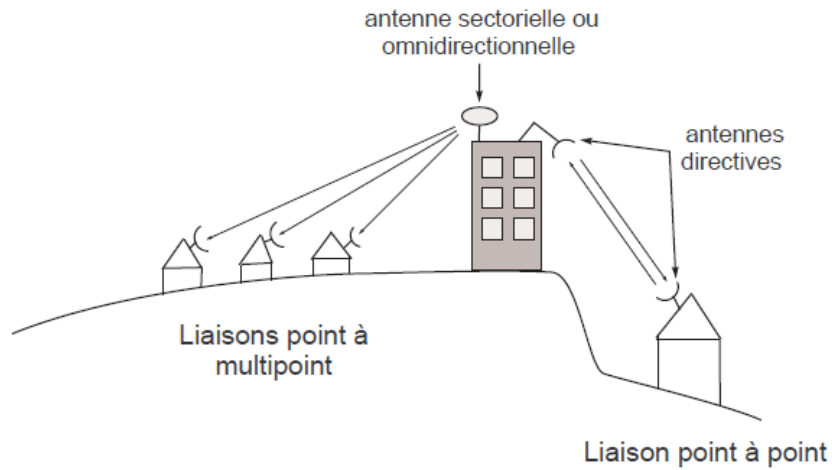


Figure I.1. Différents types des liaisons

Nous pouvons classier des antennes dans quatre différents groupes selon leur type d'utilisation et leur ouverture à -3 dB en azimut (**Figure I.2**).

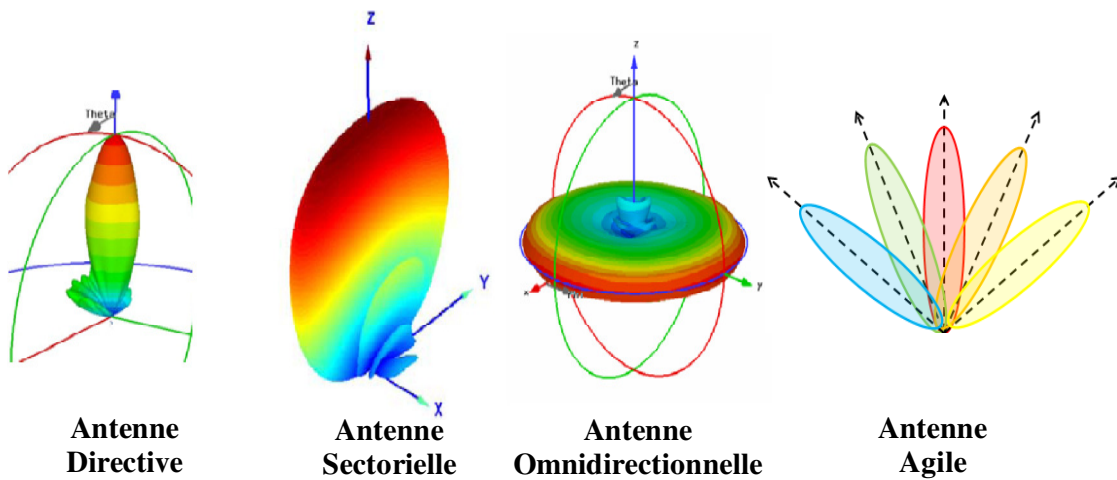


Figure I.2. Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes dans le plan horizontal

Toutes les antennes mentionnées ci-dessous sont en général utilisées dans les réseaux extérieurs sans fil, parfois connus sous le nom de réseaux métropolitains, dans certains cas particuliers on peut aussi les trouver à l'intérieur des bâtiments :

II.3.1 Antennes Directives

Elles sont utilisées pour couvrir des zones étroites ou éloignées puisqu'elles présentent des gains importants. Elles peuvent aussi permettre de réaliser une liaison point à point entre deux sous réseaux (faisceau hertzien). Leur diagramme de rayonnement concentre l'énergie dans une direction, ce qui induit un gain élevé (**Figure I.3**).

Les applications sont en général des liaisons Terre – Satellites, ou des liaisons de type L.M.D.S (Local Multipoint Distribution Service). L'intérêt de ces antennes se concentre sur l'augmentation de la portée des liaisons radio et sur l'augmentation du débit des transmissions.

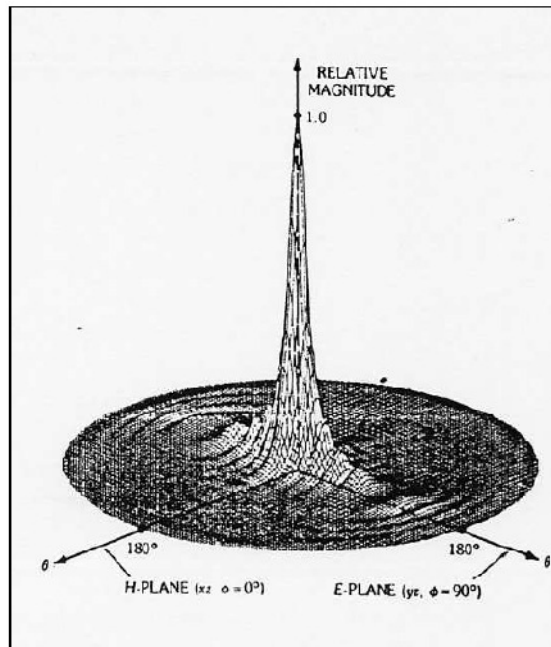


Figure I.3. Diagramme de rayonnement d'une antenne directive

II.3.2 Antennes Omnidirectionnelles

Celles-ci présentent des gains relativement faibles (on atteint difficilement 10 dB) et sont placées au centre de la cellule. L'énergie rayonnée est équirépartie dans l'espace (**Figure I.4**), il n'y a pas de direction privilégiée (modèle de rayonnement à 360°).

Les antennes omnidirectionnelles ou omnidirectives sont très utilisées dans les réseaux de télécommunications [I.2]. L'avantage est que la station de base est équipée par une seule antenne pour assurer le rayonnement et couvrir la cellule. En pratique, elles sont employées pour des liens Point-à-MultiPoint (PtMP).

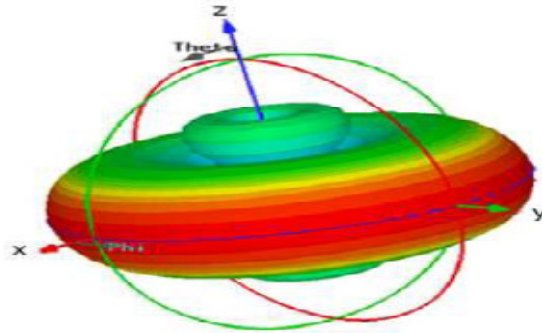


Figure I.4. Rayonnement omnidirectionnel

II.3.3 Antennes Sectorielles

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

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.3], 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.

Comme montré dans la **Figure I.5**, une antenne sectorielle peut être construite utilisant un dipôle polarisé verticalement (antenne omni) et un réflecteur en forme de V inversé. Typiquement, une antenne sectorielle est montée en haut d'une haute tour, légèrement inclinée vers le bas afin de pouvoir servir le secteur juste au dessous d'elle.

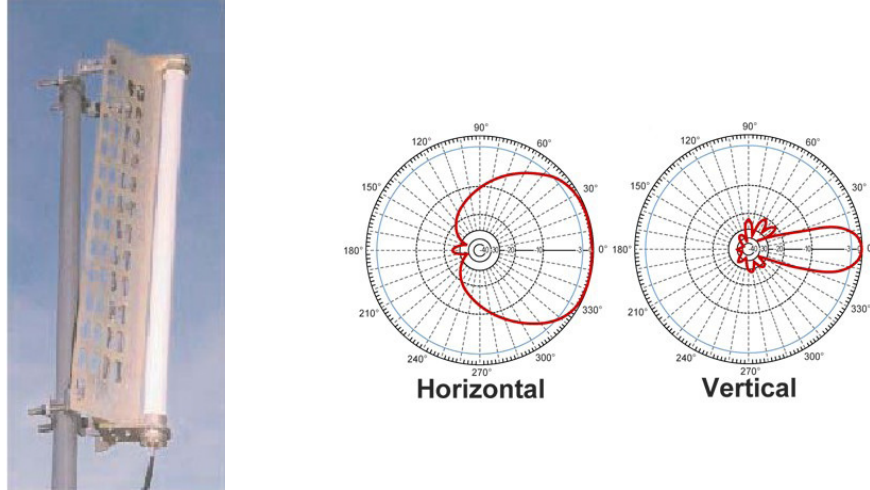


Figure I.5. Exemple d'antenne sectorielle

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. Les secteurs couverts peuvent être variables, classiquement 60 ou 90°. Le gain obtenu est plus important que celui d'une antenne omnidirectionnelle et dépend, toujours suivant la **Formule I.1**, de l'ouverture choisie. L'utilisation de trois antennes d'ouverture 120° (**Figure I.6**) ou encore de six antennes d'ouverture 60° permet de retrouver une couverture omnidirectionnelle. Elles sont utilisées pour des applications au sol « liaisons Point à Multipoints » dans le but de couvrir une zone ou un secteur donné.

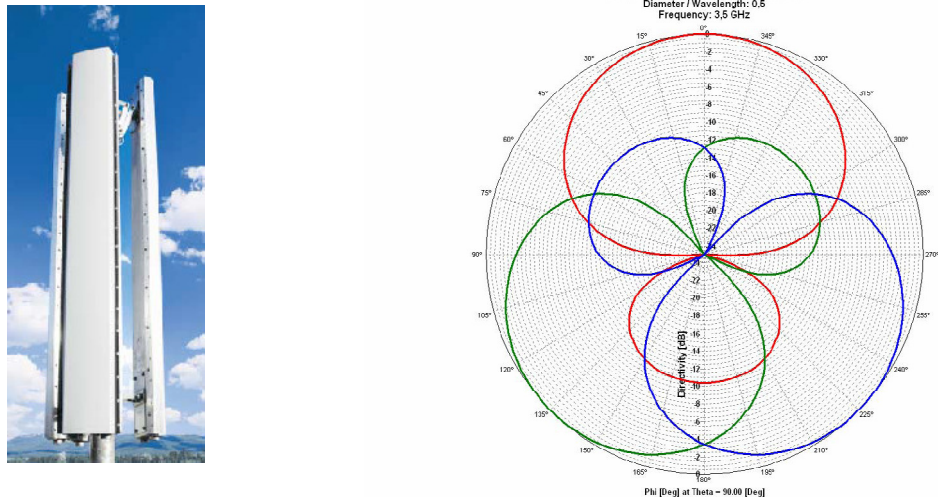


Figure I.6. Remplacement d'une cellule omnidirectionnelle par trois secteurs de 120°

Nous allons maintenant citer quelques types d'antennes sectorielles et présenter leurs principales caractéristiques.

II.3.3.1 Les réseaux d'antennes patches

Comme dans le cas des antennes directives, un réseau d'antennes peut être utilisé pour concevoir des antennes sectorielles [I.4].

Généralement, un réseau monodimensionnel ou bidimensionnel d'antennes élémentaires est utilisé (**Figure I.7**). L'angle d'ouverture dans le plan ayant le rayonnement sectoriel est fonction du nombre d'antennes dans ce plan, l'espacement entre ces antennes ainsi que les amplitudes et les phases appliquées.

L'intérêt de la mise en réseau réside dans le fait que le lobe de rayonnement peut être conformé. De cette façon, la directivité peut être augmentée. Elle est fonction du nombre d'éléments et de la période (ou « pas ») du réseau.



Figure I.7. Exemple de réseaux d'antennes élémentaires

II.3.3.1.a Avantages

Les réseaux imprimés sont les moins encombrants puisqu'ils ont une épaisseur négligeable très inférieure à la longueur d'onde (de l'ordre de $\lambda_0/20$ à $\lambda_0/100$). De plus, les technologies des circuits imprimés sont aujourd'hui performantes et fiables (gravure mécanique ou chimique) et les techniques de conception se sont largement développées, y compris aux longueurs d'ondes millimétriques [I.5] [I.6].

Les réseaux d'antennes imprimées sont également faible coût, d'un poids réduit, et peuvent être conformés ce qui facilite grandement leur intégration dans le système de communication.

L'adaptation est également plus aisée grâce aux lignes de transmission qui alimentent le circuit.

II.3.3.1.b Inconvénients

On distingue trois principaux défauts.

- D'une part les pertes dues aux lignes d'alimentation et aux couplages inter-sources réduisent l'efficacité de l'antenne, surtout pour des gains importants conduisant à un grand nombre d'éléments (plus de cent) et donc de grandes longueurs de lignes. Ces problèmes limitent le gain maximum réalisable à 30 dB.
- D'autre part la bande de fonctionnement est relativement réduite c'est-à-dire de l'ordre de 5% mais peut être portée à un maximum de 10% [I.7].
- Enfin ces antennes n'ont pas une bonne tenue en puissance, en raison de l'échauffement du substrat.

En conclusion, les réseaux imprimés sont peu encombrants mais ne permettent pas de dépasser 30 dB de gain en raison des pertes importantes dans le réseau d'alimentation lorsque le nombre de sources est grand.

II.3.3.2 Antennes à fentes

L'antenne à fentes se caractérise par sa distribution verticale ou horizontale en forme de cornière, ou de guide d'ondes, avec des fentes à dimensions et emplacement particuliers qui sont fonctions de la fréquence (**Figure I.8**).

L'antenne à fentes est utilisée pour réaliser des antennes sectorielles de télécommunication, c'est-à-dire possédant un gain significatif sur un angle d'ouverture assez grand. Trois, voire quatre, antennes à fentes réunies avec un coupleur d'antennes permettent de couvrir une zone 360°.

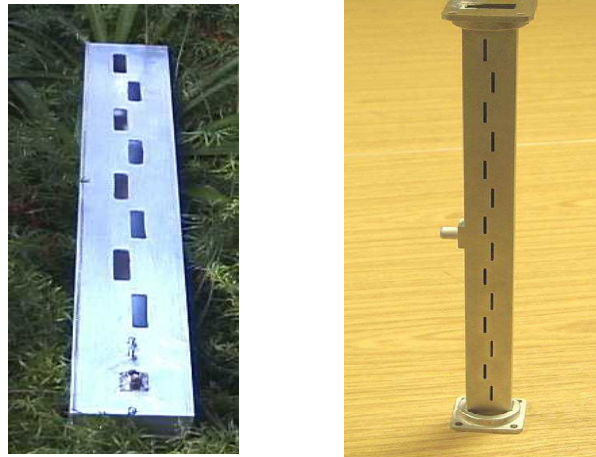


Figure I.8. Exemple d'antenne à fentes

II.3.4 Antennes Agiles

Les antennes agiles sont des antennes qui peuvent changer leurs caractéristiques à l'aide d'un système de contrôle actif. Le but d'utilisation de ces antennes est de rendre plus flexible les systèmes de télécommunications sans fils. De plus, avec ces antennes, un balayage du faisceau peut être effectué avec un gain élevé.

Les antennes agiles peuvent être classées en deux catégories :

- Les antennes agiles en fréquence, où nous pouvons varier la fréquence de fonctionnement de l'antenne.
- Les antennes multifaisceaux agiles en rayonnement, où nous pouvons changer les caractéristiques du rayonnement de l'antenne (direction de pointage, directivité de l'antenne, angle d'ouverture du lobe principal, ...). Ces antennes peuvent être utilisées pour des applications de télécommunications, métrologie (détection d'angles d'arrivée) mais aussi pour des applications RADAR.

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

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

réseau soit en rajoutant des stations de base, soit en remplaçant les émetteurs omnidirectionnels par des émetteurs sectoriels.

Ces deux raisons permettent de comprendre pourquoi l'on rencontre un nombre important d'antennes sectorielles utilisées pour les réseaux mobiles cellulaires.

II.4. Diversité de polarisation

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente les caractéristiques d'une onde plane. La polarisation de cette onde dans une direction donnée est, par définition, caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en champ lointain (**Figure I.9**).

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

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

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

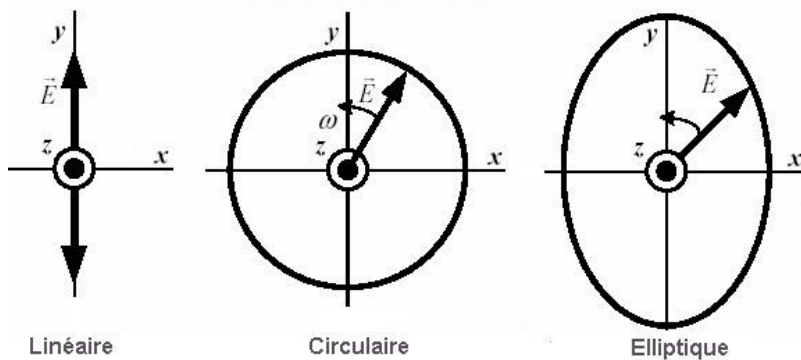


Figure I.9. Polarisations d'une onde électromagnétique

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

II.5. Autres critères

Autres critères entrant aussi en considération :

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

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

Avec G = gain potentiel de l'antenne
 λ_0 = longueur d'onde dans le vide
 Se = surface effective de l'antenne

- la bande de fréquences du système va avoir une influence très importante sur la taille de la cellule. Le facteur d'affaiblissement dans l'air, donné par la **Formule I.4**, montre qu'à 40 GHz la portée sera beaucoup plus faible qu'à 5 GHz. De plus, les réflexions multiples sur le sol ou sur les bâtiments n'auront pas la même influence selon la fréquence **[I.8]**.

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

Avec A = affaiblissement en espace libre en dB
 λ = longueur d'onde dans le vide
 R = distance de propagation

- l'atténuation due à la pluie est exprimée en dB/km et entraîne une diminution de la puissance reçue. Le taux de pluie variant d'une région à l'autre, la zone de couverture avec une même antenne ne sera pas équivalente suivant la zone considérée. Le taux de pluie moyen à l'année est donc à prendre en compte lors du calcul de la couverture.
- le coût est bien sûr un paramètre essentiel pour les opérateurs et permet de choisir la technologie de conception de l'antenne. Celle-ci détermine aussi le niveau d'intégration du système. Ainsi, on préférera souvent une technologie planaire.

- enfin une modulation FDMA oblige à couvrir entièrement une zone en permanence alors que l'utilisation d'une technique TDD autorise l'utilisation d'une antenne à pointage électronique par exemple.

Tous ces paramètres permettent de choisir l'antenne appropriée à la couverture souhaitée.

II.6. Conclusion

Le choix des antennes doit non seulement répondre aux exigences d'un budget de liaison mais aussi au besoin de trouver une solution optimale d'un scénario concret.

Le choix de l'antenne affectera l'aire de service, la réduction des interférences au minimum avec d'autres sources et la durabilité/stabilité du réseau si l'antenne garantit de bonnes propriétés mécaniques.

Un bon choix d'antenne dépend de la capacité à comprendre les modèles de rayonnement, les budgets de liaisons et le type de service visé.

La plupart des antennes actuelles ne sont pas suffisamment flexibles pour répondre aux cahiers des charges. En effet, de nouvelles technologies sont attendues pour améliorer les couvertures des réseaux. Ces antennes doivent être large bande, fort gain, bibande, agile en diagramme, agile en fréquence, faible coût et à encombrement réduit. Ces critères sont bien souvent incompatibles.

Toutes ces conditions à satisfaire ainsi que l'orientation vers des solutions multifonctions demandent aux antennes une adaptabilité plus grande.

Dans le domaine des antennes, les structures composées d'un agencement périodique d'éléments, de type à Bande Interdite Electromagnétique Métallique (BIE-M) ou les Surfaces Sélectives en Fréquences (FSS), sont très utilisées. C'est donc, sur cette base de matériaux à structuration périodique que l'étude sera réalisée. Aussi, ces antennes BIE-M n'ont pas encore montré tout leur potentiel. Leur fonctionnement sera décrit dans la partie suivante, qui débute par un rappel de quelques notions importantes pour la compréhension des structures à bande interdite électromagnétique, suivi de quelques utilisations pratiques.

III. Présentation des Matériaux à Bandes Interdites Électromagnétiques Métallique (BIE-M) et Application aux Antennes

III.1. Les Surfaces Sélectives en Fréquence (FSS)

Les FSS sont des structures généralement planes ou quasi-planaires présentant une ou deux périodicités longitudinales. Ces structures sont également obtenues par la répétition d'un motif métallique, généralement imprimé sur un substrat diélectrique (**Figure I.10**). Selon la forme du motif métallique, différentes propriétés de réflexion peuvent être obtenues avec ce type de structure.

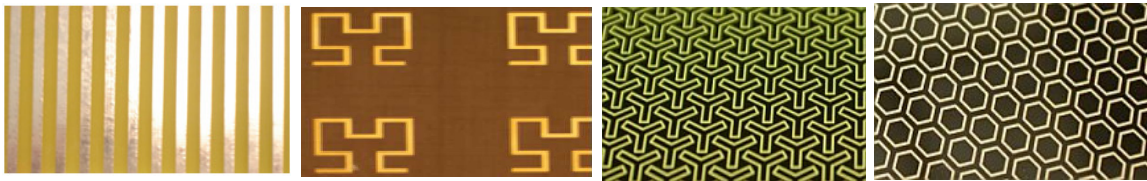


Figure I.10. Exemple de FSS imprimés

A la fin des années 60, les FSS [I.9] dont le premier objectif était de réduire la SER des antennes dans les avions, passent du domaine militaire au domaine public.

Aujourd'hui, les FSS trouvent des applications diverses :

- Radôme,
- Réflecteurs,
- Filtres,
- Absorbants ...

La **Figure I.11** donne les motifs élémentaires utilisés généralement dans les FSS

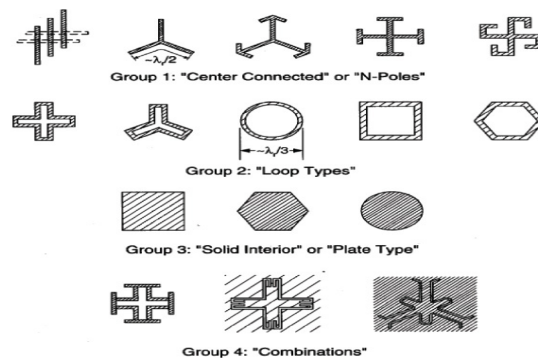


Figure I.11. Motifs élémentaires pouvant constituer une Surface Sélective en Fréquence. D'après Munk [I.9]

Les FSS les plus simples vont être constituées à base de tiges métalliques (metallic strip grating) de largeur variable, non résonantes, disposées dans une ou deux directions. Un tel matériau va présenter une réflectivité dépendant de la dimension des tiges et de leur périodicité. Son comportement va être de type passe-haut, sa réflectivité diminuant avec la fréquence (**Figure I.12 (a)**). Les structures complémentaires, obtenues selon le principe de Babinet [**I.10**] se présentent elles aussi sous la forme de tiges métalliques séparées par de l'air et orientées perpendiculairement au champ E. elles présentent un comportement dual, c'est-à-dire de type passe-bas (**Figure I.12 (b)**), avec une réflectivité tendant vers 1 en haute fréquence.

En utilisant des motifs métalliques plus complexes, on peut obtenir d'autres propriétés en terme de réflectivité et notamment des comportements de type stop-bande ou passe-bande. Une répétition de motifs résonants va produire une FSS réfléchissante autour de la fréquence propre des motifs et quasi-transparente ailleurs (**Figure I.13 (a)**). L'inclusion de ces motifs au sein d'une grille métallique va au contraire conduire à l'obtention d'un comportement de type passe-bande (**Figure I.13 (b)**).

Les propriétés des FSS varient avec la fréquence et les comportements décrits ne sont valables que sur une certaine bande de fréquence. La modification des cotes précises des motifs métalliques permet de modifier les courbes présentées ci-dessous. Ce type de structure peut être utilisé en remplacement des matériaux BIE diélectriques [**I.11**], permettant de réduire les dimensions de la structure utilisée. L'utilisation conjointe de plusieurs FSS superposées peut permettre d'obtenir un plus grand panel de propriétés électromagnétiques.

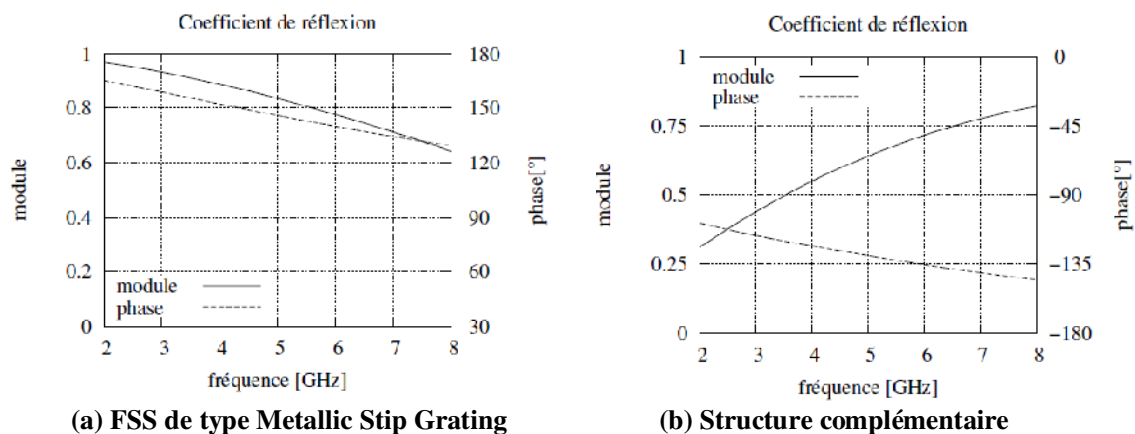


Figure I.12. Coefficients de réflexion des FSS classiques

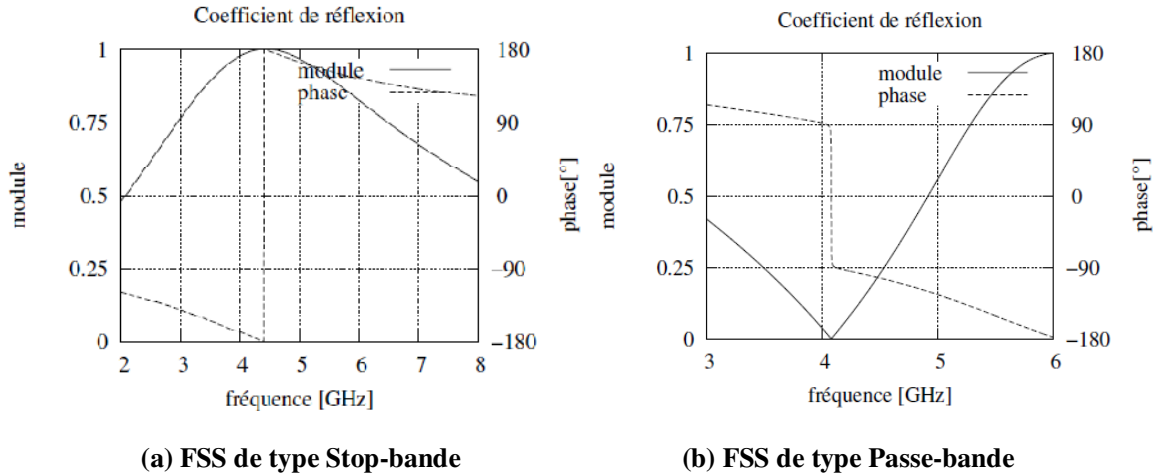


Figure I.13. Coefficients de réflexion des FSS

III.2. Les matériaux BIE-M utilisés dans l'étude

III.2.1 Définition

Les premiers matériaux à bandes interdites ont été réalisés avec des matériaux purement diélectriques pour répondre aux applications dans le domaine de l'optique. En effet dans ce domaine, l'utilisation de structures métalliques était difficile car il y avait de fortes pertes des métaux à ces fréquences. Par contre aux fréquences micro-ondes et radiofréquences, les pertes deviennent négligeables dans certains cas. Les métaux sont donc de quasi parfaits réflecteurs avec de faibles absorptions. Pour des fréquences de l'ordre du gigahertz, l'épaisseur de peau d est très faible devant la longueur d'onde λ qui est bien en dessous des fréquences optiques.

Il y a une cinquantaine d'années, les premières études portaient sur des éléments métalliques possédant différents axes de périodicité dans le but de réaliser des polariseurs et des réflecteurs. Elles ont aussi permis de concevoir des Surfaces Sélectives en Fréquence ou FSS mais la plupart concerne des structures monocouches avec des motifs 1D ou 2D. Les structures BIE Métalliques ou encore communément appelées BIE-M sont une extension de ces réseaux périodiques métalliques à des réseaux multicouches à plusieurs dimensions [I.12].

III.2.2 Caractérisation des structures BIE-M

L'utilisation du métal présente un certain nombre d'avantages notamment grâce à ses propriétés mécaniques et son coût attractif pour des réalisations industrielles.

L'étude des structures métalliques périodiques pour les fréquences micro-ondes est assez ancienne. Elle constitue un axe de recherche dans plusieurs laboratoires scientifiques français [I.13].

Dans cette partie, les propriétés des structures BIE-M périodiques seront présentées en définissant en premier lieu la position de leurs bandes interdites en fréquence par le coefficient de transmission et l'ajout éventuel de défauts. Les structures BIE-M peuvent être à deux ou trois dimensions de périodicité. Dans notre étude, ces structures BIE-M peuvent être formées de grilles superposées (avec une certaine épaisseur) comprenant un ou plusieurs axes de périodicité [I.14], [I.15]. Nous appellerons les grilles unidimensionnelles les structures comprenant un seul axe de périodicité et les grilles bidimensionnelles les structures comprenant deux axes de périodicité.

Nous pourrions donc ensuite les appliquer à nos dispositifs pour créer des antennes BIE-M. La grille métallique sera bien plus résonante que n'importe quelle structure diélectrique.

III.2.2.1 Grilles métalliques 1D et 2D

L'étude des grilles métalliques n'est pas récente et elle a depuis déjà bien longtemps mis en évidence les propriétés en basses fréquences de ces structures [I.14].

Les grilles unidimensionnelles sont formées de fils métalliques parallèles d'une épaisseur (h), d'une largeur (a) (ou de diamètre dans le cas de tiges) et le pas du réseau (p) présenté ci-dessous (Figure I.14).

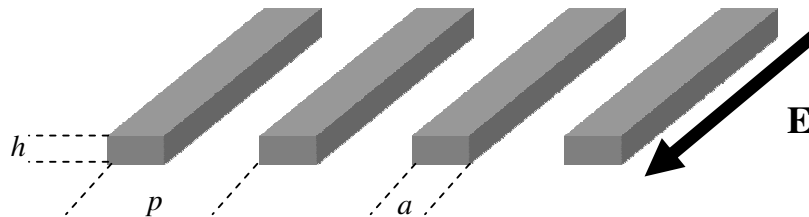


Figure I.14. Grille métallique unidimensionnelle formée de tiges avec des sections rectangulaires

Dans le cas où le pas du réseau « p » est inférieur à la longueur d'onde, le comportement de ces grilles suit la théorie des lignes qui consiste à utiliser un schéma

électrique équivalent. Pour une grille 1D infinie, le circuit général d'une grille métallique mince est une ligne de transmission représentant le vide avec en parallèle dans le plan de référence une admittance normalisée par rapport à l'admittance caractéristique de la ligne représentant la grille. Si la grille est sans perte, l'admittance est purement susceptance.

Pour réaliser des structures métalliques insensibles à la polarisation de l'onde (polarisation circulaire), nous pouvons envisager de passer d'une grille unidimensionnelle à une grille bidimensionnelle.

La **Figure I.15** montre deux réseaux périodiques bidimensionnels de symétrie carrée correspondant à l'extension à deux dimensions des structures précédemment illustrées. Si la structure (celle de droite) est constituée d'un réseau de carrés métalliques, nous pouvons alors parler d'un réseau de type déconnecté. En revanche si la structure (celle de gauche) possède des intersections entre les éléments métalliques, nous pouvons parler d'un réseau connecté.

La grille bidimensionnelle de la **Figure I.15** est en fait la superposition de deux grilles unidimensionnelles perpendiculaires. Nous pouvons facilement comprendre que quelle que soit l'onde incidente parallèle à l'une des deux grilles unidimensionnelles, l'onde réagira avec seulement un réseau de grilles. En effet, il y aura une interaction entre les deux grilles 1D si une des grilles est complémentaire à l'autre. Donc elle a une influence négligeable sur le comportement du réseau. Et selon sa polarisation, le fonctionnement de la grille bidimensionnelle est identique à celui de la grille unidimensionnelle.

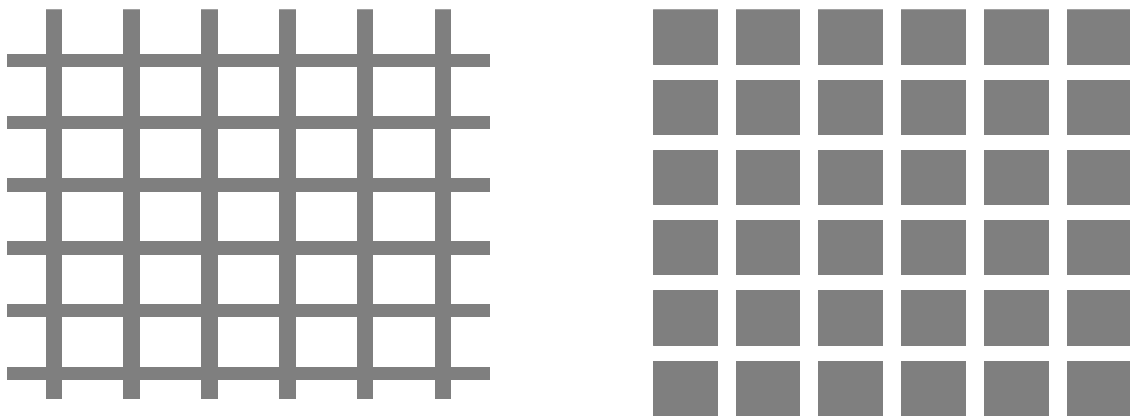


Figure I.15. Grilles métalliques bidimensionnelles formées de grilles ou de plaques

Après avoir présenté les propriétés des grilles métalliques unidimensionnelles ou bidimensionnelles, nous allons davantage nous attacher à la création de bandes interdites et leurs positions.

III.2.2.2 BIE-M composée de grilles unidimensionnelles sans défaut

L'étude porte sur un cas simple d'un matériau BIE-M composé de grilles unidimensionnelles. On éclaire le matériau avec une onde plane en incidence normale et on calcule les coefficients de réflexion et de transmission de la structure qui permettent d'identifier la bande interdite. Cette étude peut être réalisée grâce à la méthode numérique FDTD [I.16].

Nous définissons le taux de remplissage par la section d'un barreau « a » divisée par le pas du réseau « p ». Le réseau comporte 5 couches et les motifs périodiques sont répétés infiniment sur l'axe « X » et les tiges sont infinies dans l'axe « Y ». Ce réseau est donc considéré comme parfaitement périodique, il constitue notre réseau BIE-M référentiel (**Figure I.16**) pour la suite de l'étude.

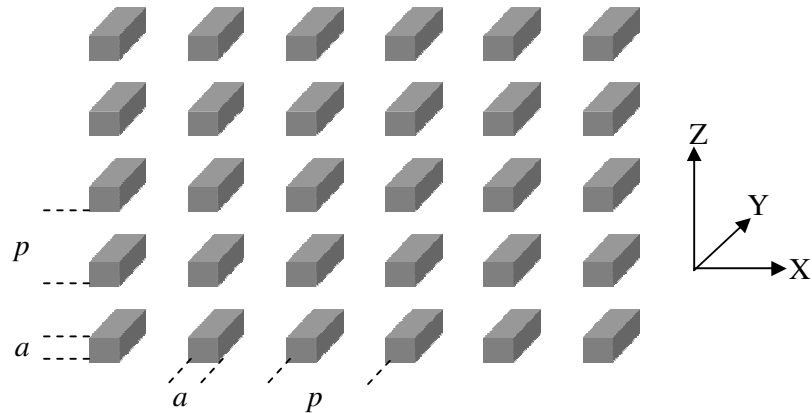


Figure I.16. BIE-M composée de grilles unidimensionnelles

La méthode de caractérisation par simulation consiste à exciter le réseau par une onde plane (incidence suivant la direction Z). Nous en déduisons le coefficient de transmission qui permet d'identifier la bande interdite (**Figure I.17**).

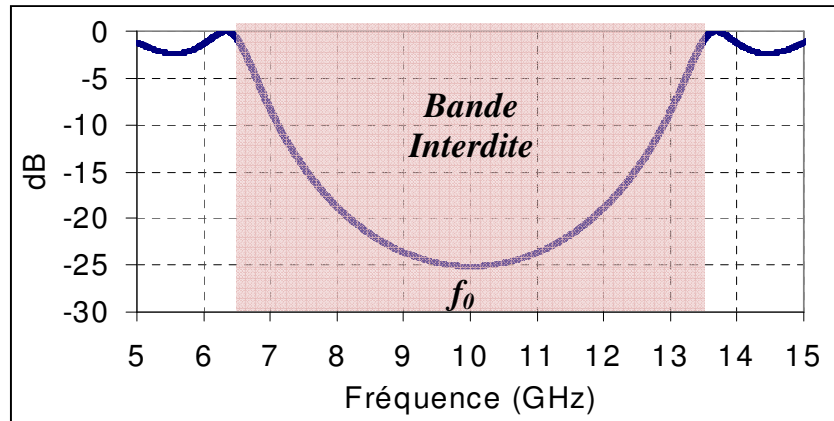


Figure I.17. Coefficient de transmission d'un matériau BIE-M

On constate la présence d'une bande de fréquences interdisant la transmission des ondes électromagnétiques, appelée bande interdite et centrée en f_0 . La profondeur et la largeur de la bande interdite vont dépendre de la composition de la structure BIE-M : le nombre de couches composant la structure, la section ou le diamètre des tiges et du pas du réseau pour un matériau BIE-M [I.17].

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

III.2.2.3 Introduction d'un défaut de périodicité dans la structure BIE-M

Après avoir étudié le fonctionnement de la structure BIE-M composée de grilles en caractérisant la position de leur bande interdite en fréquence, il est maintenant intéressant d'introduire des défauts dans la structure. Une solution consiste à créer un défaut en supprimant certaines tiges.

Les défauts à l'intérieur des BIE-M permettent de créer des fenêtres fréquentielles et spatiales pour lesquelles le champ peut à nouveau se propager à certaines fréquences. Nous choisissons de créer un défaut en retirant une ou plusieurs rangées de grilles.

L'analogie entre les équations de Schrödinger et l'équation de propagation permet dans le cas des matériaux BIE à défaut d'expliquer encore une fois le phénomène [I.18].

En reprenant la structure périodique précédente qui comportait cinq rangées de tiges (**Figure I.16**), nous en retirons les trois rangées du milieu afin de créer un défaut dans une direction (**Figure I.18**).

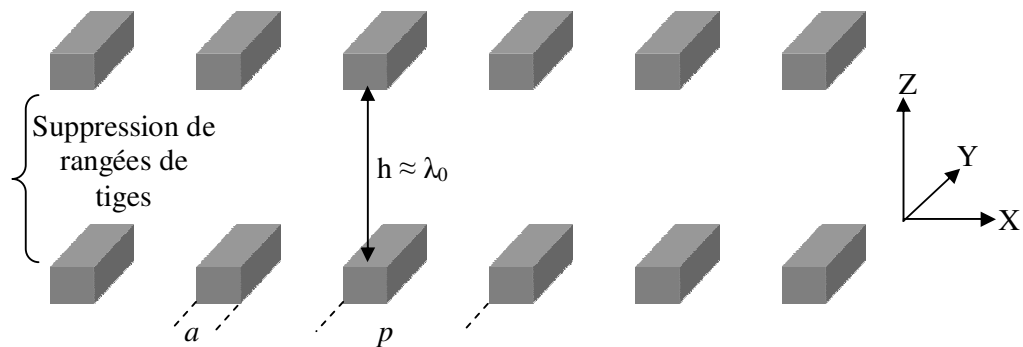


Figure I.18. BIE-M à défaut composée de grilles

Il apparaît que l'introduction d'un défaut dans le matériau BIE-M engendre l'apparition d'une bande de fréquences autorisée à l'intérieur de la bande interdite. La **Figure**

I.19 donne un exemple de résultat dans le cas d'une structure BIE-M où le défaut a été réalisé par l'introduction d'un espace de hauteur λ_0 au centre de la structure. On constate l'apparition d'un pic de transmission de fréquence centrale f_0 et de largeur à -3 dB Δf .

Les caractéristiques de ce pic de transmission varient avec les caractéristiques du défaut, à savoir sa nature et sa hauteur et bien sûr avec la structure BIE-M (nombre de couches, section du barreau et pas de réseau). On définit le pic de transmission par l'intermédiaire du coefficient de qualité Q selon la **Formule I.5**.

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{I.5})$$

Avec f_0 : Fréquence du pic de transmission,
 Δf : Bande passante à -3 dB

Le facteur de qualité de la structure BIE-M dépend de la section des barreaux et du pas de réseau, ces deux paramètres définissent le taux de remplissage. Cette grandeur nous permettra par la suite de caractériser complètement le matériau.

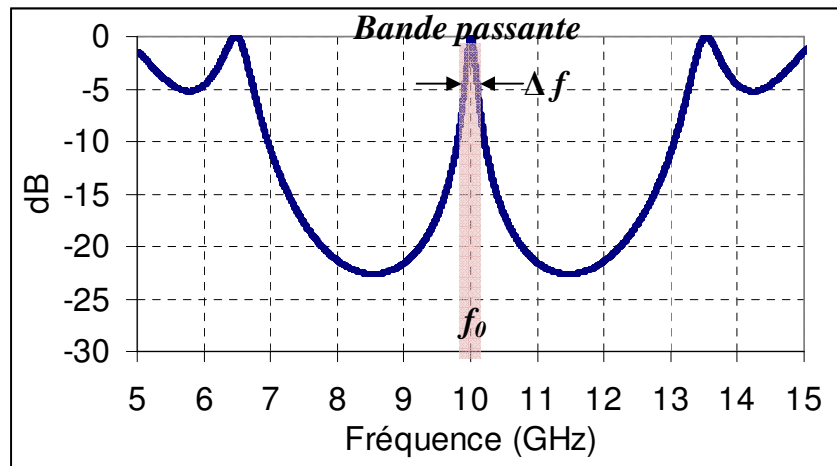


Figure I.19. Module du coefficient de transmission de la structure BIE-M à défaut

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

Nous allons voir dans le paragraphe suivant, que les matériaux BIE-M à défaut peuvent également réaliser un filtrage spatial en laissant les ondes se propager dans une direction privilégiée. Cette propriété permet à ces matériaux d'être appliqués dans le domaine des antennes.

III.3. Applications aux antennes

III.3.1 Propriétés du matériau BIE-M utilisé

On considère un matériau BIE-M, dans lequel on introduit un défaut de périodicité (**Figure I.18**). Si l'on applique les équations de Maxwell dans ce matériau BIE-M on constate que, pour certaines fréquences, on obtient un filtrage spatial n'autorisant la propagation des ondes que dans la direction $z'z$ (**Figure I.20**). Cela correspond à des modes propagatifs suivant $z'z$ mais évanescents dans la direction radiale. Ainsi sur la **Figure I.21** donnant les courbes de dispersion dans une telle structure on observe une région de modes évanescents avec un coefficient d'amortissement α tel que $\sqrt{k^2 + \alpha^2} = \text{cste}$. Ce comportement s'arrête à la fréquence f_0 de coupure des modes propagatifs transversalement (Leaky waves) apparaissant pour les fréquences $f > f_0$;

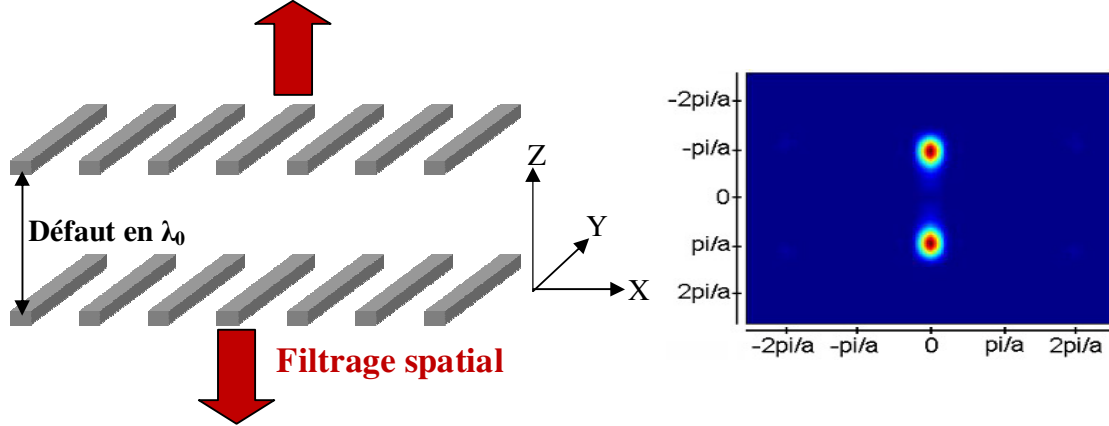


Figure I.20. Directions de propagations privilégiées par le matériau BIE-M à défaut

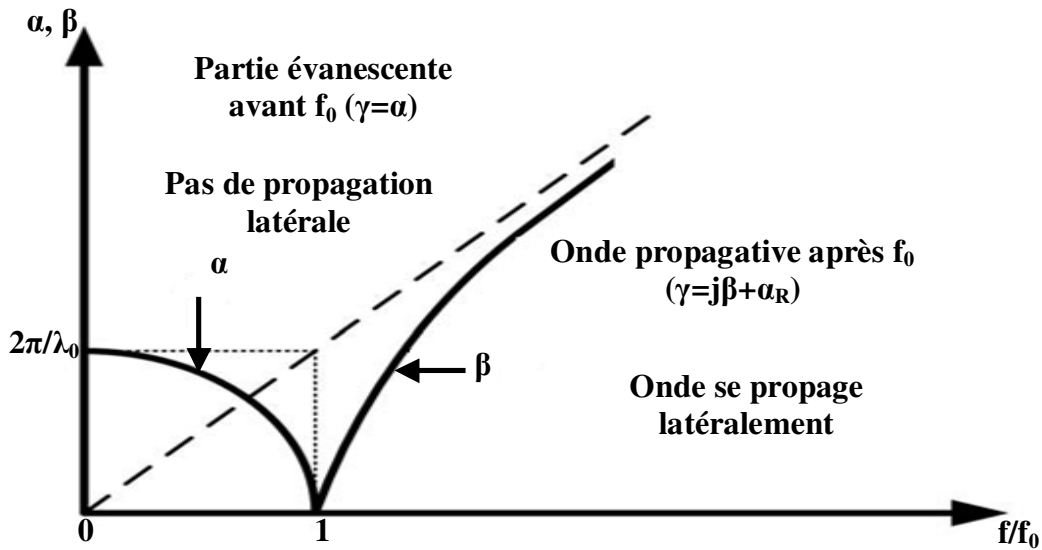


Figure I.21. Courbe de dispersion d'une structure BIE-M à défaut

III.3.2 Obtention de l'antenne BIE-M

L'antenne que nous allons décrire dans cette partie est composée d'un matériau BIE-M périodique. Un défaut est inséré au sein du matériau, ainsi un pic de transmission apparaît au milieu de la bande interdite. A la fréquence du défaut, le système est perçu comme une cavité à fuite qui rayonne et qui permet d'accéder à de fortes directivités [I.19], [I.20].

Le principe consiste à introduire une source dans un matériau BIE-M à défaut, et d'utiliser les propriétés de sélectivité spatiale et fréquentielle de ce matériau pour filtrer les directions de rayonnement.

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

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

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

III.3.2.1 Antenne BIE-M bidirectionnelle

Revenons un instant sur la structure à défaut (**Figure I.18**). Si l'on insère une source d'excitation à l'intérieur de la cavité, deux directions de propagation vont être privilégiées. Cela forme ainsi une antenne bidirectionnelle dont le diagramme de rayonnement est présenté (**Figure I.22**) :

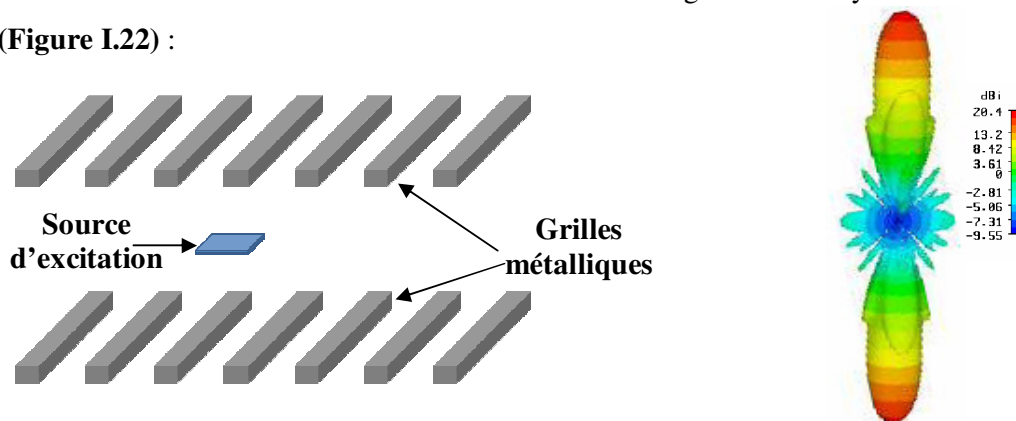


Figure I.22. Antenne BIE-M bi-directive et diagramme de rayonnement associé

Dans notre cas, nous souhaitons obtenir une antenne directionnelle avec un seul lobe de rayonnement nous allons voir comment réaliser ceci à partir de la structure à défaut.

III.3.2.2 Antenne BIE-M directionnelle

Pour autoriser le rayonnement de la structure suivant une seule direction, un plan de masse est inséré. Afin de ne pas modifier les distributions du champ dans la cavité, le plan de masse doit être placé dans un plan dans lequel le champ électrique tangentiel est nul. Une observation des cartographies du champ électrique à la fréquence du défaut (f_0) (**Figure I.23**) nous déterminera la position idéale de ce plan.

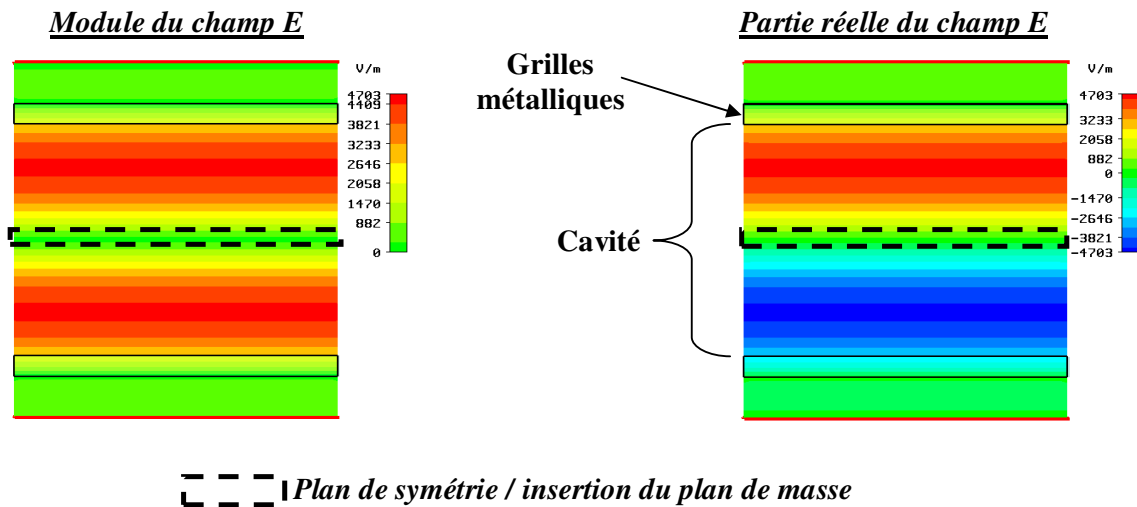


Figure I.23. Répartition du champ électrique tangentiel aux tiges

Une telle représentation montre que le champ électrique est nul au milieu de la cavité et présente des valeurs opposées de part et d'autre de ce plan. L'insertion d'un plan de masse dans ce plan ne modifiera pas la distribution des champs électromagnétiques [I.19]. En outre, les dimensions du système sont divisées par deux et le rayonnement de l'antenne devient unidirectionnel.

Le plan métallique va présenter l'avantage de supporter la sonde excitatrice de l'antenne (patch, fente...) (**Figure I.24**).

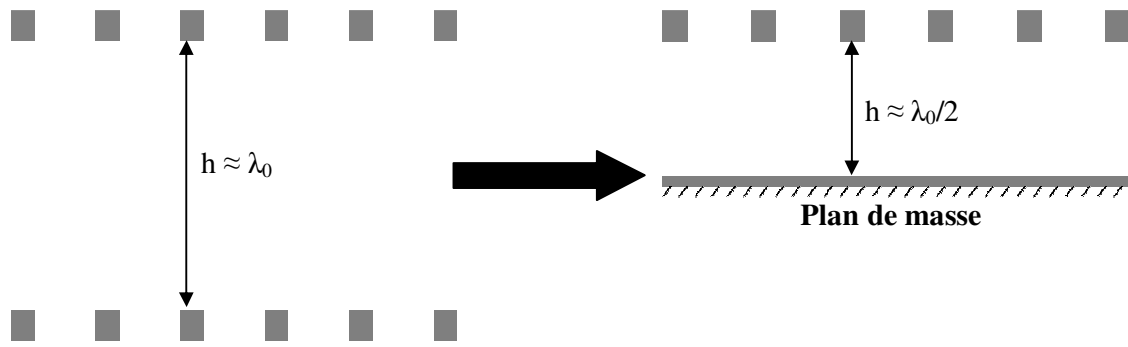


Figure I.24. Insertion d'un plan de masse au milieu de la cavité

La dernière étape de création de l'antenne est d'exciter la cavité résonnante. Une méthode d'excitation consiste à insérer un patch sur le plan de masse. La structure finale est alors représentée sur la **Figure I.25**.

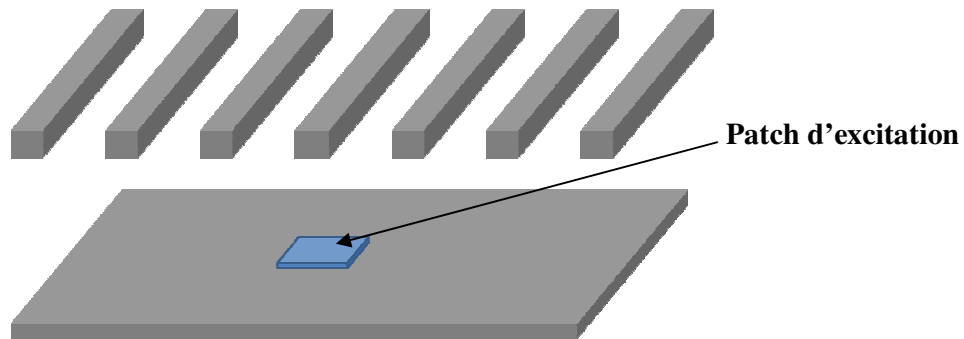


Figure I.25. Schéma de l'antenne BIE-M directionnelle

Si on insère une source d'excitation à l'intérieur de cette nouvelle cavité (**Figure I.25**), par exemple un patch, on obtient une antenne [I.21] 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 la couche de grille métallique. Cette dernière est totalement réfléchissante sauf dans la bande autorisée. Dans cette plage de fréquence, une tâche rayonnante va se former sur la face supérieure de l'antenne (**Figure I.26 (a)**), 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 I.3**.

L'antenne BIE-M présentant les mêmes dimensions dans les directions x et y, la tâche qui va se former sera circulaire (**Figure I.26 (a)**), ce qui va se traduire par un diagramme de rayonnement à symétrie de révolution (**Figure I.26 (b)**).

Ce diagramme montre une directivité de 23 dBi dans l'axe. Selon le choix de la grille, il est aussi possible en modifiant le taux de remplissage, la hauteur ou la section des barreaux de modifier la position de la bande interdite et la valeur du coefficient de qualité du défaut. Ce dernier paramètre permettra de fixer le gain de nos antennes.

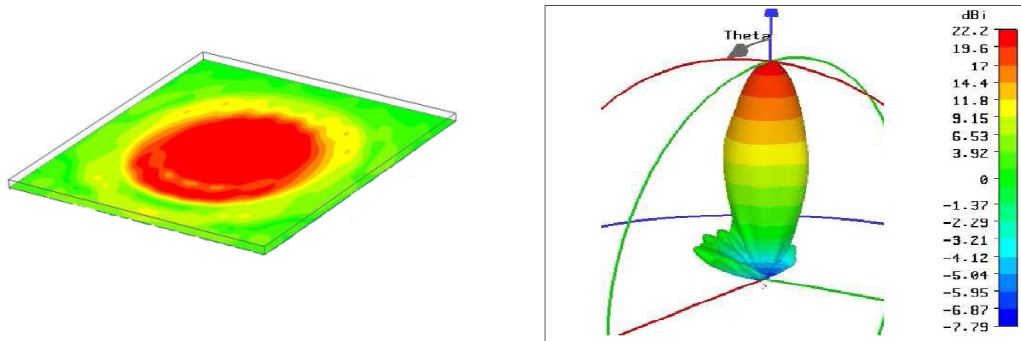


Figure I.26. (a) Répartition de l'énergie au dessus de l'antenne BIE-M directive, (b) Diagramme de rayonnement d'une antenne BIE-M directive

Nous allons voir dans un second chapitre (chapitre II) l'étude détaillée et les propriétés de cette antenne BIE-M directive avant de présenter les antennes BIE-M sectorielles en azimut qui découlent des antennes directives et qui constituent le travail essentiel des chapitres suivants.

L'explication du principe de base des antennes BIE-M étant terminée, il est nécessaire de présenter maintenant quelques développements récents effectués sur ce type d'antenne, afin d'avoir un état des lieux le plus complet possible.

III.3.3 Evolution des antennes BIE-M

III.3.3.1 Antenne bibande

L'utilisation d'une FSS au dessus du plan de masse peut permettre d'obtenir une antenne bibande. En utilisant une couche FSS au dessous des grilles métalliques, on peut créer deux fréquences de résonance pour la cavité et donc deux bandes de fonctionnement pour l'antenne [I.22]. Cette méthode permet l'utilisation d'une antenne à résonateur pour une application nécessitent deux bandes distinctes. Le principe d'une telle antenne est présenté (Figure I.27).

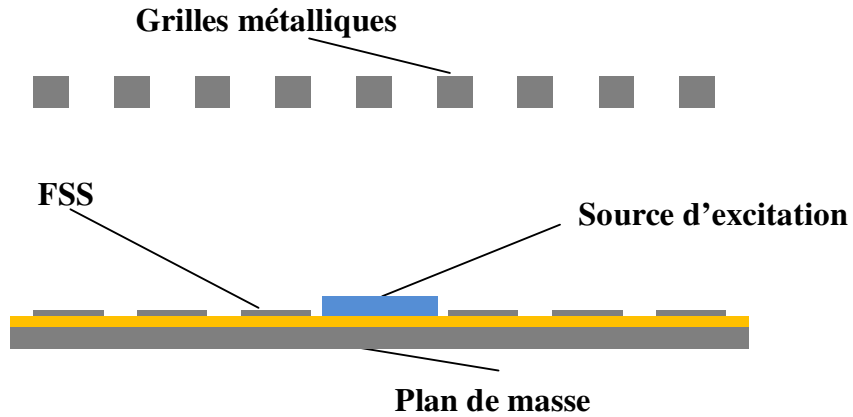


Figure I.27. Principe de l'antenne bibande

Ce principe a été employé pour la création d'une antenne couvrant les bandes HiperLan2, a savoir [5.15-5.35] et [5.47-5.725] GHz avec une directivité de 19 dBi. Les performances simulées de cette antenne illustrent bien l'intérêt du concept (Figure I.28).

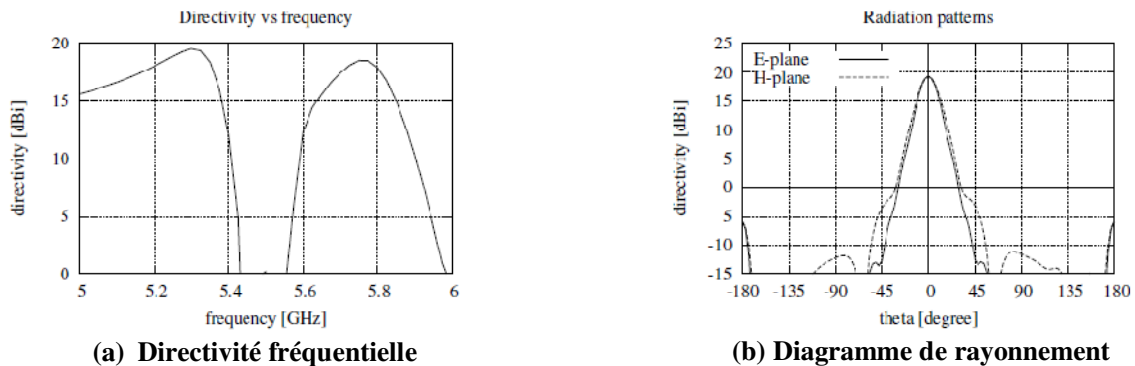


Figure I.28. Performances de l'antenne bibande

III.3.3.2 Antenne multisource

Le principe des multiples sources d'excitation repose sur la théorie des réseaux, qui permet non seulement de former un diagramme de rayonnement, mais également, d'augmenter la directivité par la sommation des contributions des différents éléments. Ainsi, en excitant la cavité avec plusieurs sources, un réseau d'antennes à ouvertures rayonnantes entrelacées est réalisé, ce qui permet d'obtenir une directivité plus importante par sommation des contributions de chaque ouverture. En excitant une structure peu résonante par de multiples sources, il est possible d'obtenir à la fois une forte directivité et une bande de rayonnement plus importante [I.11] (Figure I.29).

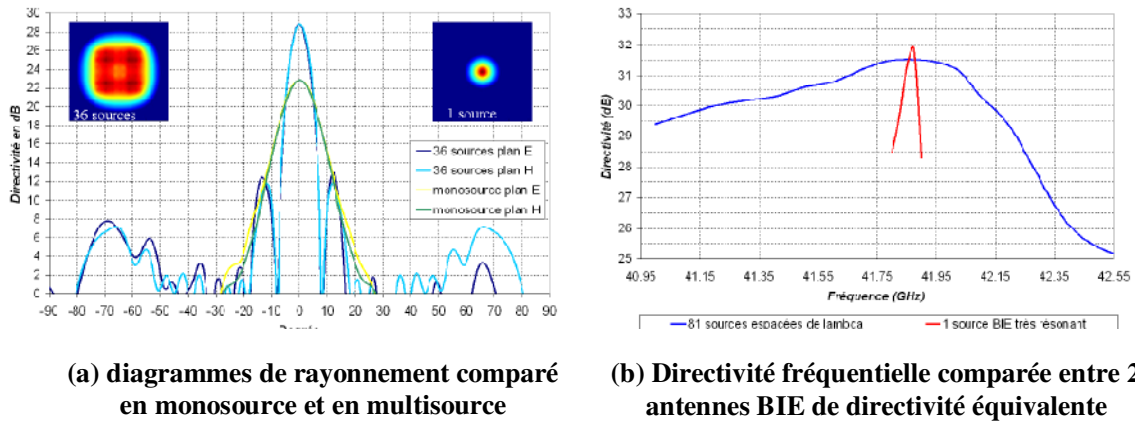


Figure I.29. Comparaison entre une antenne BIE monosource et une antenne BIE multisource

III.3.3.3 Antenne omnidirectionnelle

Un autre développement récent sur les antennes BIE est la mise au point d'une antenne à rayonnement omnidirectionnel [I.23], [I.24], [I.25], 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.

La conception des antennes BIE omnidirectionnelles en azimut a débuté intensivement à Limoges en 2004. En Mai 2004, L. Freytag a proposé des études d'une antenne à matériau BIE à paroi latérale entourant un axe [I.23], [I.24], [I.25]. Ces études ont fait l'objet d'un brevet [I.26].

La structure conçue est déduite de l'antenne BIE directive. En courbant cette dernière sur 360°, elle a réussi à concevoir une antenne omnidirectionnelle dite « coaxiale » composée d'une âme centrale métallique qui représente le plan de masse et des cylindres diélectriques représentant le matériau BIE planaire (Figure I.30).

Compte tenu des difficultés liées à la mise au point des matériaux diélectriques et de la fabrication de structures diélectriques cylindriques et de leur coût de fabrication, des travaux qui ont ensuite été poursuivis par L. Freytag et E. Pointereau en 2005, ont visé des matériaux BIE métalliques (BIE-M). Les cylindres diélectriques ont été remplacés par des grilles métalliques [I.27], [I.28].

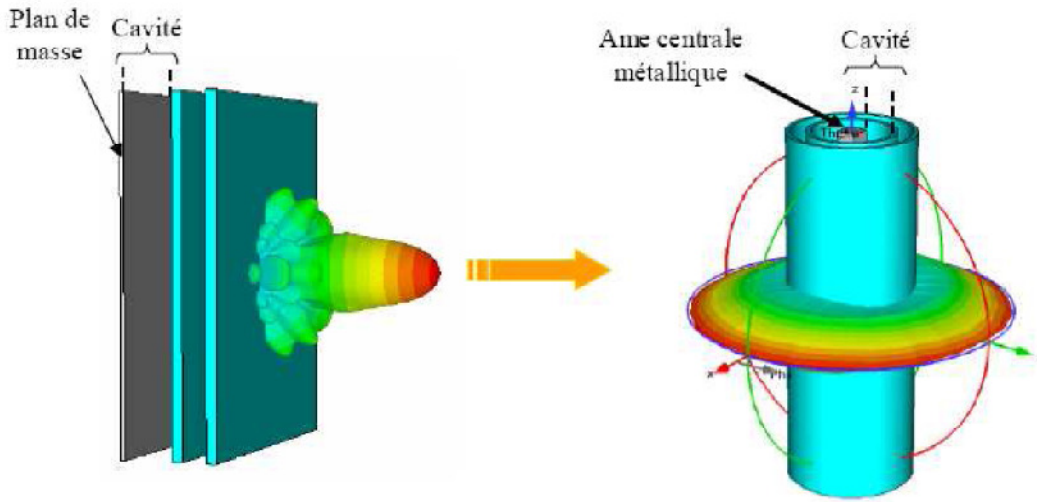


Figure I.30. Méthode de conception de l'antenne BIE coaxiale omnidirectionnelle

Une première réalisation d'une antenne BIE-M cylindrique omnidirectionnelle a été effectuée [I.29], [I.30]. Le prototype et ses diagrammes de rayonnement sont présentés sur la Figure I.31.

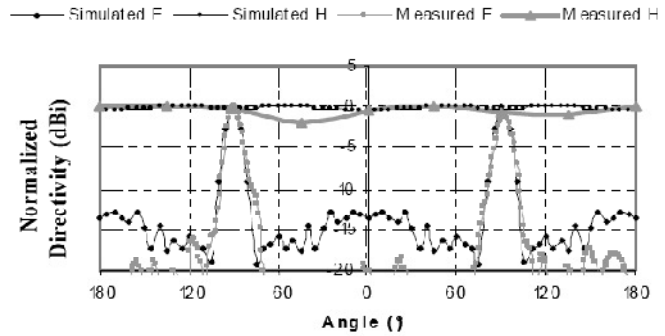


Figure I.31. Antenne BIE-M coaxiale omnidirectionnelle et ses diagrammes de rayonnement

III.3.3.4 Antenne coaxiale multifaisceaux

Le but d'obtenir une couverture omnidirectionnelle dans le plan horizontal mais avec un gain beaucoup plus élevé. L'idée consiste à sectoriser le rayonnement omnidirectionnel de cette antenne pour avoir une couverture sectorielle mais avec un gain plus important, le gain étant inversement proportionnel aux angles d'ouvertures (**Formule I.2**).

Le principe de conception consiste à diviser le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE-M coaxiale omnidirectionnel en plusieurs diagrammes sectoriels. En effet, le

rayonnement omnidirectionnel de l'antenne étudiée précédemment est dû à la distribution uniforme du champ électrique tout autour de l'âme centrale, et lié au fait que cette répartition du champ est due à l'utilisation d'une âme centrale de petites dimensions (**Figure I.32**).

Le premier objectif était d'amortir le champ électrique, sans le laisser s'installer dans la totalité de la cavité, on augmentant le diamètre de l'âme centrale. Ainsi l'antenne BIE-M coaxiale excitée par une seule source aura un rayonnement sectoriel dans le plan horizontal au lieu du rayonnement omnidirectionnel (**Figure I.32**). Pour avoir l'antenne BIE-M coaxiale multifaisceaux, la structure sera séparément excitée par plusieurs sources d'excitation placées autour de l'âme centrale, et alimentées séparément à l'aide d'un système de commutation pour reconstituer le rayonnement omnidirectionnel avec un gain élevé [L.31], (**Figure I.33**).

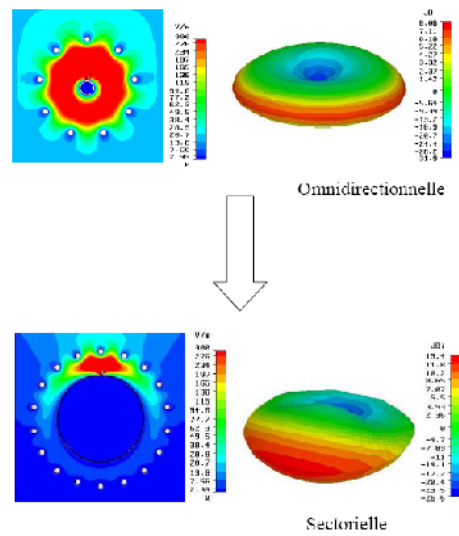


Figure I.32. Obtention de l'antenne BIE-M coaxiale sectorielle à partir de l'antenne BIE-M coaxiale omnidirectionnelle

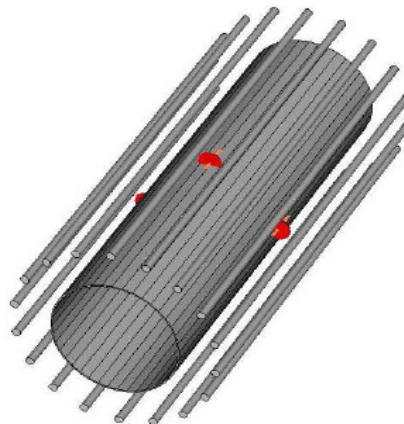


Figure I.33. Schéma de l'antenne BIE-M coaxiale multifaisceaux

La **Figure I.34** montre le principe de la conception de l'antenne BIE-M coaxiale multifaisceaux.

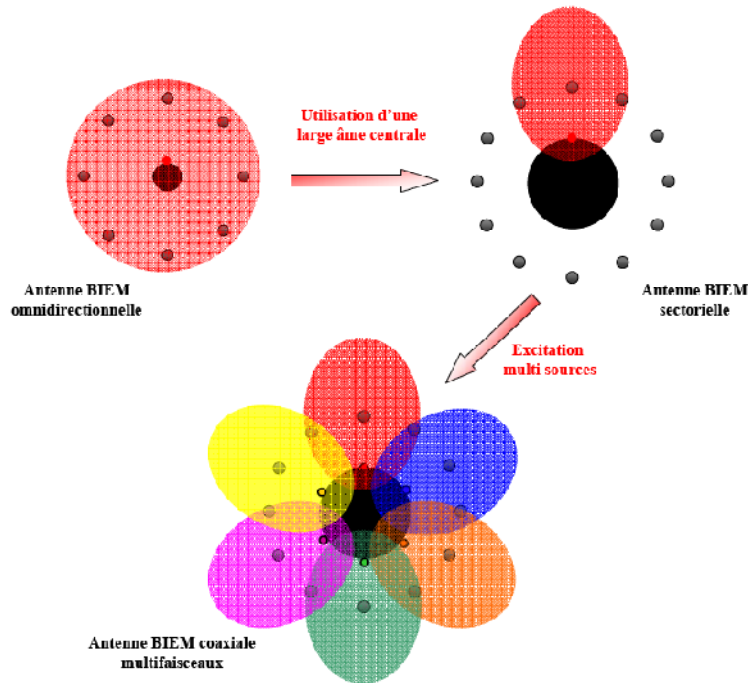


Figure I.34. Principe de conception de l'antenne BIE-M coaxiale multifaisceaux

L'antenne BIE-M multifaisceaux est ainsi un système à n entrées, où chaque entrée correspond à un faisceau. Cette structure peut être pilotée par un système de commutation, pour assurer l'agilité de l'antenne.

La largeur du faisceau dans le plan horizontal est alors un paramètre que nous pouvons changer en excitant un ou plusieurs secteurs dans le but d'avoir un faisceau large ou étroit selon l'application visée. La directivité peut aussi être améliorée en augmentant le nombre de source dans le plan vertical dans chaque secteur dans le but d'augmenter la portée de l'antenne.

L'utilisation des structures périodiques métallique à bande interdite électromagnétique dans le domaine des antennes étant maintenant décrites, nous allons exposer le contexte de l'étude et détailler les objectifs visés durant cette thèse.

IV. Présentation du sujet de thèse et développements réalisés

L'état de l'art qui a été présenté dans cette courte partie permet de se faire une idée générale des axes de recherches qui intéressent actuellement la communauté scientifique spécialisée. Pour résumer, un certain nombre de voies se dégagent.

Tout d'abord les BIE-M et les FSS, du fait de leurs propriétés singulières, sont très utilisées dans le cadre d'applications telles que les antennes à double polarisation, les antennes bibande, l'élargissement de la bande passante et d'une manière générale l'agilité.

Compte tenu des difficultés liées à la mise au point des matériaux diélectriques et de la fabrication de ces structures, les travaux qui ont ensuite été poursuivis ont visés des simples matériaux métalliques. Pour faciliter la conception de futures antennes, des abaques ont été mises au point afin de déterminer la structure BIE-M nécessaire à l'obtention d'un gain et d'une bande passante donnée.

Des nouveaux prototypes permettant de valider le fonctionnement des antennes BIE-M ont été réalisés pour différentes applications. Nous avons tenté de simplifier la structure pour réduire les coûts de fabrication plus importants que des solutions imprimées.

Un nouveau domaine où les antennes BIE-M pêchent, sont 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-M 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-M 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-M directives 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.

A ce jour, les antennes BIE-M réalisées sont soit des antennes de type omnidirectionnel soit de type directif. L'objectif de ce travail était de faire et étudier des nouveaux concepts sur des antennes BIE-M capables de travailler selon un diagramme de forme étendue (ou large) choisie, c'est à dire présentant une ouverture angulaire d'au moins 60° . Les dispositifs d'émission et/ou de réception utilisant ces antennes ont l'avantage de pouvoir assurer une couverture angulaire étendue avec un gain élevé.

Le seul autre moyen de concevoir des antennes sectorielles à fort gain était d'utiliser un réseau de patches imprimés. L'inconvénient majeur de ces structures est le réseau d'alimentation qui peut s'avérer compliqué et impliquer des pertes diélectriques importantes.

C'est pour cette raison que l'équipe OSA s'est intéressée à ce type d'antenne : forte d'une expérience importante sur les antennes à Bande Interdite Electromagnétique métallique (BIE-M), nous avons tenté de développer un nouveau type d'antenne BIE-M sectorielle fonctionnant sur le principe des antennes BIE-M directives [I.22]. Nous proposons donc dans ce manuscrit une étude approfondie de ces antennes.

Nous mettrons en évidence dans le chapitre II, au travers d'une étude modale, la possibilité de réaliser une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation verticale (**Figure I.35**). L'antenne sectorielle obtenue est composée d'un plan de masse entourée par des tiges métalliques de forme rectangulaire formant une cavité résonnante. Cette antenne offre des gains importants allant jusqu'à plus de 18.5 dB et un très bon secteur dans le plan azimutal. Cette étape sera suivie d'une étude des performances de l'antenne selon les dimensions des matériaux utilisés. Finalement, une réalisation de ce type d'antenne en polarisation verticale sera proposée.

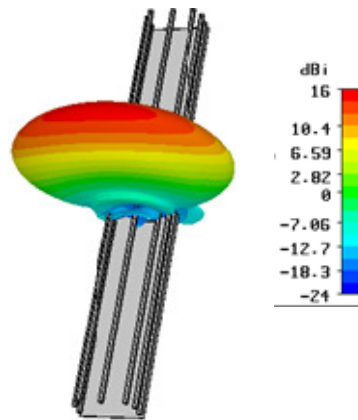


Figure I.35. Géométrie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation verticale

Dans le chapitre III, les polarisations horizontale et verticale ont été combinées pour former une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle capable de générer deux polarisations comme par exemple une polarisation verticale et horizontale, ou encore une polarisation $+45^\circ$ et circulaire (**Figure I.36**). Ces antennes sont tout à fait originales et aucune publication extérieure au laboratoire XLIM n'a encore vu le jour. Ainsi, la réalisation d'un prototype a

permis de confirmer l'aptitude des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles à exploiter toutes les polarisations.

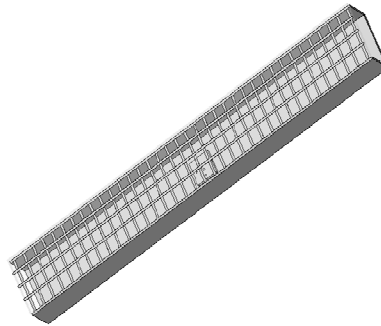


Figure I.36. Géométrie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à double polarisation

Si l'on s'intéresse maintenant à la comparaison entre les performances actuelles des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles et les besoins des réseaux de télécommunications, le point crucial semble être le problème de la bande passante. En effet, les antennes BIE-M rectangulaires sectorielles permettent d'obtenir des gains tout à fait suffisants pour la plupart des applications, 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 15 dB, une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à source unique n'a au maximum que 6 % de bande passante, ce qui est insuffisant pour la plupart des normes. La solution d'exciter la structure résonante par une multitude de sources permet bien d'augmenter la bande passante de l'antenne [I.32], mais au prix d'une complexité et d'un coût accrus. Un axe de recherche à envisager serait donc l'amélioration du produit gain-bande des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles, 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-M rectangulaires sectorielles bibande, 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-M rectangulaire sectorielle unique, une bande de fréquence beaucoup plus large que la bande passante intrinsèque de l'antenne.

Nous étudierons dans le chapitre IV un certain nombre de techniques permettant de rendre l'antenne plus polyvalente. Ainsi un comportement multifréquences de l'antenne sera étudié en mettant en évidence l'utilisation des FSS et des surfaces partiellement réfléchissantes (SPR) (**Figure I.37**). De cette façon des lobes sectoriels pourront être réalisés simultanément pour des fréquences distinctes. Plusieurs techniques permettront d'aboutir à ce fonctionnement dans le chapitre IV.

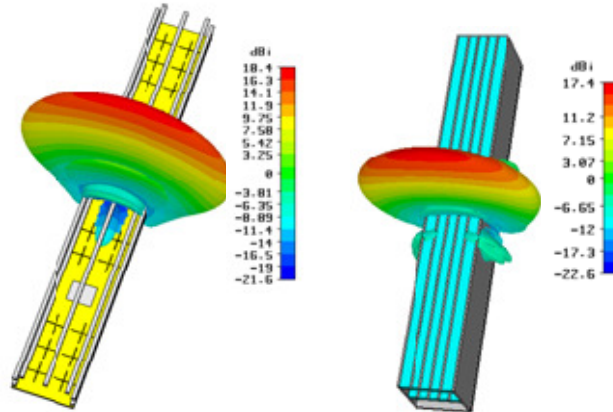


Figure I.37. Géométrie d'antennes BIE-M rectangulaires sectorielles b bande

Nous verrons dans le chapitre V que l'association d'antennes BIE-M rectangulaires sectorielles en réseaux a permis d'ouvrir de nouvelles voies de recherches. Le champ d'applications de ce type d'antenne est vaste et va du domaine de la formation de faisceau, du domaine des antennes grand gain, du domaine du pointage, de l'agilité ...

La **Figure I.38** présente un réseau d'antennes BIE-M rectangulaires sectorielles

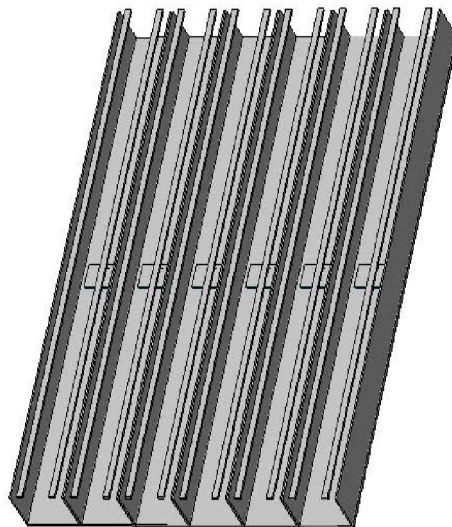


Figure I.38. Réseau d'antennes BIE-M rectangulaires sectorielles

La largeur du faisceau dans le plan horizontal est alors un paramètre que nous pouvons changer en excitant un ou plusieurs éléments rayonnants dans le but d'avoir un faisceau large ou étroit selon l'application visée. La directivité peut aussi être améliorée en augmentant le nombre de source dans le plan vertical dans chaque élément dans le but d'augmenter la portée de l'antenne.

Quelque soit l'application visée, un système de commutation est indispensable pour assurer l'agilité de l'antenne dans le plan horizontal.

Toutes ces avancées se révéleront très utiles pour répondre aux cahiers des charges des industriels, qui recherchent des antennes grand gain, large bande, bibande, agile peu encombrantes et à faible coût et d'une grande polyvalence.

V. Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de présenter le contexte général dans lequel s'inscrivent les travaux effectués durant cette thèse. Nous avons pu jeter un coup d'œil sur les différents types d'antennes suivant leurs types de rayonnement, leur agilité mais aussi les applications auxquelles sont adéquates.

Un état de l'art des matériaux BIE-M a été exposé dans la deuxième partie de ce chapitre. Ces matériaux ont permis aux chercheurs de remplacer des systèmes très contraignants par des structures simples et faciles à réaliser. De plus, ils ont apporté des innovations dans plusieurs domaines de l'électromagnétisme et des télécommunications.

L'ensemble des recherches présentées dans ce manuscrit a donc été motivé par le désir de combler ces lacunes afin de proposer une antenne compétitive pouvant procurer une grande polyvalence et suscitant un intérêt croissant de la part des industriels.

Dans ce chapitre, nous avons pu situer les travaux de ce mémoire qui s'inscrivent dans le cadre des antennes BIE-M sectorielles dédiés aux télécommunications sans fil.

Bibliographie Chapitre I

- [I.1] <http://www.arcep.fr>
- [I.2] **N. Herscovici, Z. Sipus, P.S. Kildal.** *The Cylindrical Omnidirectional Patch Antenna.* IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 49, no. 12, December 2001
- [I.3] **S.R. BEST.** *Antenna Performance and design Considerations for Optimum Coverage in Wireless Communication systems,* Cushcraft Corporation
- [I.4] http://www.hyperlinktech.com/web/pdf/tri-antenna_array.pdf
- [I.5] **J.R. JAMES & P.S. HALL.** Handbook of MICROSTRIP ANTENNAS- Volume 1. Peter Peregrinus Ltd., London UK 1989
- [I.6] **KAI FONG LEE & WEI CHEN.** Advances in microstrip and printed ANTENNAS- John WILEY & Sons, Inc. 1997
- [I.7] **Sophia SOLIGNAC.** *Etude de l'élargissement de la bande passante de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Conception et réalisation de réseaux en bande C et Ka.* Thèse de doctorat- n°69-98 - Université de Limoges- 15 décembre 1998 - page 44
- [I.8] **O. BESSE.** *Contribution à l'étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique.* Thèse de doctorat n° 41-00, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, octobre 2000
- [I.9] **B. A. Munk.** *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design,* John Wiley & Sons. New York, 2000
- [I.10] **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
- [I.11] **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.12] **M. M. SIGALAS, C. T. CHAN, K. M. HO and C. M. SOUKOULIS.** *Metallic photonic band-gap materials.* Appl. Phys letters (1995)
- [I.13] **GDR (Groupe De Recherche) sur les matériaux BIE aux antennes.** Le 5 Juin 2003
- [I.14] **O. VANBESIEN, J. DANGLLOT, J. CARBONELL, M. FERNANDEZ et D. LIPPENS.** *Matériaux à gap de photons.* Congrès JCMM - Le Touquet 2001
- [I.15] **G. POLASNE, L. DESCLOS, M. MADIHIAN, J. LENORMAND, Ph. GESLIN.** *Etude paramétrique des matériaux à bande interdite photonique métallique (BIPM).* Congrès JCMM - Le Touquet 2001
- [I.16] **M. THEVENOT, A. REINEX, B. JECKO.** *F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure.* 1999 IOP Publishing Ltd

- [I.17] **R. SAULEAU, Ph. COQUET, J.P. DANIEL.** *Validity and accuracy of equivalent circuit models of passive inductive meshes. Definition of a novel model for 2D grids.* International Journal of Infrared and Millimeter Waves, vol. 23, n°3, March 2002
- [I.18] **R. CHANTALAT.** *Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources.* Thèse de doctorat n° 36-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 2003
- [I.19] **M. Thévenot.** *Analyse comportementale et conception de matériaux diélectriques à Bande Interdite Photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes.* Thèse de doctorat – n°34-1999 - Université de Limoges – 18 novembre 1999
- [I.20] **R. Sauleau, P. Coquet.** *Input impedance of electromagnetic bandgap resonator antennas.* Microwave and optical Technology Letters, Vol. 41, N°5, June 5 2004 – pp.369-375
- [I.21] **C. CHEYPE.** *Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes.* Thèse de doctorat- n°34-2001- Université de Limoges - septembre 2001
- [I.22] **E. RODES.** *Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications.* Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 67-2006
- [I.23] **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.24] **L. Freytag, E. Pointereau, B. Jecko.** *Novel dielectric EBG antenna with omnidirectional pattern in the azimuth.* URSI 2004, International symposium on electromagnetic theory, May 23rd-27th 2004, Pisa, Italy, Vol.1, pp600-602, Session 2.15
- [I.25] **L. Freytag, E. Pointereau, B. Jecko.** *Omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antenna for base station of wireless network.* IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, June 20th-26th 2004, Monterey, California, USA, Vol.1, pp815-818, Session 31
- [I.26] **L. Freytag, E. Pointereau, B. Jecko.** *Antenne à matériau BIP (Bande Interdite Photonique) à paroi latérale entourant un axe.* N° 0405485, 19 mai 2004
- [I.27] **E. Pointereau, L. Freytag, B. Jecko.** *Antenne cylindrique à matériau BIE métallique.* 14ème journée nationale de micro-ondes, JNM 2005, Nantes, France, 11-13 Mai 2005, p160
- [I.28] **L. Freytag, E. Pointereau, B. Jecko.** *Dielectric and metallic electromagnetic band gap antennas for omnidirectional coverage of telecommunication network.* 11th international symposium on antenna technology and applied electromagnetics, ANTEM 2005, ST MALO, France, June 15th – 17th 2005, pp64-65
- [I.29] **E. Pointereau.** *Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimuth.* Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 27-2007.

- [I.30] **H. Chreim, E. Pointereau, B. Jecko, P. Dufrane.** *Omnidirectional electromagnetic band gap antenna for base station application.* IEEE Antenna and wireless propagation letters, Vol.6, 2007
- [I.31] **H. CHREIM.** *Etude d'antennes BIE multifaisceaux agile. Amélioration de la couverture omnidirectionnelle en azimut.* Thèse de doctorat- Université de Limoges- 06 mars 2009
- [I.32] **L. Leger, T. Monédière, B. Jecko.** *Enhancement of gain and radiation bandwidth for a planar 1-D EBG antenna.* IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 15, N° 9, September 2005

CHAPITRE II

De la BIE-M directive à la BIE-M sectorielle

- Méthode de conception, fonctionnement et performances des antennes BIE-M directives

- Principe d'une antenne BIE-M sectorielle

- Méthode de conception et performance d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

I. Introduction

Le fort développement des réseaux de télécommunications sans fils nécessite des antennes de stations de base à diagramme de rayonnement sectoriel. Un fort gain est alors nécessaire afin de couvrir des cellules toujours plus grandes. Les études effectuées sur les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique métallique (BIE-M) [II.1] et [II.2], ont conduit à la conception des antennes sectorielles en azimut.

A ce jour, les antennes BIE-M réalisées sont soit des antennes de type directif [II.3-II.9] soit de type omnidirectionnel [II.10-II.11]. L'objectif était de faire et étudier des nouveaux concepts sur des antennes BIE-M capables de travailler selon un diagramme de forme sectorielle, c'est à dire présentant une ouverture angulaire d'au moins 60° dans un des plans. Les dispositifs d'émission et/ou de réception utilisant ces antennes ont l'avantage de pouvoir assurer une couverture angulaire étendue avec un gain élevé.

Dans la première partie de ce chapitre, la méthode de conception de l'antenne BIE-M directive et ses propriétés seront expliquées. Nous commencerons par l'étude d'une antenne BIE-M directive de référence, avant de montrer les modifications à appliquer sur cette antenne pour obtenir l'antenne BIE-M sectorielle. Deux structures d'antennes sectorielles seront proposées : l'antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle et l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle. Le choix sera porté sur l'antenne BIE-M rectangulaire.

La deuxième partie s'attachera à l'étude de la nouvelle structure conçue en fonction de la fréquence. Le fonctionnement sera expliqué, et les principales caractéristiques en impédance, distribution du champ et rayonnement seront exposées en fonction de la fréquence.

L'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle étant une antenne résonante, son point faible est sans aucun doute la bande en rayonnement relativement faible. Nous étudierons alors une technique permettant de pallier ce défaut. En utilisant la technique d'excitation multisource dans ce type de structure, nous réalisons un réseau d'ouvertures rayonnantes entrelacées qui permet d'obtenir une directivité plus importante par sommation des contributions de chaque ouverture [II.12-II.13].

Afin de valider les résultats obtenus en simulation, la conception et la réalisation d'une telle antenne à 2 GHz seront réalisées.

II. Méthode de conception, fonctionnement et performances des antennes BIE-M directives

II.1. Principe général de l'antenne

La solution que nous envisageons consiste en une cavité résonnante de type Fabry-Pérot, formée d'une surface planaire faisant office de surface partiellement réfléchissante (SPR) qui contient les grilles métalliques et d'un plan totalement réflecteur qui est le plan de masse. Dans ce plan métallique on peut disposer une sonde d'excitation qui peut par exemple être un ou plusieurs patches (**Figure II.1**), fentes, dipôles, etc... reliés à un coaxial ou également une ouverture de guide, de cornet relié à un guide d'onde.

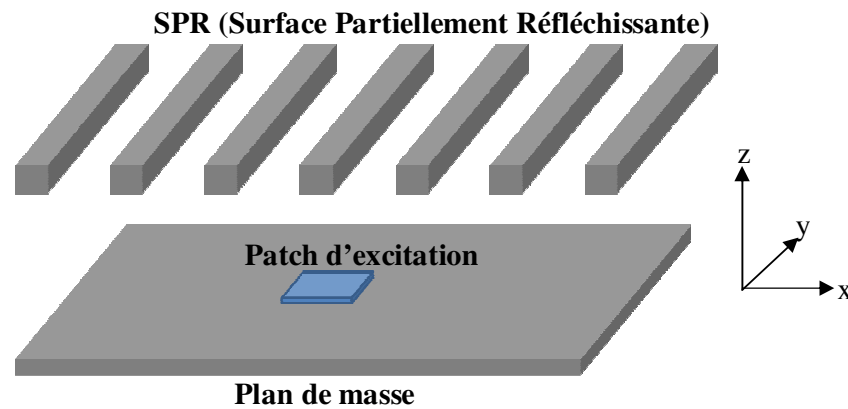


Figure II.1. Structure générale d'une antenne BIE-M

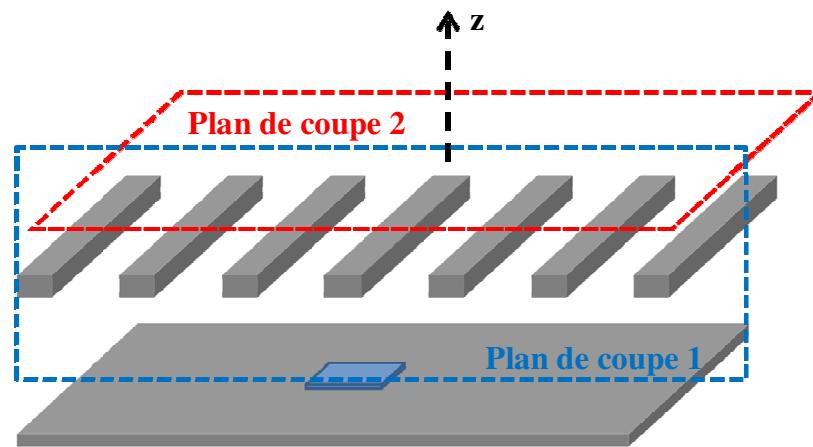
II.2. Fonctionnement de l'antenne

La conception d'une antenne consiste donc principalement en la mise au point d'une SPR supérieure présentant les caractéristiques convenables. Afin de pouvoir déterminer les propriétés à obtenir au niveau de la structure périodique, il est nécessaire de mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne, afin de faire le lien entre ses performances et la SPR utilisée.

On peut appréhender l'espace défini entre le plan de masse et la SPR supérieure comme un guide d'onde à fuite, guide dans lequel on va placer une source d'excitation. On peut considérer alors en première approximation que les champs émis par la source vont se propager, en se réfléchissant alternativement sur le plan de masse et sur la couche supérieure. Ce fonctionnement est analogue à ce qui se produit dans un guide d'onde classique. A chaque réflexion sur la SPR, une partie de l'énergie va être transmise et non réfléchi. Les champs

qui fuient par la partie supérieure de la cavité vont être à l'origine de la formation d'une tâche rayonnante sur le dessus de l'antenne [II.14]. Dans le cas où la tâche est équiphase et équiampitude, on va donc obtenir selon le principe des ouvertures rayonnantes [II.15], un diagramme directif pointant dans la direction perpendiculaire au plan de la cavité.

La cartographie du champ \vec{E} dans une telle antenne montre (Figure II.2 (a)) qu'elle fonctionne bien sur le principe d'une cavité Fabry-Pérot sur un mode évanescent ; l'énergie ne part pas latéralement, la propagation se fait suivant oz et le diagramme de rayonnement est directif (Figure II.2 (b)) (transformée de Fourier de la tâche circulaire sur le toit de l'antenne).



Cartographies du champ E

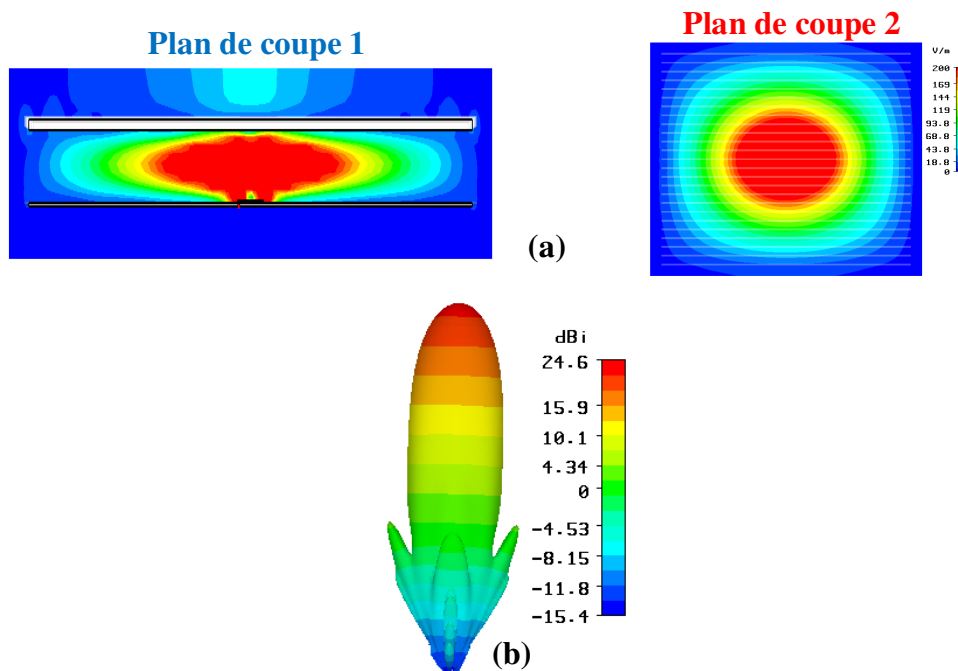


Figure II.2. (a) Cartographies du champ électrique, (b) Diagramme de rayonnement directif 3D

La fréquence de coupure de la cavité qui est donc la fréquence de fonctionnement optimale de l'antenne peut être calculée par la relation (II.1).

On a alors :

$$f_0 = \frac{c}{2h} \left(\frac{\varphi_r + \pi}{2\pi} \right) \quad (\text{II.1})$$

avec $\varphi_r = \text{Arg}(r)$ où r est le coefficient de réflexion de la structure périodique supérieure de l'antenne (SPR). La quantité h est la hauteur de la cavité (distance séparant le plan de masse des grilles métalliques placées au dessus). Le maximum est obtenu pour $h \approx \lambda_0/2$.

Pour que la cavité rit puisse être utilisée en antenne de manière optimale, il est nécessaire que sa fréquence de coupure corresponde à la fréquence fonctionnement f_0 de l'antenne.

Δf_0 représente la bande fréquentielle de fonctionnement d'une antenne BIE-M directive qui situe dans la zone évanescente avant le 1^{er} mode propageant de la cavité (Figure II.3).

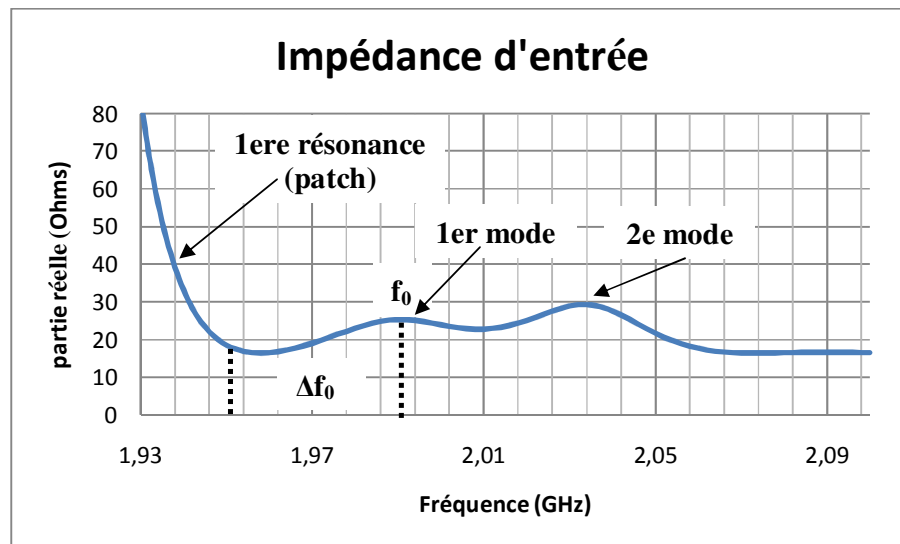


Figure II.3. Impédance d'entrée de l'antenne BIE-M directive

Dans ces conditions toutes les antennes BIE-M directives ont la même loi d'évolution du gain dans la direction oz en fonction de la fréquence (Figure II.4), et la bande de travail de l'antenne (Δf_0) va par définition de la valeur $G_{\text{MAX},-3\text{dB}}$ à la valeur G_{MAX} .

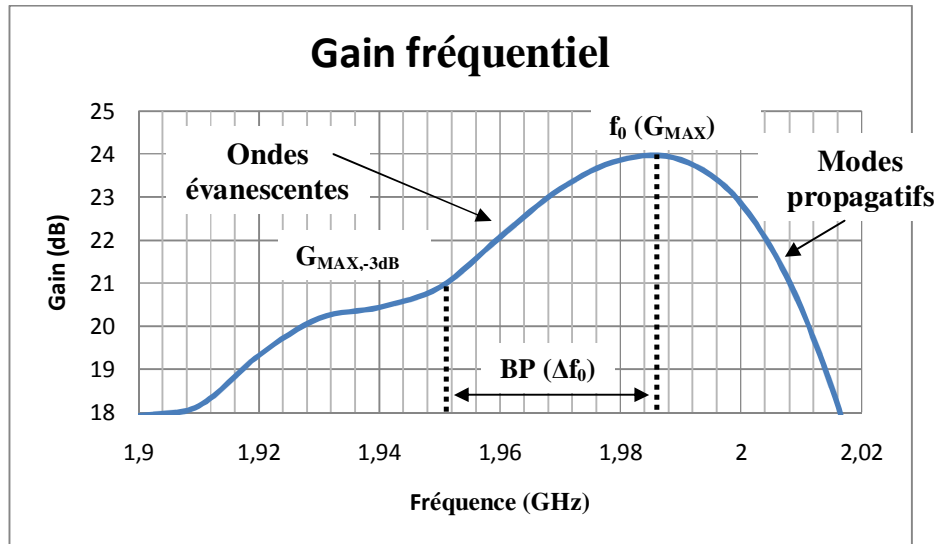


Figure II.4. Gain fréquentiel de l'antenne BIE-M directive

Le gain maximal peut être modifié soit en modifiant la SPR supérieure, soit en modifiant la source d'excitation. Pour une antenne donnée, conçue pour fonctionner à la fréquence f_0 , on va obtenir le comportement fréquentiel présenté sur la **Figure II.5**.

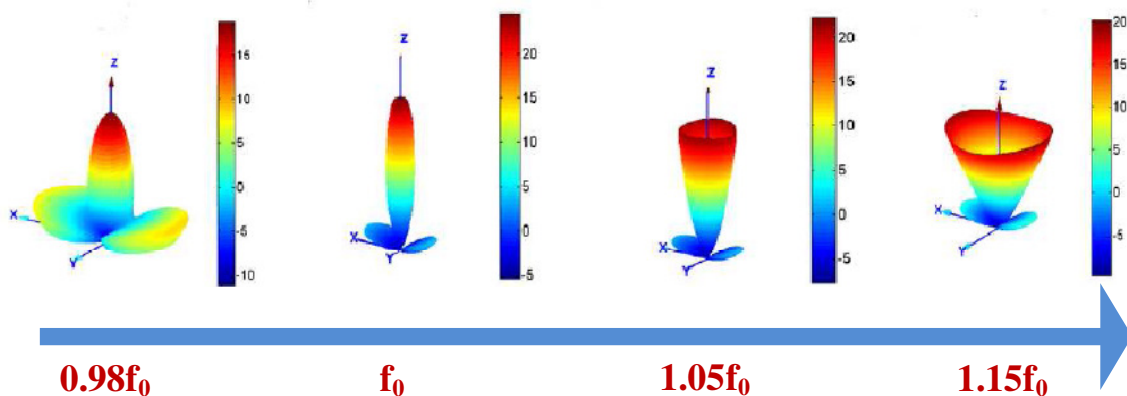


Figure II.5. Comportement fréquentiel de l'antenne BIE-M directive

En effet, par analogie avec un guide d'onde classique, on peut affirmer que si la fréquence de coupure est inférieure à f_0 , les modes de la cavité seront propagant à la fréquence de travail de l'antenne, ce qui se traduit par une tâche de rayonnement qui n'est plus équi-amplitude et équi-phase. En conséquence, le diagramme de rayonnement va se modifier pour prendre la forme d'une corolle.

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

Le maximum de gain est obtenu à la fréquence de coupure de l'antenne qui est la fréquence de fonctionnement (f_0).

II.3. Dimensions transversales de l'antenne BIE-M directive

Dans le cas d'une antenne BIE-M, le gain de l'antenne est fixé par la taille de la tâche rayonnante. Si on se place à la fréquence de coupure de la cavité (f_0), la taille de la tâche ne va plus être fixée que par le coefficient de réflexion de la SPR (r). En effet, plus ce dernier va être faible, plus grande va être la quantité d'énergie qui va être transmise à chaque réflexion sur la couche supérieure. La taille de la tâche rayonnante va donc être liée directement à la valeur de la réflectivité de la SPR, réflectivité qui va donc fixer directement le gain maximal de l'antenne.

Pour une antenne BIE-M directive, les dimensions transversales doivent être suffisantes pour ne pas gêner la tâche rayonnante circulaire. Ainsi il est préférable d'utiliser une structure périodique (SPR) à symétrie circulaire pour obtenir un bon rendement.

Connaissant le gain maximal souhaité la surface S doit vérifier :

$$G_{MAX} = \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \Rightarrow S \geq \frac{\lambda_0^2 G_{MAX}}{4\pi} \quad (\text{II.2})$$

d'où le diamètre minimal du cercle. Si l'on prend une surface carrée il faut pouvoir inscrire le cercle dans le carré.

Pour le cas où l'antenne est excitée par un patch, ce qui est le cas de figure le plus usité (**Figure II.1**), la directivité maximale de l'antenne peut être déterminé en fonction de la réflectivité de la SPR employée par l'utilisation de la courbe présentée en **Figure II.6**.

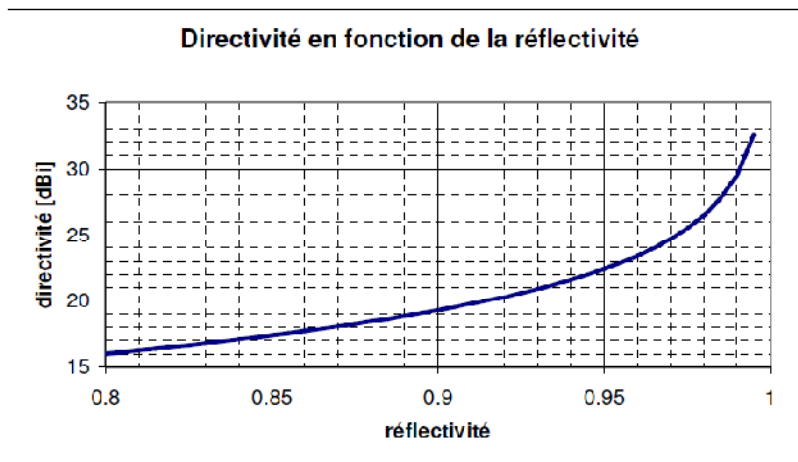


Figure II.6. Directivité maximale de l'antenne en fonction de la réflectivité de la SPR utilisée

Cette courbe a pu être obtenue à partir de résultats fournis par un logiciel analytique [II.16], 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.

L'étude et le fonctionnement d'une antenne BIE-M directive ayant été exposés, il est maintenant temps de s'intéresser de plus près à la structure périodique (SPR) elle-même qui fixe directement les propriétés de l'antenne comme cela vient d'être montré.

II.4. Présentation de la surface partiellement réfléchissante (SPR)

L'objectif de ce paragraphe est de caractériser et analyser la surface périodique utilisée dans cette étude. En particulier, la SPR composée de grilles métalliques est étudiée [II.17]. Cette structure est en effet simple à réaliser et son coût est faible.

II.4.1 Généralités

La **Figure II.7** présente le modèle d'une surface partiellement réfléchissante (SPR) qui peut être considérée comme la plus simple et qui est un alignement de tiges métalliques de section carrée [II.17], sur une seule couche.

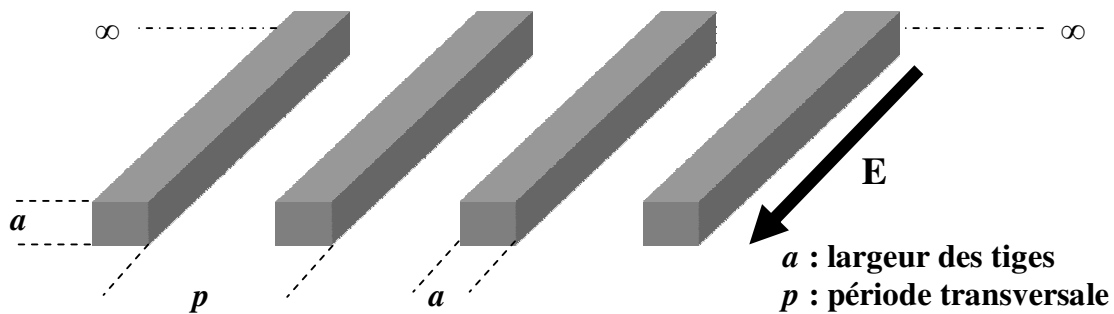


Figure II.7. Géométrie d'une SPR composée de tiges métalliques

Cette structure est illuminée par une onde plane. Dans un premier temps, uniquement l'incidence normale à la surface est considérée. Nous nous limitons à la polarisation TM (champ électrique parallèle aux tiges).

Dans ce type de structure, il convient de 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, appelé taux de remplissage τ [II.18], [II.19]. La définition du taux de remplissage est valable uniquement dans le plan des tiges. La notion de l'épaisseur du métal dans ce cas n'est pas prise en compte (Figure II.7) (II.3).

$$\tau = \frac{a}{p} \quad (\text{II.3})$$

avec a la largeur du barreau et p la périodicité.

Le deuxième 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 :

$$w = \frac{p}{\lambda} \quad (\text{II.4})$$

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. En effet, à l'aide simulation FDTD illuminant la structure par une onde plane, il est alors possible de déterminer le coefficient de réflexion (r) de la SPR. Ces nouveaux paramètres ont une incidence directe sur le facteur de qualité Q (II.5) de l'antenne mais aussi sur la hauteur h (II.6) entre le plan de masse et la SPR à une fréquence f donnée.

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{II.5})$$

$$h = \frac{\lambda}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi_r}{2\pi} \right) \quad (\text{II.6})$$

II.4.2 Etude paramétrique et influence

Cette partie présente une étude paramétrique de coefficient (r). Pour différentes valeurs de τ , le module $|r|$ (Figure II.8) et la phase φ_r (Figure II.9) de (r) sont obtenus par la méthode FDTD et tracés en fonction de la fréquence normalisée w .

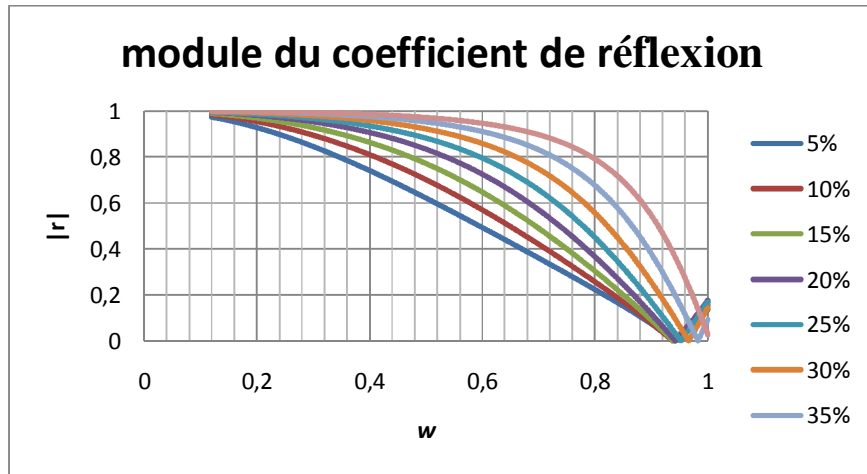


Figure II.8. $|r|$ pour différentes valeurs de τ

L'agencement de grilles 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 ».

Le gain de l'antenne est lié à la réflectivité de la SPR, la phase du coefficient de réflexion déterminant la fréquence de fonctionnement. La Figure II.9 présente justement la phase du coefficient de réflexion de la SPR étudiée.

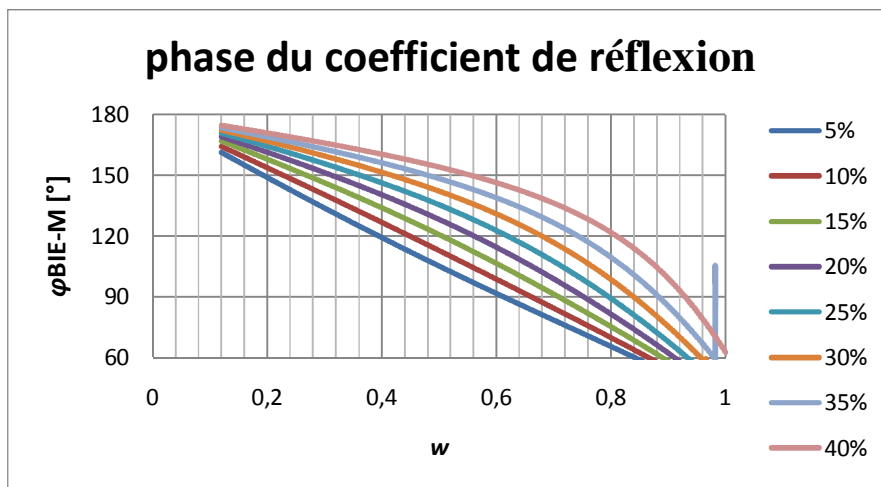


Figure II.9. φ_r pour différentes valeurs de τ

Regardons, dans un premier temps, le cas où le taux de remplissage augmente. Plus le taux de remplissage va être fort, plus la SPR va se comporter comme un métal parfait tel un plan de masse. Dans ce cas là, toute l'énergie arrivant sur cette surface a tendance à être

réfléchi avec un déphasage de 180° . La partie de l'énergie réfléchi va donc se retrouver dans une cavité qui par une multitude de réflexions va donner un système fortement résonant ce qui explique que le facteur de qualité va augmenter fortement. La bande passante sera alors inversement diminuée.

Pour le cas où le taux de remplissage diminue, la SPR se comporte plus comme une couche d'air ce qui a tendance à laisser passer l'énergie. Cette explication permet de dire pour quelles raisons le coefficient de réflexion tend vers 0 avec une phase se rapprochant de 0° . Dans le cas du fonctionnement en antenne, la cavité entre le plan de masse et la SPR ainsi réalisée aura un très faible facteur de qualité ce qui entraînera par la suite un gain très faible. La bande passante d'une telle structure sera quant à elle très grande.

Le **Tableau II.1** donne les influences du taux de remplissage sur le coefficient de réflexion.









	τ augmente	τ diminue
$ r $	 vers 1	 vers 0
φ_r	 vers 180°	
Facteur de qualité (Q)		
Bande passante en rayonnement (Δf)		

Tableau II.1. Influence du taux de remplissage τ

On remarque que la phase tend vers π lorsque le module du coefficient de réflexion tend vers 1. Pour une valeur de w non nulle, cette phase sera inférieure à π , d'où une hauteur de la cavité qui va être inférieure à $\lambda/2$ (**Formule II.6**).

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 précédemment (**Formule II.6**), ne pourra être vérifiée que pour une seule fréquence.

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.

L'étude des différents paramètres de la SPR utilisée, avec leur influence sur la conception d'une antenne BIE-M directive, étant faite, nous allons nous attacher à présenter un exemple de conception d'antenne. Pour ce faire, nous avons choisi de travailler à une fréquence de 2 GHz. Notre but est d'obtenir une antenne en polarisation linéaire présentant une directivité de 24 dBi.

II.5. Exemple d'une antenne BIE-M directive à 2 GHz

II.5.1 Cahier des charges

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

- Directivité : 24 dBi
- Fréquence : 2 GHz
- Polarisation : Linéaire
- Rayonnement directif dans le plan E et H

Pour un cahier des charges donné, précisant une directivité et une fréquence de fonctionnement, la phase de conception va commencer par le design d'une SPR compatible avec les performances souhaitées.

II.5.2 Design et dimension de la SPR

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 grilles métalliques **Figure II.10**.

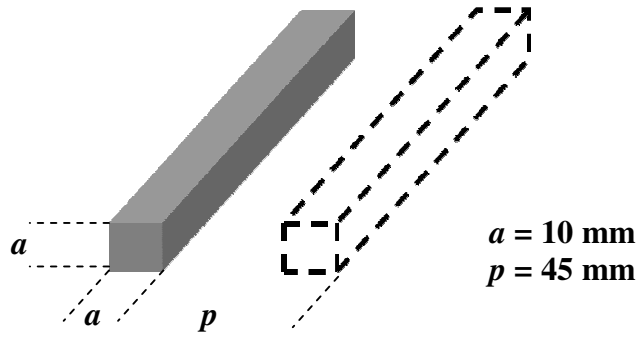


Figure II.10. Cellule élémentaire

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 II.11).

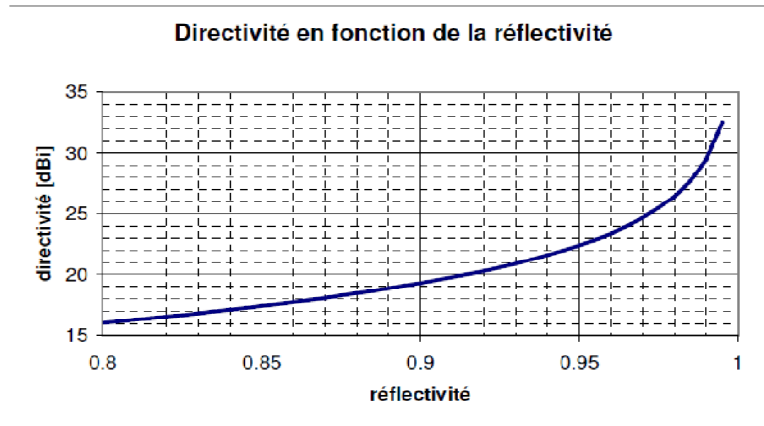


Figure II.11. Directivité maximale de l'antenne en fonction de la réflectivité de la SPR

En effet, pour une directivité souhaitée, un autre abaque [II.20] permet aussi de connaître le facteur de qualité Q correspondant nécessaire (Figure II.12).

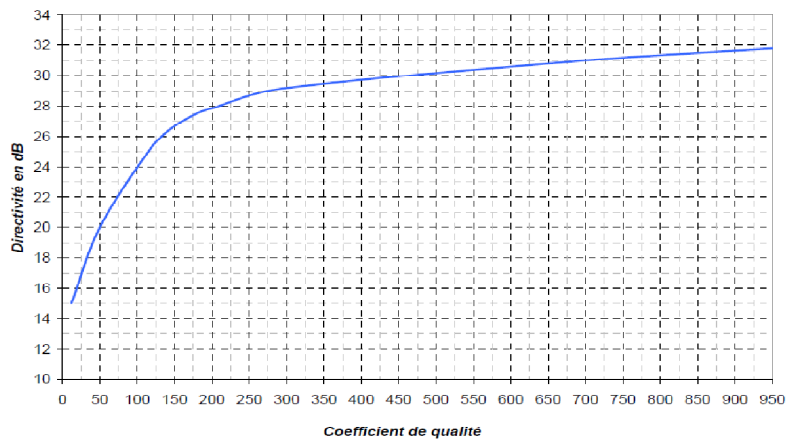


Figure II.12. Directivité en fonction du facteur de qualité

Selon les deux abaques, le facteur de qualité nécessaire pour obtenir une directivité de 24 dBi doit être de l'ordre de 100 avec une réflectivité de l'ordre de 0.97. Cette valeur a pu être atteinte avec une cellule élémentaire ayant une largeur de barreau de 10 mm avec une périodicité de 45 mm. En effet, cette structure nous a permis d'obtenir un coefficient de réflexion $r=0.97e^{j153.7^\circ}$ en illuminant la SPR selon la polarisation TM (champ électrique parallèle aux tiges).

Les courbes du coefficient de réflexion (module et phase) sont présentées sur la **Figure II.13**.

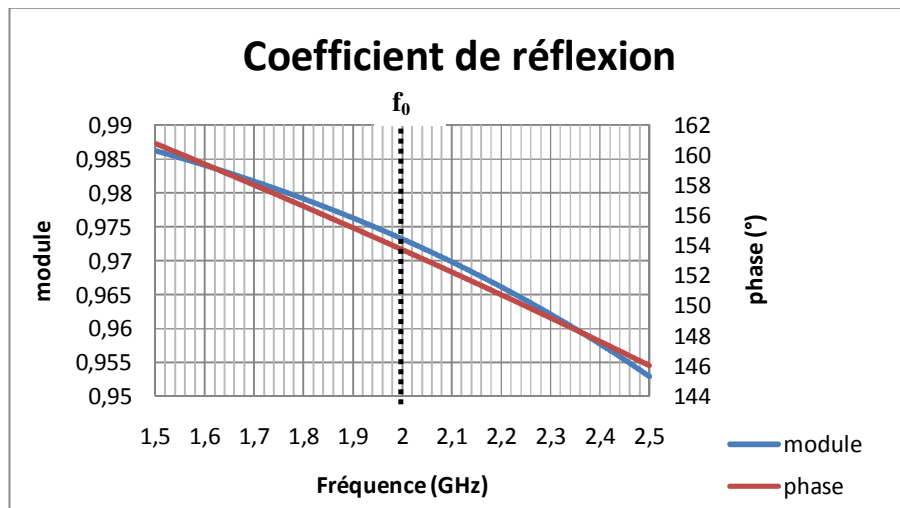


Figure II.13. Module et phase du coefficient de réflexion de la SPR

Le design de la SPR étant maintenant terminé. A partir de là, il a été possible de pouvoir dimensionner l'antenne BIE-M directive.

II.5.3 Méthode de dimensionnement de l'antenne

La première dimension importante de cette antenne est la hauteur de la cavité h . A partir de la valeur de la phase de 153.7° obtenue sur la courbe ci-dessus, le calcul de la hauteur se fait aisément à l'aide la **Formule II.6**. Pour un fonctionnement optimal à la fréquence de 2 GHz, la hauteur de cavité h ainsi nécessaire est de 69.5 mm.

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 [II.20] qui sont définies par:

$$L = \sqrt{\frac{10^{\frac{G_{dB}}{10}} \lambda^2}{0.8 \pi^2}} \quad (\text{II.7})$$

Selon cette formule, L doit être égale à ≈ 900 mm.

II.5.4 Excitation 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. Ce patch qui va assurer l'excitation de la cavité 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 coté valant $\lambda_g/2$.

$$l = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.8})$$

En choisissant un substrat de permittivité relative 1.1, on trouve alors un coté du patch valant environ 78.5 mm pour une fréquence de fonctionnement de 2 GHz.

Une étude paramétrique est indispensable sur les dimensions et la position de la sonde d'alimentation du patch en présence de la couche périodique supérieure de manière à ce que la résonance du patch intervienne avant celle de la cavité. De cette manière, il sera possible d'obtenir une valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne BIE-M directive compatible avec une adaptation correcte.

Les dimensions de l'antenne étant déterminées, une présentation de la structure ainsi réalisée avec son diagramme de rayonnement à 2 GHz va être faite pour valider la conception de l'antenne BIE-M directive en polarisation linéaire.

II.5.5 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 II.14** ci-dessous. Sur cette figure on peut deviner la SPR, ainsi que le patch d'excitation au centre du plan de masse définissant la cavité.

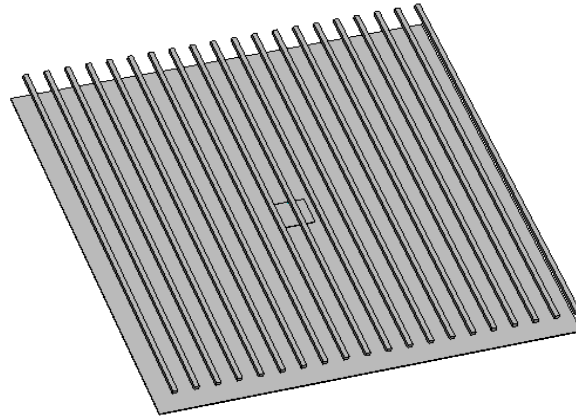


Figure II.14. Présentation de l'antenne BIE-M directive en polarisation linéaire

La simulation de cette structure a fourni le résultat ci-dessous pour ce qui est des variations de la directivité en fonction de la fréquence (**Figure II.15**).

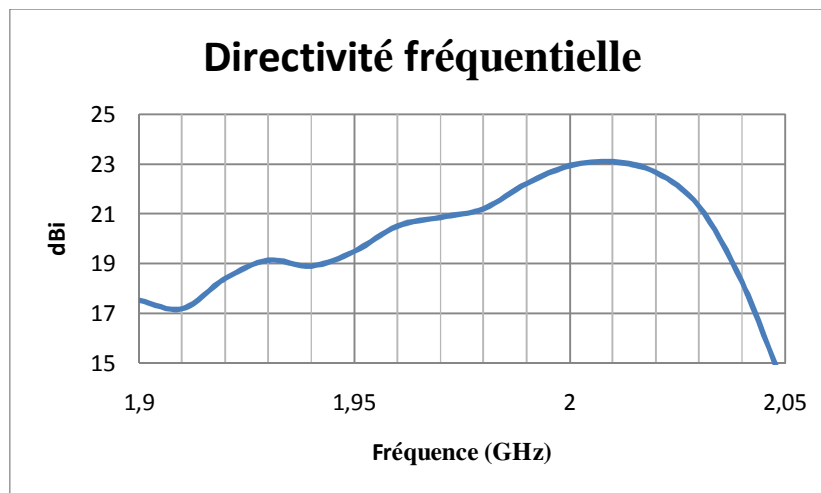


Figure II.15. Directivité fréquentielle de l'antenne simulée

L'antenne simulée présente bien une directivité de 23.2 dBi autour de 2 GHz au lieu de 24 dBi.

Ci-dessous figurent les diagrammes de rayonnement obtenus à la fréquence de directivité maximale, à savoir 2 GHz (**Figure II.16**).

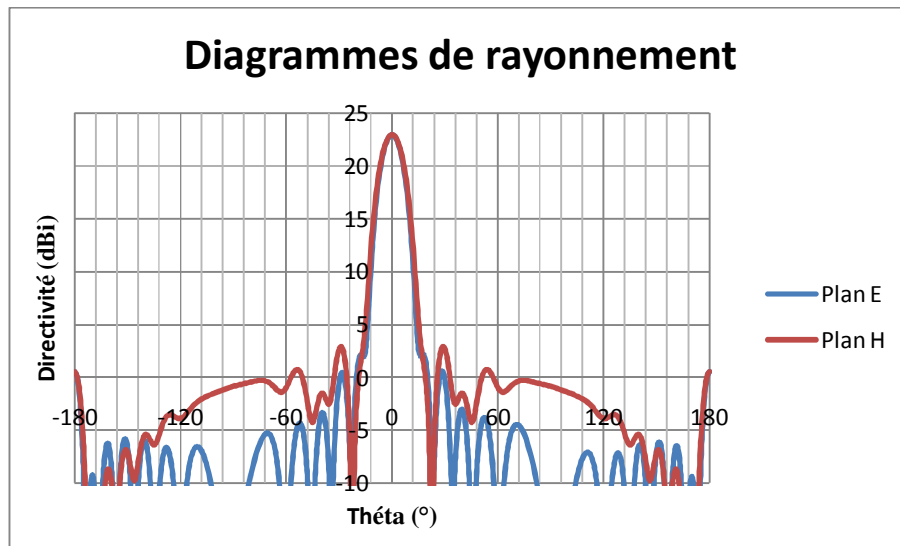


Figure II.16. Diagrammes de rayonnement à 2 GHz

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 BIE-M directive, ainsi que la méthode de conception présentée. Il est donc possible d'affirmer que seule la connaissance du coefficient de réflexion complexe de la SPR supérieure est nécessaire à la conception d'une antenne BIE-M directive.

Après avoir étudié l'antenne BIE-M directive et observé ses performances, nous passons maintenant à l'antenne BIE-M sectorielle.

III. Principe d'une antenne BIE-M sectorielle

III.1. Introduction

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

En effet, l'idée a été d'essayer d'obtenir des performances toutes aussi intéressantes mais avec un rayonnement sectoriel en azimut. La « cavité » parallélépipédique de l'antenne directive a été conformée afin d'obtenir une « cavité » demi-cylindrique ou rectangulaire. La conformation de la cavité des antennes BIE-M directives peut entraîner la conception de deux types de structures dans le but d'obtenir une antenne BIE-M sectorielle que nous appellerons : **antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle** et **antenne BIE-M rectangulaire sectorielle**.

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

III.2. Objectif

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 [II.21] 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-M 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 [II.22], notamment en ce qui concerne les valeurs des ouvertures angulaires et des gains correspondants.

La première tâche de notre travail consiste à sectoriser le rayonnement directif de cette antenne pour avoir une couverture plus large mais avec un gain important, le gain étant inversement proportionnel aux angles d'ouvertures (II.9).

$$G = \frac{36000}{\theta_{hor} \theta_{ver}} \quad (\text{II.9})$$

où θ_{ver} et θ_{hor} sont les angles d'ouvertures à -3dB dans le plan horizontal et vertical respectivement.

III.3. Principe de l'antenne BIE-M sectorielle

Le principe de conception consiste à dissymétriser le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE-M directive.

Le fonctionnement d'une antenne BIE-M directive est basé sur la formation d'une ouverture rayonnante, située sur la SPR supérieure de l'antenne. Dans le cas classique, l'ouverture rayonnante ayant la forme d'un cercle (Figure II.17 (a)), on obtient un diagramme de rayonnement à symétrie de révolution présentant la même ouverture dans les plans verticaux et horizontaux [II.23] (Figure II.17 (b)).

Afin de pouvoir obtenir un diagramme dissymétrique, caractéristique d'une antenne sectorielle, il est donc nécessaire d'obtenir une autre forme de tâche rayonnante. En

particulier, si l'on passe d'une tâche circulaire à une tâche elliptique (**Figure II.18 (a)**), on peut obtenir un diagramme présentant une ouverture différente [II.24] dans les plans verticaux et horizontaux comme illustré sur la **Figure II.18 (b)** ci-dessous.

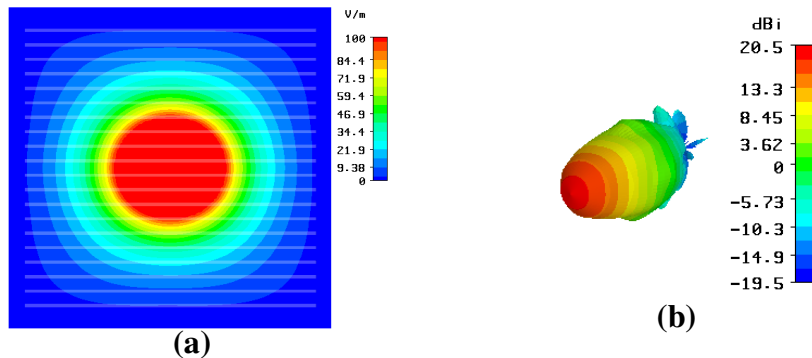


Figure II.17. (a) Cartographies du champ électrique (ouverture circulaire), (b) Diagramme de rayonnement directif 3D

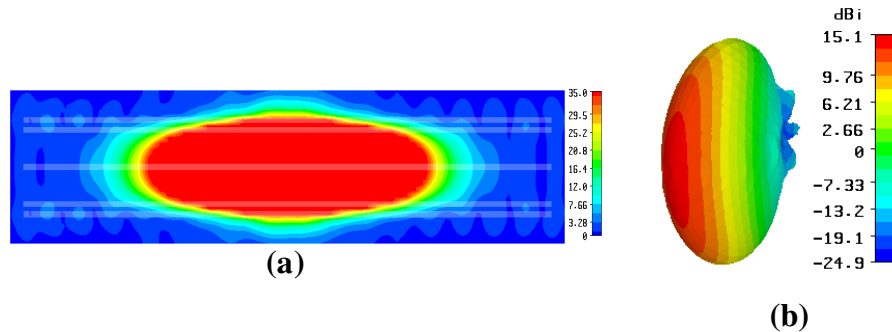


Figure II.18. (a) Cartographies du champ électrique (ouverture elliptique ou rectangulaire), (b) Diagramme de rayonnement sectoriel 3D

Les diagrammes de rayonnement s'obtiennent en prenant la transformée de Fourier des cartographies du champ. D'après la théorie des ouvertures rayonnantes, plus la taille de la tâche est importante, plus le lobe de rayonnement est pincé et vice versa.

En effet, le rayonnement directif dans les deux plans de l'antenne BIE-M directive étudiée précédemment est dû à la distribution uniforme circulaire du champ électrique.

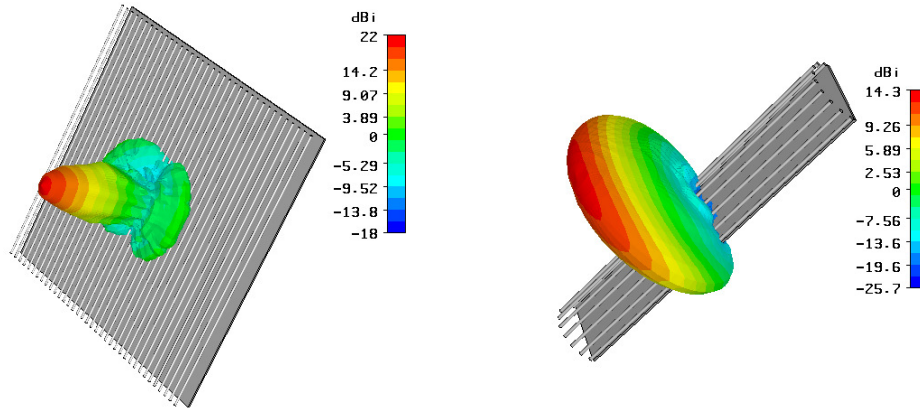
L'obtention du rayonnement de forme sectorielle peut se faire de plusieurs manières étudiées par la suite.

III.4. Etude des différentes solutions possibles

III.4.1 Antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle

Le diagramme de rayonnement souhaité est sectoriel. Une structure périodique demi-cylindrique semble intéressante. Cette première structure a été conçue à partir de l'antenne BIE-M directive (**Figure II.19 (a)**).

La solution qui apparaît la plus élémentaire est de donner au plan de masse une forme rectangulaire. Le repliement à 180° de la SPR planaire donne naissance à la structure demi-cylindrique. La cavité est alors délimitée par l'interface de la couche périodique. Cette structure est appelée "**antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle**" (**Figure II.19 (b)**).



(a) *antenne BIE-M directive* (b) *antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle*

Figure II.19. Analogie entre l'antenne BIE-M directive et l'antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle

L'effet de repliement pratiqué au niveau de la SPR peut être évalué par une visualisation du champ à l'intérieur de la cavité de l'antenne, exposée en **Figure II.20** ci-dessous.

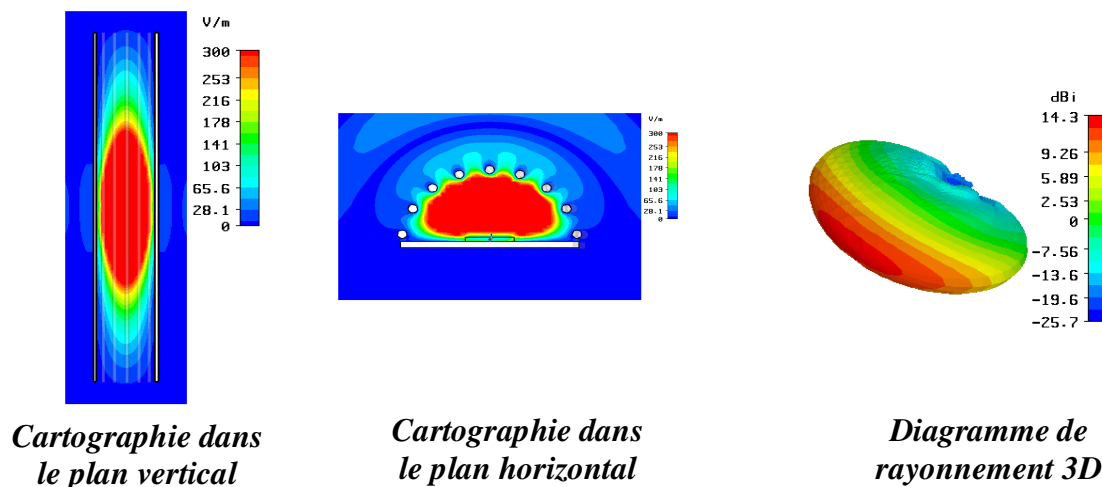


Figure II.20. Cartographies du champ E et diagramme de rayonnement de l'antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle

La cartographie du champ montre clairement que l'on obtient le phénomène de résonance classique, ainsi que la formation d'une tâche rayonnante rectangulaire au centre. Cette méthode est assez simple et les résultats obtenus ont montré son efficacité.

A priori, la réalisation des grilles métalliques ne posera pas de problème dans le cas des antennes à polarisation linéaire.

En ce qui concerne la conception de ce type d'antennes pour des applications bibandes, double polarisation et agilité, le point dur va concerner la modélisation de la SPR demi-cylindrique. En effet, pour certaines applications comme dans le cas des antennes planaires, une structure périodique lourde et compliquée à réaliser devra être placée au dessus de la cavité résonnante.

Une solution, pour remédier à cet inconvénient, consiste à chercher des structures planaires, conformes, légères et bas coût afin de simplifier la géométrie de l'antenne BIE-M sectorielle.

Mon choix s'est donc porté sur l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle pour ses facilités de conception et réalisation.

En ce qui concerne l'antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle, le dimensionnement des cavités, ainsi que l'étude des performances en fonction de la composition de la structure représentant une certaine quantité de travail, nous avons choisi de n'étudier que l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle.

Maintenant que le choix de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle a été expliqué, nous allons pouvoir aborder l'étude détaillée de cette antenne.

III.4.2 Antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

III.4.2.1 Principe

La solution qui apparaît la plus simple pour obtenir une ouverture rayonnante elliptique est de conserver la structure planaire de la SPR et d'introduire des « murs » verticaux dans la cavité [II.24] (**Figure II.21 (a)**). Ceux-ci vont limiter la répartition de l'énergie, conduisant à une tâche de la forme souhaitée (**Figure II.21 (b)**).

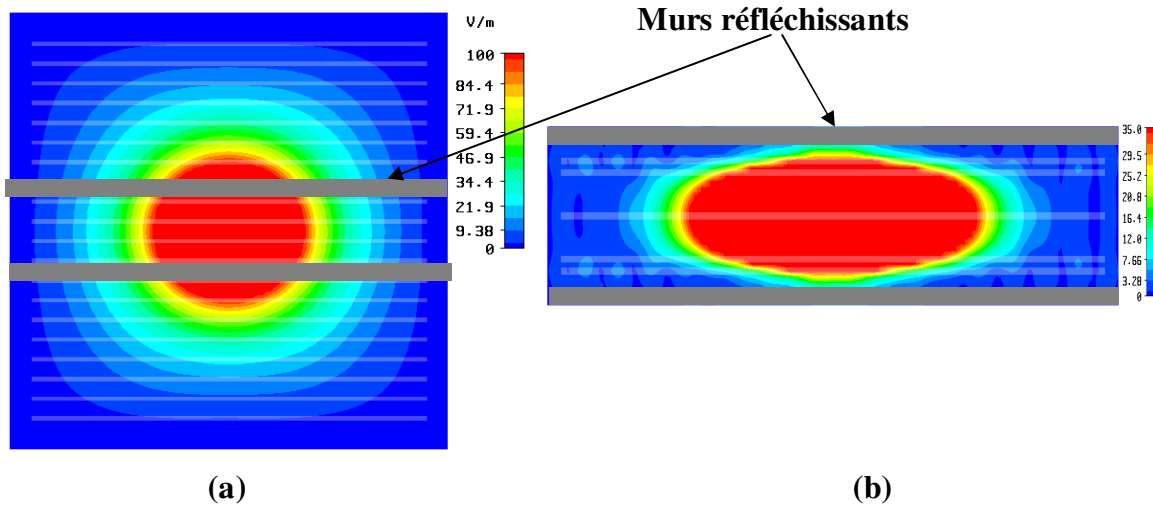


Figure II.21. (a) Cartographies du champ électrique (ouverture circulaire), (b) Cartographies du champ électrique (ouverture elliptique ou rectangulaire)

III.4.2.2 Etude du comportement d'un mode évanescent en présence d'un mur réfléchissant

Pour mieux comprendre le principe de cette méthode, nous considérons l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle comme un guide à onde évanescente, ce dernier est excité par un guide au dessous de la coupure dans le but de générer une onde évanescente. La structure est délimitée par un mur de type CCE (court-circuit électrique), placée perpendiculairement à l'axe du guide (Figure II.22).

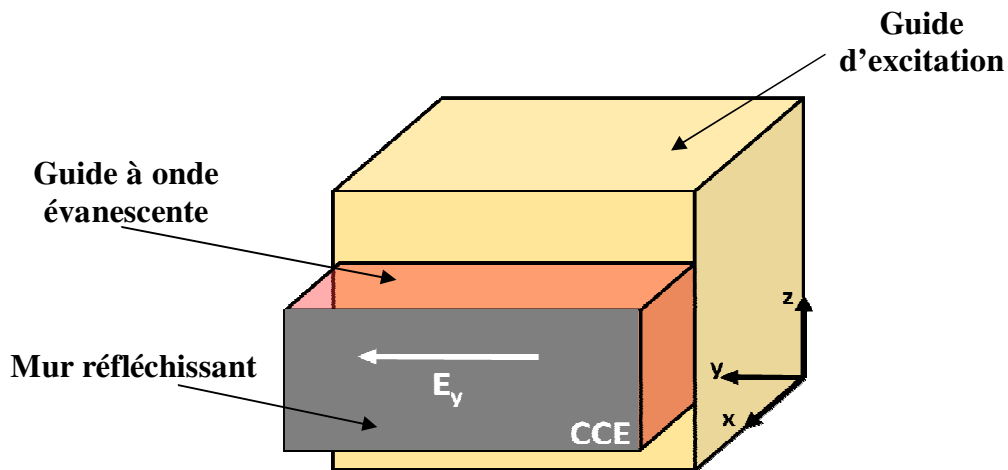


Figure II.22. Un guide à onde évanescente excité par un guide d'onde

Une onde évanescente est envoyée à partir de l'extrémité du guide d'excitation. L'onde injectée dans le guide à onde évanescente décroît de façon exponentielle et se réfléchit

sur le mur en générant une onde réfléchie en opposition de phase qui est soustraite de l'onde incidente

Remarquons deux choses :

- La distribution du champ dans un plan transversal du guide à onde évanescente commence par un maximum, puis diminue exponentiellement vers une valeur nulle sur le mur réfléchissant. Le court-circuit électrique force le champ tangentiel E_y à s'annuler (courbe rouge) (**Figure II.23**).
- L'onde résultante ($E_t = E_i$ (incident) - E_r (réfléchi)) obtenue décroît rapidement et s'annule en se rapprochant du mur (courbe verte) (**Figure II.23**). Par contre, sans l'insertion du CCE, on observe une décroissance exponentielle plus lente de l'onde et une fuite de l'énergie hors du guide (courbe bleue) (**Figure II.23**).

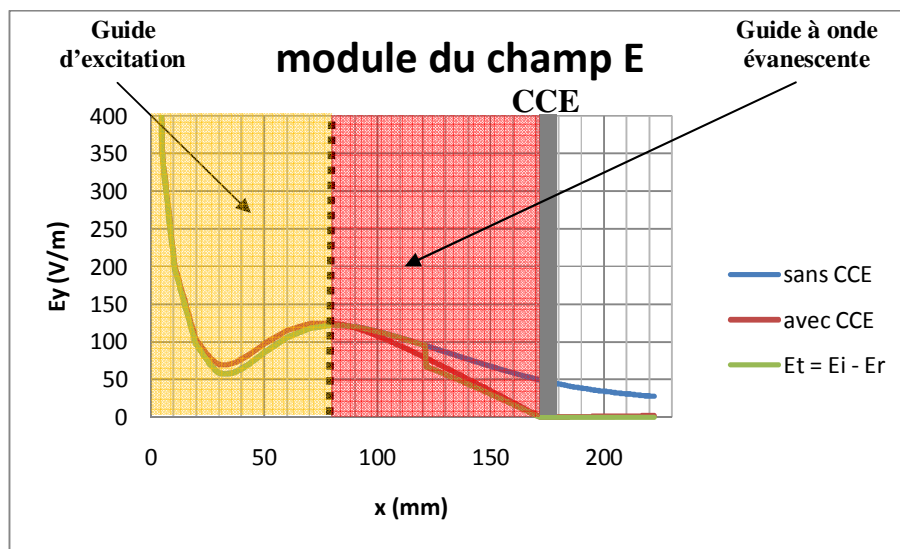


Figure II.23. Module du champ E suivant x

Il est intéressant de regarder la variation de la phase le long du guide à onde évanescente (**Figure II.24**).

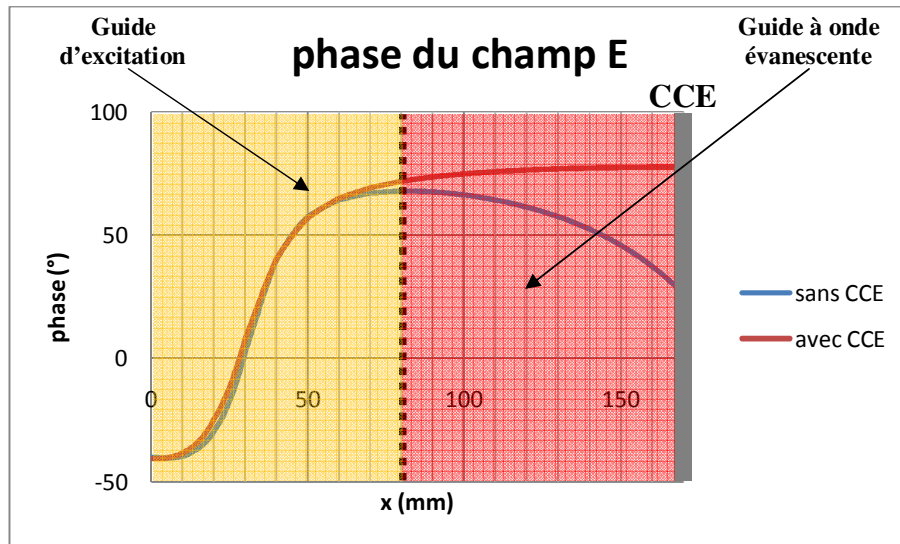


Figure II.24. Phase du champ E suivant x

Il est très important de noter que la phase reste constante le long du guide à onde évanescente. Cette propriété signifie que l'insertion d'un mur réfléchissant au sein du guide à onde évanescente annule le champ E_y , tout en conservant une phase constante dans le guide.

III.4.2.3 Cartographie du champ et obtention de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

Nous avons vu dans la partie précédente qu'on peut insérer un mur réfléchissant dans un guide à onde évanescente sans perturber le mode de fonctionnement de la structure.

L'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle est considérée comme une cavité à mode évanescent. L'évanescence transversale des modes permet, en effet, d'introduire des limites déformant la tâche sans affecter la phase du champ à cet endroit.

Les antennes BIE-M rectangulaires sectorielles sont simplement obtenues par la modification de la tâche rayonnante circulaire (**Figure II.21**) vue précédemment.

L'introduction de deux plans métalliques parallèles dans la cavité donnera une tâche elliptique équi-amplitude et équi-phase. Les diagrammes de rayonnement correspondants seront obtenus par transformées de Fourier spatiale de cette tâche rayonnante.

La **Figure II.25** montre un exemple des cartographies du champ électrique dans le plan vertical (**a**) et horizontal (**b**), ainsi qu'un diagramme de rayonnement 3D (**c**) pour une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle.

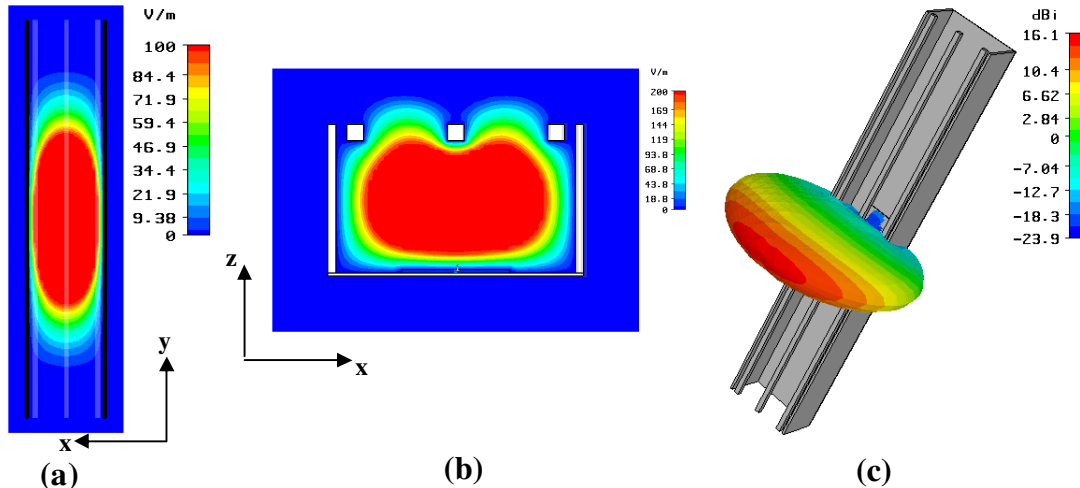


Figure II.25. Cartographies du champ E et diagramme de rayonnement 3D de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

Dans le plan vertical nous remarquons que le champ est évanescents en « y » et s'étale suivant la longueur. D'autre part, dans le plan horizontal, le champ est également évanescents en « x ». Le fait d'utiliser des murs verticaux a confiné la distribution uniforme du champ électrique dans une partie de la cavité, d'où le diagramme de rayonnement sectoriel obtenu.

Le champ E_y , étant tangentiel à ces courts-circuits électriques, sera nul. D'autre part, l'évanescence du champ suivant x, nous laisse insérer ces murs métalliques sans affecter la phase du champ à ces endroits.

Pour cette solution, deux structures sont possibles, soit utiliser du matériau partiellement réfléchissant pour constituer les « murs », soit opter pour des plans de masse verticaux. Ces deux solutions ont été étudiées.

La géométrie de l'antenne correspondant à la première solution est présentée en **Figure II.26 (a)** ci-dessous. La cartographie du champ à l'intérieur de l'antenne montre que la propagation transverse est arrêtée par les murs partiellement réfléchissants, ce qui se traduit par le diagramme de rayonnement de la **Figure II.26 (b)**.

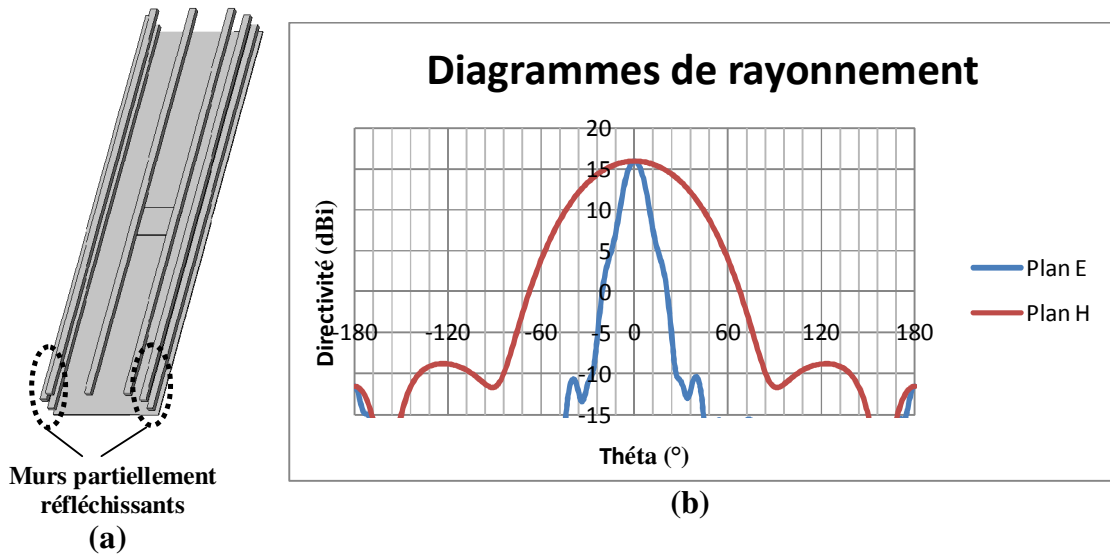


Figure II.26. (a) Géométrie de l'antenne à murs partiellement réfléchissants, (b) Diagrammes de rayonnement à 1.97 GHz de l'antenne

La structure proposée en **Figure II.26** permet donc bien d'accéder au type de fonctionnement désiré. En effet, on obtient bien un rayonnement de type secteur avec une ouverture de 13.5° dans le plan E et de 62° dans le plan H. La directivité de cette antenne est de 16 dBi. Les lobes secondaires sont très corrects puisque inférieurs à -25 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 murs partiellement réfléchissants verticaux ont été remplacés par des plaques métalliques pleines (**Figure II.27 (a)**). Les diagrammes de rayonnement obtenus sont présentés ci-dessous (**Figure II.27 (b)**).

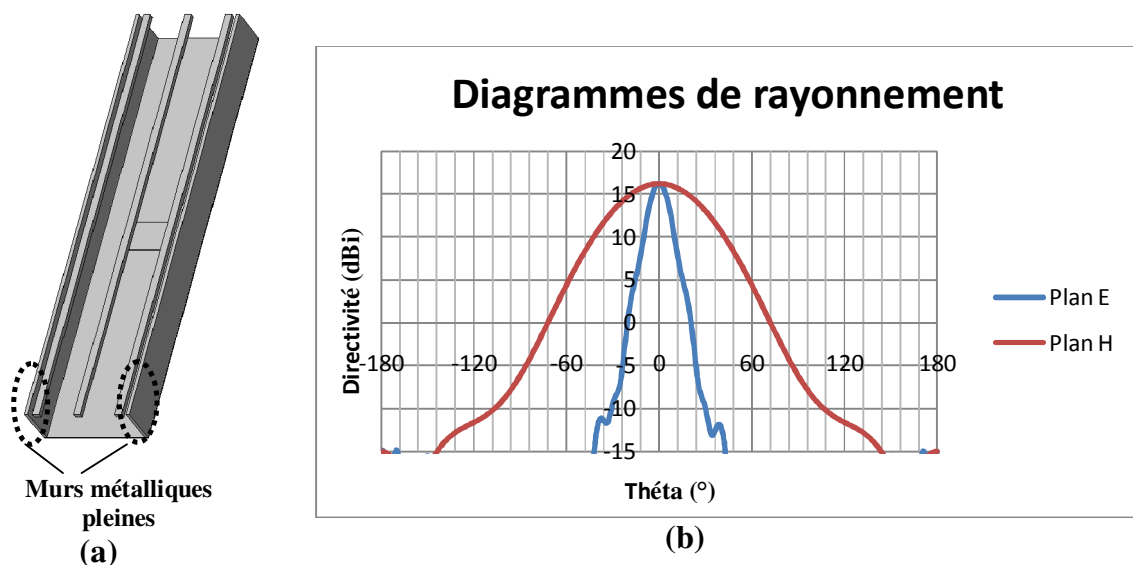


Figure II.27. (a) Géométrie de l'antenne à murs métalliques pleines, (b) Diagrammes de rayonnement à 1.97 GHz de l'antenne

Comme dans le cas de l'antenne précédente, on obtient là encore des performances tout à fait satisfaisantes, puisque meilleures à celles de l'antenne précédente. Cette seconde structure présente en outre l'avantage d'être plus simple à réaliser.

IV. Méthode de conception et performance d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

Les structures que nous allons présenter sont toutes rectangulaires, et à base de matériaux BIE-M en polarisation verticale. Nous allons donc commencer par étudier une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle utilisée pour les stations de base et discuter ses performances.

IV.1 Cahier des charges

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

Bande de fréquences	UMTS voie montante : 1.92 – 1.98 GHz
Rayonnement	
Directivité	16 dBi
Diagramme et ouverture plan H	Sectoriel ~ 60°
Diagramme et ouverture plan E	Directif ~ 15°
Polarisation	Verticale
Réalisation possible	

Tableau II.2. Cahier des charges de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

IV.2 Description de l'antenne

La structure étudiée est présentée sur la **Figure II.28**. L'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle se compose de quatre parties principales qui sont :

1. Le plan de masse sur lequel repose le système d'excitation.
2. Une cavité située entre le plan de masse et les tiges métalliques.
3. La SPR formée par un agencement périodique d'éléments métalliques carrés.

4. Les murs partiellement réfléchissants verticaux composés de tiges métalliques de section carrée pour obtenir le rayonnement sectoriel désiré.

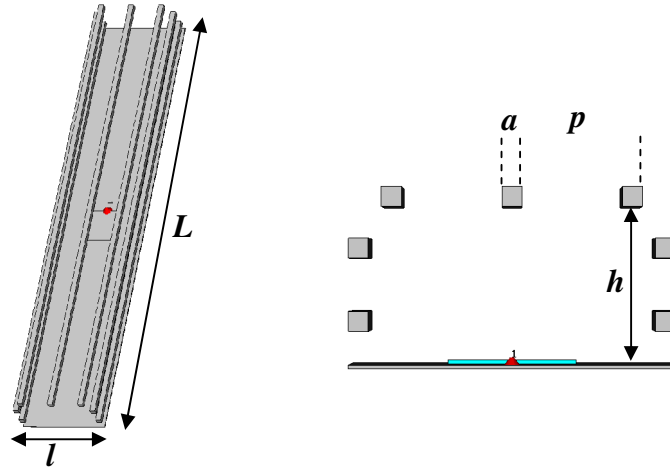


Figure II.28. Géométrie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation verticale

IV.3 Dimensionnement de l'antenne

Pour obtenir un fonctionnement optimal de l'antenne, il faut tout d'abord dimensionner la cavité de façon adéquate.

IV.3.1 La largeur l

La première phase de la conception consiste à déterminer la largeur à donner à l'antenne pour que celle-ci présente l'ouverture angulaire (θ) fixée par le cahier des charges.

Le champ E au niveau de la tâche rayonnante est quasiment constant sur la largeur de l'antenne (**Figure II.25 (a)**). 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 (Transformée de Fourier de la fonction porte).

$$\theta_{-3dB} = 50.8 \frac{\lambda}{l} \quad (\text{II.10})$$

Dans le cas de l'antenne étudiée ici, l'application de cette formule pour une ouverture angulaire de 60° donne une largeur de $l=144$ mm.

IV.3.2 La longueur L

L'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle se comporte comme une ouverture rayonnante. Et sa surface rayonnante est fonction de la longueur de l'antenne. Elle intervient dans l'expression de la directivité grâce à la **Formule II.11**.

$$D = \frac{4 \pi S_e}{\lambda^2} \Rightarrow S_e \geq \frac{\lambda^2 D}{4 \pi} \quad (\text{II.11})$$

Pour la structure BIE-M rectangulaire sectorielle, la surface effective est égale à $S_e=L*l$.

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

La longueur L nécessaire pour obtenir la directivité (D) désirée de 16 dBi est de 800 mm avec la SPR considérée.

IV.3.3 La hauteur h

Pour une polarisation verticale de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle, la largeur de l'antenne influe directement sur sa fréquence de fonctionnement. La variation en cosinus du champ dans le cas d'une antenne en polarisation verticale indique un fonctionnement sur un mode TM₁₁ (**Figure II.29**).

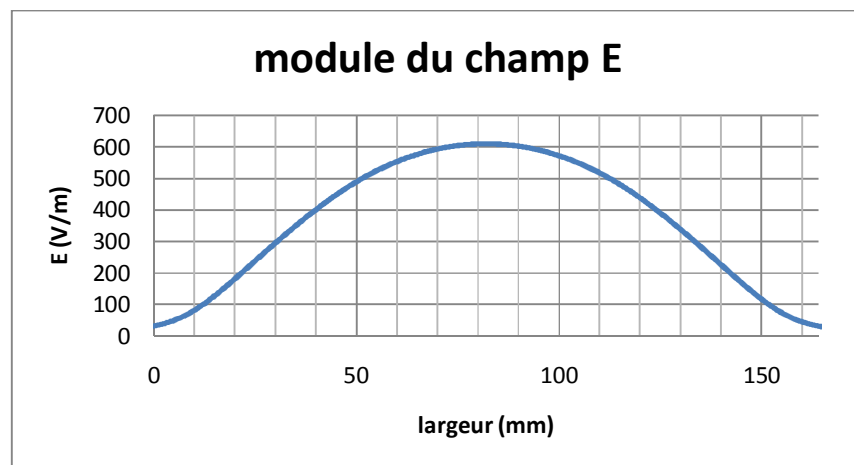


Figure II.29. Variations du champ E selon la largeur de l'antenne

Le calcul de cette fréquence doit donc se faire en utilisant la formule suivante :

$$f = \sqrt{f_c^2 + \left(\frac{c}{2l}\right)^2} \quad (\text{II.12})$$

où f_c est la fréquence calculée de la manière classique et l la largeur de la structure.

La fréquence de fonctionnement de l'antenne dépend de la phase du coefficient de réflexion sur la SPR (Φ_r), nous pouvons donc utiliser la formule établie par Trentini (Equation II.6) pour calculer la distance h entre le plan de masse et les tiges métalliques [II.3].

On remplace la nouvelle fréquence obtenue ci-dessus dans la formule on obtient :

$$h = \frac{1}{2} \frac{c \left(\frac{1}{2} + \frac{\Phi_r}{2\pi} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4l^2} \left(\frac{\Phi_{murs}}{\pi} \right)^2}} \quad (\text{II.13})$$

Pour ce qui est de la SPR à utiliser, les tiges métalliques sont définies par leur taux remplissage τ , qui dépend de la section des tiges a et la périodicité p . La variation du taux de remplissage des tiges entraîne un changement de la phase du coefficient de réflexion sur leur surface (Φ_r), mais aussi de la fréquence de fonctionnement.

Une cellule élémentaire ayant une largeur de barreau de $a=10$ mm avec une périodicité de $p=60.5$ mm nous a permis d'obtenir un coefficient de réflexion $r=0.882e^{j137^\circ}$ en illuminant la structure périodique selon la polarisation TM (champ électrique parallèle aux tiges).

La SPR considérée présentant bien la réflectivité nécessaire pour obtenir une directivité de 16 dBi.

Les dimensions de la structure étudiée ont été calculées pour que l'antenne fonctionne autour de 1.95 GHz. elles sont illustrées dans le **Tableau II.3**.

a	p	L	l	h
10 mm	60.5 mm	800 mm	144 mm	79 mm

Tableau II.3. Dimensions de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle étudiée

IV.4 Alimentation de l'antenne

Un des éléments constitutifs fondamental de cette antenne est la cavité résonante où l'énergie est emmagasinée. Cette dernière doit être perturbée électromagnétiquement par son système d'excitation interne sans modifier le mode de fonctionnement de cette cavité. Pour obtenir un tel résultat, ce dernier devra posséder un encombrement réduit dans le volume défini par la cavité. De plus, les dispositifs servant à acheminer l'énergie (câbles coaxiaux, lignes...) à l'élément excitateur devront le moins possible passer à l'intérieur de la cavité. Une alimentation provenant de la face inférieure du plan de masse est préférable.

Plusieurs types de sources peuvent exciter convenablement le dispositif BIE-M tels que les cornets, les dipôles sur plan de masse, mais les antennes qui semblent les plus adéquates sont les antennes imprimées [II.25], [II.26]. En effet, ce sont des dispositifs bien maîtrisés, légers, peu volumineux et peu onéreux.

Nous avons décidé de concevoir un patch carré. L'admittance de ce type d'antennes dépend du point où s'effectue l'alimentation et de la longueur L_p de l'élément rayonnant. Celle-ci est généralement de longueur légèrement plus petite que la moitié de la longueur d'onde effective.

Nous avons fini par réaliser un patch carré de 65 mm de longueur (L_p) fonctionnant à 1.9 GHz. La distance du point d'alimentation par rapport au bord de l'antenne est de 1,5 mm.

Il suffit donc de placer le patch sur un plan de masse et de l'alimenter comme il se doit pour obtenir de la polarisation verticale (**Figure II.30**).

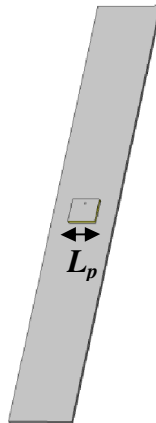


Figure II.30. Position du patch sur un plan de masse

IV.5 Performances obtenues en simulation

La méthode de conception de l'antenne étant maintenant connue, nous allons nous intéresser maintenant à étudier son comportement en fréquence. Pour une meilleure compréhension, nous allons présenter l'impédance d'entrée de l'antenne, les diagrammes de rayonnement et bande passante.

IV.5.1 Impédance d'entrée

La fréquence de résonance de l'antenne varie suivant la hauteur de la cavité ainsi la fréquence de l'antenne excitatrice est légèrement décalée par la SPR supérieure. La **Figure II.31** représente l'impédance d'entrée de l'antenne qui fait apparaître plusieurs pics de résonance.

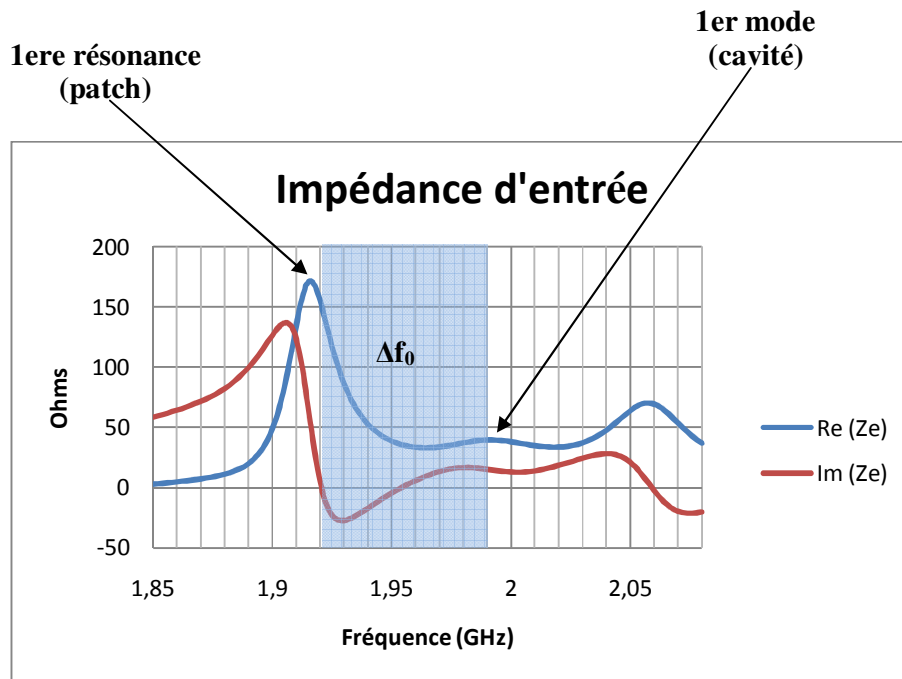


Figure II.31. Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

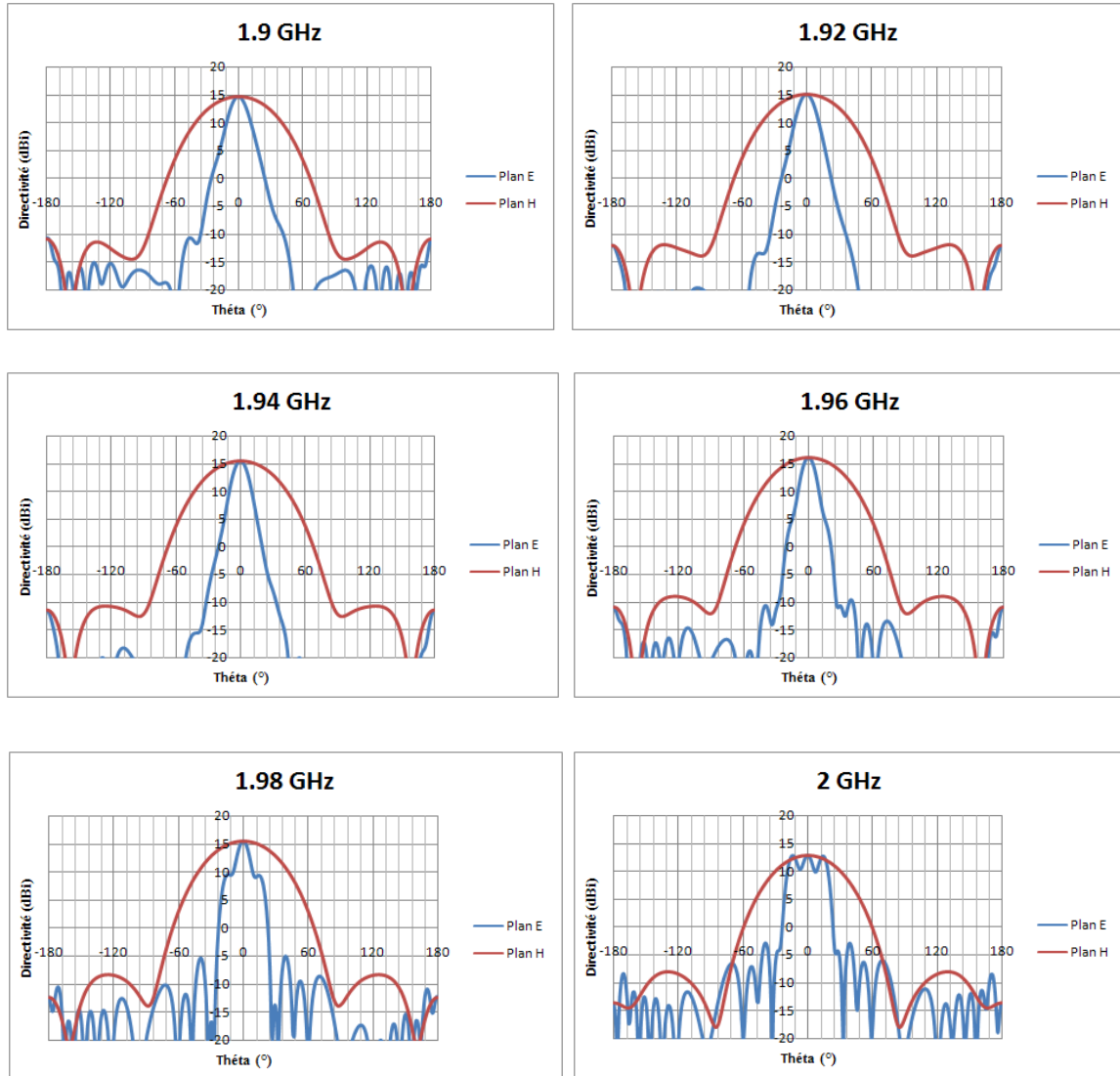
Le premier pic de plus forte amplitude (1.91 GHz) correspond à la première résonance liée à l'antenne patch en présence des tiges métalliques.

Le premier mode de la cavité se trouve à 1.99 GHz qui correspond à la fréquence de coupure des modes propagatifs (Leaky waves). Comme dans le cas des antennes BIE-M directives, la bande de fonctionnement de l'antenne se trouve avant cette 2ème résonance, où le champ est évanescent (Δf_0).

IV.5.2 Diagrammes de rayonnement

L'observation des diagrammes de rayonnement à des différentes fréquences, va nous montrer pourquoi la bande de fonctionnement de l'antenne se trouve après la première résonance liée à l'antenne patch jusqu'à la fréquence de coupure de la cavité (Δf_0).

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été visualisés pour une bande de fréquence allant de 1.9 GHz jusqu'à 2.02 GHz dans le plan E et dans le plan H (**Figure II.32**).



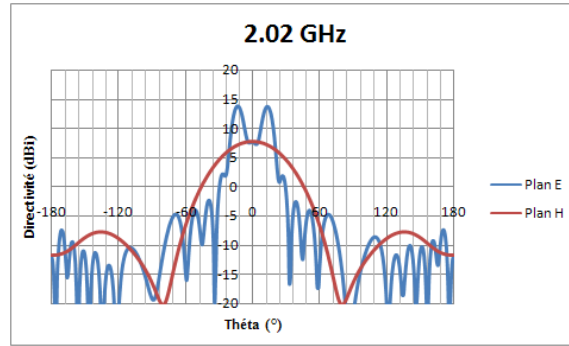


Figure II.32. Diagrammes de rayonnement obtenus

La directivité maximale de 16 dBi est obtenue pour une fréquence de 1.96 GHz. Cependant, les diagrammes de rayonnement et la directivité de l'antenne varient suivant la fréquence. En effet, la sélectivité fréquentielle de la SPR (traduite par le coefficient de qualité) limite la bande passante en rayonnement de l'antenne.

Avant la fréquence de fonctionnement optimale à 1.96 GHz en terme de directivité, le champ s'étale de plus en plus suivant la longueur tout en restant évanescents suivant cette direction jusqu'à atteindre le maximum à 1.96 GHz. Dans le même temps, le diagramme de rayonnement dans ce plan (plan E) est directif avec un lobe qui est de plus en plus pincé.

Pour les fréquences supérieures à la fréquence de fonctionnement optimale, l'apparition de modes supérieures parasites contribue à limiter cette bande passante et engendre également des lobes secondaires élevés. A partir de 1.98 GHz, le champ est propagatif suivant la longueur (apparition des leaky waves), ce qui se traduit par des diagrammes de rayonnement présentant des creux dans l'axe avec un dépointage qui augmente avec la fréquence.

Dans le plan horizontal (plan H), 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 bonne ouverture sectorielle dans le plan H de 64° au lieu du 60° prévu.

Les diagrammes dans la bande de fonctionnement (Δf_0) possèdent de faibles lobes secondaires et on peut estimer que la taille de la structure est bien dimensionnée.

IV.5.3 Directivité, bande passante et angles d'ouvertures

Pour compléter l'étude de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle en fonction de la fréquence, nous allons regarder l'évolution de la directivité et des angles d'ouverture des

lobes dans le plan vertical (plan E) et horizontal (plan H) de l'antenne. La directivité est tracée sur la **Figure II.33**.

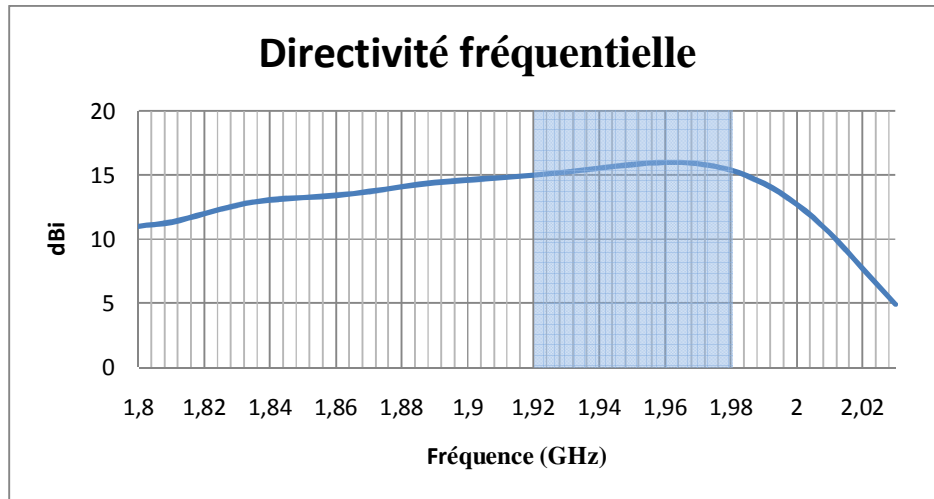


Figure II.33. Directivité fréquentielle simulée de l'antenne

Sur ce premier résultat, on peut juger de la fréquence de fonctionnement et de la directivité maximale. La meilleure directivité est obtenue à la fréquence de 1,96 GHz, conformément à ce qui avait été prévu. La valeur atteinte est de 16 dBi, en accord avec les objectifs de l'étude.

La directivité augmente jusqu'à la fréquence optimale de fonctionnement, puis diminue. Cette diminution est accompagnée par l'apparition des lobes secondaires, ce qui montre qu'on s'approche des résonances de la cavité.

L'évolution de la directivité met en évidence une bande passante utile en rayonnement à -3 dB de 130 MHz soit 6,5 %.

La bande passante en rayonnement obtenue est bien correcte au vu du cahier des charges, puisque la directivité ne descend pas en dessous de 15 dBi sur la bande de fréquence [1,92–1,98] GHz.

La variation de l'ouverture angulaire dans le plan horizontal est reproduite en **Figure II.34**.

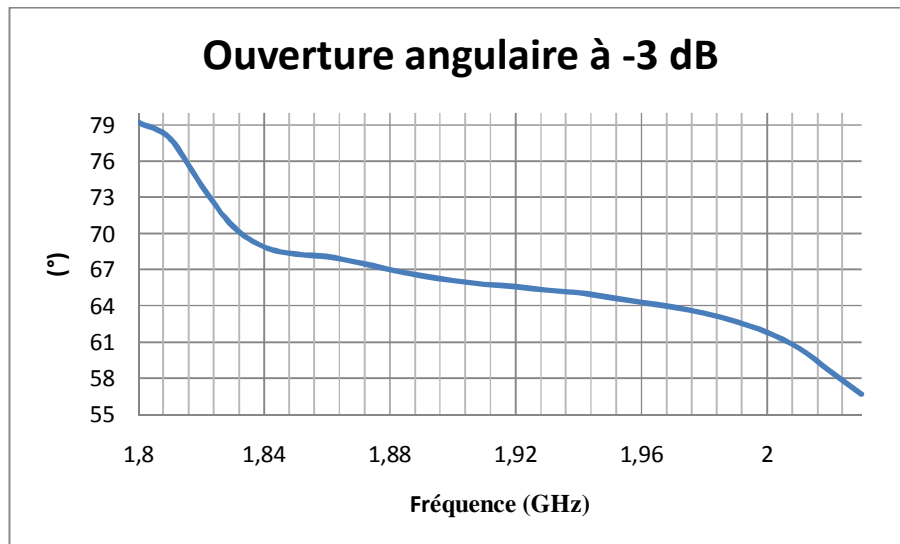


Figure II.34. Variations de l'ouverture angulaire dans le plan horizontal

L'ouverture angulaire dans le plan horizontal reste bien supérieure à 62° 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.

IV.5.4 Adaptation

Le coefficient de réflexion simulé est présenté sur la **Figure II.35**. L'adaptation obtenue est insuffisante en début de bande, mais devient inférieure à -10 dB à partir de 1.93 GHz. Cette adaptation est tout à fait compatible avec une éventuelle mesure de l'antenne et a donc été conservée telle quelle.

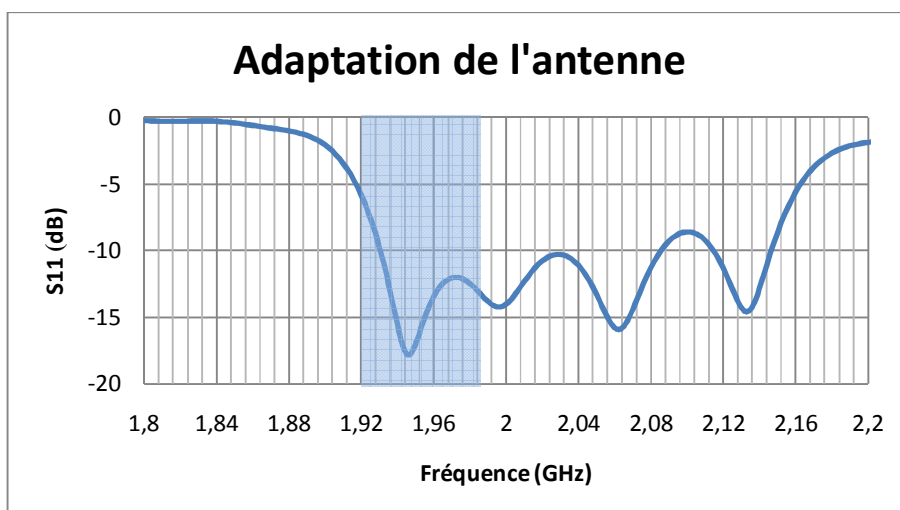


Figure II.35. Module du coefficient de réflexion simulé

IV.6 Limitations de l'antenne

IV.6.1 Limitation sur la directivité

La directivité maximale de l'antenne BIE-M directive est de l'ordre de 30 dB pour une réalisation correcte. Avec l'ouverture angulaire choisie, la directivité de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle n'aurait donc pas pu être beaucoup plus élevée.

Plus généralement, à la directivité maximum possible des antennes BIE-M 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 BIE-M rectangulaire 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.

$$D_{dBi} = 10 \log \left(\frac{4 \sqrt{D_{\max}} 50.8}{\theta} \right) \quad (\text{II.14})$$

Le tracé de cette formule, en considérant une directivité maximale possible de 28 dBi pour une antenne BIE-M directive, est présenté sur la **Figure II.36**.

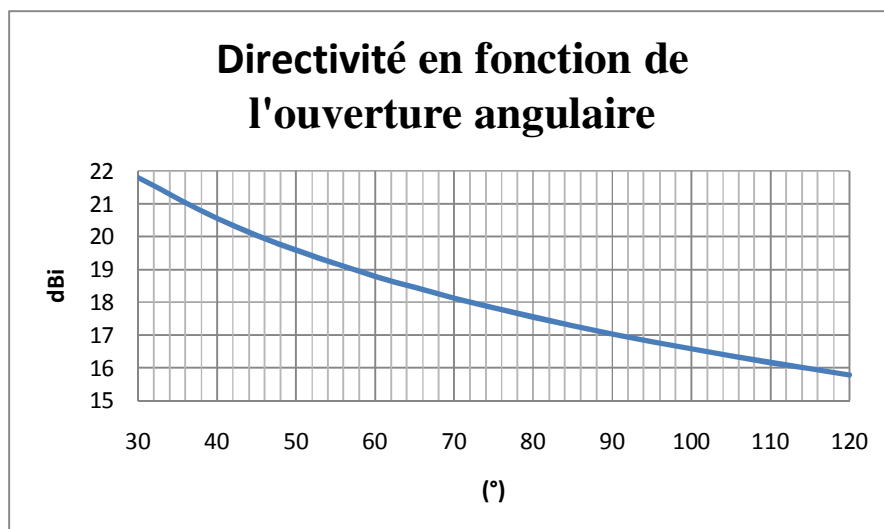


Figure II.36. Evolution de la directivité max en fonction de l'ouverture angulaire

Il ressort notamment de cette courbe que pour une ouverture angulaire de 60° , valeur largement utilisée, la directivité de l'antenne ne pourra excéder 18.5 dBi.

IV.6.2 Limitation sur la bande passante

La deuxième limitation de ce type de structure est celle que l'on retrouve pour toutes les antennes à base des matériaux BIE-M, à savoir la bande passante. En effet, à une antenne sectorielle donnée va correspondre une version directive basée sur la même structure périodique. La bande passante de l'antenne sectorielle étant fixée par la SPR, 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.

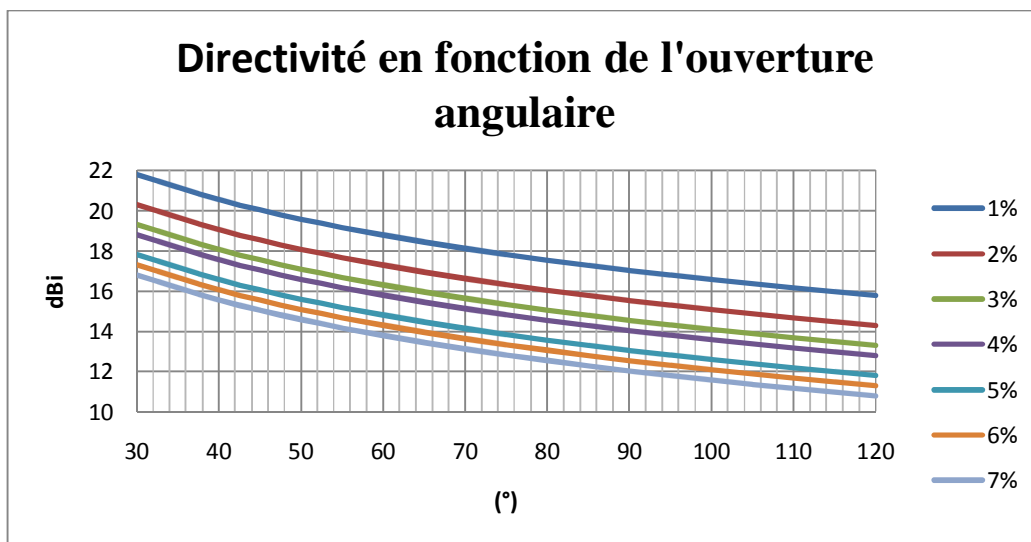


Figure II.37. Evolution de la directivité en fonction de l'ouverture angulaire et de la bande passante

Dès que la directivité de l'antenne sectorielle ou son ouverture angulaire augmente, la bande passante potentielle décroît très vite. Ceci rend difficile a priori l'utilisation d'une telle antenne pour des applications de télécommunications.

Cependant, la limitation sur la directivité obtenue et la bande passante étroite obligera à trouver des solutions.

L'objectif de la partie suivante est de pallier à ce problème en réalisant une excitation de l'antenne par de multiples sources. Comme nous le verrons, cette solution permet à la fois d'augmenter la directivité et la bande de rayonnement de l'antenne.

IV.7 Technique multisource

La technique multisource [II.27] consiste à mettre plusieurs sources dans la cavité réparties sur la longueur de l'antenne. Ceci a pour effet d'augmenter la directivité et la bande passante de l'antenne sans modifier la SPR supérieure.

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

IV.7.1 Principe de fonctionnement

L'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle se comporte comme une ouverture rayonnante sur laquelle la répartition des champs est relativement homogène pour le mode fondamental de fonctionnement.

Nous avons vu que la directivité de l'antenne était liée aux dimensions de cette ouverture, elle même fonction du facteur de qualité de la SPR supérieure utilisée.

Une directivité forte est équivalente à une surface importante de l'ouverture rayonnante, qui est obtenue par un fort coefficient de qualité (Q) de la structure résonante. Or un facteur de qualité important induit une bande de fonctionnement étroite. Au contraire, un faible facteur de qualité (Q) induit une faible directivité donc une petite ouverture rayonnante et une bande de fonctionnement plus large.

En excitant la cavité avec plusieurs sources, nous réalisons un réseau d'ouvertures rayonnantes entrelacées qui permet d'obtenir une directivité plus importante par sommation des contributions de chaque ouverture. L'excitation d'une structure avec un faible facteur de qualité (Q) par de multiples sources nous permet d'obtenir à la fois une forte directivité et une bande de rayonnement importante.

Nous allons maintenant étudier l'influence de deux paramètres : le nombre de sources et leur écartement.

IV.7.2 Influence du nombre de sources

La structure choisie est l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle monosource étudiée dans la partie précédente (**Figure II.28**). Elle comporte 7 tiges de section carrée de 10 mm et 1300 mm de longueur. La dimension de l'antenne multisource va être augmentée pour contenir la tâche rayonnante.

La source d'excitation est un patch. Dans le cas monosource, le patch est centré sur le plan de masse. Dans le cas multisource, les patches sont écartés de $1.5\lambda_0$. Nous avons choisi cet élément pour sa compacité, et sa mise en réseau assez aisée par la technologie des éléments imprimés.

Le cas monosource apparaît sur la courbe de manière à bien visualiser le cas de référence et pouvoir comparer convenablement l'effet de la variation du nombre de sources.

La **Figure II.38** représente la directivité fréquentielle obtenue pour chacune des ces configurations.

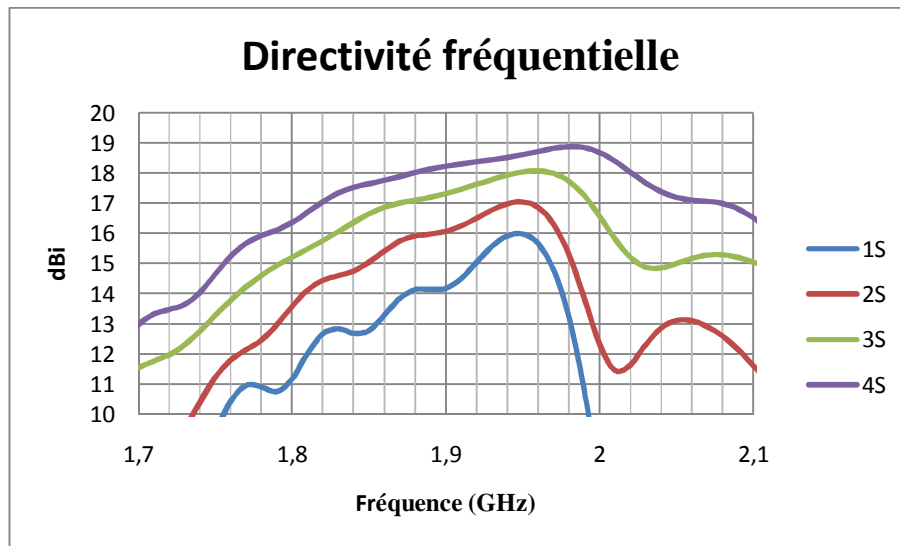


Figure II.38. Directivité fréquentielle pour un nombre de sources variable mais un écart entre sources constant

Les performances sont nettement améliorées avec l'augmentation du nombre de sources. La directivité fréquentielle passe de 16 dBi pour le cas monosource à 19 dBi pour quatre sources. Mais l'amélioration sur la bande est nettement plus importante, elle passe de 6.3% en monosource à 16% pour le cas à quatre sources. Le **Tableau II.4** regroupe les performances de ces configurations.

	1S	2S	3S	4S
Directivité	16 dBi	17 dBi	18 dBi	19 dBi
Bande passante à -3 dB	6.3 %	9 %	11.5 %	16 %

Tableau II.4. Performances pour un nombre de sources variable espacées de $1.5\lambda_0$

Pour observer les phénomènes, nous allons étudier les cartographies du champ électrique dans un plan horizontal de l'antenne au centre de la cavité d'air. Pour chaque cas, la distribution du champ électrique dans un plan horizontal au centre de la cavité pour la fréquence centrale de fonctionnement est donnée (**Figure II.39**).

L'observation des cartographies permet de confirmer le fait que l'ouverture rayonnante de l'antenne est beaucoup plus grande. La tâche est bien plus grande quand on augmente le nombre de sources.

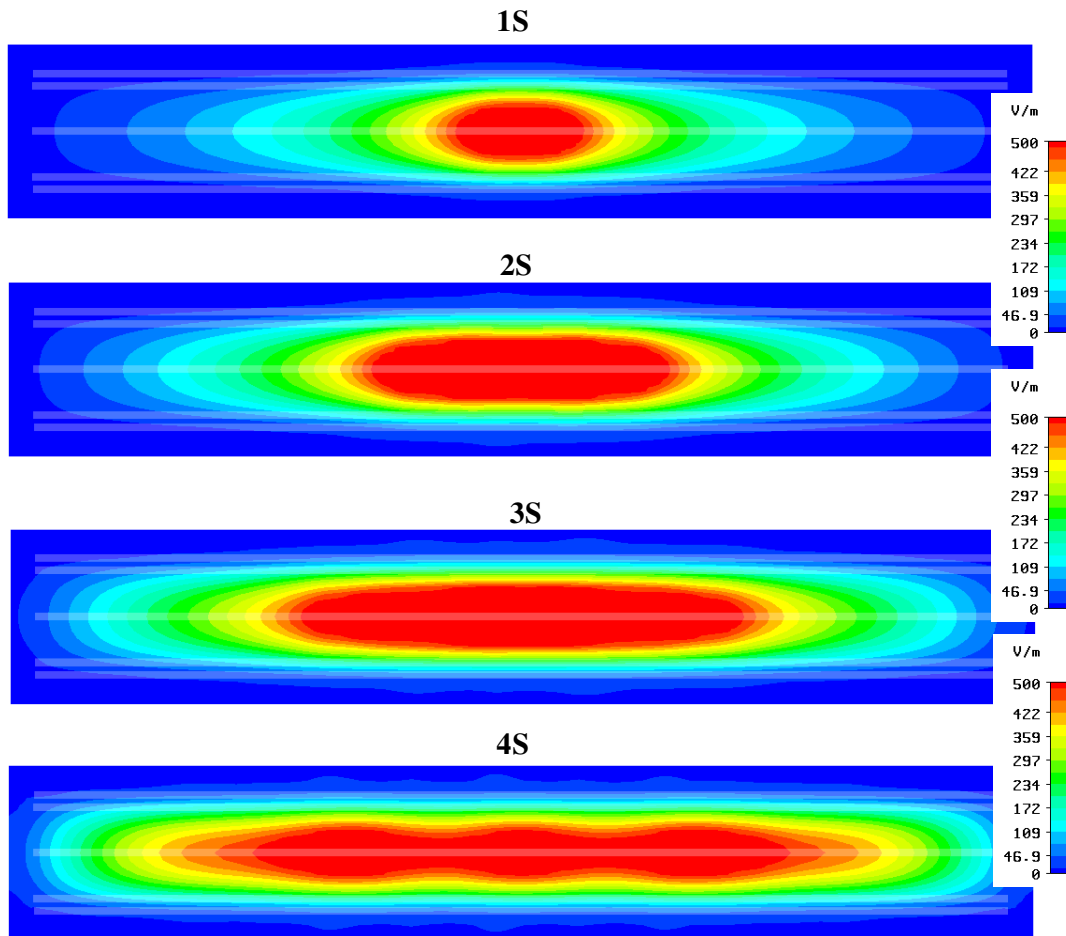


Figure II.39. Cartographies du champ E pour un nombre de sources variable mais un écart entre sources constant

Dans ce cas de figure, la tâche s'étend dans le plan d'alignement des sources (Plan E). La position des tâches est directement liée à la position des sources patches sur le plan de masse. Le centre de la tâche rayonnante correspond au centre du patch.

Il est donc possible grâce à une SPR et plusieurs sources d'excitation de réaliser des surfaces rayonnantes grandes en contrôlant la répartition des champs sur cette ouverture grâce au nombre des sources sur le plan de masse.

Passons maintenant au rayonnement de ces structures, les surfaces rayonnantes observées sur les cartographies du champ E dans la cavité vont être associées au rayonnement de l'antenne (Transformée de Fourier de la fonction porte est la fonction sinus cardinal).

Comparons par exemple le cas monosource (1S) et le cas 4 sources (4S) (**Figure II.40**). Les diagrammes de rayonnement (plans E) sont présentés autour de la fréquence centrale de fonctionnement.

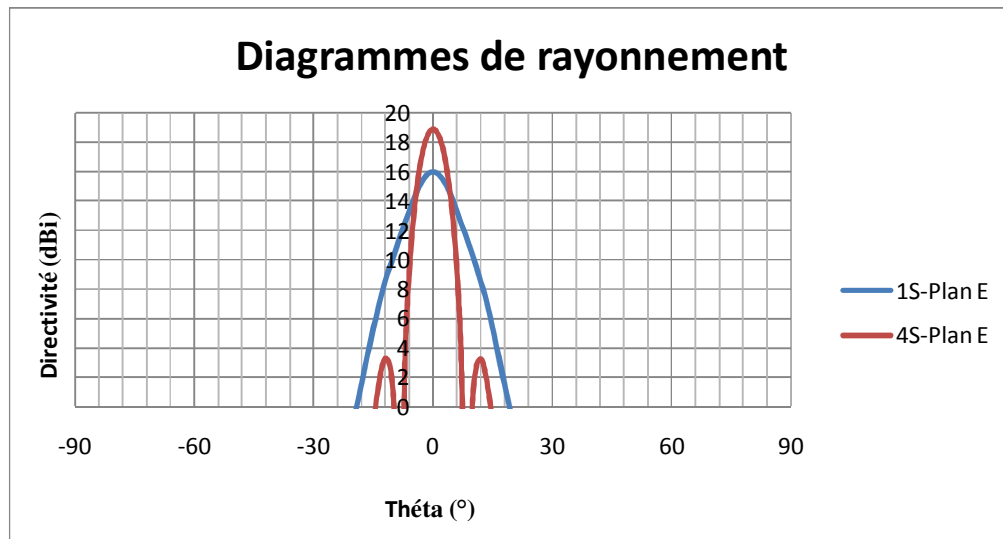


Figure II.40. Diagrammes de rayonnement de cas 1S et 4S

Dans le cas monosource (petite surface rayonnante) la directivité obtenue est de 16 dB_i et les lobes secondaires sont très faibles.

Dans le cas des 4 sources (grande surface rayonnante) la directivité obtenue est de 19 dB_i soit 3 dB_i de plus que le cas monosource et les lobes secondaires sont inférieurs à -16 dB_i.

Donc une tâche de grande surface obtenue par une excitation multisources est équivalente à une directivité importante.

IV.7.3 Influence de l'écartement entre sources

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

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

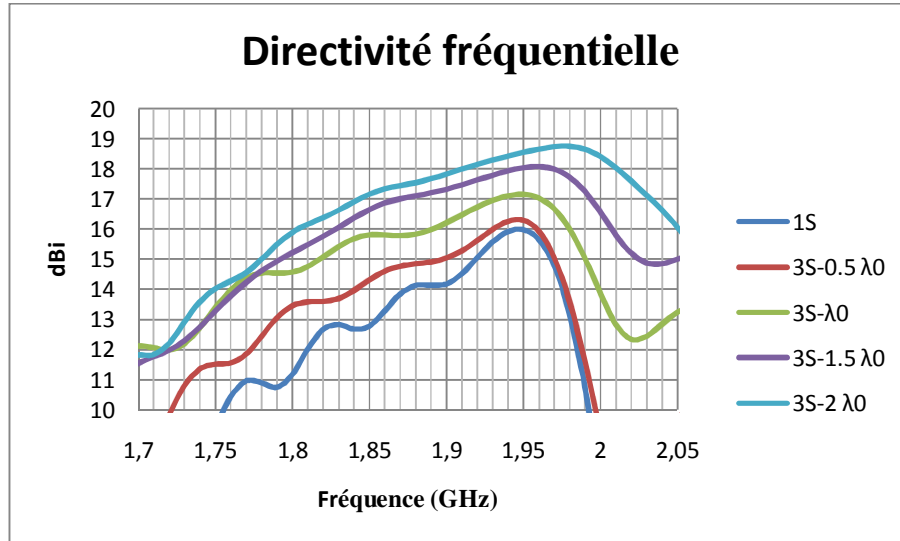
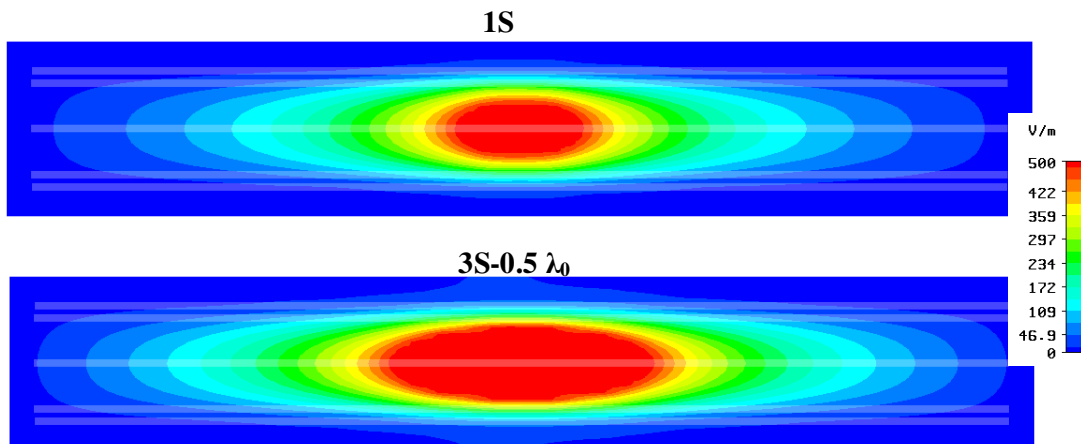


Figure II.41. Directivité fréquentielle pour trois sources espacées d'un écart variable

La directivité est fortement liée à l'écartement entre les sources puisqu'il est possible de gagner près de 2.5 dBi avec le même nombre de sources, simplement en modifiant l'espacement de $0.5\lambda_0$ à $2\lambda_0$ (Figure II.41).

Tout comme l'augmentation du nombre de sources, l'écartement des sources impose une répartition du champ sur toute la longueur de l'antenne. La tâche rayonnante et donc l'ouverture rayonnante sont plus grandes et cela produit une directivité plus importante (Figure II.42).



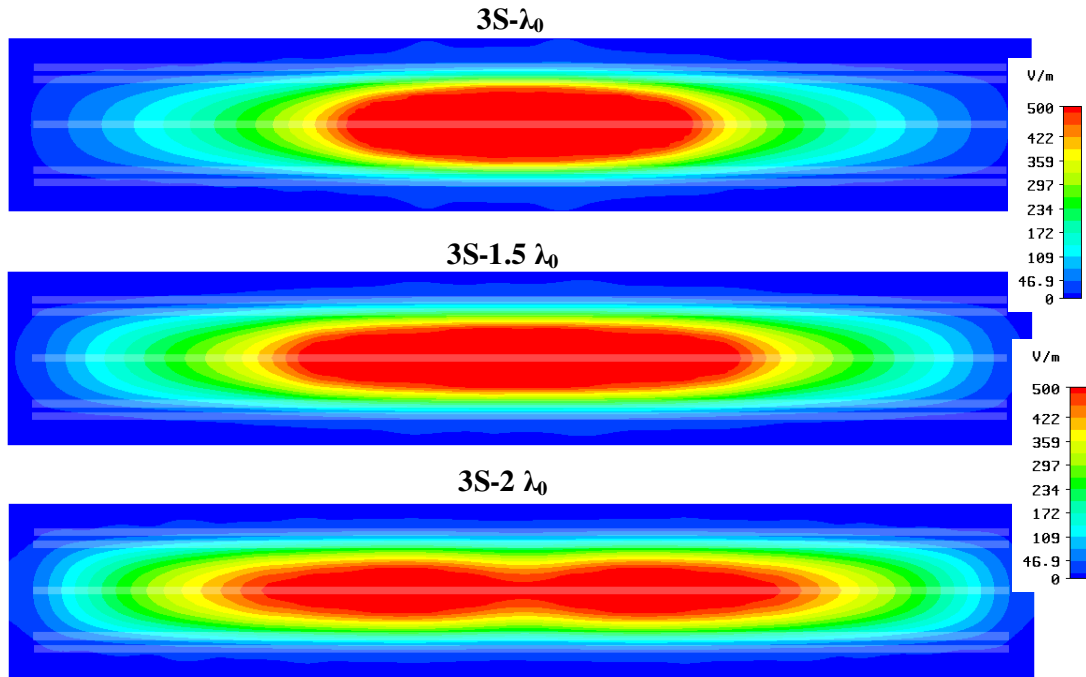


Figure II.42. Cartographies du champ E pour trois sources espacées d'un écart variable

L'espacement entre les sources a aussi pour effet d'augmenter considérablement la largeur de la bande passante. Le **Tableau II.5** regroupe les performances de ces configurations.

	1S	3S-0.5 λ_0	3S- λ_0	3S-1.5 λ_0	3S-2 λ_0
Directivité	16 dBi	16.3 dBi	17.2 dBi	18 dBi	18.75 dBi
Bande passante à -3 dB	6.3 %	9.4 %	11.75 %	11.5 %	12.6 %

Tableau II.5. Performances pour trois sources espacées d'un écart variable

On voit que l'espacement entre les sources a une grande influence sur la directivité et la bande passante. Pour un espacement compris entre $0.5 \lambda_0$ et $2 \lambda_0$, la directivité augmente de 2.75 dBi par rapport à l'antenne monosource et une bande passante élargie à 12.6%.

La solution multisources paraît donc idéale en termes de directivité et bande de rayonnement puisque avec peu de sources, il est possible d'obtenir une directivité et une bande de rayonnement importantes.

Les diagrammes de rayonnement autour de 1.96 GHz des différents cas composés de 3 sources ont été rassemblés sur le même graphique (**Figure II.43**).

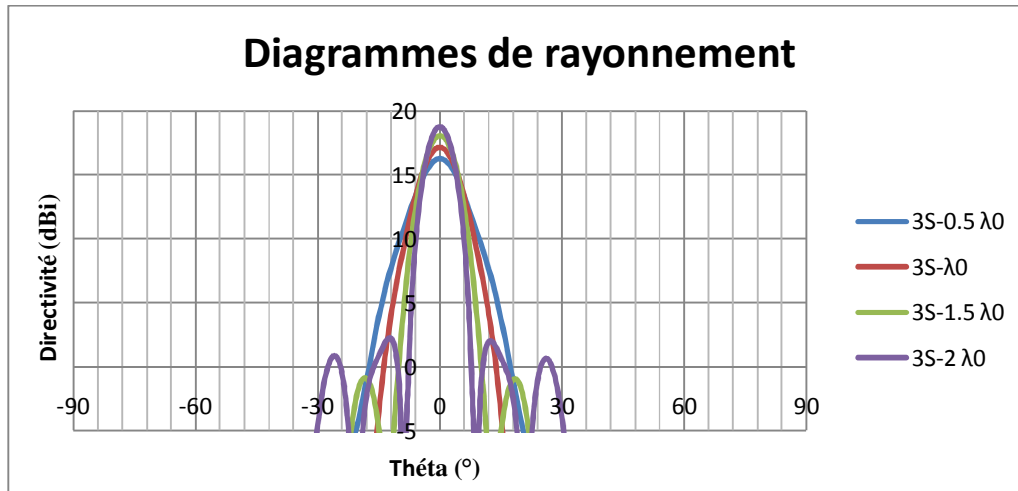


Figure II.43. Diagrammes de rayonnement pour 3 sources espacées d'un écart variable

Sur ces diagrammes de rayonnement comparés à la fréquence centrale (1.96 GHz) (Figure II.43), nous pouvons voir que la directivité augmente en fonction de l'espacement des sources, ceci est confirmé par l'angle d'ouverture du lobe principal qui diminue. Les lobes secondaires pour les cas d'espacement $0,5 \lambda_0$ sont très faibles, et augmentent progressivement avec l'espacement. Cependant, le diagramme de rayonnement d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle est lié à la transformée de Fourier spatiale des champs dans l'ouverture rayonnante. Il s'ensuit que pour un champ uniforme, la transformée de Fourier d'une porte étant un sinus cardinal, les lobes secondaires sont relativement élevés.

Dans le cas idéal, une distribution de champs dans l'ouverture qui ne générerait pas de lobes secondaires serait une distribution gaussienne (car la TF d'une gaussienne est une gaussienne). Un tel cas est irréaliste en pratique, car la dimension de l'ouverture rayonnante devrait être infinie.

On peut cependant exploiter cette constatation en remarquant que les lobes secondaires peuvent être abaissés en apodisant la distribution des champs dans l'ouverture rayonnante. Une pondération en amplitude des sources d'excitation permettra principalement de réduire les lobes secondaires

IV.7.4 Conclusion

En conclusion, on constate que plus le nombre de sources augmente et plus elles sont écartées, plus la courbe de la directivité fréquentielle s'aplatit. Aussi, pour réaliser une antenne dont la directivité varie peu sur la bande, il est possible d'utiliser la technique

multisource. Cette solution permet d'obtenir facilement de bonnes performances en termes de directivité et de bande passante.

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

IV.8 Réalisation d'un prototype et validation

IV.8.1 Antenne réalisée

Afin de valider d'une part la faisabilité d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle et d'autre part la technique multisource, il a été décidé de réaliser un prototype.

Une antenne à trois sources d'excitation espacées de $2.2 \lambda_0$ a alors été simulée (**Figure II.44**).

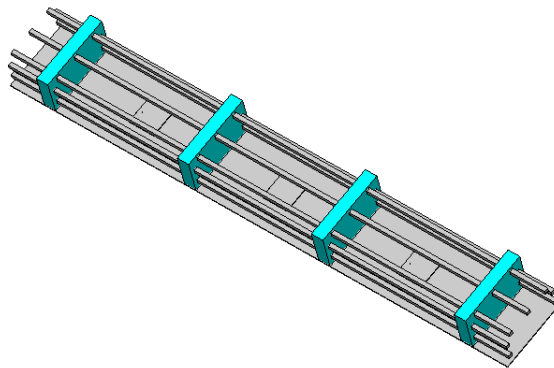


Figure II.44. Géométrie de l'antenne finale réalisée

Cette antenne devait répondre au cahier des charges suivant (**Tableau II.6**) :

Bande de fréquences	1.92 – 1.98 GHz
TOS	$2 \max (S_{11} < -10\text{dB})$
Rayonnement	
Gain	18 dB minimum sur toute la bande
Diagramme et ouverture plan H	Sectoriel ~ 65°
Diagramme et ouverture plan E	Directif ~ 8°
Polarisation	Verticale

Tableau II.6. Cahier des charges du prototype

Les dimensions de l'antenne finale réalisée correspondent exactement à l'antenne monosource que nous venons de présenter (**Figure II.28**). En effet, pour contenir la totalité de la tâche rayonnante formée par les trois sources d'excitation, la longueur réalisée est égale à 1300 mm au lieu de 800 mm dans le cas monosource.

Les dimensions sont rappelées dans le **Tableau II.7**.

a	p	L	l	h
10 mm	60.5 mm	1300 mm	144 mm	79 mm

Tableau II.7. Dimensions de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle finale réalisée

L'antenne réalisée est composée de 7 tiges métalliques de section carrée. Pour pouvoir consolider la structure sans pour autant avoir de perturbations, quatre plaques de ROHACELL® de permittivité relative de 1.05 ont été placées dans l'antenne. Les tiges sont insérées dans les trous formés préalablement dedans. Cette mousse rigide a quasiment les mêmes propriétés que l'air donc ne vient pas perturber le fonctionnement de l'antenne. Le patch est constitué de ROHACELL® d'épaisseur 2 mm alimentée par un connecteur SMA de diamètre central 1.27 mm. L'antenne ainsi conçue est présentée **Figure II.45**.

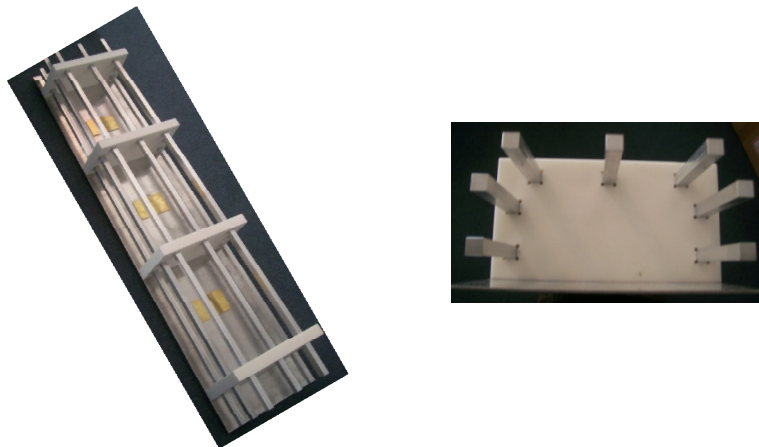


Figure II.45. Photographies du prototype réalisé

IV.8.2 Résultat de l'antenne réalisée

L'antenne a été mesurée dans la chambre anéchoïde du laboratoire XLIM.

IV.8.2.1 Adaptation

La première mesure effectuée a été celle de l'adaptation dont le résultat figure ci-dessous.

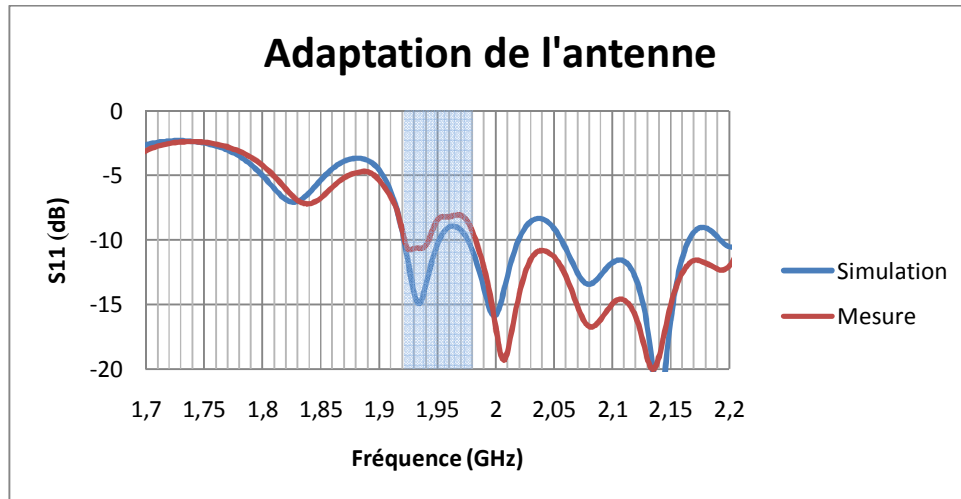


Figure II.46. Comparaison du module du coefficient de réflexion de l'antenne entre la simulation et la mesure

Bien que la valeur de l'adaptation obtenue lors des mesures ne soit pas complètement identique à celle prévue par la simulation, on observe 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 module du coefficient de réflexion dans la bande de fréquence [1.92-1.98] GHz est relativement bon puisque nous obtenons entre -11dB et -8dB.

IV.8.2.2 Directivité et Gain réalisé

Le fonctionnement de l'antenne a pu être évalué plus précisément par le tracé des variations de la directivité et du gain réalisé en fonction de la fréquence. Les courbes obtenues sont comparées au résultat de la simulation sur la **Figure II.47** ci-après.

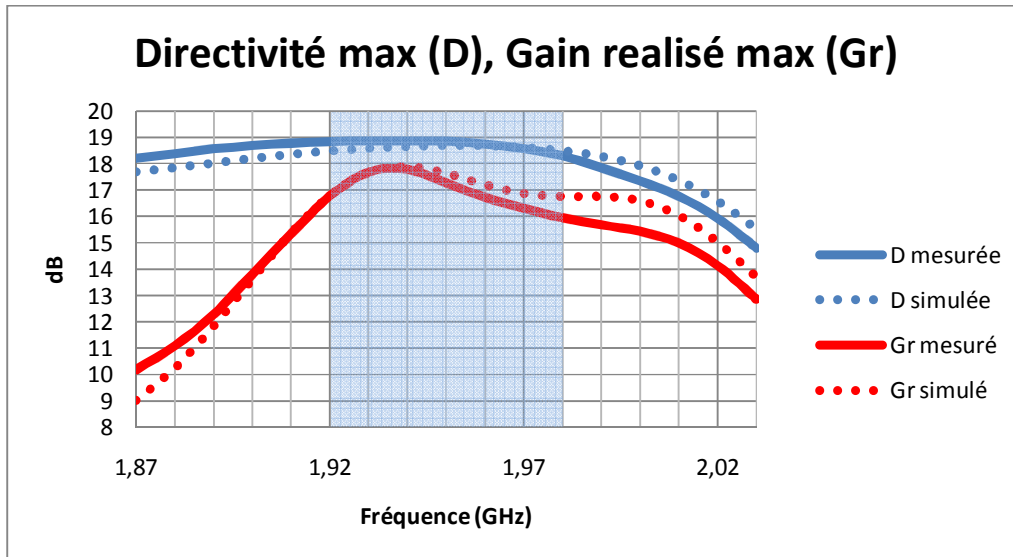


Figure II.47. Comparaison de la directivité et du gain réalisé de l'antenne entre la simulation et la mesure

Nous pouvons remarquer une bonne correspondance entre les courbes mesurés et simulés. On obtient une bande de fréquence optimale de fonctionnement identique.

La courbe de la directivité simulée est calculée à partir du gain réalisé mesuré, en rajoutant les pertes métalliques et diélectriques, les pertes dues au coupleur et aux trois câbles coaxiaux utilisés pendant la séance de mesures ainsi que les pertes d'adaptation.

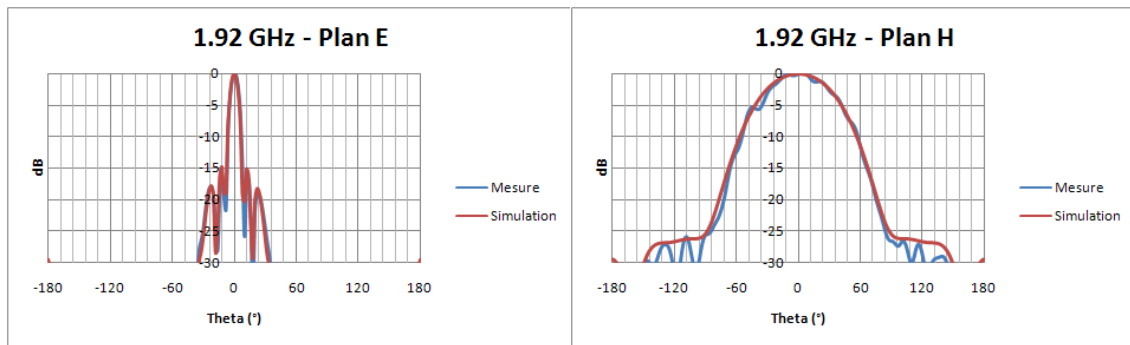
On constate que la directivité mesurée (courbe bleu) présente une amplitude quasi constante sur toute la bande de fréquence comme en simulation (courbe bleu pointillé) et varie entre 18.3 dBi et 18.8 dBi.

Le gain réalisé maximal mesuré est de l'ordre de 17.8 dB à 1.94 GHz. En début de bande, les valeurs du gain réalisé mesuré et simulé se ressemblent jusqu'à 1.95 GHz. Cependant, nous remarquons une différence qui atteint 0.8 dB à 1.98 GHz. Cela provient probablement de pertes d'insertion.

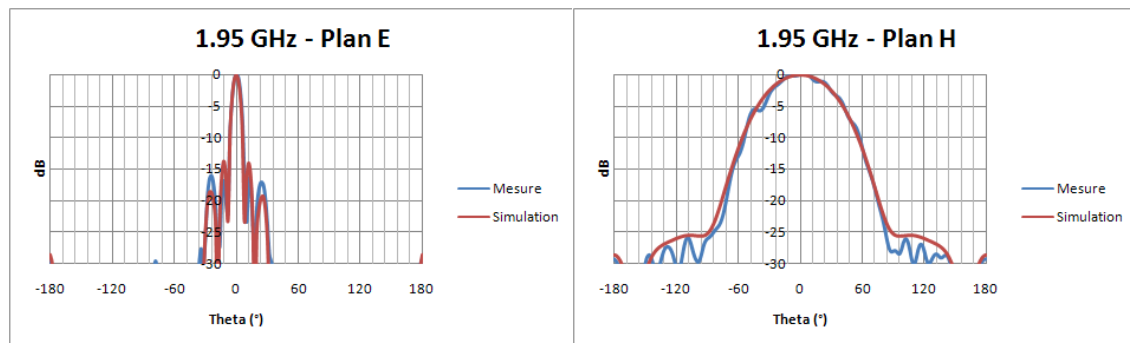
Observons à présent les diagrammes de rayonnement.

IV.8.2.3 Diagrammes de rayonnement

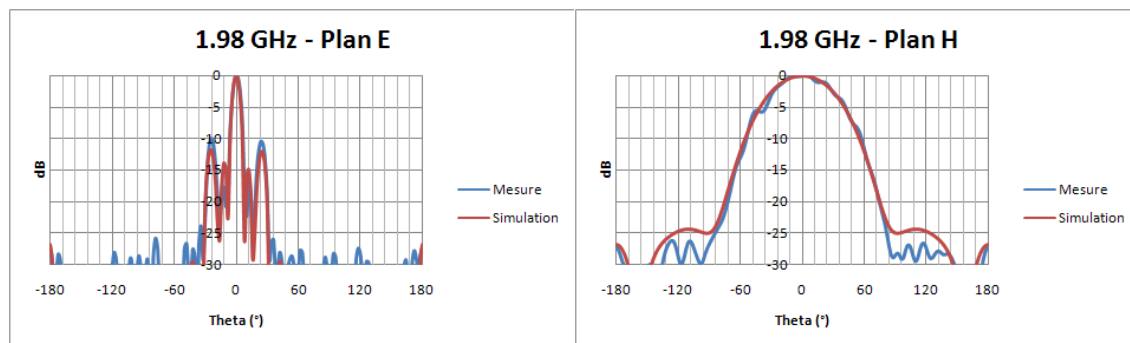
Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans le plan vertical (plan E) et dans le plan horizontal (plan H). Pour ce qui est de la forme du rayonnement, les diagrammes simulés et mesurés à 1.92 GHz (**Figure II.48 (a)**), 1.95 GHz (**Figure II.48 (b)**) et 1.98 GHz (**Figure II.48 (c)**) sont comparés ci-dessous.



(a)



(b)



(c)

Figure II.48. Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans le plan vertical et horizontal

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.

Le diagramme de rayonnement expérimental dans le plan H présente bien la forme sectorielle recherchée.

IV.8.3 Conclusion sur l'antenne réalisée

En conclusion, ce prototype a permis de valider donc bien à la fois les résultats de simulation ainsi que la théorie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle multisource. Il a aussi permis de montrer que ces antennes sont aussi bien réalisables en matériau métallique simple.

Les résultats obtenus en mesure sont satisfaisants. La technique multisource montre bien qu'il est possible d'obtenir de larges bandes passantes tout en conservant des gains élevés.

V. Conclusion

Dans ce second chapitre ont tout d'abord été présentées les antennes BIE-M directives. Le principe de fonctionnement de ces nouvelles antennes a été explicité. La surface partiellement réfléchissante de base a été présentée, et une méthode de design d'antenne directive utilisant ces structures a été mise au point.

Dans un second temps, une nouvelle topologie d'antenne présentant un rayonnement sectoriel a été présentée. La méthode de conception mise au point pour les antennes BIE-M directives a été adaptée à ces antennes.

Ensuite, nous avons montré que l'utilisation de plusieurs sources d'excitation permet d'augmenter la directivité et la bande passante des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles. L'amélioration des performances dépend du nombre de sources et de leur écartement. Cette technique a fait l'objet d'une réalisation d'un prototype dont la mesure de ses performances a permis de valider l'ensemble de la recherche développée.

Ce second chapitre a donc permis de poser les bases des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles et d'explicitier les méthodes de conceptions de ce type d'antenne.

Jusqu'ici, les antennes BIE-M rectangulaires sectorielles ont été étudiées dans un fonctionnement bien précis, c'est à- dire la polarisation linéaire verticale. Cependant, d'autres concepts d'antennes sectorielles pourraient être étudiés. Par exemple, les systèmes antennaires sont amenés à présenter désormais une agilité particulière : la diversité de polarisation. Ainsi, il devient indispensable de concevoir des antennes capables de générer deux polarisations comme par exemple une polarisation verticale et horizontale, ou encore une polarisation 45° et circulaire.

Justement, les antennes BIE-M directives sont capables de créer de la diversité de polarisation. Il suffit pour cela de modifier la polarisation de la SPR et la source d'excitation. Les travaux menés sur les antennes BIE-M directives ont déjà permis de réaliser des antennes à polarisation horizontale [II.24] ou circulaire [II.28]. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude d'antennes BIE-M rectangulaires sectorielles à polarisation horizontale, double polarisation, polarisation 45° et polarisation circulaire.

Bibliographie Chapitre II

- [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] **G.V. Trentini.** *Partially reflecting sheet arrays.* IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 4, Issue 4, pp. 666-671, Oct. 1956
- [II.4] **Palikaras, G.K; Feresidis, A.P; Vardaxoglou, J.C.** *Cylindrical electromagnetic bandgap structures for directive base station antennas.* IEEE Trans. Antennas Propagation., vol. 3, no.1, pp. 87–89, 2004
- [II.5] **A.P.Feresidis and J.C.Vardaxoglou.** *High gain planar antenna using optimized partially reflective surfaces.* IEE Proc. Microw. Antennas Propagation. , vol. 148, no. 6, pp. 345-350, 2001
- [II.6] **Thevenot, M., C. Cheype, A. Reineix, and B. Jecko.** *Directive photonic bandgap antennas.* IEEE, Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, No. 11, 2115–2122, Nov. 1999
- [II.7] **C. Cheype, C. Serier, M. Thevenot, T. Monediere, A. Reineix, and B. Jecko.** *An Electromagnetic Bandgap Resonator Antenna.* IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. AP-50, no. 9, pp. 1285-1290, Sep. 2002
- [II.8] **D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos.** *Gain enhancement methods for printed circuit antennas.* IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 33, no.9, pp. 976–987, Sep. 1985
- [II.9] **M. Qiu and S. He.** *High directivity patch antenna with both photonic bandgap substrate and photonic bangap cover.* Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 30, no. 1, pp. 41–44, Jul. 2001
- [II.10] **E. Pointereau, H .Chreim, P. Dufrane and B. Jecko.** *Omnidirectional Cylindrical Electromagnetic Bandgap Antenna With Dual Polarization.* IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 6, pp. 450-453, Nov. 2007
- [II.11] **H .Chreim, E. Pointereau, P. Dufrane and B. Jecko.** *Omnidirectional electromagnetic band gap antenna for base station applications.* IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 6, pp. 499-502, Oct. 2007
- [II.12] **L .Leger, T. Monediere and B. Jecko.** *Enhancement of gain and radiation bandwidth for a planar 1-D EBG antenna.* IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., vol. 15, no. 9, pp. 573-575, 2005
- [II.13] **R. Gardelli, M. Albani, F. Capolino.** *Array thinning by using antennas in a Fabry-Perot cavity for gain enhancement.* IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 54, no.7, pp. 1979–1990, July 2006.

- [II.14] **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.15] **P. F. Combes.** *Micro-ondes : Circuits passifs, propagation, antennes.* Dunod, Paris, 1997
- [II.16] **Julien Drouet.** *Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur BIE multi sources.* Thèse de doctorat- n°38-207- Université de Limoges- 09 octobre 2007
- [II.17] **R. C. McPhedran, D. Maystre.** On the theory and application of inductive grids. *Applied Physics*, vol. 14 pp 1-20
- [II.18] **R.SAULEAU.** *Fabry Perot resonators.* Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, Ed K.Chang, John Wiley & Sons, Inc., Vol.2, pp 1381-1401, May 2005.
- [II.19] **H. Boutayeb.** *Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles.* Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, 2003.
- [II.20] **L. LEGER.** *Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire.* Thèse de doctorat- n°27-2004- Université de Limoges- 16 novembre 2004
- [II.21] **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
- [II.22] <http://www.superpass.com/2400-2483M.html>
- [II.23] **L.Leger, C. Serier, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monédière, B. Jecko.** *1D Dielectric EBG Resonator Antenna Design.* *Anales des Télécommunications*, Vol. 59, n°3-4, Mars-Avril 2004
- [II.24] **E.RODES.** *Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications.* Thèse de doctorat N° 67-2006 Université de Limoges 28 Novembre 2006
- [II.25] **J.R. JAMES et al.** *Leaky-wave multiple dichroic beamformers.* *Electron. Lett.*, 1989, v. 25, n. 18, pp. 1209-1211
- [II.26] **C. A. Balanis.** *Antenna theory. Analysis and design.* J. Wiley, New York, 1982
- [II.27] **L. LEGER.** *Methodology to design high gain EBG antennas. Enhancement of the gain and Bandwidth.* PIERS 2004, March 28-31 2004, Pise, Italy
- [II.28] **M. DIBLANC.** *Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire.* Thèse de Doctorat N°7-2006, Université de Limoges, 20 Mars 2006.

CHAPITRE III

Antenne BIE-M sectorielle reconfigurable en polarisation

- Antenne à polarisation horizontale
- Antenne à double polarisation
- Antenne à polarisation $+45^\circ$
- Antenne à polarisation circulaire

I. Introduction

Dans le cadre de notre étude visant à rendre la transmission entre deux dispositifs insensible à l'inclinaison, nous nous sommes intéressés aux antennes BIE-M rectangulaires sectorielles à reconfiguration de polarisation.

En effet, dans le domaine des télécommunications avec les mobiles, de nombreuses techniques de traitement du signal utilisent la diversité de polarisation pour lutter contre le fading, phénomène d'évanouissement des signaux. Le principe consiste à utiliser différents "capteurs électromagnétiques" à la fois à l'émission et à la réception dans plusieurs polarisations. Avant de combiner ces polarisations, nous allons nous intéresser dans un premier temps à la mise au point d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle fonctionnant en polarisation horizontale. Nous donnerons les caractéristiques de la surface partiellement réfléchissante (SPR) utilisée. A partir de là, une conception d'antenne en polarisation horizontale sera faite.

Ensuite, il est tout possible Après avoir étudié la polarisation verticale et la polarisation horizontale, les deux seront combinées pour concevoir une antenne à double polarisation. Afin de valider cette nouvelle antenne, un prototype sera réalisé puis mesuré.

Enfin, la dernière partie exposera les travaux effectués pour réaliser une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation linéaire $+45^\circ$ et circulaire.

II. Antenne à polarisation horizontale

II.1. Principe de l'antenne à polarisation horizontale

Lors de la réalisation d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle en polarisation verticale présentée dans le deuxième chapitre, nous avons expliqué qu'il était nécessaire d'avoir concordance entre la polarisation de la source et la polarisation de la structure périodique supérieure (SPR). Pour concevoir une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle en polarisation horizontale, deux conditions doivent être réunies.

- Tout d'abord, il faut disposer d'une source adéquate rayonnant en polarisation horizontale qui soit capable d'exciter la cavité.
- La mise au point de la SPR fonctionnant en polarisation horizontale est l'autre étape indispensable.

La géométrie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation horizontale est identique à celle présentée dans le deuxième chapitre en polarisation verticale, si ce n'est que la SPR supérieure est tournée de 90°. Les tiges métalliques (SPR) sont donc disposées dans le sens de la largeur de la structure. Il convient également de changer la polarisation du patch d'excitation en modifiant la position de sa sonde d'alimentation. La **Figure III.1** ci-dessous en présente la géométrie.

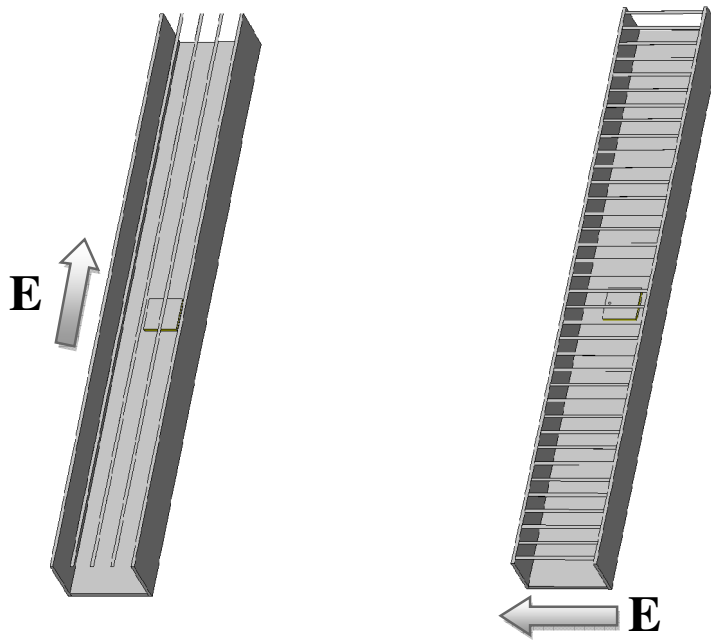


Figure III.1. Analogie des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles en polarisation verticale et horizontale

II.2. Fonctionnement de l'antenne et Cartographies du champ

Comme pour l'antenne à polarisation verticale, l'antenne sectorielle à polarisation horizontale est constituée d'une SPR en distribution horizontale suivant la largeur au dessus d'un plan de masse, cette structure est supportée par deux murs verticaux afin d'assurer le rayonnement sectoriel de cette antenne

L'interprétation du fonctionnement est identique à celui produit en polarisation verticale. C'est pourquoi nous ne reviendrons pas sur ce point. Seules les cartographies du champ, différentes dans ce cas, seront montrées afin de mieux comprendre comment il faut exciter cette nouvelle structure.

Observons les cartographies du champ pour la structure BIE-M rectangulaire sectorielle en polarisation horizontale (**Figure III.2**).

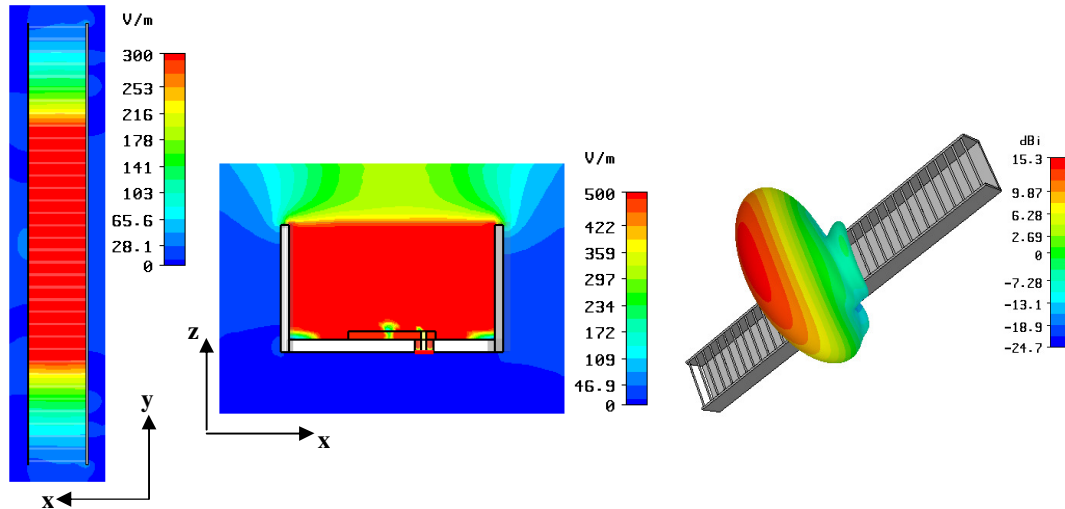


Figure III.2. Cartographies du champ E et diagramme de rayonnement 3D de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation horizontale

Dans le plan vertical nous remarquons que le champ est évanescents en « y » et s'étale suivant la longueur. D'autre part, dans le plan horizontal, le champ est également évanescents en « x ». Du coup, ce dernier est confiné dans une partie de la cavité. Le fait d'utiliser des murs verticaux a empêché la distribution uniforme du champ électrique dans la cavité, d'où le diagramme de rayonnement sectoriel obtenu.

II.3. Cahier des charges

Nous allons alors tenter de concevoir une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle en polarisation horizontale. Cette antenne devait répondre au cahier des charges suivant (Tableau III.1) :

Bande de fréquences	HiperLan2 : 5.15 – 5.35 GHz
Rayonnement	
Directivité	16 dBi
Diagramme et ouverture plan E	Sectoriel ~ 60°
Diagramme et ouverture plan H	Directif ~ 15°
Polarisation	Horizontale

Tableau III.1. Cahier des charges de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

II.4. Description de l'antenne

La structure étudiée est présentée sur la **Figure III.3**. L'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation horizontale se compose de quatre parties principales qui sont :

1. Le plan de masse sur lequel repose le système d'excitation.
2. Une cavité située entre le plan de masse et les tiges métalliques.
3. La SPR formée par un agencement périodique d'éléments métalliques (**Figure III.4**).
4. Les murs verticaux pour obtenir le rayonnement sectoriel désiré.

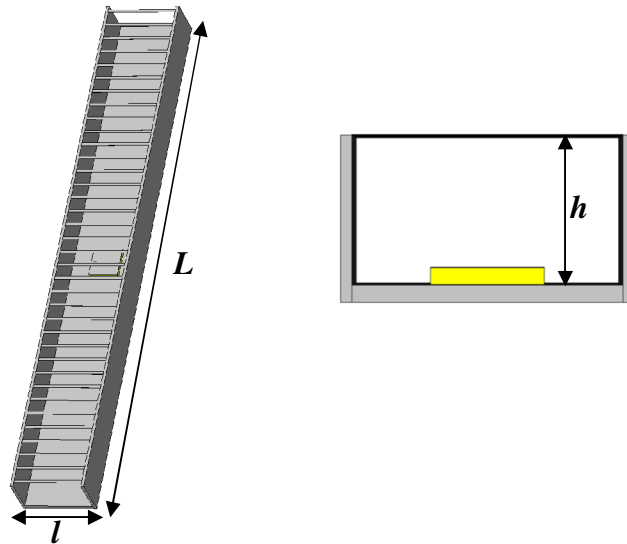


Figure III.3. Géométrie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation horizontale

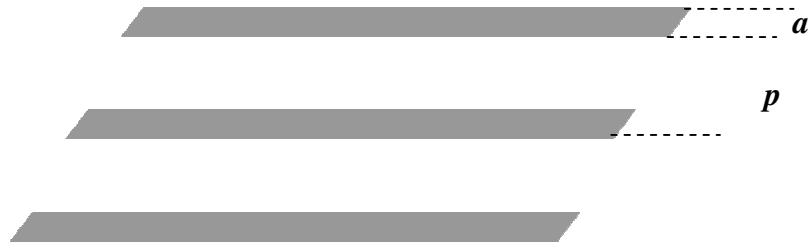


Figure III.4. Géométrie d'une SPR composée de tiges métalliques

Il est possible de définir un taux de remplissage $\tau = a / p$ comme le rapport entre la largeur des tiges (a) et le pas de la structure (p).

Le taux de remplissage augmente avec la largeur des tiges et diminue avec leur périodicité. Plus le taux de remplissage est important, plus la SPR présente un coefficient de qualité élevé.

II.5. Influences des paramètres physiques et choix de la structure périodique

L'analyse de l'influence des différents paramètres géométriques de l'antenne va permettre de visualiser l'évolution de ses performances (directivité, bande de rayonnement,...) avec la variation de chacun des paramètres.

Le choix de la SPR est déterminant pour obtenir les caractéristiques nécessaires à la conception d'une antenne. La largeur de bande et la directivité sont directement liées.

Les principaux paramètres ayant des influences significatives sur les performances de l'antenne seront analysés. Il s'agit de la largeur des tiges a et la périodicité des tiges p ou autrement le nombre des tiges.

Pour pouvoir obtenir une valeur de directivité souhaitée avec une bande passante convenable, il est nécessaire de modifier les paramètres de la SPR utilisée dans le but d'obtenir un coefficient de réflexion permettant d'avoir le bon facteur de qualité ($Q=f_0 / \Delta f$).

L'influence des différents paramètres de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation horizontale a été étudiée pour une structure fonctionnant autour de la fréquence de 5.25 GHz.

II.5.1 Variation de la largeur des tiges « a »

Le premier paramètre à faire varier est la largeur des tiges métalliques a . Le **Tableau III.2** montre les valeurs des paramètres dans les 4 cas étudiés. La hauteur h a été ajusté dans chaque cas pour revenir à la même fréquence de fonctionnement. La largeur de l'antenne l et la périodicité p sont toujours les mêmes. La longueur L de la structure étant toujours égale à 375 mm.

a	p	h	L	l
Cas 1 : $a=2\text{ mm}$	15 mm	25.5 mm	375 mm	52 mm
Cas 2 : $a=3\text{ mm}$	15 mm	26.2 mm	375 mm	52 mm
Cas 3 : $a=4\text{ mm}$	15 mm	26.6 mm	375 mm	52 mm
Cas 4 : $a=5\text{ mm}$	15 mm	27 mm	375 mm	52 mm

Tableau III.2. Valeurs des différents paramètres

En faisant varier la largeur des tiges a , les performances sont différentes (Tableau III.3).

a	Coefficient de qualité	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB
Cas 1 : $a=2\text{ mm}$	14.75	13.4 dBi	14.25 %
Cas 2 : $a=3\text{ mm}$	27.6	14.3 dBi	12.7 %
Cas 3 : $a=4\text{ mm}$	38.15	15.3 dBi	10.25 %
Cas 4 : $a=5\text{ mm}$	70.4	16.1 dBi	7 %

Tableau III.3. Influence de la largeur des tiges sur le coefficient de qualité, la directivité et la bande passante

La Figure III.5 montre les courbes des coefficients de transmission de la cavité pour tous les cas étudiés.

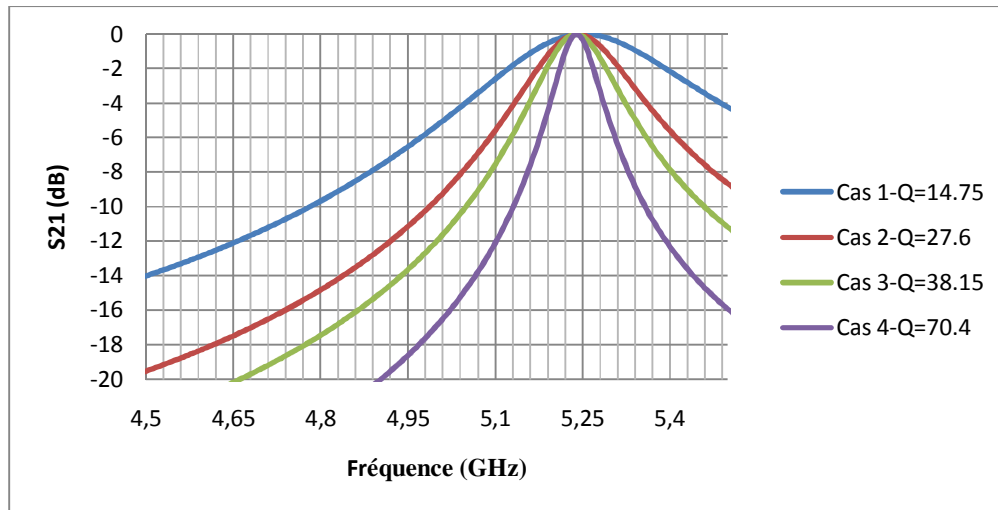


Figure III.5. Coefficient de transmission de la SPR utilisée dans chacun des cas étudiés

II.5.2 Variation de la périodicité des tiges « p »

Le deuxième paramètre à faire varier est la périodicité des tiges p ou autrement le nombre de tiges N . La variation de ce paramètre est effectuée en fixant la largeur des tiges a . Seule la hauteur de la cavité h a été modifiée dans chaque cas pour que les structures étudiées fonctionnent à la même fréquence. Le **Tableau III.4** montre les valeurs des paramètres dans les différents cas étudiés.

p	a	h	L	l	N
<i>Cas 1 : $p=8$ mm</i>	<i>2 mm</i>	<i>27.35 mm</i>	<i>375 mm</i>	<i>52 mm</i>	<i>47</i>
<i>Cas 2 : $p=11$ mm</i>	<i>2 mm</i>	<i>26.65 mm</i>	<i>375 mm</i>	<i>52 mm</i>	<i>34</i>
<i>Cas 3 : $p=14$ mm</i>	<i>2 mm</i>	<i>25.83 mm</i>	<i>375 mm</i>	<i>52 mm</i>	<i>27</i>
<i>Cas 4 : $p=17$ mm</i>	<i>2 mm</i>	<i>25 mm</i>	<i>375 mm</i>	<i>52 mm</i>	<i>22</i>
<i>Cas 5 : $p=20$ mm</i>	<i>2 mm</i>	<i>24.4 mm</i>	<i>375 mm</i>	<i>52 mm</i>	<i>19</i>

Tableau III.4. Valeurs des différents paramètres

Une modification de la périodicité des tiges entraînera un changement sur les valeurs du coefficient de réflexion. Le **Tableau III.5** donne les influences de cette périodicité p sur les performances de l'antenne.

p	Taux de remplissage	Coefficient de qualité	Directivité maximale	Bande en rayonnement à -3 dB
<i>Cas 1 : $p=8$ mm</i>	<i>25 %</i>	<i>153.3</i>	<i>16.4 dBi</i>	<i>4.3 %</i>
<i>Cas 2 : $p=11$ mm</i>	<i>18.2 %</i>	<i>45</i>	<i>15.34 dBi</i>	<i>10.1 %</i>
<i>Cas 3 : $p=14$ mm</i>	<i>14.3 %</i>	<i>18.52</i>	<i>13.8 dBi</i>	<i>14.31 %</i>
<i>Cas 4 : $p=17$ mm</i>	<i>11.75%</i>	<i>10.2</i>	<i>12.6 dBi</i>	<i>18.71 %</i>
<i>Cas 5 : $p=20$ mm</i>	<i>10 %</i>	<i>6.24</i>	<i>11.65 dBi</i>	<i>26.1 %</i>

Tableau III.5. Influence de la périodicité des tiges sur le coefficient de qualité, la directivité et la bande passante

Les coefficients de qualité de la cavité dans chaque cas sont montrés sur la **Figure III.6.**

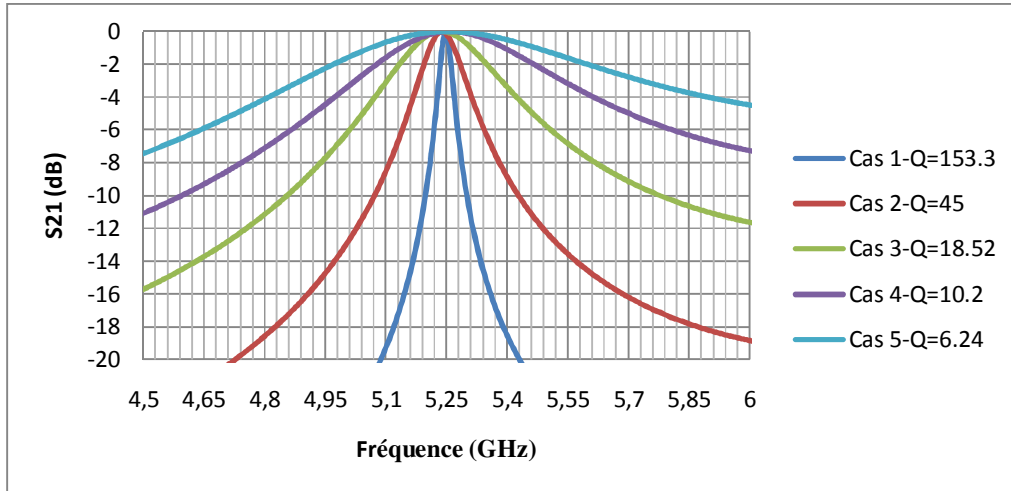


Figure III.6. Coefficients de transmission des cas étudiés de la SPR utilisée

Une explication sur les différents résultats donnés précédemment est nécessaire.

Regardons, dans un premier temps, le cas où le taux de remplissage augmente (p diminue ou a augmente). Nous pouvons remarquer que la cavité rectangulaire devient plus résonante. Ainsi, le coefficient de qualité est plus important et le champ électromagnétique résonne fortement dans la cavité. Ainsi, la tâche s'allonge de plus en plus suivant la longueur L . on obtient alors une forte directivité et une bande passante étroite.

Pour le cas où le taux de remplissage diminue (p augmente ou a diminue), la cavité entre le plan de masse et la SPR aura un faible facteur de qualité ce qui entraînera par la suite une directivité potentielle très faible. La bande passante d'une telle structure sera quant à elle très grande.

En conclusion, il est très facile de modifier les performances en rayonnement des antennes simplement en modifiant les paramètres géométriques de la SPR (largeur ou espacement).

Après avoir étudié l'influence des différents paramètres sur les performances de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation horizontale, nous allons maintenant concevoir une antenne pour répondre au cahier des charges cité précédemment.

II.6 Dimensionnement de l'antenne

De la même manière que dans le cas de la polarisation verticale, la structure peut être dimensionnée de manière exacte grâce au calcul de la phase à l'interface du motif élémentaire de la SPR utilisée.

Pour dimensionner rapidement nos structures, nous approximations la cavité par un guide à fuit. La fréquence de coupure du guide qui est donc la fréquence de fonctionnement optimale de l'antenne peut être calculée par la formule suivante :

$$f_0 = \frac{c}{2h} \left(\frac{\varphi_r + \pi}{2\pi} \right) \quad (\text{III.1})$$

avec $\varphi_r = \text{Arg}(r)$ où r est le coefficient de réflexion de la SPR supérieure. h est la hauteur de la cavité (distance séparant le plan de masse de la SPR placée au dessus). Le maximum est obtenu pour $h \approx \lambda_0/2$.

Une SPR ayant une largeur de barreau de 2 mm avec une périodicité de 10.5 mm, nous a permis d'obtenir un coefficient de réflexion $r=0.92e^{j156.6^\circ}$ à 5.25 GHz en illuminant la structure selon la polarisation TM (champ électrique parallèle aux tiges).

Les éléments constituant l'antenne étant connus, nous allons présenter les dimensions des différents paramètres (**Tableau III.6**).

a	p	L	l	h
2 mm	10.5 mm	375 mm	48 mm	26.75 mm

Tableau III.6. Valeurs des différents paramètres physiques de l'antenne étudiée

II.7 Excitation de la cavité

Pour concevoir une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle en polarisation horizontale, la source d'excitation doit générer un champ électrique ou magnétique capable de se coupler avec un des champs générés par la cavité. La polarisation de la source doit donc être identique à celle de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle finale.

Il s'agit donc de trouver une source assez petite pour être insérée dans la cavité et qui présente un champ électrique dans le plan horizontal.

La source consiste en une antenne de type patch placée sur un plan de masse. Ce type d'antenne imprimée peut également générer de la polarisation circulaire, et sera l'excitation utilisée pour toutes les antennes réalisées dans ce chapitre.

Nous avons fini par réaliser un patch carré de 20.5 mm de longueur (L_p) fonctionnant à 5 GHz (**Figure III.7**). La distance du point d'alimentation par rapport au bord de l'antenne est de 2.75 mm. Il repose sur un substrat faible perte ($\epsilon_r=1.45$ et $\tan \delta = 0.006$) d'épaisseur 2 mm.

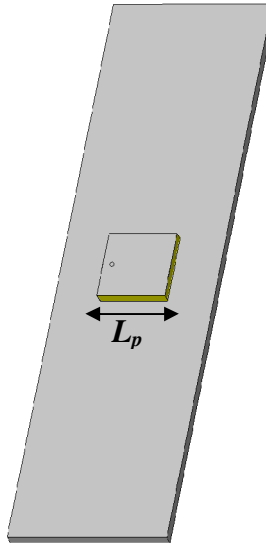


Figure III.7. Dimension du patch sur un plan de masse

II.8 Résultats de simulation

II.8.1 Diagrammes de rayonnement

II.8.1.1 Diagrammes dans le plan horizontal (Plan E)

Les diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal (**Figure III.8**) sont sectoriels. L'angle d'ouverture est de l'ordre de 60° sur toute la bande, de manière à couvrir un secteur suffisamment large.

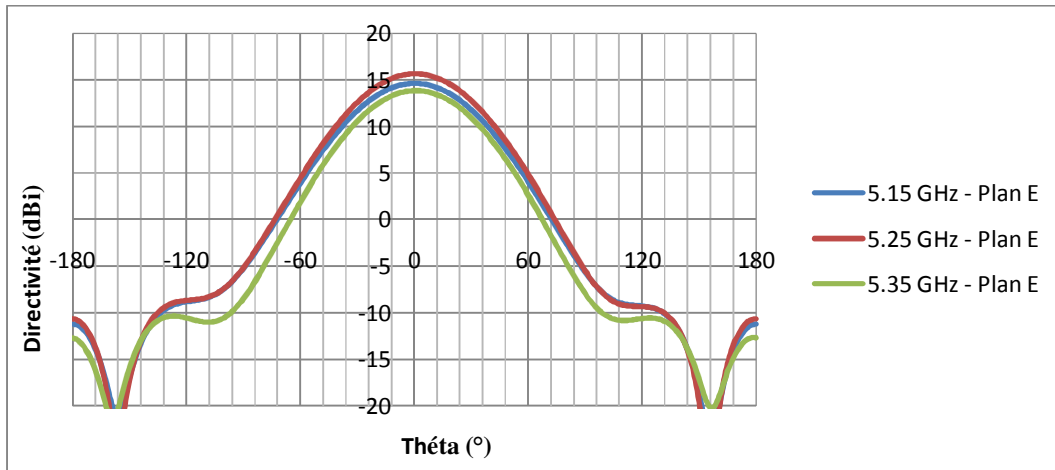


Figure III.8. Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal (Plan E)

II.8.1.2 Diagrammes dans le plan vertical (Plan H)

La Figure III.9 représente les diagrammes de rayonnement en polarisation principale et en polarisation croisée dans le plan vertical sur la bande de fonctionnement.

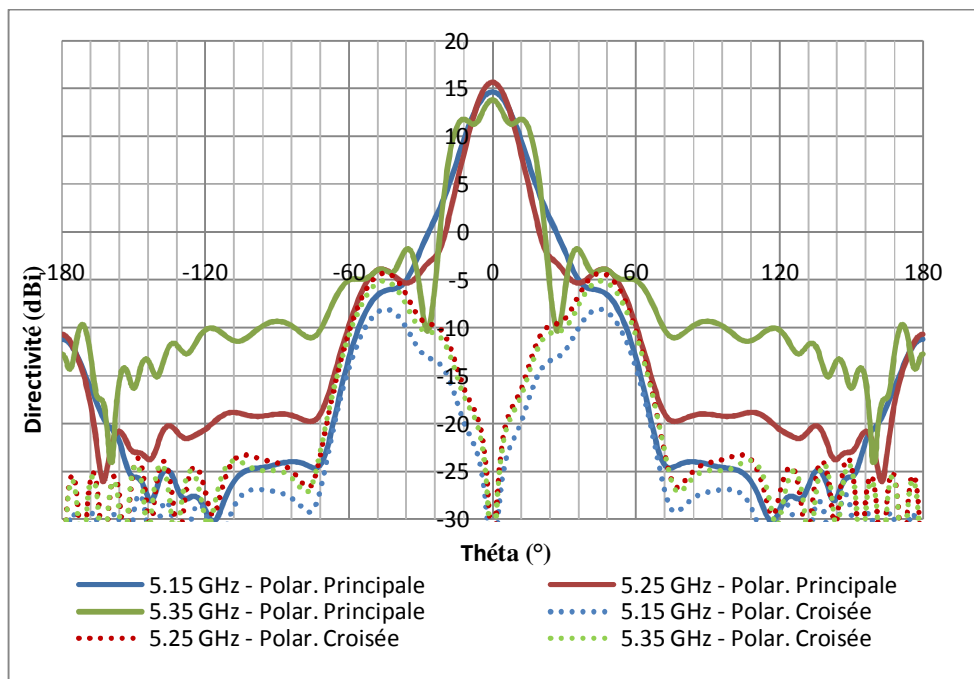


Figure III.9. Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical (Plan H) en polarisation principale et croisée

Dans ce plan, le diagramme de rayonnement présente des lobes pincés. La directivité augmente progressivement avec la fréquence jusqu'à l'apparition à 5.35 GHz des lobes secondaires. On peut observer que les diagrammes présentent des lobes secondaires bas, inférieurs à -16 dB. L'angle d'ouverture est compris entre 13° et 18° .

La polarisation croisée est très basse dans le lobe principal, mais est plus importante pour les lobes secondaires. Sur la bande en rayonnement, la différence entre le niveau de polarisation principale et croisée reste toujours inférieur à -25 dB dans le lobe principal.

On obtient donc bien une antenne sectorielle à polarisation horizontale présentant 60° d'ouverture angulaire dans le plan azimutal et un faisceau étroit avec des lobes secondaires faible dans le plan vertical.

II.8.2 Directivité fréquentielle

La directivité fréquentielle est comprise entre 14 dBi et 16 dBi, soit une variation assez faible (**Figure III.10**). Seule la fréquence de fonctionnement présente un léger décalage, puisque la directivité maximale est obtenue à 5.28 GHz.

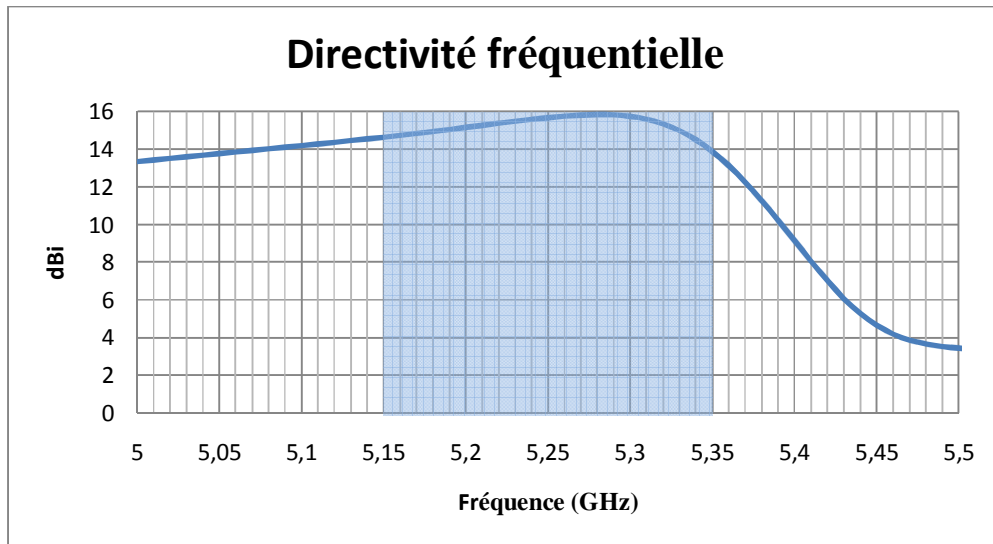


Figure III.10. Directivité fréquentielle de l'antenne en polarisation horizontale

La directivité augmente jusqu'à la fréquence de résonance, puis diminue. Cette diminution est accompagnée par l'apparition des lobes secondaires, ce qui montre qu'on s'approche des résonances supérieures de la cavité.

En conclusion, les antennes BIE-M rectangulaires sectorielles ont montré leurs potentialités pour générer de la polarisation horizontale et verticale.

Désormais, il serait intéressant d'étudier la combinaison de la polarisation verticale et horizontale pour former soit une antenne à double polarisation, soit une antenne à polarisation +45°, soit une antenne à polarisation circulaire. C'est l'objet des paragraphes suivants.

III. Antenne à double polarisation

Les antennes BIE-M rectangulaires sectorielles ont l'avantage de fonctionner dans les deux polarisations linéaires orthogonales verticale d'une part et horizontale d'autre part. Il s'agit donc maintenant de fusionner les deux antennes à polarisation unique pour n'en former qu'une seule capable de fonctionner indifféremment en polarisation horizontale ou verticale [III.1], [III.2], [III.3].

III.1 Intérêt et objectif

L'objectif est ici de concevoir dans un seul système une antenne à deux voies distinctes pouvant fonctionner dans les deux polarisations.

Souvent, les réseaux de télécommunication fonctionnent sur deux polarisations, horizontale et verticale, afin de multiplier par deux la quantité d'informations transmises sur la même bande de fréquence. L'avantage premier est de disposer d'une seule antenne utilisable dans l'une ou l'autre des polarisations suivant l'application désirée. L'antenne à double polarisation est alors utilisée comme deux antennes mono-polarisation.

Le second avantage plus pertinent consiste à exploiter les deux polarisations. En effet, un signal radio mobile subit de nombreuses réflexions et des diffractions entre le terminal de l'abonné et la station de base. La polarisation de l'onde n'est alors plus parfaitement linéaire lorsqu'elle arrive à la station de base. En recevant le signal dans les deux polarisations il est alors plus facile de reconstituer le signal d'origine.

Dans les sections suivantes, nous montrons que la structure d'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle, dont le développement et les performances ont été présentés précédemment, peut être utilisée comme une structure à double accès, et qu'elle présente alors des caractéristiques particulièrement intéressantes par rapport à notre contexte d'utilisation.

III.2 Méthode de design de l'antenne à double polarisation

Comme nous l'avons déjà vu plusieurs fois tout au long de ce manuscrit, la conception d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle peut se résumer en deux points principaux :

1. la mise au point de la SPR supérieure présentant les caractéristiques nécessaires pour atteindre le gain voulu sur une bande passante donnée et dans chaque polarisation.

- la recherche de la source adéquate pouvant exciter un des champs présents dans la cavité et possédant la même polarisation que l’antenne finale souhaitée.

La conception d’une antenne à double polarisation n’est pas a priori très compliquée lorsque l’on maîtrise d’une part la réalisation d’antenne en polarisation verticale et d’autre part celle en polarisation horizontale. En effet, il s’agit schématiquement de superposer les deux antennes fonctionnant dans une polarisation unique, c’est-à-dire à la fois les structures périodiques (SPR) et les sources d’excitation. Le choix de la polarisation s’effectue ensuite par le biais de la polarisation du patch d’excitation.

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 dans le deuxième chapitre. La seule différence sera la bande de fréquence utilisée.

III.3 Cahier des charges

L’antenne à double polarisation possède les caractéristiques suivantes (**Tableau III.7**) :

Bande de fréquences	HiperLan2 : 5.15 – 5.35 GHz
Rayonnement	
Directivité	15 dBi
Diagramme et ouverture plan horizontal	Sectoriel ~ 60°
Diagramme et ouverture plan vertical	Directif ~ 15°
Polarisation	Verticale ou Horizontale
Isolation entre polarisation	20 dB

Tableau III.7. Cahier des charges de l’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à double polarisation

III.4 Conception de l’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à double polarisation

III.4.1 Les SPR étudiées et l’utilisation d’une technologie de type circuit imprimé

Une SPR est également un filtre de polarisation car sa réponse diffère suivant la polarisation de l’onde incidente. Les bandes de fréquences interdites et propagées n’apparaissent que pour un champ E parallèle aux tiges métalliques lorsque le champ est polarisé TM et inversement pour une polarisation TE.

L'obtention de la SPR est donc assez simple car elle consiste à associer les deux structures déjà utilisées en polarisation simple. Par exemple, il suffit de superposer une série de tiges en polarisation verticale (**Figure III.11 (a)**) avec une autre série pour la polarisation horizontale (**Figure III.11 (b)**). Les dimensions des cavités formées par chacun des structures restent les mêmes que dans le cadre du fonctionnement à polarisation unique car les deux SPR sont transparentes l'une pour l'autre (**Figure III.11 (c)**).

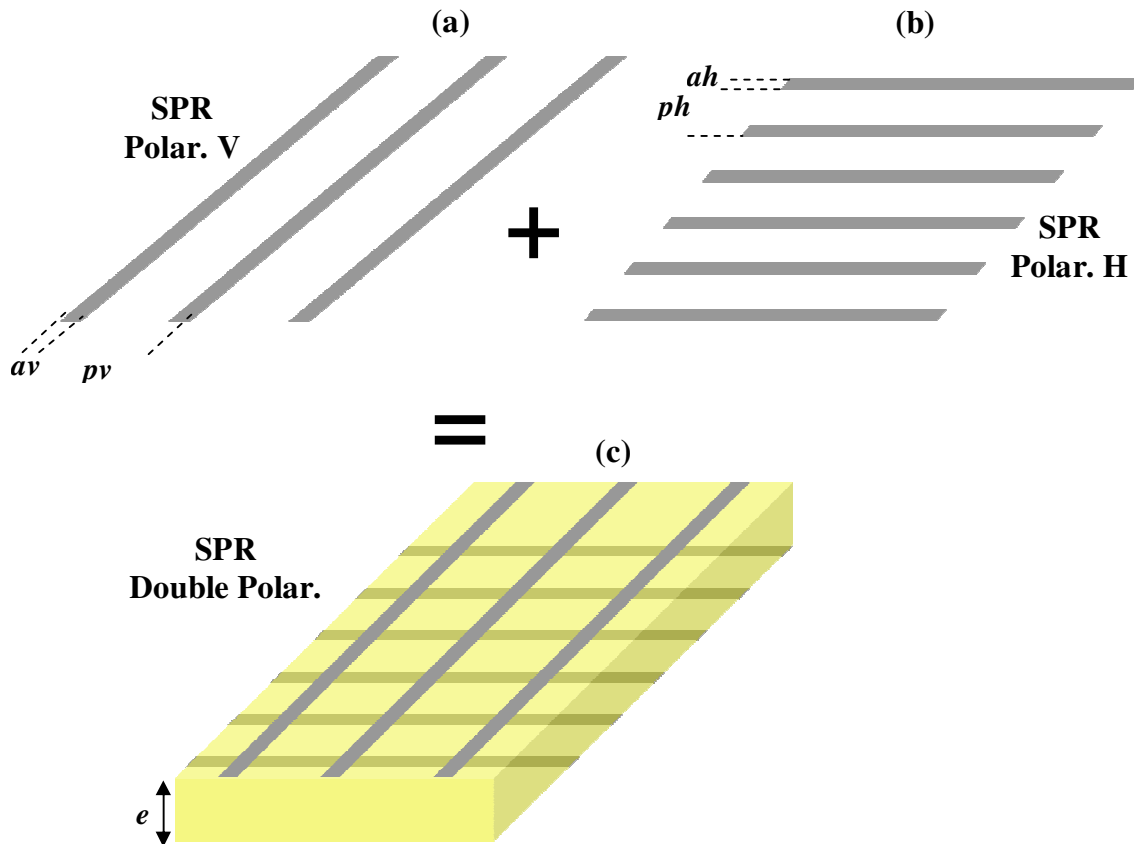


Figure III.11. Les SPR utilisées

Remarque : Comme on a vu précédemment, l'antenne en polarisation horizontale n'a pas la même hauteur qu'en polarisation verticale ce qui explique que les deux SPR utilisées ne sont pas jointives.

La SPR Double Polar. (**Figure III.11 (c)**) 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 SPR Double Polar. beaucoup plus légère puisque ne comportant quasiment pas de métal.

Un autre avantage est que les supports nécessaires au maintien de la SPR Double Polar. 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.

Pour pouvoir consolider la structure sans pour autant avoir de perturbations, la SPR Double Polar. formée par des tiges métalliques a été gravé sur une plaque de MOUSSE145 de permittivité relative 1.45 totalement cuivrée sur les deux faces. Cette mousse rigide a quasiment les mêmes propriétés que l'air donc ne vient pas perturber le fonctionnement de l'antenne.

III.4.2 Source d'excitation

Au niveau de la source d'excitation, le problème est également aisé car il suffit de positionner dans la cavité un patch excité par deux sondes d'alimentation, une pour la polarisation verticale et la deuxième pour la polarisation horizontale.

Le patch alimenté par deux sources est représenté **Figure III.12**.

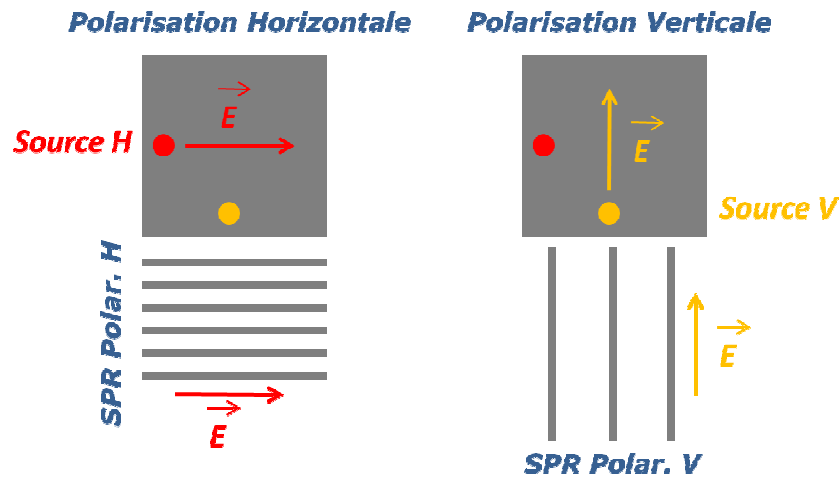


Figure III.12. Patch à deux sondes d'alimentation

Il est nécessaire de présenter les différentes polarisations possibles du patch en alimentant les deux sources selon différentes configurations (**Tableau III.8**).



Source H		Source V		Polarisation	
Amplitude	Phase	Amplitude	Phase		
1	X	0	X		Horizontale
0	X	1	X		Verticale

Tableau III.8. Différentes configurations du patch

III.4.3 Géométrie de l'antenne finale

L'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à double polarisation (**Figure III.13**) se compose de quatre parties principales qui sont :

1. Le plan de masse sur lequel repose le système d'excitation.
2. Une cavité située entre le plan de masse et les tiges métalliques.
3. La SPR Double Polar. constituées de l'association de tiges métalliques en distribution verticale et horizontale.
4. Les murs verticaux pour obtenir le rayonnement sectoriel désiré.

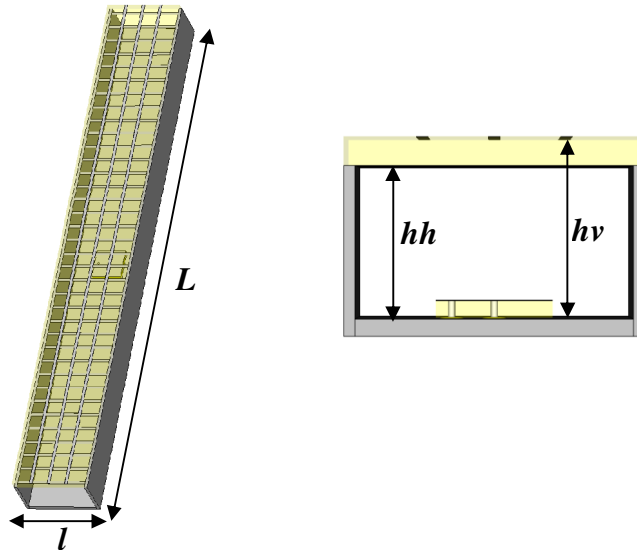


Figure III.13. Géométrie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à double polarisation

III.4.4 Dimensions de l'antenne finale

Les éléments constituant l'antenne étant connus, nous allons présenter les dimensions des différents paramètres. Les dimensions contenues dans le **Tableau III.9** laissent l'antenne fonctionner autour de 5.25 GHz.

av	pv	ah	ph	e	l	L	hv	hh
2mm	12.5mm	2mm	10.5mm	5mm	48mm	375mm	31.5mm	26.5mm

Tableau III.9. Dimensions de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle finale à double polarisation

Nous avons fini par réaliser un patch carré de 20.5 mm de longueur (L_p) fonctionnant à 5 GHz. Le patch est constitué de MOUSSE145 d'épaisseur 3 mm alimentée par deux connecteurs SMA de diamètre central 1.27 mm. La distance du point d'alimentation par rapport au bord de l'antenne est de 3.75 mm pour la source H et 2.75mm pour la source V.

Il suffit donc de placer le patch sur un plan de masse et de l'alimenter comme il se doit pour obtenir soit la polarisation verticale, soit la polarisation horizontale (**Figure III.14**).

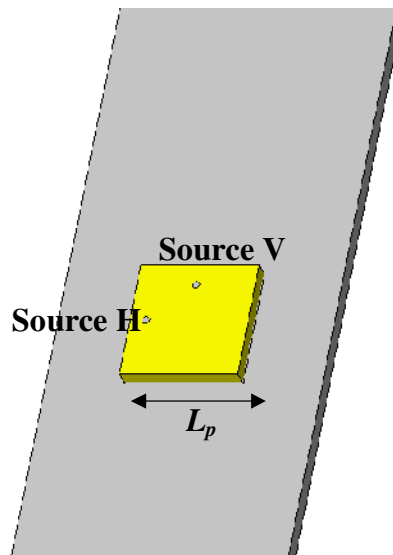


Figure III.14. Dimension du patch sur un plan de masse

III.5 Performances simulées

III.5.1 Isolation entre la polarisation

La **Figure III.15** représente la discrimination entre la polarisation croisée et la polarisation principale lors de l'excitation du patch pour la source V à polarisation verticale et la source H pour la polarisation horizontale.

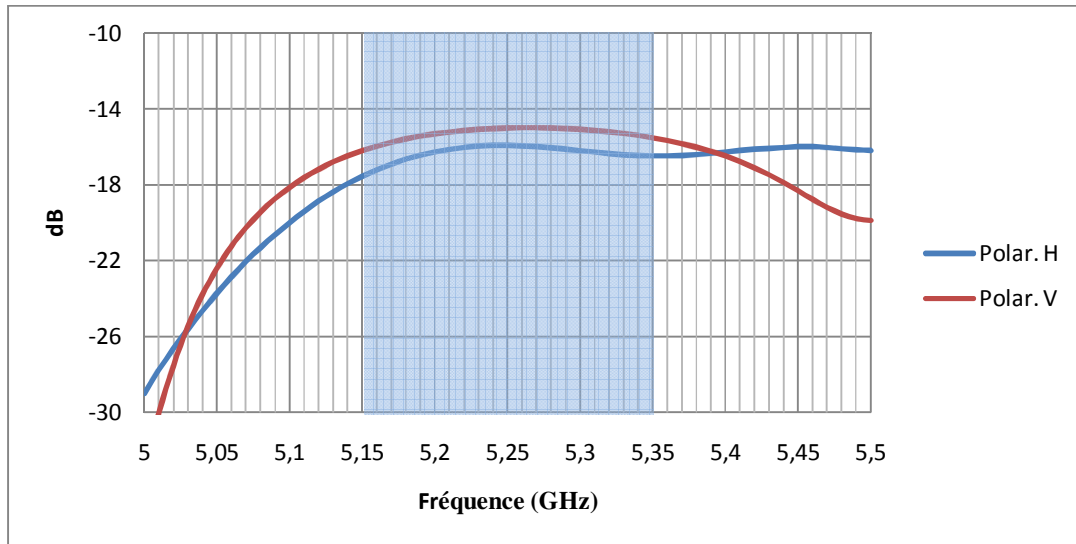


Figure III.15. Isolation entre les polarisations croisée et principale pour l'excitation de la polarisation verticale et horizontale

Sur toute la bande de fonctionnement, l'isolation entre les polarisations n'est pas excellente. Elle est comprise entre -15 et -17 dB et demande d'être améliorée.

La forme dissymétrique (rectangulaire) de l'antenne ainsi que la SPR Double Polar. insérée influe sur la polarisation en dégradant l'alignement et la régularité des champs électriques de l'onde.

Nous présentons sur la **Figure III.16** le taux d'ellipticité à la fréquence de fonctionnement (5.25 GHz) en fonction de l'angle θ pour les deux cas de polarisation V et H.

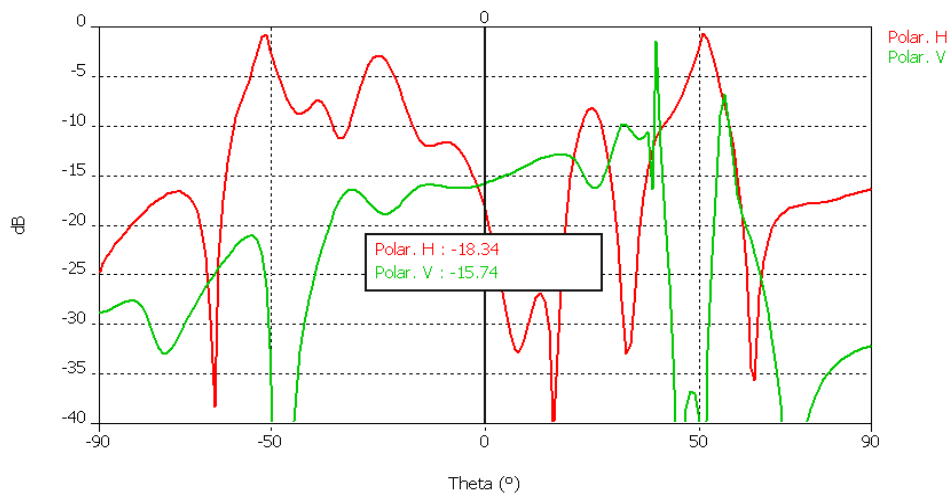


Figure III.16. Taux d'ellipticité en fonction de l'angle θ à 5.25 GHz

Le taux d'ellipticité permet de définir la qualité des diagrammes. Pour un taux d'ellipticité de l'ordre de -17 dB, la polarisation du champ rayonné est perturbée.

Afin de réduire la polarisation croisée, l'idée sera d'améliorer le design et de voir s'il est possible d'augmenter le niveau d'isolation entre les polarisations principales et croisées en modifiant certains paramètres de l'antenne.

Le premier paramètre qui semble utile pour résoudre le problème est la SPR Double Polar. Or, les performances de l'antenne dépendent des propriétés de la structure SPR Double Polar. Donc en modifiant ce paramètre, cette surface supérieure va attribuer à l'antenne ses performances.

C'est pourquoi, il serait préférable de se tourner vers la source d'excitation. Deux sondes sont placées dans le patch pour générer la polarisation H ou V. par rapport à une excitation classique, il est possible de diminuer sensiblement le niveau de la polarisation croisée en modifiant légèrement la position des sondes d'excitations (**Figure III.17**).

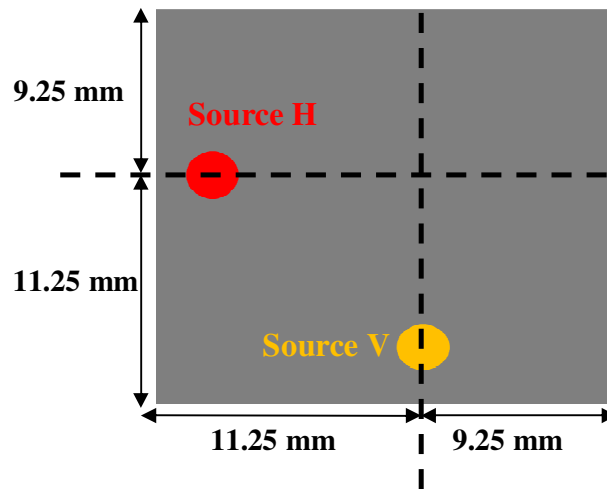


Figure III.17. Patch à deux sondes d'alimentation modifiées

En terme de pureté de polarisation, la modification légère de la position des sondes montré une amélioration sensible du taux d'ellipticité dans l'axe normale au plan de masse. En effet, il passe de -18 dB à -32 dB en polar H, et passe de -15 dB à -26 dB en polar V (**Figure III.18**).

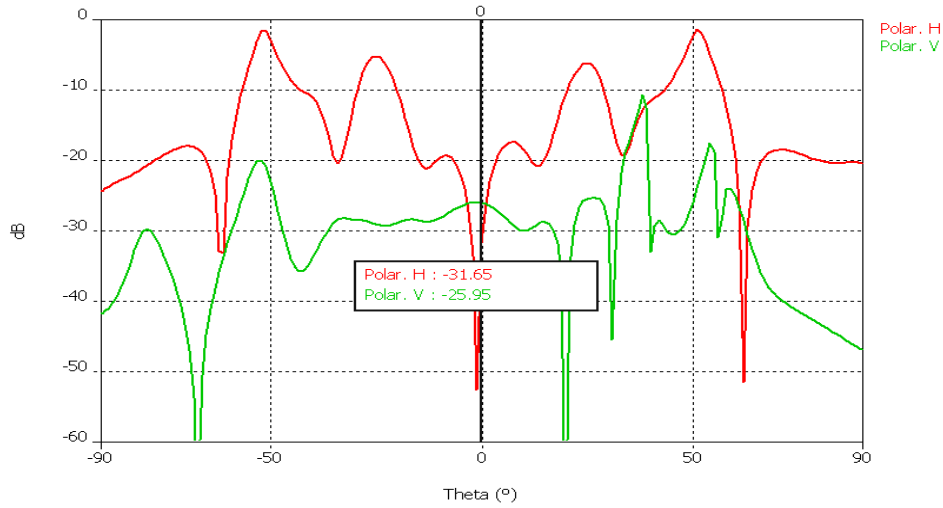


Figure III.18. Taux d'ellipticité en fonction de l'angle θ à 5.25 GHz obtenu en modifiant légèrement la position des sondes d'excitations

Les isolations entre polarisations sont sensiblement les mêmes pour les deux cas Polar H et Polar V et varient entre -21 dB et -26 dB (**Figure III.19**).

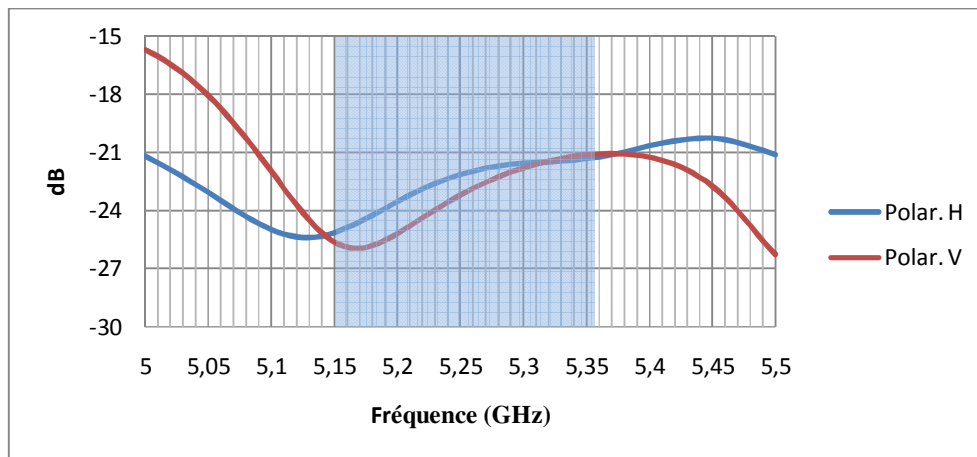


Figure III.19. Isolation entre les polarisations principales et croisées obtenue en modifiant légèrement la position des sondes d'excitations

Une modification légère de la position des sondes permet d'augmenter d'environ -10 dB l'isolation entre les polarisations.

III.5.2 Adaptation

Les modules du coefficient de réflexion associés sont présentés **Figure III.20**.

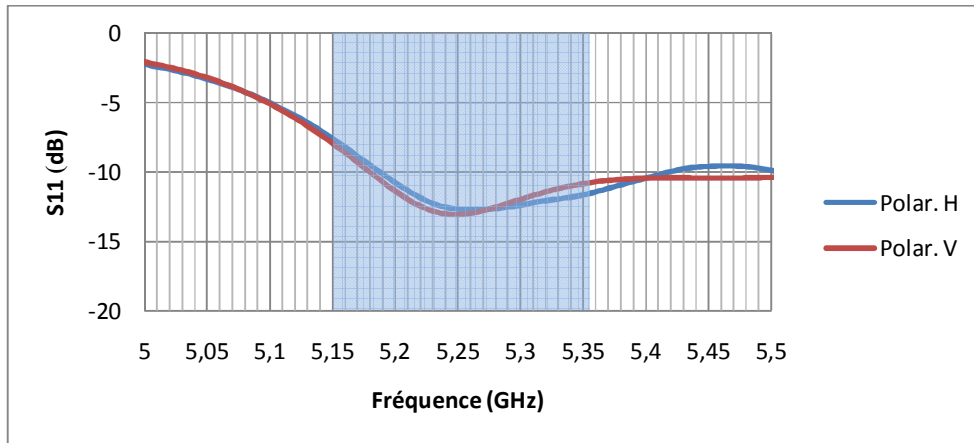


Figure III.20. Coefficients de réflexion pour l'excitation de la polarisation verticale et horizontale

Les résultats simulés obtenus une bonne adaptation pour les deux polarisations H et V avec une bande passante à -10 dB de 3,8 %.

III.5.3 Directivités fréquentielles

Les deux sources V et H sont excitées tour à tour. La directivité fréquentielle est tracée dans chaque cas sur la Figure III.21.

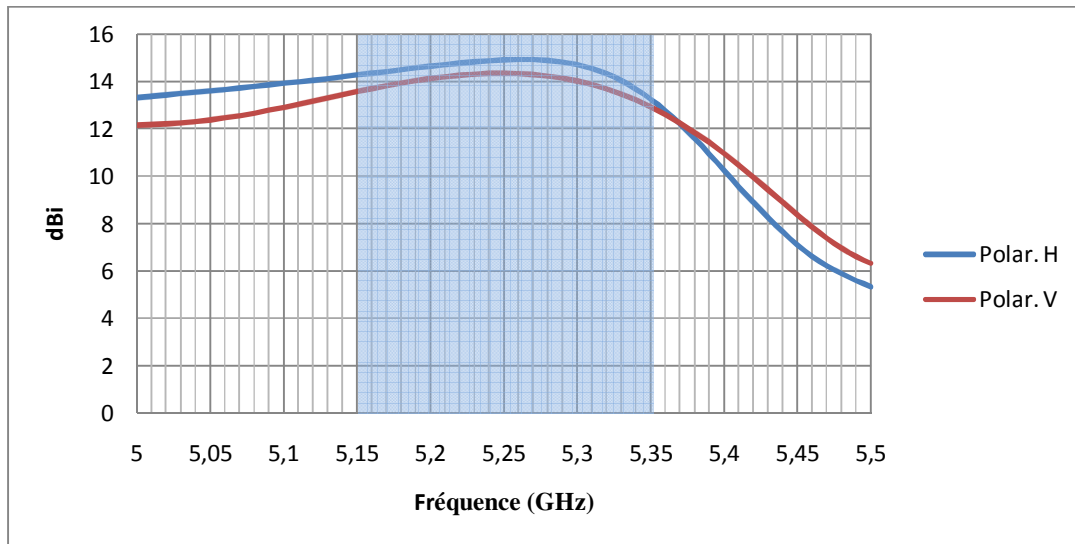


Figure III.21. Directivités fréquentielles en polarisation verticale et horizontale

On constate que l'évolution de la directivité est sensiblement la même pour les deux polarisations avec un léger avantage pour la polarisation horizontale. Cette petite différence est due au taux de remplissage de la SPR Polar. H. Néanmoins, on peut se rendre compte que malgré le caractère bipolarisation de cette antenne, le fonctionnement dans chacune des polarisations est identique à une antenne mono-polarisation.

III.5.4 Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

La **Figure III.22** représente les diagrammes de rayonnement en polarisation principale et en polarisation croisée dans le plan vertical sur la bande de fonctionnement pour la polarisation horizontale. Sur la bande en rayonnement, la différence entre le niveau de polarisation principale et croisée reste toujours inférieur à -22 dB dans l'axe.

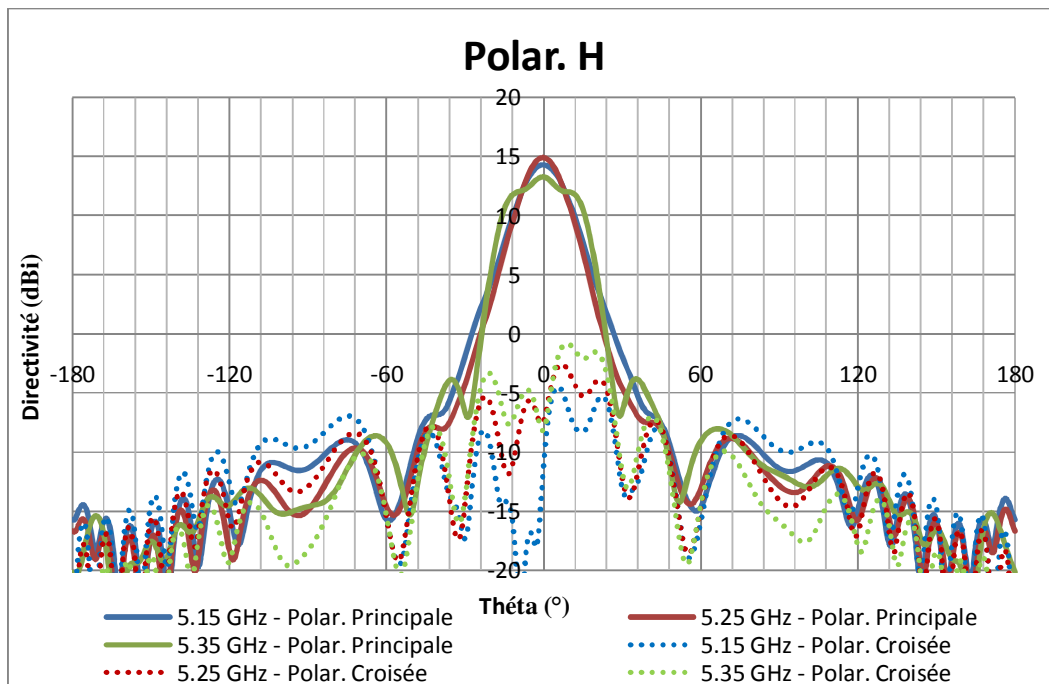


Figure III.22. Rayonnement en polarisation horizontale pour des fréquences allant de 5.15 à 5.35 GHz

Les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical sont tracés pour la polarisation verticale (**Figure III.23**).

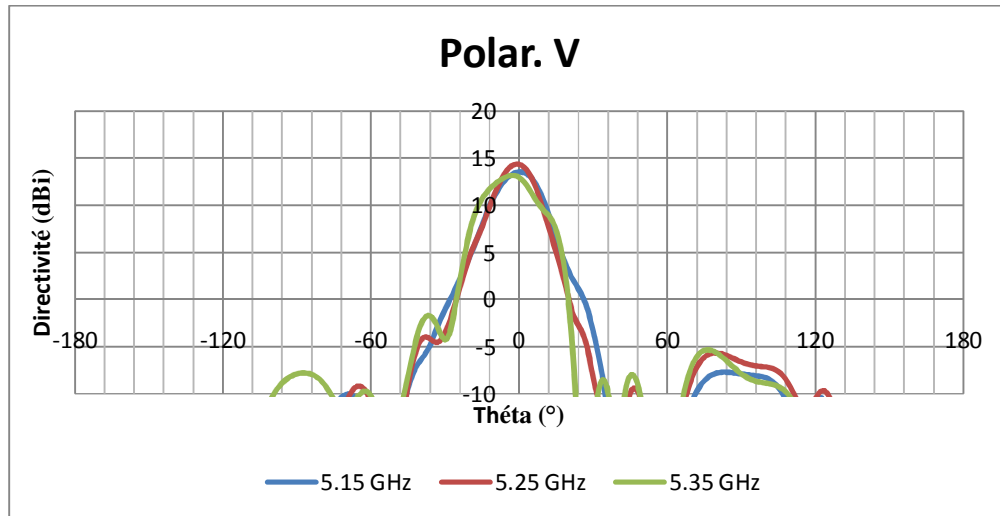


Figure III.23. Rayonnement en polarisation verticale pour des fréquences allant de 5.15 à 5.35 GHz

Les diagrammes de rayonnement présentent un lobe directif dans l'axe et une directivité de 15 dBi avec des lobes secondaires réjétés à plus de 20 dB. Ces diagrammes sont d'ailleurs assez similaires sur toute la bande de fréquences 5.15 GHz → 5.35 GHz.

III.5.5 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Il faut vérifier le fonctionnement sectoriel de l'antenne pour les deux polarisations. Les diagrammes de rayonnement sont présentés en **Figure III.24** pour la polarisation horizontale et en polarisation principale et croisée pour la polarisation verticale (**Figure III.25**).

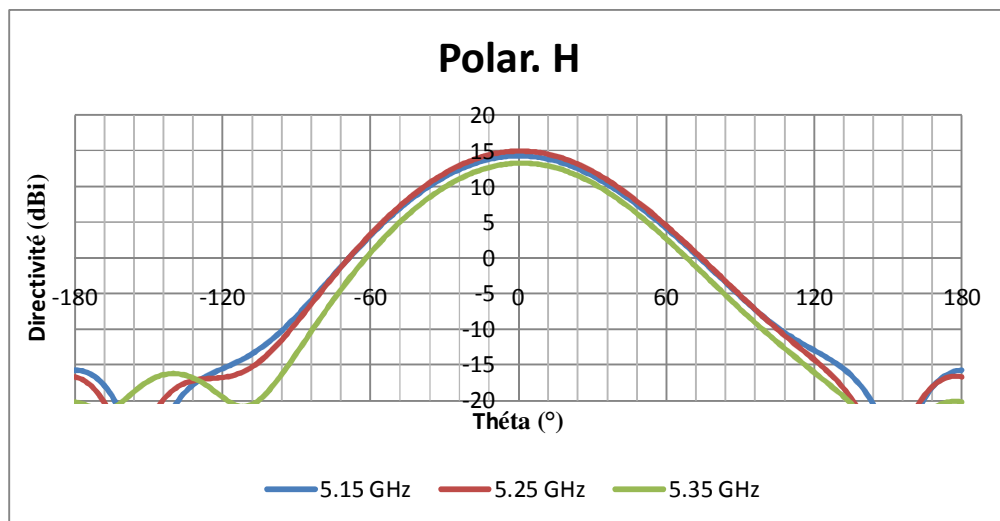


Figure III.24. Rayonnement en polarisation horizontale pour des fréquences allant de 5.15 à 5.35 GHz

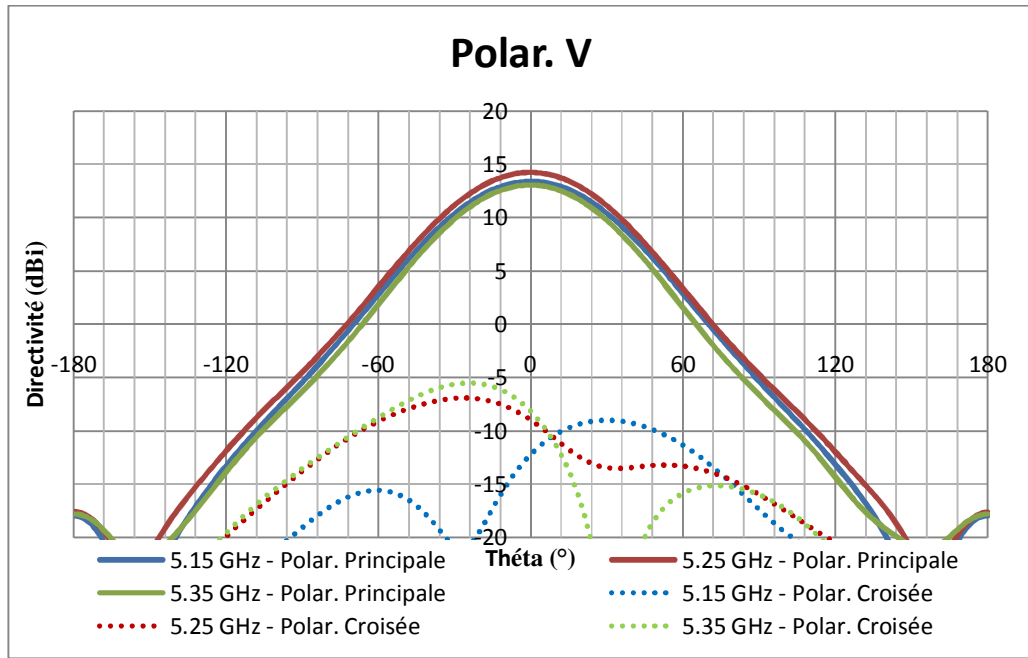


Figure III.25. Rayonnement en polarisation verticale pour des fréquences allant de 5.15 à 5.35 GHz

Sur toute la bande, le niveau de polarisation croisée est très bon, avec un niveau inférieur à -23 dB dans l'axe.

Les courbes montrent que le fonctionnement sectoriel est bien présent dans les deux polarisations étudiées. L'ouverture angulaire vaut 60° pour le fonctionnement en polarisation horizontale et verticale. Cela confirme encore une fois la performance des antennes BIE-M rectangulaires pour produire un rayonnement sectoriel de très bonne qualité.

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

III.6 Réalisation d'un prototype et résultats expérimentaux

III.6.1 Fabrication du prototype

Conformément au design prévu lors de la phase de conception, l'antenne a été réalisée en deux parties distinctes sans aucune modification du design qu'on a obtenu par simulation. La première correspond au plan de masse en U sur lequel on est venu placer le patch excitant la cavité (**Figure III.26**). La seconde partie de l'antenne est constituée du substrat diélectrique de type MOUSSE145 ($\epsilon_r=1.45$ et $\tan\delta=0.006$) sur la face supérieure duquel ont été imprimées

les lignes métalliques de la SPR Polar. V et sur l'autre la SPR Polar. H. Les détails des faces inférieure et supérieure sont présentés sur la **Figure III.27** ci-après.

La structure complète de l'antenne est présentée sur la **Figure III.28**, 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 posées sur les murs verticaux.

Cette réalisation a pu se faire de manière relativement simple, notamment à cause de la manière dont la SPR Double Polar. de l'antenne avait été conçue. En effet, l'utilisation d'un circuit imprimé lors des simulations a permis une réalisation exacte de la structure simulée.

Une fois le prototype terminé, les performances de ce dernier ont pu être évaluées lors d'une campagne de mesure au sein de la base du laboratoire XLIM.



Figure III.26. Photographie du patch imprimé placé au centre du plan de masse



Face supérieure : SPR Polar. V

Face inférieure : SPR Polar. H

Figure III.27. Photographie de la SPR Double Polar. du prototype



Figure III.28. Vue générale de l'antenne complète

III.6.2 Mesures et résultats expérimentaux

III.6.2.1 Adaptation

Le module du coefficient de réflexion a été mesuré au niveau de chaque source d'excitation, l'autre étant chargée sur 50Ω (Figure III.29).

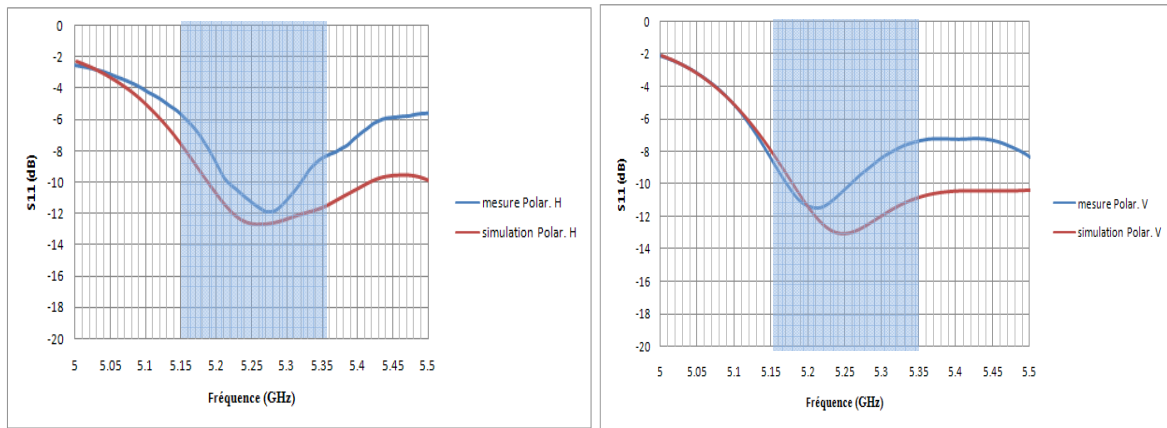


Figure III.29. Comparaison des adaptations mesurée et simulée pour chaque polarisation

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. Ainsi, le patch d'excitation a été changé de nombreuses fois pour ôter le doute quant à un problème de réalisation des sources.

La courbe expérimentale correspond néanmoins bien à un fonctionnement correct, c'est-à-dire à une résonance de la cavité à la fréquence attendue.

III.6.2.2 Gain réalisé

Le gain réalisé a été mesuré à la fois pour la polarisation horizontale et verticale (Figure III.30).

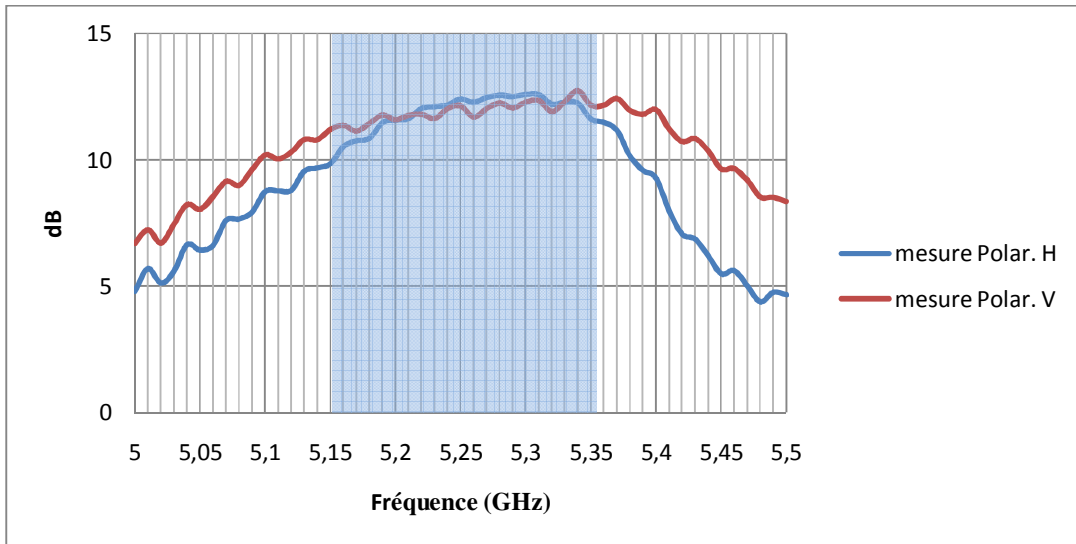


Figure III.30. Gains réalisés mesurés pour la polarisation H et V

Les mesures en polarisation H et V concordent. Sur la bande de fonctionnement [5.15 – 5.35] GHz, le gain varie de 2.5 dB environ. Il est compris entre 10.5 et 13 dB. Ce gain peut paraître faible mais il est dû aux différentes pertes du système. L'évaluation des pertes permet de remonter à la directivité de l'antenne simulée.

A 5.28 GHz, le gain mesuré dans le plan horizontal est égal à 12.5 dB alors que la directivité simulée est de 14.5 dBi. Nous avons évalué les pertes :

- Pertes diélectriques = 0.5 dB à 5.28 GHz
- Pertes d'adaptation: 0.2 dB
- Pertes dans les câbles : 0.6 dB
- Pertes dans les connecteurs SMA : 0.1 dB

Le total des pertes s'élève à 1.5 dB. De plus, il ne faut pas oublier que les erreurs relatives aux mesures dans la base anéchoïque de l'XLIM est de l'ordre de +/- 1dB. Donc la mesure est bien conforme à ce qui était attendu.

III.6.2.3 Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

Les diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan vertical sont présentés **Figure III.31.**

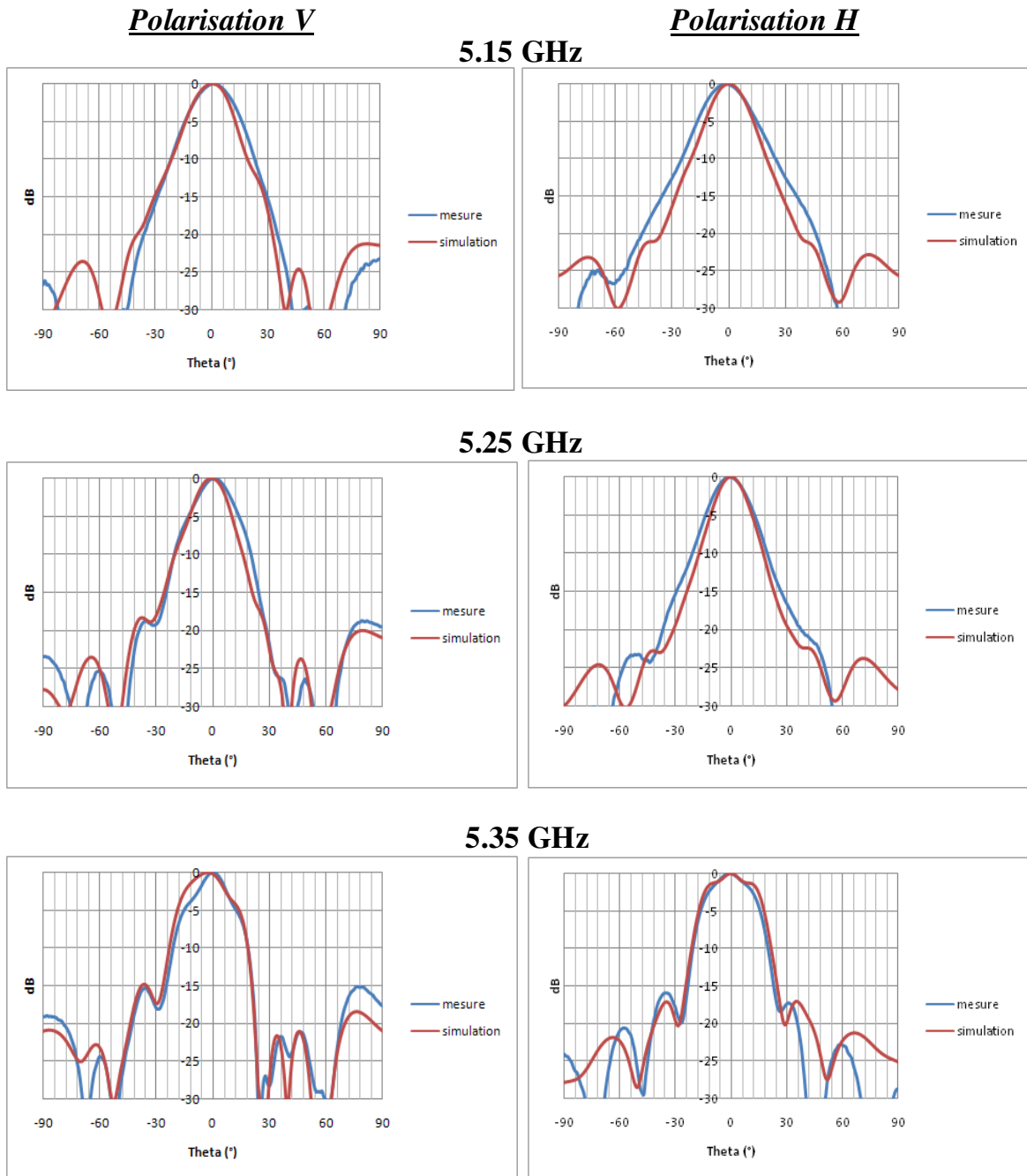


Figure III.31. Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans le plan vertical

La forme du diagramme de rayonnement est tout à fait correcte, puisque similaire au diagramme prédit par la simulation.

L'ouverture à -3 dB est identique en simulation et en mesure. Néanmoins, les diagrammes présentent des lobes secondaires faibles, la théorie et la mesure sont en effet tout à fait semblables.

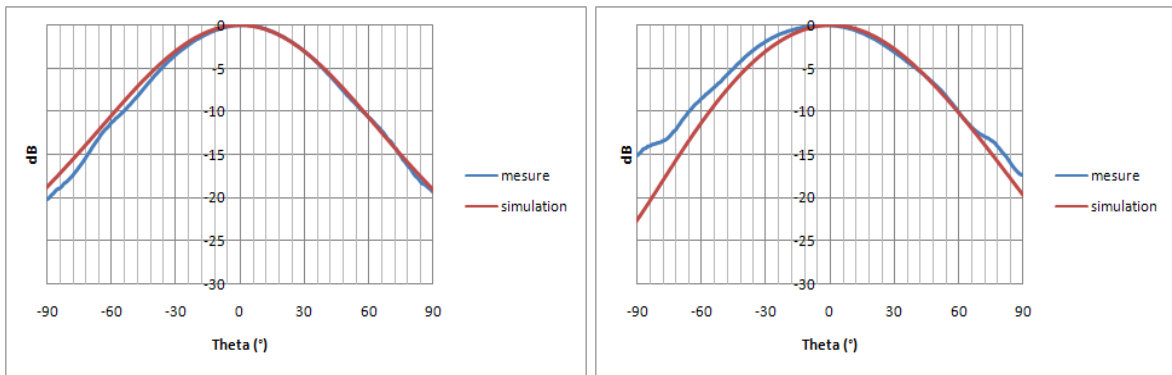
III.6.2.4 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Les diagrammes de rayonnement sont comparés plan horizontal pour les trois fréquences (5.15, 5.25 et 5.35 GHz) (Figure III.32).

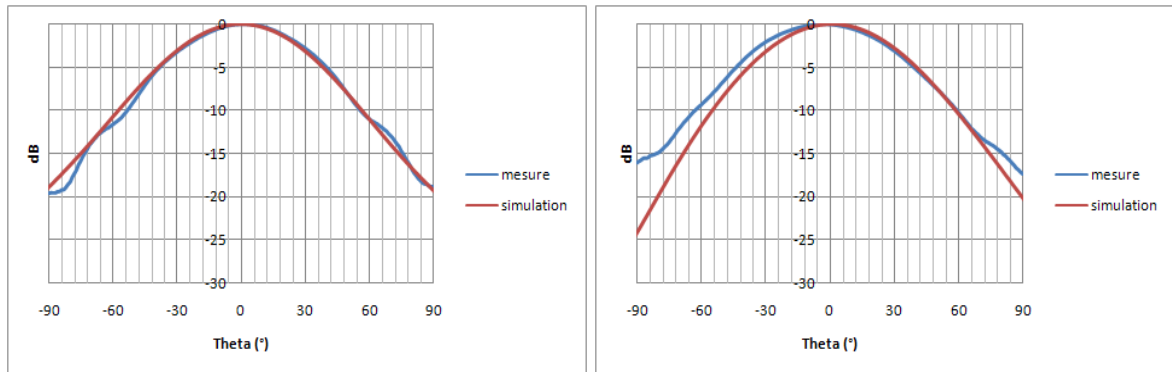
Polarisation V

Polarisation H

5.15 GHz



5.25 GHz



5.35 GHz

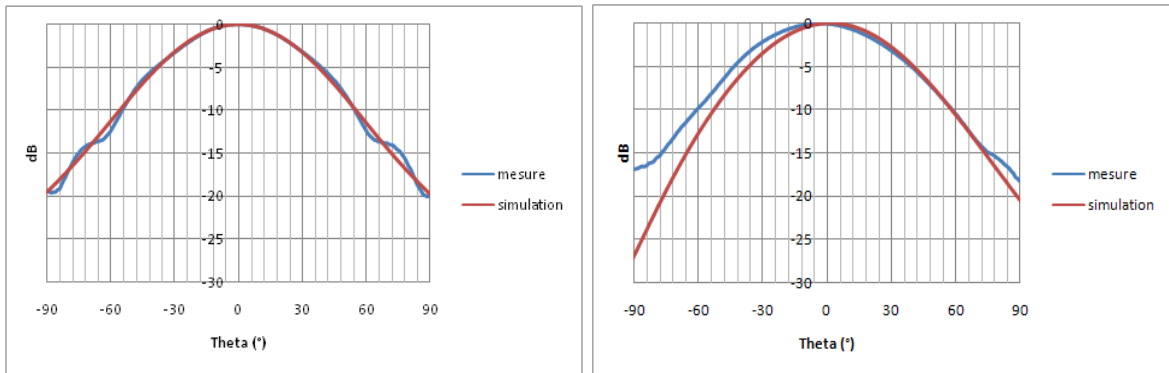


Figure III.32. Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans le plan horizontal

On peut observer une très bonne adéquation entre les séries de courbes, notamment pour ce qui est des ouvertures angulaires à -3 dB. Le diagramme de rayonnement expérimental présente bien la forme sectorielle recherchée. Ce résultat, très satisfaisant, valide donc bien à la fois les résultats de simulation ainsi que la théorie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à double polarisation.

III.6.3 Conclusion sur l'antenne réalisée

En conclusion, ce prototype a permis de valider les études faites sur les antennes BIE-M sectorielles rectangulaires à double polarisation.

Le gain mesuré est faible, aux alentours de 13 dB au maximum sur la bande. Cependant, compte tenu des différentes pertes calculées (substrat, câbles, connecteurs, adaptation...), la mesure est bien conforme à ce qui avait été simulé.

Ce prototype valide avec succès le fonctionnement bipolarisation de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle.

III.7 Conclusion

La conception de cette antenne BIE-M rectangulaire sectorielle a permis de montrer que les polarisations peuvent facilement être combinées pour former des antennes à double polarisation. Les dimensions de chaque structure périodique prise indépendamment dans une polarisation sont conservées et les performances réalisées restent fidèles à ce qui a été présenté en polarisation simple.

La connaissance et la maîtrise des polarisations horizontale et verticale permettent de concevoir rapidement une antenne à double polarisation.

Désormais, il serait intéressant d'étudier la combinaison de la polarisation verticale et horizontale pour former une antenne à polarisation $+45^\circ$. C'est l'objet du paragraphe suivant.

IV. Antenne à polarisation $+45^\circ$

L'étude d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à double polarisation a conduit à l'obtention d'une antenne possédant quasiment la même évolution fréquentielle en polarisation verticale et horizontale. Cette caractéristique est un premier pas vers la conception d'une antenne à polarisation $+45^\circ$. En effet, des études récentes sur une liaison montrent que les résultats en terme de rapport signal à bruit sont meilleurs dans ce dernier cas.

L'objectif de cette partie est de concevoir une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation $+45^\circ$. Le système d'excitation choisi est un patch alimenté par 2 sondes coaxiales.

IV.1 Principe de fonctionnement

Pour obtenir une antenne fonctionnant en polarisation $+45^\circ$, deux critères sont requis :

- les deux composantes du champ électrique doivent avoir la même amplitude,
- elles doivent vibrer en phase.

Il manque donc la condition de phase pour pouvoir passer d'une antenne à double polarisation à une antenne en polarisation $+45^\circ$.

La SPR Double Polar. (**Figure III.33**), quant à lui, ne diffère pas de celui utilisé pour la double polarisation. Il doit associer les deux polarisations. La technique de dimensionnement est toujours la même, il suffit de se reporter aux paragraphes précédents décrivant la polarisation horizontale et double polarisation.

Nous passerons donc directement à l'exposé de la conception d'une antenne à polarisation $+45^\circ$.

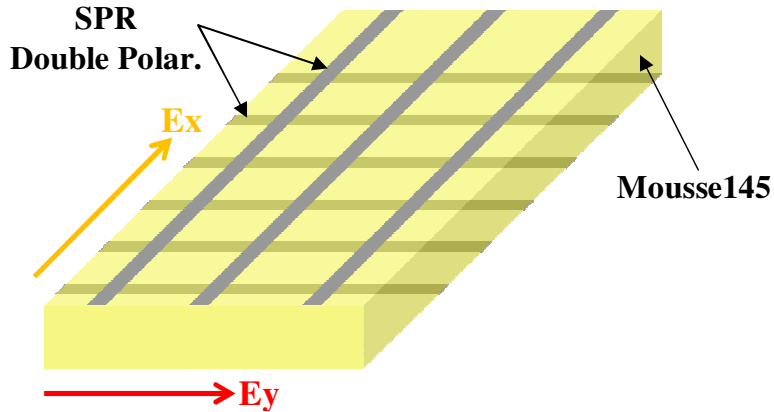


Figure III.33. *SPR Double Polar. utilisée*

IV.2 Présentation de la source d'excitation

On choisit donc d'utiliser l'antenne patch utilisée précédemment avec les mêmes dimensions et on place deux sondes d'excitation suivant les deux directions pour exciter la SPR Double Polar.

Le patch alimenté par deux sources est représenté **Figure III.34.**

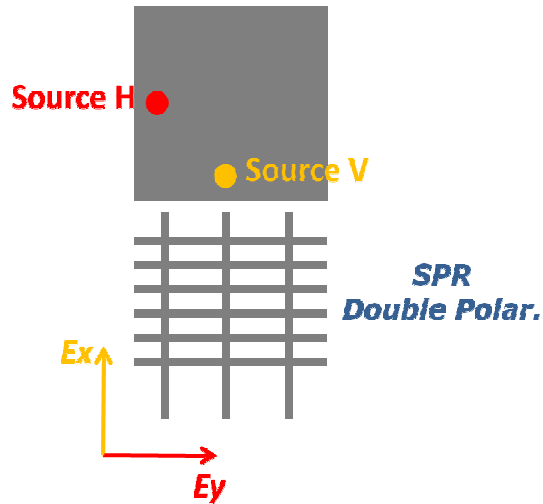


Figure III.34. *Patch à deux sondes d'alimentation*

Il est nécessaire de présenter la polarisation du patch en alimentant les deux sources selon la configuration suivante (**Tableau III.10**).


Source V		Source H		Polarisation	
Amplitude	Phase	Amplitude	Phase		
1	X	1	X		+45°

Tableau III.10. Configuration du patch

IV.3 Problématique

Pour pouvoir concevoir cette antenne, il est nécessaire de présenter la méthodologie de conception.

En combinant les deux sous ensembles évoqués précédemment et en créant une excitation orientée à +45° (Tableau III.10), nous nous sommes rendus compte que les deux champs E_x et E_y subissent d'un certain déphasage en sortie de l'antenne dû aux murs verticaux et au comportement de la structure SPR Double Polar.

Les premiers résultats importants sont de connaître le rapport E_x/E_y (Figure III.35) et la différence de phase entre les deux composants E_x et E_y (Figure III.36).

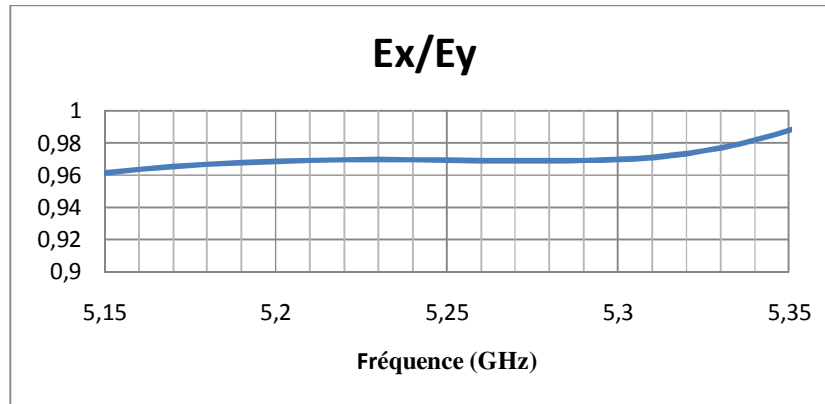


Figure III.35. Rapport des champs E_x/E_y

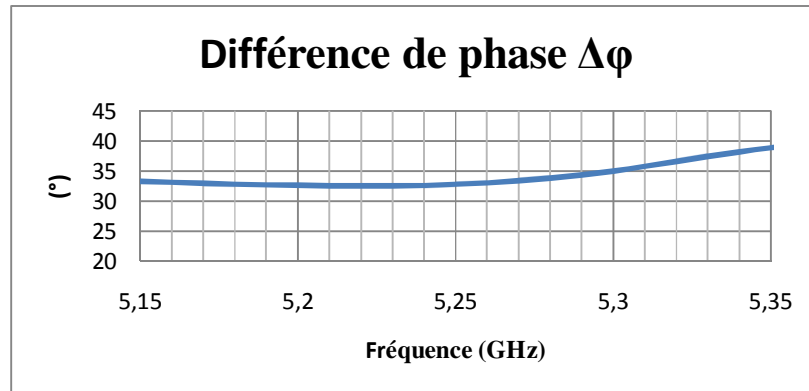


Figure III.36. Différence de phase $\Delta\phi$ entre les deux composantes

En analysant les deux représentations précédentes, dans la bande de fréquence [5.15-5.35] GHz, il est possible de voir que le couplage est proche de 0.97 et la différence de phase est égale à $\approx 35^\circ$.

La **Figure III.37** représente la discrimination entre la polarisation principale et la polarisation croisée dans le plan $\varphi=45^\circ$ lors de l'excitation du patch par la configuration présentée dans le **Tableau III.10**.

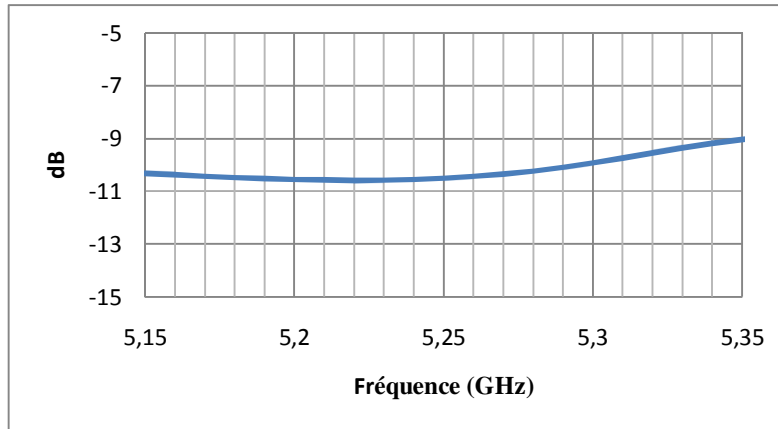


Figure III.37. Isolation entre les polarisations principale et croisée dans le plan $\varphi=45^\circ$

Sur toute la bande de fonctionnement, l'isolation entre les polarisations est très mauvaise. Il est compris entre -9 et -10.5 dB.

Or, avec un déphasage nul entre les deux sources H et V, il est impensable de pouvoir générer de la polarisation $+45^\circ$. Les deux champs E_x et E_y en sortie de la SPR Double Polar. n'auront pas une différence de phase 0° ($\Delta\varphi \approx 35^\circ$) entre eux même s'ils présentent presque la même amplitude. Pour pouvoir remédier à ce problème, il est alors nécessaire de créer un déphasage entre les deux sources H et V sans jouer sur l'amplitude afin de corriger la différence de phase $\Delta\varphi$ en sortie de l'antenne entre les deux composants E_x et E_y et améliorer la qualité de la polarisation $+45^\circ$ en augmentant l'isolation entre les polarisations principale et croisée.

IV.4 Influence du déphasage entre les sources H et V

Pour cette étude, un objectif est fixé : obtenir la meilleure isolation possible (inférieur à -20 dB), dans la bande [5.15-5.35] GHz tout en conservant de bonnes fonctionnalités de l'antenne en terme de rayonnement et bande passante.

Afin de réduire la polarisation croisée, l'idée sera d'améliorer le design et de voir s'il est possible d'augmenter le niveau d'isolation entre les polarisations principale et croisée en appliquant le déphasage correspondant aux deux sources H et V dans le but de corriger l'orientation du champ et ainsi avoir la polarisation optimale à +45°.

La méthode utilisée pour cette étude consiste à fixer les dimensions de l'antenne et à faire varier uniquement le déphasage entre les deux sources H et V.

Les valeurs du déphasage étudiées sont présentées dans le **Tableau III.11**.

Source H		Source V	
Amplitude	Phase	Amplitude	Phase
1	X	1	X+5°
1	X	1	X+10°
1	X	1	X+15°
1	X	1	X+20°
1	X	1	X+25°
1	X	1	X+30°
1	X	1	X+35°

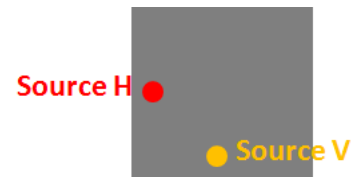


Tableau III.11. Déphasage entre les sources H et V

Pour comprendre l'influence du déphasage, nous allons regarder successivement l'allure du rapport (E_x/E_y) (**Figure III.38**) et de la différence de phase $\Delta\phi$ entre les deux composants E_x et E_y (**Figure III.39**).

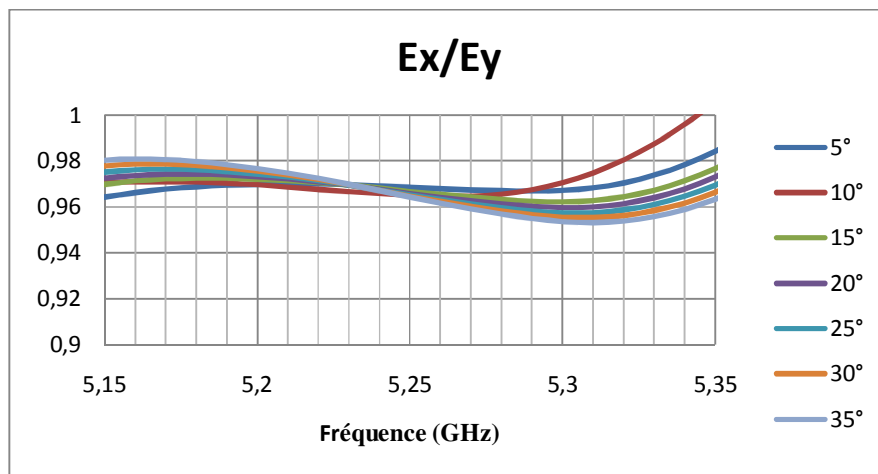


Figure III.38. Rapport des champs E_x/E_y pour différentes valeurs du déphasage entre les sources H et V

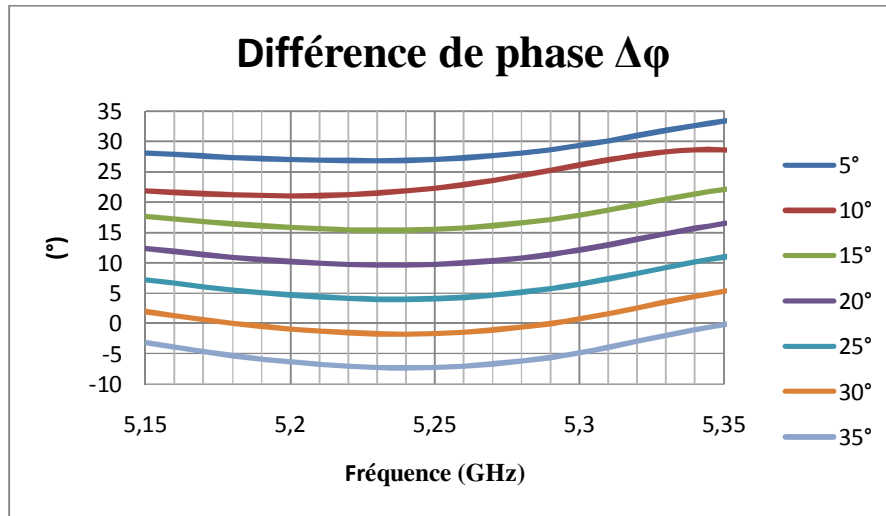


Figure III.39. Différence de phase entre les deux composants E_x et E_y pour différentes valeurs du déphasage entre les sources H et V

Conformément à nos attentes, plus le déphasage entre les sources H et V augmente, plus la différence de phase $\Delta\phi$ entre les composants E_x et E_y décroît. Aux vues des résultats obtenus, la différence de phase $\Delta\phi$ est égale à environ 0° (courbe orange) sur la bande [5.15-5.35] GHz avec du déphasage entre les sources H et V de l'ordre de 30° . Le changement du déphasage entre les deux sources modifie la différence de phase $\Delta\phi$ sans changer que très peu le rapport entre les deux composants E_x/E_y .

Il est donc nécessaire de voir si cette variation apporte des améliorations sur l'isolation entre les polarisations principale et croisée. Il a été ainsi possible de tracer sur la **Figure III.40** l'évolution de l'isolation en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du déphasage.

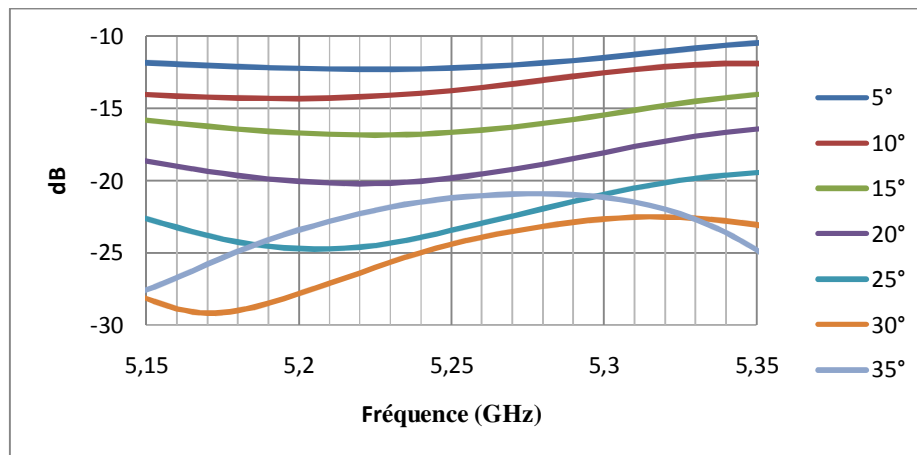


Figure III.40. Isolation entre les polarisations principale et croisée pour différentes valeurs du déphasage entre les sources H et V

A l'aide de la **Figure III.40**, il est possible de voir que le fait de créer un déphasage entre les deux sources permet de corriger la différence de phase $\Delta\varphi$ des composants E_x et E_y . Ce phénomène a tendance à faire augmenter l'isolation entre les polarisations principale et croisée vers les -25 dB (courbe orange) nécessaire pour une bonne polarisation linéaire à $+45^\circ$.

Nous pouvons donc dire que le déphasage de 30° entre les sources H et V est utile à l'obtention d'une bonne polarisation à $+45^\circ$ avec un rapport E_x/E_y tendant vers 1 et une différence de phase $\Delta\varphi$ vers 0° .

IV.5 Performances simulées

Les résultats simulés sont présentés pour l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation $+45^\circ$ avec un déphasage de 30° entre les deux sources d'alimentations H et V.

IV.5.1 Directivité fréquentielle

Pour compléter l'étude de l'antenne à polarisation $+45^\circ$ en fonction de la fréquence, nous allons regarder l'évolution de la directivité tracée sur la **Figure III.41**.

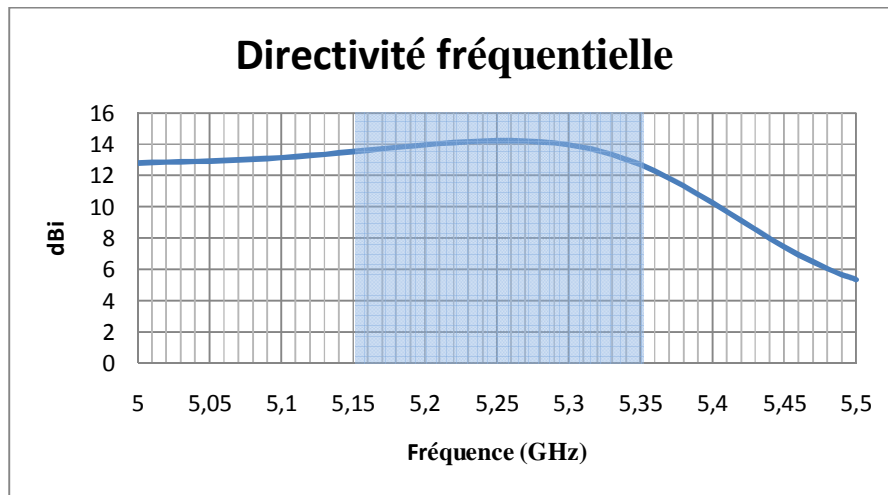


Figure III.41. Directivité fréquentielle simulé de l'antenne à polarisation $+45^\circ$

La meilleure directivité est obtenue à la fréquence de 5,25 GHz, conformément à ce qui avait été prévu. La valeur atteinte est de 14,3 dBi, en accord avec les objectifs de l'étude. La bande passante en rayonnement obtenue est bien correcte au vu du cahier des charges,

puisque la directivité ne descend pas en dessous de 13 dBi sur la bande de fréquence [5.15-5.35] GHz.

IV.5.2 Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été visualisés pour les fréquences 5.15, 5.25 et 5.35 GHz dans le plan vertical (**Figure III.42**).

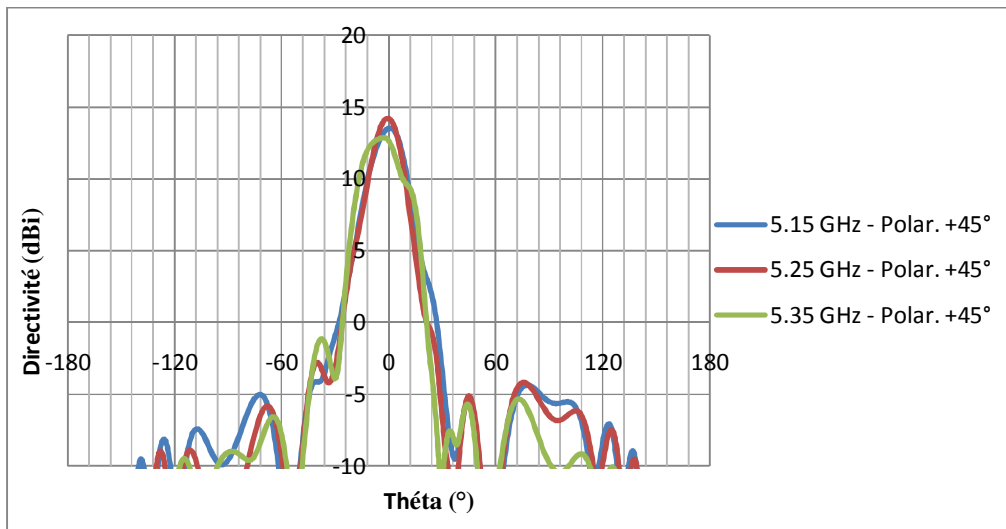


Figure III.42. Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

Les diagrammes de rayonnement présentent un lobe directif dans l'axe et une directivité de 14.3 dBi avec des lobes secondaires rejetés à plus de 18 dB. Ces diagrammes sont d'ailleurs assez similaires sur toute la bande de fréquences 5.15 GHz → 5.35 GHz

IV.5.3 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Il faut vérifier le fonctionnement sectoriel de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement sont présentés en **Figure III.43** dans le plan horizontal.

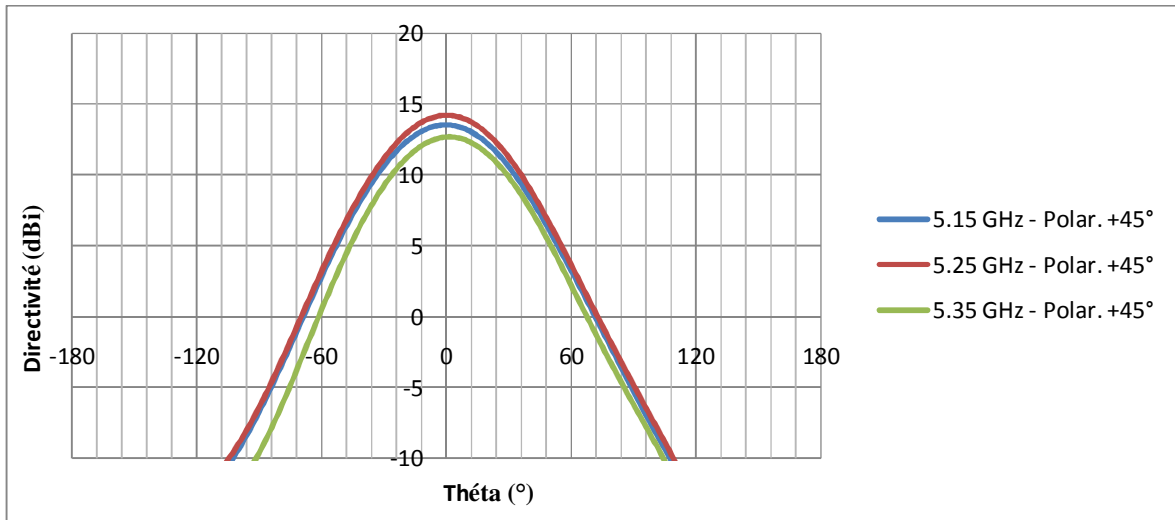


Figure III.43. Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Les courbes montrent que le fonctionnement sectoriel est bien présent pour la polarisation $+45^\circ$ étudiée. L'ouverture angulaire vaut 60° . Cela confirme encore une fois la performance des antennes BIE-M rectangulaire pour produire un rayonnement sectoriel de très bonne qualité.

IV.6 Conclusion

L'originalité de cette étude est qu'il est possible, avec la même structure SPR Double Polar. utilisée pour l'antenne à double polarisation, de paramétrer le déphasage entre les deux sources d'alimentation H et V pour obtenir une antenne BIE-MS rectangulaire à polarisation $+45^\circ$.

Les résultats trouvés donnent entière satisfaction sur la qualité de la polarisation $+45^\circ$ avec un niveau d'isolation entre les polarisations principale et croisée inférieur à -25 dB sur la bande de fonctionnement [5.15-5.35] GHz.

La partie consacrée à l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation $+45^\circ$ étant finie, nous nous sommes aussi intéressés à une autre application à l'aide de la SPR Double Polar., à savoir : l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation circulaire.

V. Antenne à polarisation circulaire

L'objectif de cette dernière partie est de concevoir une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation circulaire.

Dans un premier temps, nous présenterons la SPR Double Polar. ainsi que la source d'excitation. Les résultats de simulation, pour les diagrammes de rayonnements ainsi que les taux d'ellipticité, seront alors donnés.

V.1 Principe de fonctionnement et présentation de la source d'excitation

Pour obtenir une antenne fonctionnant en polarisation circulaire, deux critères sont requis :

- les deux composantes du champ électrique doivent avoir la même amplitude,
- elles doivent vibrer en quadrature de phase.

Il manque donc la condition de phase pour pouvoir passer d'une antenne à polarisation $+45^\circ$ à une antenne en polarisation circulaire.

La SPR Double Polar., quant à elle, ne diffère pas de celle utilisée pour la double polarisation et la polarisation $+45^\circ$.

En ce qui concerne le système d'excitation, on choisit donc d'utiliser l'antenne patch utilisée précédemment avec les mêmes dimensions et on place deux sondes d'excitation suivant les deux directions pour exciter la SPR Double Polar.

Il est nécessaire de présenter la polarisation du patch en alimentant les deux sources selon la configuration suivante (**Tableau III.12**).


Source H		Source V		Polarisation	
Amplitude	Phase	Amplitude	Phase		
1	X	1	X+90°		circulaire

Tableau III.12. Configuration du patch

V.2 Problématique

Pour pouvoir concevoir cette antenne, il est nécessaire de présenter la méthodologie de conception.

En combinant les deux sous ensembles évoqués précédemment et en créant une excitation circulaire classique (**Tableau III.12**), nous nous sommes rendu compte que les

deux composants E_x et E_y subissent d'une différence de phase $\Delta\phi$ différente à 90° en sortie de l'antenne dû aux murs verticaux et au comportement de la SPR Double Polar.

Les premiers résultats importants sont de connaître le rapport E_x/E_y (**Figure III.44**) et la différence de phase $\Delta\phi$ entre les deux composants E_x et E_y (**Figure III.45**).

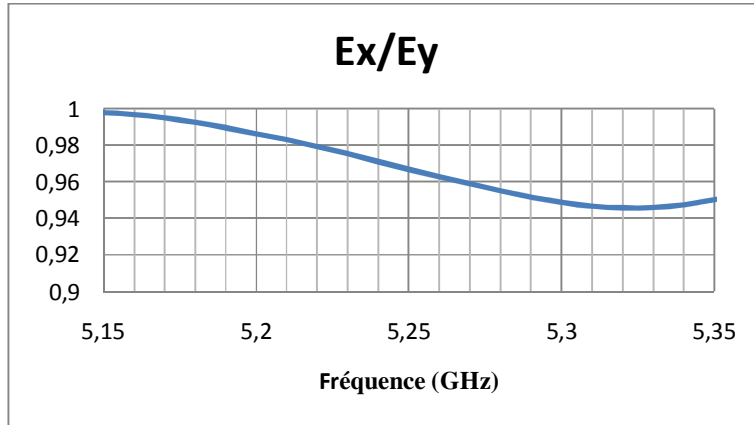


Figure III.44. Rapport des champs E_x/E_y

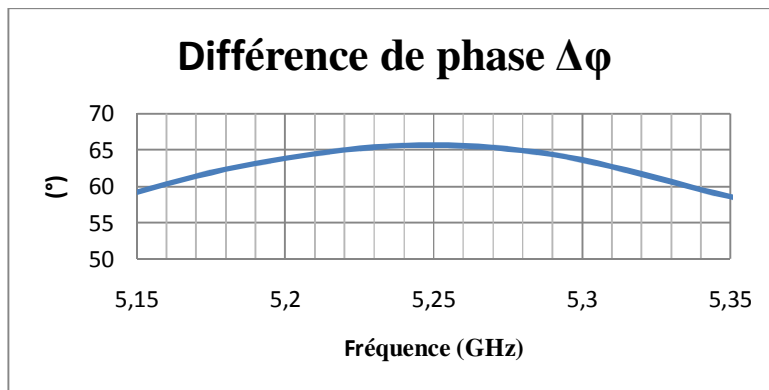


Figure III.45. Différence de phase entre les deux composantes

En analysant les deux représentations précédentes, dans la bande de fréquence [5.15-5.35] GHz, il est possible de voir que le rapport E_x/E_y varie entre 0.95 et 1. La différence de phase $\Delta\phi$ est égale à $\approx 63^\circ$.

La **Figure III.46** représente l'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence lors de l'excitation du patch par la configuration présentée dans le **Tableau III.12**.

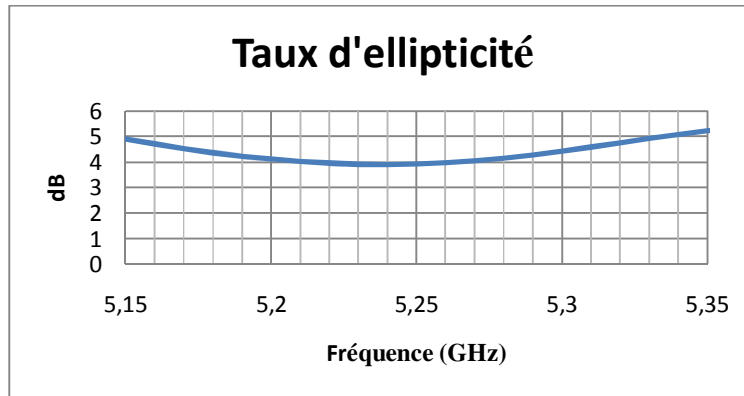


Figure III.46. Evolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence

Sur toute la bande de fonctionnement, l'évolution du taux d'ellipticité est très mauvaise. Elle est comprise entre 4 et 5 dB.

Or, avec un déphasage 90° entre les deux sources H et V, il est impensable de pouvoir générer de la polarisation circulaire. Les deux composants E_x et E_y en sortie de la SPR Double Polar. n'auront pas une différence de phase de 90° entre eux même s'ils présentent presque la même amplitude. Pour pouvoir remédier à ce problème, il est alors nécessaire de créer un déphasage supérieure à 90° entre les deux sources H et V afin de corriger la différence de phase $\Delta\phi$ entre les deux composants E_x et E_y et améliorer la qualité de la polarisation circulaire en diminuant le taux d'ellipticité pour obtenir une valeur inférieure à 3dB sur toute la bande de fonctionnement.

V.3 Influence du déphasage entre les sources H et V

Pour cette étude, un objectif est fixé : obtenir le meilleur taux d'ellipticité (inférieur à 3 dB), dans la bande [5.15-5.35] GHz tout en conservant de bonnes fonctionnalités de l'antenne en terme de rayonnement et bande passante.

L'idée sera d'améliorer le design et de voir s'il est possible de diminuer le taux d'ellipticité en appliquant le déphasage correspondant aux deux sources H et V dans le but de corriger la différence de phase $\Delta\phi$ entre les deux composants et ainsi avoir une propre polarisation circulaire.

La méthode utilisée pour cette étude consiste à fixer les dimensions de l'antenne et à faire varier uniquement le déphasage entre les deux sources H et V.

Les valeurs du déphasage étudiées sont présentées dans le **Tableau III.13**.

Source H		Source V	
Amplitude	Phase	Amplitude	Phase
1	X	1	X+95°
1	X	1	X+100°
1	X	1	X+105°
1	X	1	X+110°
1	X	1	X+115°
1	X	1	X+120°

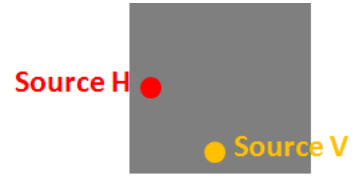


Tableau III.13. Déphasage entre les sources H et V

Pour comprendre l'influence du déphasage, nous allons regarder successivement l'allure du rapport E_x/E_y (Figure III.47) et de la différence de phase $\Delta\phi$ entre les deux composants E_x et E_y (Figure III.48).

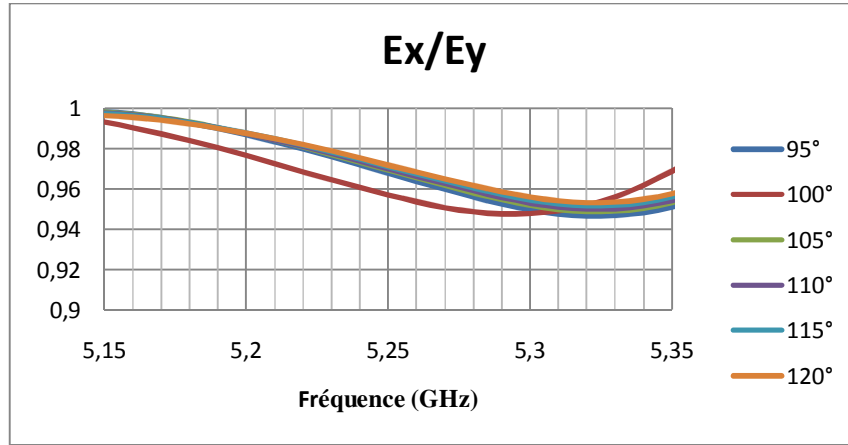


Figure III.47. Rapport des champs E_x/E_y pour différentes valeurs du déphasage entre les sources H et V

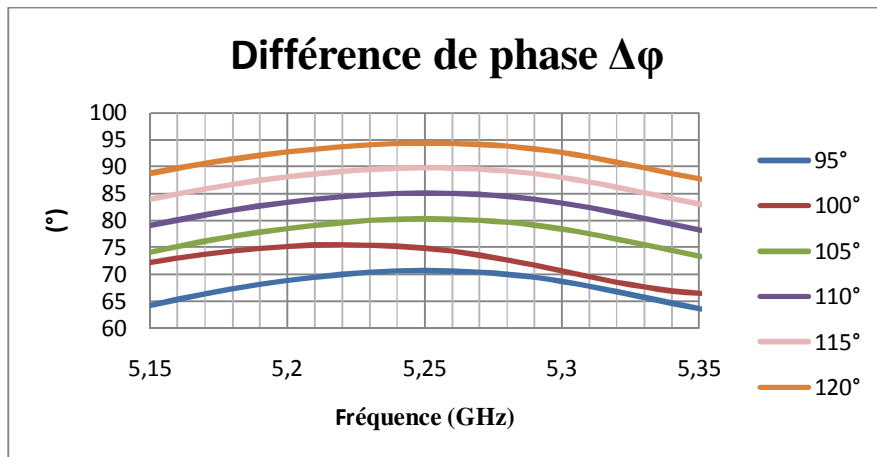


Figure III.48. Différence de phase entre les deux composants E_x et E_y pour différentes valeurs du déphasage entre les sources H et V

Conformément à nos attentes, plus le déphasage entre les sources H et V augmente, plus la différence de phase $\Delta\phi$ entre les composants E_x et E_y se rapproche de 90° . Aux vues des résultats obtenus, la différence de phase $\Delta\phi$ est égale à environ 90° sur la bande [5.15-5.35] GHz avec du déphasage entre les sources H et V de l'ordre de 115° (courbe rose). Le changement du déphasage entre les deux sources modifie la différence de phase $\Delta\phi$ sans changer que très peu le rapport des champs E_x/E_y .

Il est donc nécessaire de voir si cette variation apporte des améliorations sur le taux d'ellipticité. Il a été ainsi possible de tracer sur la **Figure III.49** l'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du déphasage.

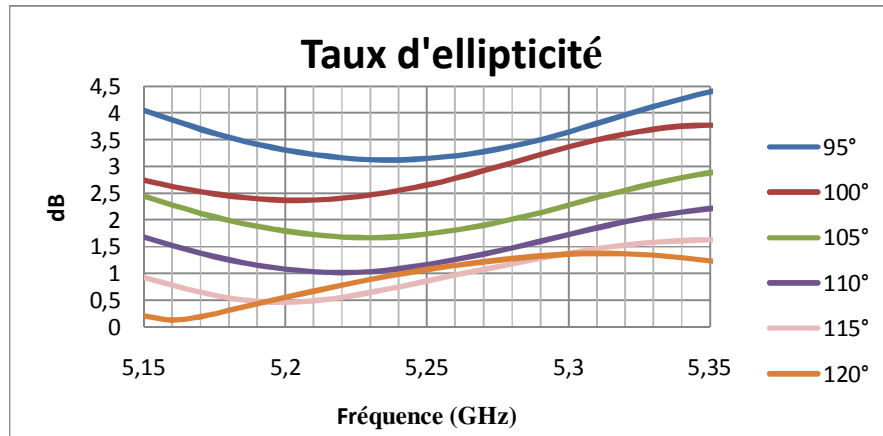


Figure III.49. Evolution du taux d'ellipticité pour différentes valeurs du déphasage entre les sources H et V

A l'aide de la **Figure III.49**, il est possible de voir que le fait de créer un déphasage supérieur à 90° entre les deux sources permet de corriger la différence de phase $\Delta\phi$ des composants E_x et E_y . Ce phénomène a tendance à faire diminuer le taux d'ellipticité vers les 3 dB nécessaire pour une bonne polarisation circulaire.

Nous pouvons donc dire que le déphasage de 115° entre les sources H et V est utile à l'obtention d'une propre et pure polarisation circulaire avec un rapport E_x/E_y tendant vers 1 et une différence de phase $\Delta\phi$ vers 90° . Le taux d'ellipticité varie entre 0,45 et 1,5 dB sur toute la bande de fonctionnement [5.15-5.35] GHz (courbe rose).

V.4 Performances simulées

Les résultats simulés sont présentés pour l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation circulaire avec un déphasage de 115° entre les deux sources d'alimentations H et V.

V.4.1 Directivité fréquentielle

La directivité fréquentielle est comprise entre 13.8 dBi et 14.7 dBi, soit une variation assez faible (**Figure III.50**).

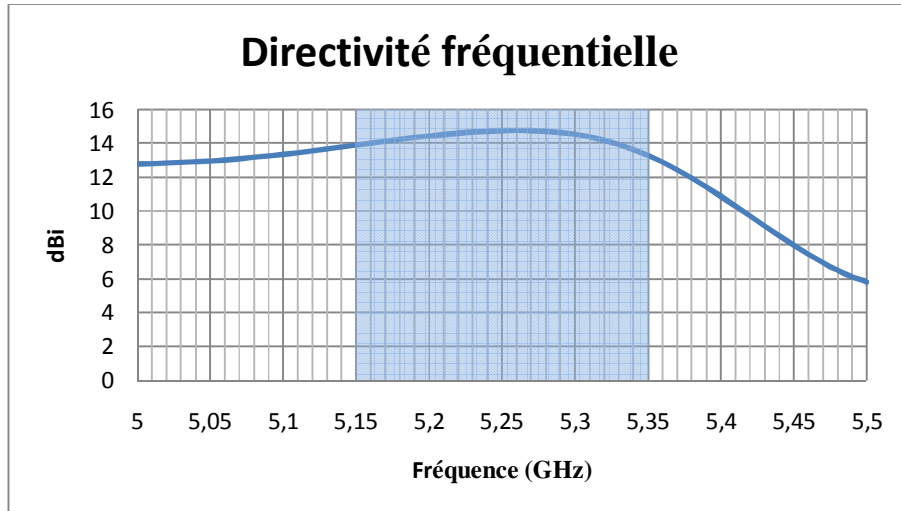


Figure III.50. Directivité fréquentielle simulé de l'antenne

V.4.2 Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

Les diagrammes de rayonnements dans le plan vertical (**Figure III.51**) sont directifs. Ces diagrammes possèdent de très faibles lobes secondaires et on peut estimer que la taille de la structure est bien dimensionnée.

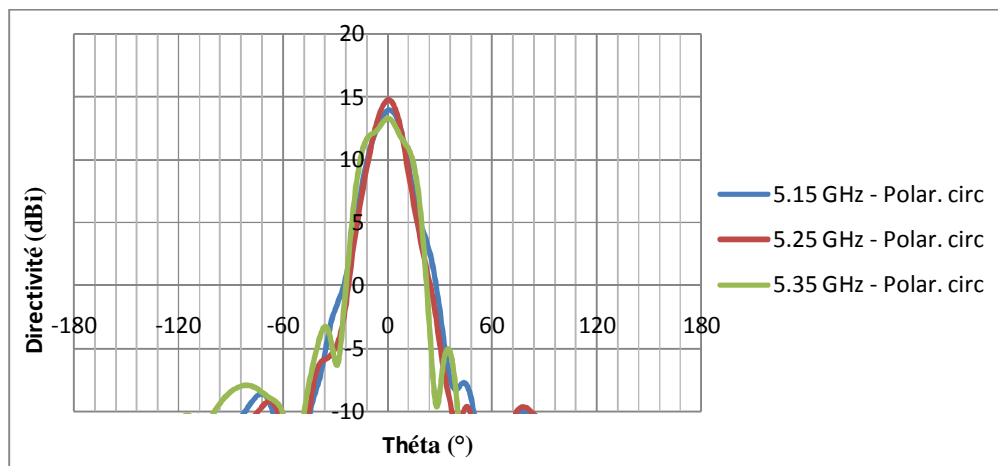


Figure III.51. Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical

V.4.3 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Les diagrammes de rayonnements dans le plan horizontal (**Figure III.52**) sont sectoriels. L'ouverture angulaire notamment, atteint la valeur prescrite de 60° .

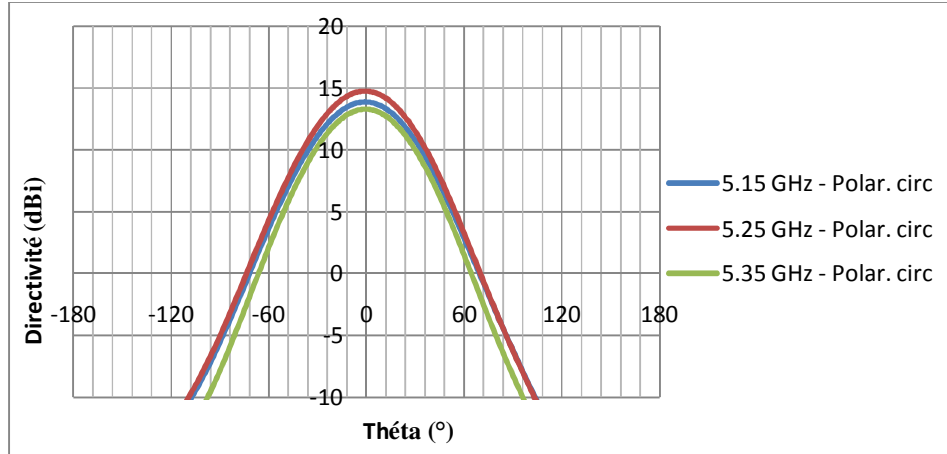


Figure III.52. Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

V.5 Conclusion

L'originalité de cette dernière partie est qu'il est possible, avec la même structure SPR Double Polar. utilisée pour l'antenne à polarisation $+45^\circ$, de paramétrer le déphasage entre les deux sources d'alimentation H et V pour obtenir une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle à polarisation circulaire.

Les résultats trouvés donnent entière satisfaction sur la qualité de la polarisation circulaire avec un taux d'ellipticité inférieur à 1.5 dB sur la bande de fonctionnement [5.15-5.35] GHz.

On obtient donc bien une antenne sectorielle à polarisation circulaire présentant 60° d'ouverture angulaire dans le plan azimutal et un faisceau étroit avec des lobes secondaires faible dans le plan vertical.

VI. Conclusion

Les travaux présentés dans ce troisième chapitre ont été consacrés à l'exploitation des polarisations pour la conception d'antennes sectorielles. Dans la première partie, une nouvelle géométrie de SPR a été proposée permettant d'obtenir une antenne en polarisation horizontale.

Dans la seconde partie de ce chapitre, les deux polarisations verticale et horizontale ont été combinées pour former une antenne à double polarisation pouvant multiplier par deux la quantité d'informations transmises sur la même bande de fréquence et convenir aux technologies émergentes basées sur la diversité de polarisation telles que le MIMO. L'antenne conçue regroupe dans un seul dispositif les deux polarisations auxquelles on peut associer un rayonnement sectoriel.

L'étude de ce nouveau concept a abouti à la réalisation d'un prototype permettant ainsi de valider la faisabilité d'antennes à double polarisation. Les résultats obtenus en mesures ont été similaires à ceux obtenus en simulation.

Ce nouveau type de structure nous a donc ouvert de nouvelles orientations. Nous avons pu ainsi réaliser un système générant deux polarisations linéaires orthogonales ainsi que les polarisations $+45^\circ$ et circulaire. Ce système propose donc de nombreuses potentialités en fonction des excitations introduites à l'aide du patch à double sonde d'alimentation. Il est tout à fait pensable qu'en changeant les pondérations de phase, nous puissions obtenir n'importe quelle angle de polarisation. Différentes conclusions sur l'influence des pondérations de phase entre les deux sources d'alimentation du patch ont pu être tirées de cette étude. Les résultats trouvés sont éloquentes.

Les travaux effectués dans ce troisième chapitre ont montré qu'il est possible d'exploiter toutes les polarisations avec les antennes BIE-M rectangulaires sectorielles.

Bibliographie Chapitre III

- [III.1] **E.RODES.** *Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications.* Thèse de doctorat N° 67-2006 Université de Limoges 28 Novembre 2006
- [III.2] **E. Pointereau.** *Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimut.* Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 27-2007.
- [III.3] **E. Pointereau, H. Chreim, B. Jecko, P. Dufrane.** *Omnidirectional cylindrical electromagnetic gap antenna with dual polarization.* IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 6, 2007.

CHAPITRE IV

Conception des antennes BIE-M sectorielles bibande : application à l'UMTS et HiperLan2

- Antenne BIEM-FSS rectangulaire
- Antenne BIE-M rectangulaire bicouche

I. Introduction

Ce chapitre est dédié au fonctionnement bibande de l'antenne BIE-M rectangulaire qui permet d'obtenir un rayonnement sectoriel pour deux bandes de fréquences.

La bande passante des antennes BIE-M 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 (technique multisource, chapitre II).

Cette étude a été motivée par le désir de proposer un nouveau fonctionnement de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle qui permet son adaptation aux réseaux de télécommunication sans fils possédant au moins deux bandes proches. Contrairement au cas de l'antenne BIE diélectrique bibande [IV.1] [IV.2] [IV.3] [IV.4], il s'agit ici d'obtenir des bandes très proches pouvant être utilisées pour couvrir, par exemple, les voies montantes et descendantes d'une même application (UMTS, HiperLan2...).

La première approche envisagée pour remédier au problème de bande passante des antennes BIE-M rectangulaire sectorielle, est l'utilisation d'une couche FSS (Surfaces Sélectives en Fréquence) au dessus d'un plan de masse sans changer la surface partiellement réfléchissante (SPR) supérieure. En insérant cette FSS, on peut obtenir deux fréquences de résonance pour la même cavité et donc deux bandes de fonctionnement pour l'antenne. 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 sectorielle couvrant les bandes UMTS que nous appellerons l'antenne BIEM-FSS rectangulaire.

L'autre approche qui a ensuite été essayée consiste en la création d'une antenne bibande basée sur la SPR classique (tiges métalliques) utilisée précédemment (chapitre II, III). Les deux bandes de fonctionnement sont réalisées par deux SPR de même dimension. Ces deux surfaces génèrent deux cavités d'air. Ces deux cavités ont des fréquences de résonance distinctes et donc créent deux bandes de fonctionnement. Cette nouvelle structure a ensuite été utilisée pour la conception d'une antenne sectorielle couvrant les bandes HiperLan2 afin de vérifier la validité du concept. Cette structure est appelée: antenne BIE-M rectangulaire bicouche.

II. Antenne BIEM-FSS rectangulaire

II.1. Principe de l'antenne

L'idée originelle était d'obtenir une solution qui puisse être appliquée aux antennes BIE-M rectangulaires sectorielles déjà existantes. Un impératif de départ était donc de ne pas modifier la SPR supérieure 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.

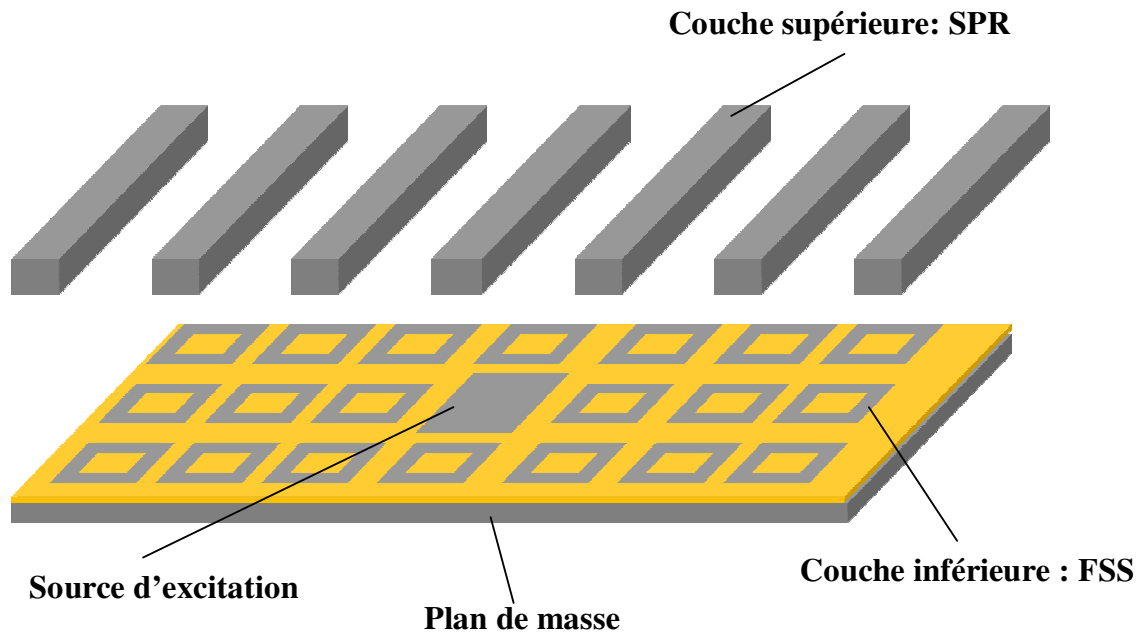


Figure IV.1. Géométrie de l'antenne bibande

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, [IV.5] et [IV.6]. Le détail du fonctionnement dans le cas d'une antenne bibande sera explicité par la suite, ainsi que sa méthode de dimensionnement.

La modification apportée à l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle monobande (chapitre II, III) ne devrait donc pas en modifier le gain, ce dernier restant déterminé par la réflectivité de la SPR supérieure. La méthode de dimensionnement de la SPR présentée dans le second chapitre reste donc également valable.

En résumé, le point de fonctionnement de l'antenne est défini par les dimensions de la cavité et par les conditions de réflectivité de la couche inférieure (FSS) et la couche supérieure (SPR).

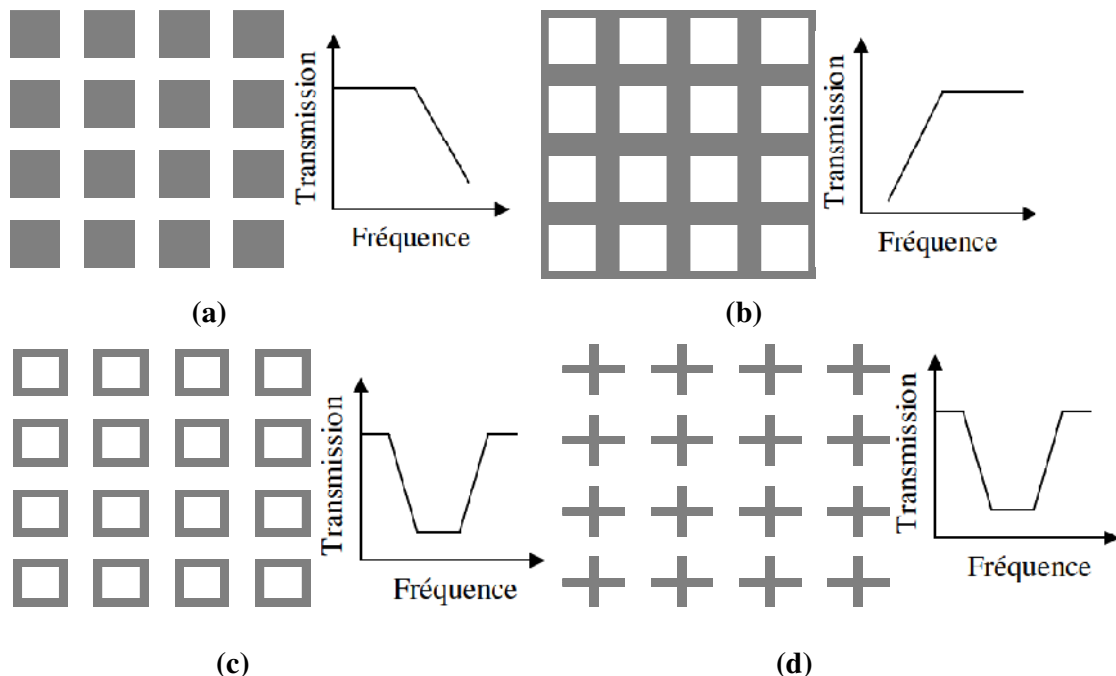
II.2. Analyse et Choix de la FSS

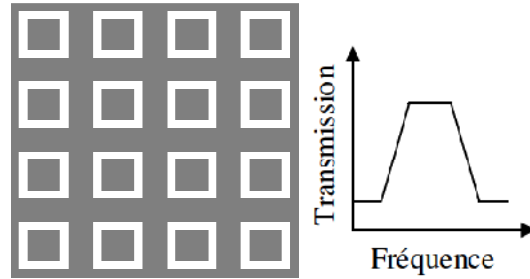
Les FSS sont des surfaces imprimées composées d'un arrangement périodique d'éléments métalliques ou d'ouvertures dans un plan métallique. Elles peuvent être périodiques suivant une ou deux directions. Ces surfaces agissent, vis-à-vis d'une agression extérieure, comme des filtres fréquentiels. La nature du filtre conçu dépend de la forme de la FSS.

Dans la première partie de ce paragraphe, les FSS vont être classées en fonction du filtrage fréquentiel qu'elles exercent. Puis nous sélectionnerons celles qui nous paraissent les plus appropriées à notre étude.

II.2.1 Classification des FSS

A chacune des FSS, composées de patchs déconnectés, d'ouvertures dans un plan métalliques, de boucles métalliques ou de croix métalliques, correspond une réponse en fréquence spécifique répertoriée sur la **Figure IV.2**. Sur cette figure, les motifs métalliques sont représentés en foncé, et les ouvertures sont en blanc.





(e)

Figure IV.2. Classification des FSS en fonction de leur réponse en fréquence [IV.7]

La première structure (a), composée de patches déconnectés, se comporte comme un filtre passe-bas. La seconde FSS (b) est le dual de la première, elle est composée d'un arrangement d'ouvertures dans un plan métallique. Elle offre le comportement d'une grille métallique caractérisée par un filtre passe-haut. Les FSS (c) est composée d'anneaux métalliques et (d) est composée des croix métalliques. Ces deux structures se comportent comme un filtre stoppe-bande. La dernière est une grille métallique pourvue de patches déconnectés, la réponse en fréquence est un filtre passe-bande.

Nous allons à présent sélectionner le type de FSS correspondant aux besoins de notre antenne.

II.2.2 Choix de la FSS

Afin que l'ajout de la FSS permette d'obtenir un fonctionnement bibande pour l'antenne, une 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 . 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 IV.3** ci-dessous.

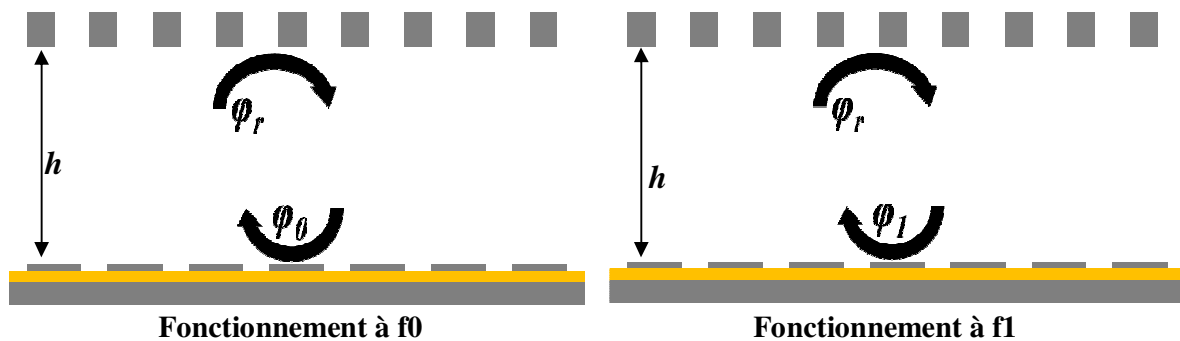


Figure IV.3. Principe de l'antenne bibande

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 stoppe-bande.

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 $f_1 = 1,1f_0$. Il est donc nécessaire pour arriver à concevoir une antenne pour ces normes, de disposer d'une FSS présentant une réflectivité totale à f_r , f_r étant la fréquence de résonance de la FSS.

Il suffira en effet pour obtenir deux bandes de fréquences, que l'égalité ci-dessous soit vérifiée pour deux fréquences différentes, φ_i étant la phase du coefficient de réflexion de la structure inférieure de l'antenne, composée du plan de masse et de la FSS avec $\varphi_r = \text{Arg}(r)$ où r est le coefficient de réflexion de la structure périodique supérieure de l'antenne (SPR).

$$h = \frac{c}{2f_i} \left(\frac{\varphi_r}{2\pi} + \frac{\varphi_i}{2\pi} \right) \quad (\text{IV.1})$$

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 φ_i pour vérifier qu'il va permettre d'obtenir le résultat escompté.

II.3. Proposition d'une FSS appropriée au fonctionnement de l'antenne bibande

II.3.1 Etude de la structure double (FSS + plan de masse)

Après différentes études consacrées à la conception des FSS, nous avons développé la structure de la **Figure IV.4**. La FSS proposée est construite à partir d'un réseau périodique bidimensionnel de croix métalliques déposées sur un substrat. Celui-ci est couvert par un plan de masse métallique sur sa deuxième face. On considère une structure isotrope dans les deux directions qui possède trois dimensions principales : la longueur du bras g , la largeur du bras a et l'épaisseur du diélectrique e .

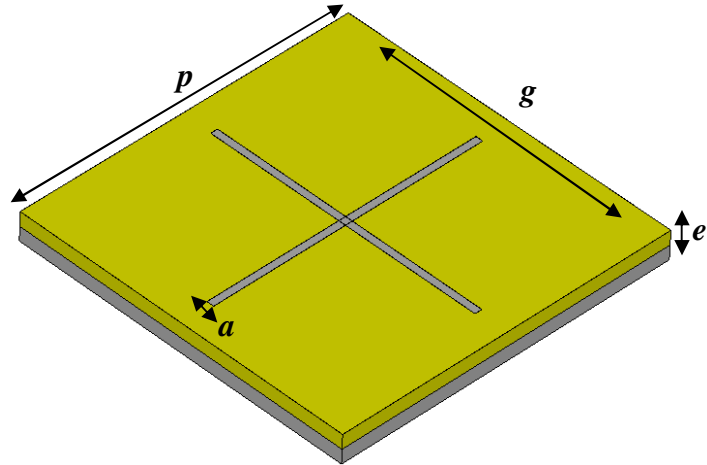


Figure IV.4. FSS développée

Sur la **Figure IV.5** ci-dessous est présentée la phase du coefficient de réflexion d'une FSS dimensionnée pour résonner autour de 2 GHz. Le plan de référence choisi pour le coefficient de réflexion est celui de la FSS.

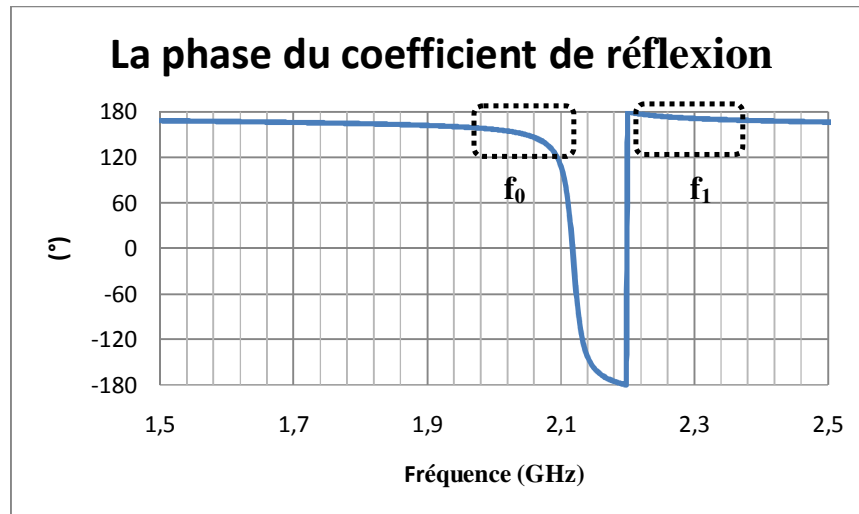


Figure IV.5. Phase du coefficient de réflexion de la structure plan de masse + FSS

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 2 GHz et après 2.2 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 précédemment étudiée (**Figure IV.4**), et donc avant tout d'en comprendre le fonctionnement.

II.3.2 Influence des paramètres

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 de résonance.

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. Les valeurs des dimensions principales de la structure proposée influent directement sur la fréquence de résonance de la FSS et ainsi sur les deux bandes de fonctionnement.

II.3.2.1 Influence de la longueur du bras g

Afin d'étudier l'effet de la variation de ce paramètre sur la phase du coefficient de réflexion, plusieurs simulations ont été faites sur une cellule élémentaire de dimensions $a = 1.5$ mm, $p = 72$ mm et $e = 3$ mm. Les résultats des simulations sont illustrés par la **Figure IV.6**.

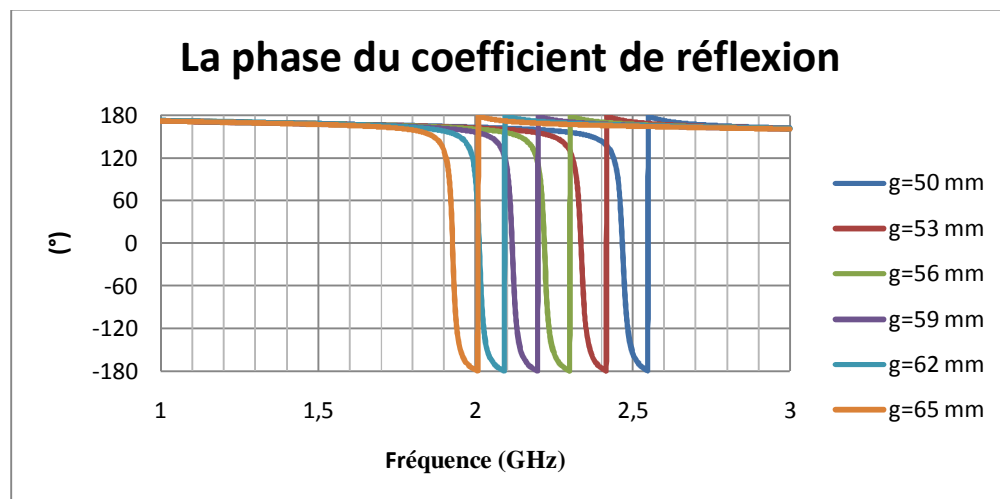


Figure IV.6. Variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur du bras g

Les courbes montrent la variation de la résonance en fonction de la longueur du bras g . On remarque une croissance de la fréquence de résonance lorsqu'on réduit les dimensions de la cellule élémentaire. Cette croissance est expliquée en partie par le rapport entre les dimensions de la cellule élémentaire et la longueur d'onde.

II.3.2.2 Influence de la largeur du bras a

Afin d'étudier l'effet de la largeur du bras a sur la fréquence de résonance et la largeur du saut de phase, le coefficient de réflexion a été simulé pour une FSS de dimensions $g = 59$ mm, $p = 72$ mm et $e = 3$ mm (**Figure IV.7**).

Ce paramètre influe sur la largeur du saut de phase et ainsi sur la sélectivité de la 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 verte, puis à la courbe orange, on observe bien un éloignement des deux bandes de fonctionnement potentielles.

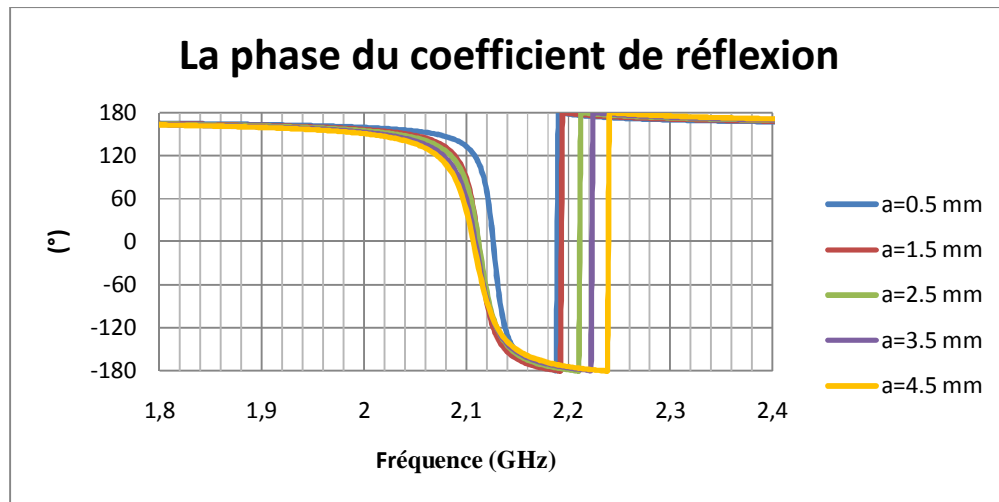


Figure IV.7. Variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur du bras a

II.3.2.3 Influence de l'épaisseur du diélectrique e

La **Figure IV.8** présente la variation de la phase à la réflexion en incidence normale en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs du substrat diélectrique d'une même FSS ($\epsilon_r = 1.45$, $p = 72$, $a = 1.5$ mm, $g = 59$ mm).

On constate d'après les courbes que l'augmentation de l'épaisseur du diélectrique permet de décaler la fréquence de la première bande (f_0) vers les basses fréquences. En effet,

la cavité créée par les croix métalliques et le plan de masse s'agrandit à chaque fois qu'on augmente l'épaisseur du diélectrique. Par conséquent, la fréquence de résonance diminue.

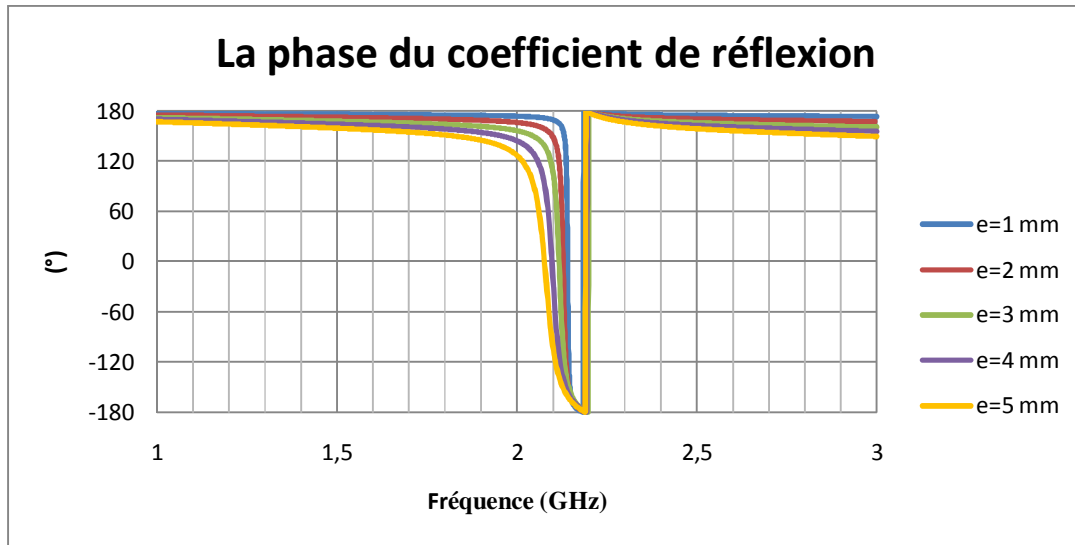


Figure IV.8. Variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur du diélectrique e

Les courbes 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 l'utilisation de 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.

II.4. Conception d'une antenne bibande pour une application UMTS

II.4.1 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 BIEM-FSS rectangulaire, à partir d'un cahier des charges donné. Cette méthode peut se décomposer en trois étapes successives.

- La première étape est la conception de la SPR formant la partie supérieure de la cavité. Cette partie, tout à fait indépendante de la seconde, peut se faire selon la méthode présentée dans le second et le troisième chapitre. Dans le cas où l'on désire obtenir

une antenne bibande à partir d'une antenne déjà conçue, la SPR supérieure peut être utilisée 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 concevoir une FSS 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-M rectangulaire sectorielle monobande. Pour obtenir une antenne complète, il faut enfin choisir une source d'excitation.

II.4.2 Cahier des charges

Le but est la mise au point d'une antenne bibande, le résultat obtenu peut néanmoins être très utile dans un certain nombre d'applications pratiques. Parmi les diverses normes pour lesquelles une antenne bibande peut s'avérer utile, notre choix s'est porté sur la norme UMTS. Les deux bandes de travail sont suffisamment éloignées 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 (**Tableau IV.1**):

Bande de fréquences UMTS	Bande 1 : 1.92 – 1.98 GHz Bande 2 : 2.11 – 2.17 GHz
Rayonnement	
Directivité	19 dBi
Diagramme et ouverture plan H	Sectoriel ~ 60°
Diagramme et ouverture plan E	Directif ~ 8°
Polarisation	Verticale

Tableau IV.1. *Cahier des charges de l'antenne BIEM-FSS rectangulaire*

Ce cahier des charges correspond aux performances des antennes disponibles dans le commerce pour ce type d'application, avec néanmoins une directivité légèrement améliorée. Le choix de la polarisation verticale est également imposé par les systèmes déjà existants.

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 couche supérieure (SPR).

II.4.3 Etude de la couche supérieure : SPR

La première étape a donc été le design de tiges métalliques présentant une réflectivité correcte en regard de la directivité désirée de 19 dBi. A partir des courbes présentées dans le second chapitre, il a été possible d'aboutir au design présenté en **Figure IV.9** pour la SPR supérieure.

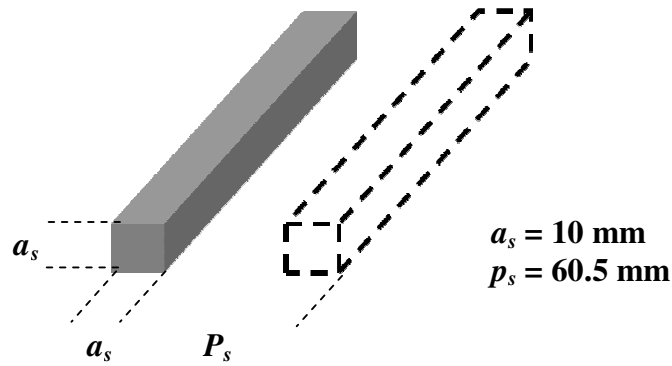


Figure IV.9. Cellule élémentaire

La courbe du coefficient de réflexion (module et phase) de la SPR supérieure est présentée sur la **Figure IV.10**.

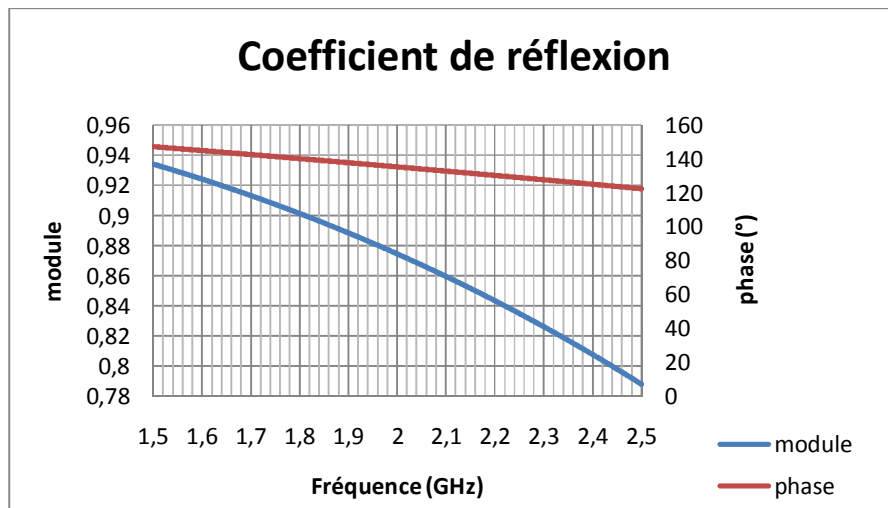


Figure IV.10. Module et phase du coefficient de réflexion de la couche supérieure SPR

Le design de la couche supérieure (SPR) étant maintenant terminé, il est possible de passer à l'étape suivante de la conception.

II.4.4 Etude de la couche inférieure : FSS + plan de masse (PEC)

Suite à une étude paramétrique, notre choix s'est porté sur les croix métalliques déposées sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r = 1.45$) (**Figure IV.4**).

La première étape a été d'obtenir un motif élémentaire résonant vers 2.1 GHz, afin de placer correctement la bande haute de fonctionnement de l'antenne.

Une fois la géométrie du motif choisie, les 2 paramètres restant sont la longueur et la largeur des bras élémentaires constituant le motif en question. La longueur des bras 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 dans le **Tableau IV.2** ci-dessous.

<i>a</i>	<i>p</i>	<i>g</i>	<i>e</i>
<i>1.5 mm</i>	<i>72 mm</i>	<i>59 mm</i>	<i>3 mm</i>

Tableau IV.2. Valeurs des différents paramètres physiques de la FSS étudiée

L'étude de ce motif en coefficient de réflexion a fourni la courbe présentée ci-dessous (**Figure IV.11**), permettant de juger de la correspondance entre les performances de la FSS et celles nécessaires pour l'application.

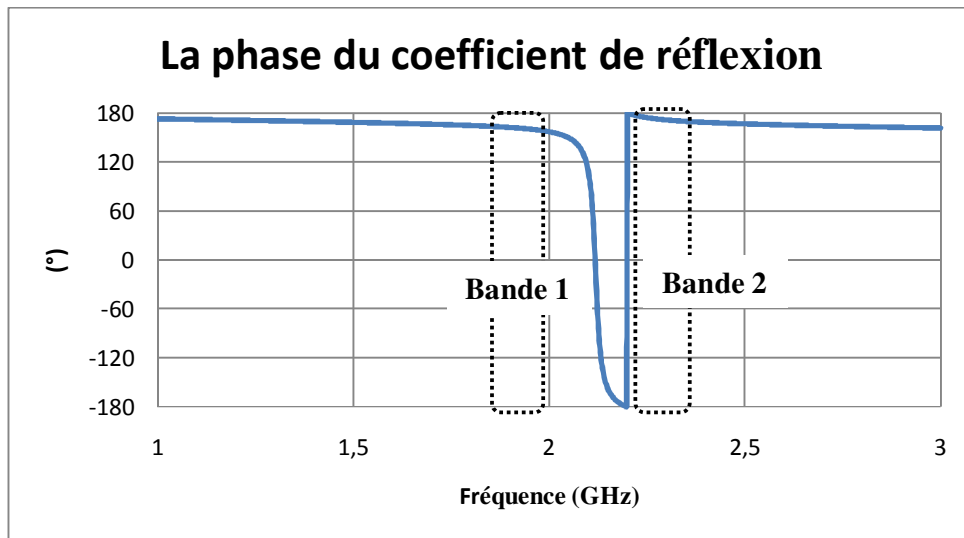


Figure IV.11. Phase du coefficient de réflexion de la couche inférieure FSS + PEC

La fréquence de résonance de la FSS est compatible avec l'antenne que l'on se propose de créer. En effet, la résonance intervient à 2.1 GHz, ce qui correspond au début de la bande de fonctionnement haute de l'antenne.

Les deux bandes de fréquences de la norme UMTS sont correctement placées vis-à-vis du coefficient de réflexion de la structure, une avant le saut de phase autour de 1.95 GHz et l'autre après le saut de phase, autour de 2.17 GHz.

Des caractéristiques correctes ayant été obtenues avec cette structure, il est possible de passer à l'étape suivante, à savoir la création de la cavité bibande.

II.4.5 Présentation et Dimensions de l'antenne finale

La structure étudiée est présentée sur la **Figure IV.12**. L'antenne BIEM-FSS rectangulaire se compose de quatre parties principales qui sont :

1. Une cavité bibande située entre la couche inférieure FSS+PEC et la couche supérieure SPR.
2. La SPR formée par un agencement périodique d'éléments métalliques de section carrée.
3. La structure FSS+PEC formée par un réseau périodique de croix métalliques imprimées sur un substrat diélectrique.
4. Les murs verticaux composés de tiges métalliques de section carrée pour obtenir le rayonnement sectoriel désiré.

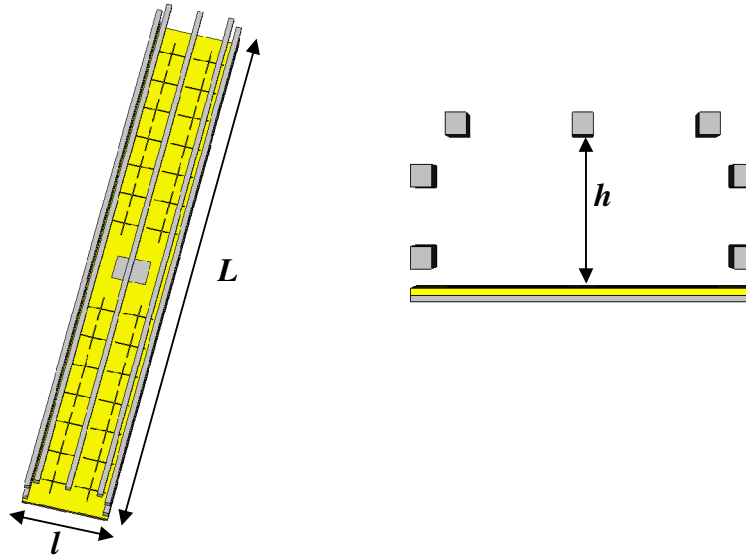


Figure IV.12. Géométrie de l'antenne BIEM-FSS rectangulaire à polarisation verticale

De la même manière que dans le cas de l'antenne monobande à polarisation verticale présentée dans le second chapitre, la structure peut être dimensionnée de manière exacte.

Nous allons présenter les dimensions des différents paramètres (**Tableau IV.3**).

L	l
1200 mm	144 mm

Tableau IV.3. Valeurs des différents paramètres physiques de l'antenne étudiée

Il ne reste alors plus qu'à fixer la hauteur h de la cavité bibande, afin de pouvoir obtenir l'antenne désirée.

II.4.6 Obtention de la cavité bibande

Comme cela a été précisé précédemment, une condition nécessaire pour la création d'une cavité bibande est que l'équation rappelée ci-dessous soit vérifiée pour 2 fréquences disjointes qui correspondront aux fréquences de fonctionnement f_0 (Bande 1) et f_1 (Bande 2) de l'antenne bibande.

Les différentes structures constitutives de l'antenne bibande ont déjà été déterminées 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 h de l'antenne. En effet, il est nécessaire de recalculer la hauteur de la cavité bibande, en tenant compte des propriétés en

réflexion de la couche supérieure SPR (φ_r) (**Figure IV.10**), et en utilisant la couche inférieure FSS+PEC ($\varphi_{FSS+PEC}$) (**Figure IV.11**). La formule à utiliser est donc maintenant la suivante (voir chapitre II : antenne à polarisation verticale) :

$$h = \frac{1}{2} \frac{c \left(\frac{\varphi_{FSS+PEC}}{2\pi} + \frac{\varphi_r}{2\pi} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4l^2} \left(\frac{\varphi_{murs}}{\pi} \right)^2}} \quad (\text{IV.2})$$

La **Figure IV.13** ci-dessous présente les variations de h en fonction de la fréquence.

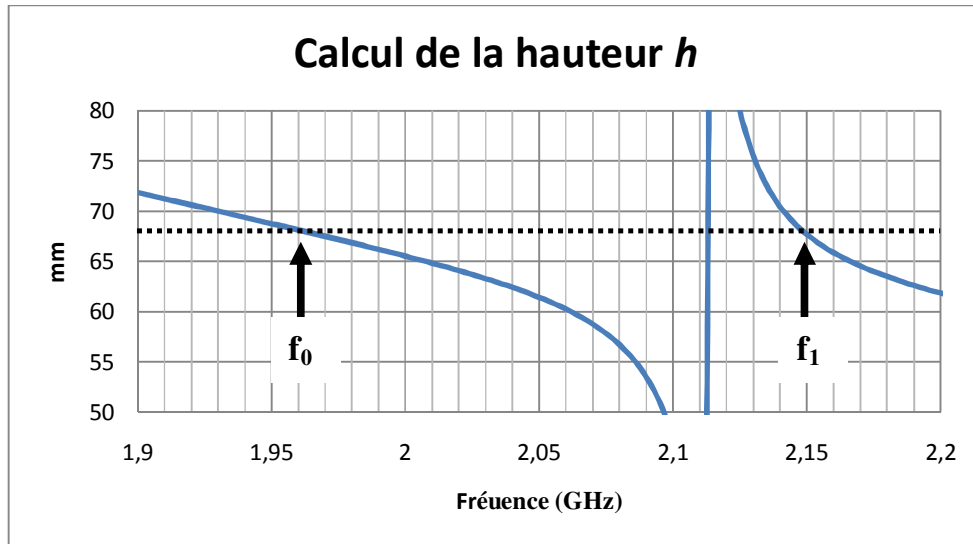


Figure IV.13. La hauteur de la cavité bibande en fonction de la fréquence

Une hauteur h de 68.5 mm pour la cavité devrait permettre l'obtention de deux bandes de fonctionnement située autour de $f_0=1.96$ GHz et de $f_1=2.15$ GHz, correspondant aux fréquences de la norme UMTS. Il semble donc possible d'obtenir une cavité présentant deux fonctionnements différents. En étudiant la structure en transmission, c'est-à-dire en remplaçant le plan de masse par une symétrie (**Figure IV.14**), on obtient le résultat donné ci-dessous en **Figure IV.15**.

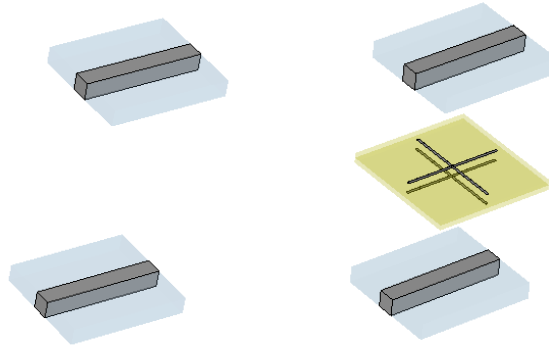


Figure IV.14. Cellule élémentaire de la cavité sans et avec FSS

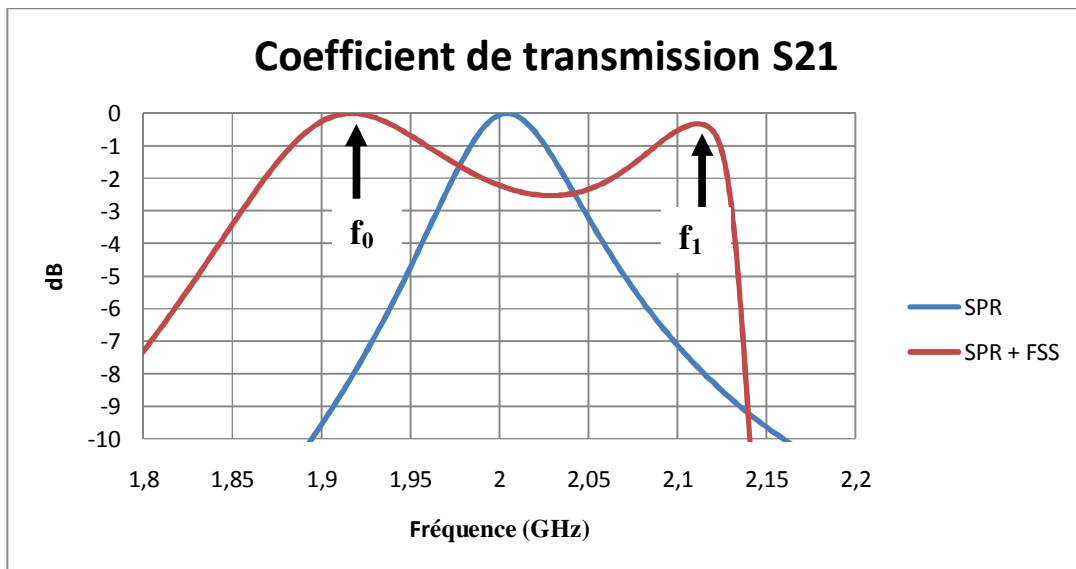


Figure IV.15. Comparaison des coefficients de transmission avec et sans FSS

La présence de deux pics de transmission au lieu de l'unique pic habituel, démontre que la cavité ainsi conçue possède bien deux modes de fonctionnements différents. Deux fréquences de fonctionnement apparaissent à $f_0=1.93$ GHz et $f_1=2.13$ GHz. Les fréquences sont donc ajustées sur les bandes UMTS sous l'effet de la couche FSS.

A ce stade de la conception, seule l'excitation de l'antenne reste à concevoir.

II.4.7 Excitation de la structure

Nous avons réalisé un patch carré de 62 mm de longueur (L_p) fonctionnant à 1.9 GHz. Il repose sur le même substrat que la couche FSS ($\epsilon_r=1.45$, épaisseur=3 mm) (Figure IV.16).

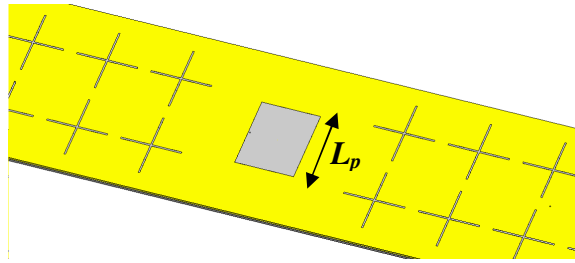


Figure IV.16. Dimension et géométrie du patch

Toutes les dimensions de l'antenne étant maintenant déterminées, il est possible de simuler cette dernière.

II.4.8 Performances obtenues en simulation

La simulation de l'antenne bibande a permis d'obtenir les performances suivantes en terme de directivité fréquentielle (Figure IV.17).

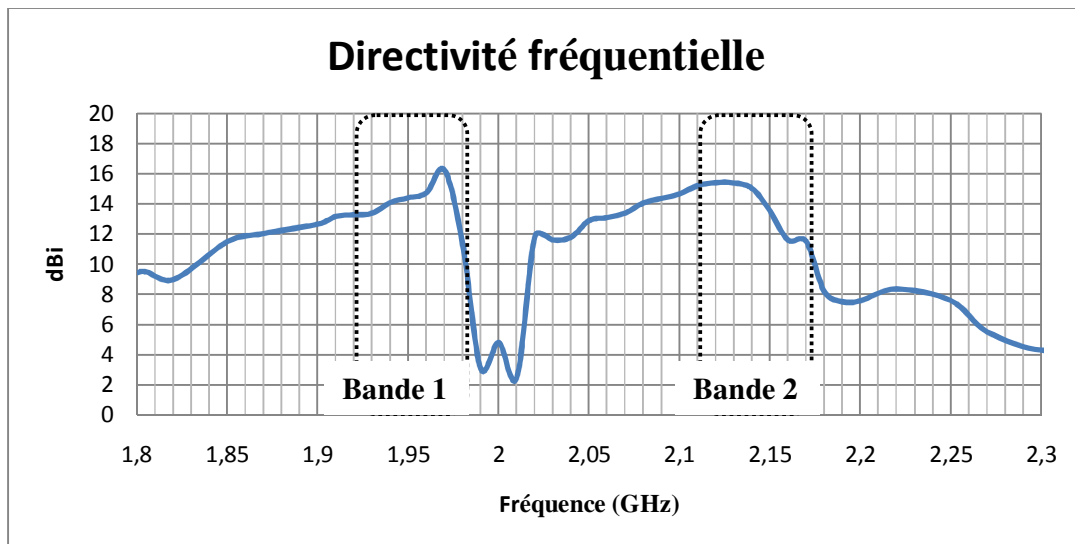
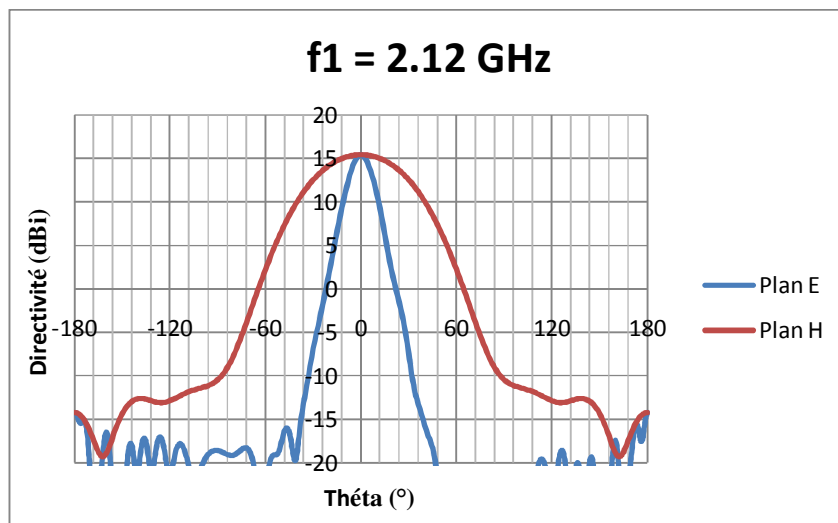
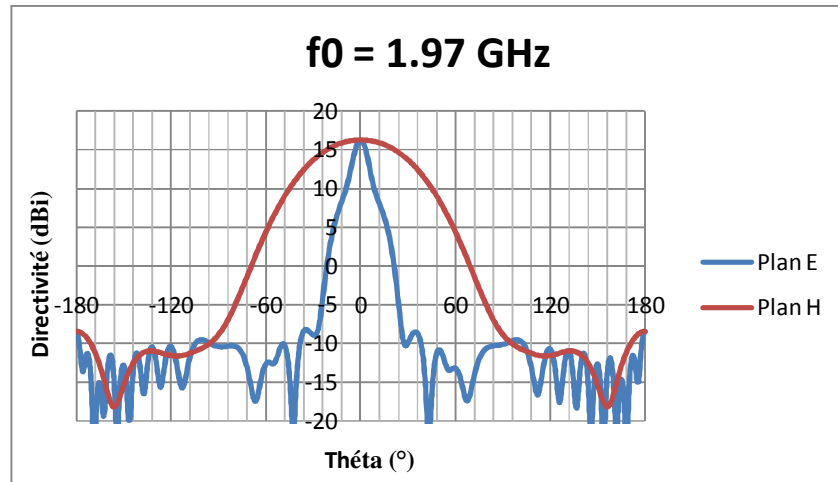


Figure IV.17. Directivité fréquentielle simulée de l'antenne bibande

Conformément à ce que l'on peut présager de la courbe de la directivité, on obtient bien deux bandes de fonctionnement distinctes autour de f_0 et f_1 . Si le décalage fréquentiel obtenu reste limité, puisqu'il vaut environ 15 MHz au niveau de la bande 2, la directivité obtenue n'est pas du tout satisfaisante, elle n'atteint pas la valeur désirée de 19 dBi. La directivité maximale obtenue à $f_0 = 1.97$ GHz est de 16 dBi et de 15.5 dBi à $f_1 = 2.12$ GHz.

Malgré la faible valeur de la directivité obtenue, le fonctionnement bibande est néanmoins présent, et les diagrammes de rayonnement ont été présentés dans les plans E et H

et ce, pour les deux fréquences $f_0=1.97$ GHz (Figure IV.18) et $f_1=2.12$ GHz (Figure IV.19) correspondant aux maximums de la directivité.



On observe une bonne concordance des plans E et H. Les diagrammes de rayonnements dans le plan horizontal (plan H) sont sectoriels. L'ouverture angulaire notamment, atteint la valeur prescrite de 60° . Dans le plan vertical (plan E), le diagramme de rayonnement présente des lobes directifs. On peut observer que les diagrammes présentent des lobes secondaires bas, inférieurs à -25 dB.

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 et la directivité maximale.

L'objectif de la partie suivante est de pallier à ce problème en réalisant une excitation de l'antenne par de multiples sources. Comme nous l'avons vu en second chapitre, cette solution permet à la fois d'augmenter la directivité et la bande de rayonnement de l'antenne.

II.4.9 Excitation multisource

La technique multisource [IV.8] développée pour les antennes BIE-M directives est applicable aux antennes BIE-M rectangulaires sectorielles (voir chapitre II). Elle consiste à mettre plusieurs sources dans la cavité réparties sur la longueur de l'antenne. Ceci a pour effet d'augmenter la directivité et la bande passante sans modifier la structure de l'antenne.

La structure finale est similaire à celle de l'antenne monosource, si ce n'est l'ajout des patchs. Pour que des patchs puissent être utilisés, il a été nécessaire de rompre la périodicité des FSS pour pouvoir les imprimer sur le même substrat.

Pour observer le phénomène, nous allons étudier la répartition du champ électrique dans un plan horizontal de l'antenne au centre de la cavité d'air, ceci pour deux différents cas. Les dimensions de l'antenne sont identiques, seul le nombre de sources dans la cavité change. Pour chaque cas, la configuration des sources sur le plan de masse est donnée, ainsi que la distribution du champ électrique dans un plan horizontal au centre de la cavité pour la fréquence de fonctionnement 1.95Hz.

II.4.9.1 Cas monosource

Le premier cas est constitué d'une seule source centrée sur le plan de masse (**Figure IV.20**).

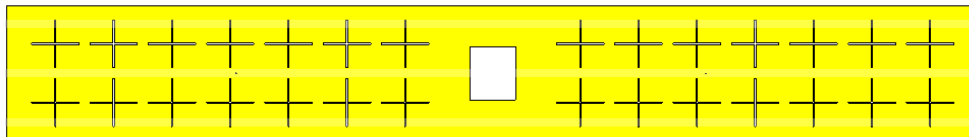


Figure IV.20. Structure monosource

Observons pour cette antenne la répartition du champ électrique tangentiel au milieu de la cavité d'air (**Figure IV.21**).

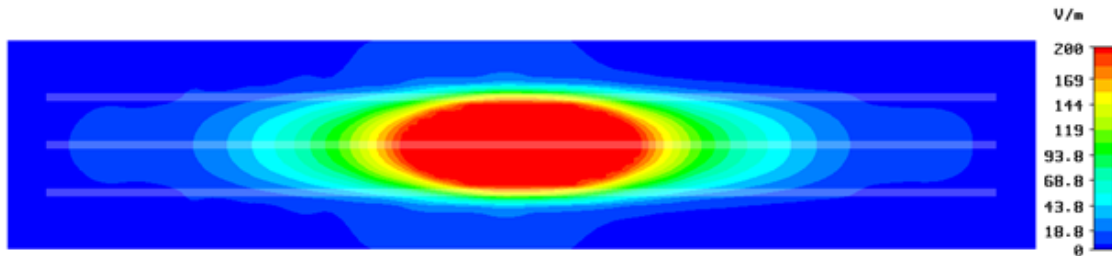


Figure IV.21. Cartographie de champ E (cas monosource)

Nous pouvons voir que la tâche est elliptique et ne s'étend pas jusqu'aux bords de la structure, ce qui montre bien que les dimensions de l'antenne ne sont pas adaptées à l'ouverture rayonnante équivalente déduite de la cartographie. Les dimensions de la tâche indiquent la directivité potentielle de l'antenne.

Etudions maintenant le cas de trois sources d'excitation dans la cavité.

II.4.9.2 Cas multisource

La structure réalisée dans cette partie présente trois sources espacées de $1.8 \lambda_0$ ($D=290$ mm) (Figure IV.22). Les dimensions de l'antenne sont les mêmes que précédemment. Les sources sont alimentées avec le même courant en amplitude et en phase.

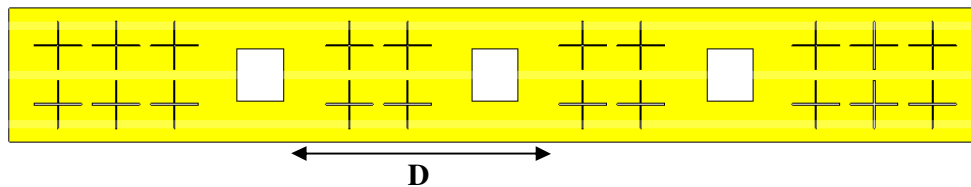


Figure IV.22. Structure multisource

Observons sur la Figure IV.23 la distribution du champ électrique dans ce cas.

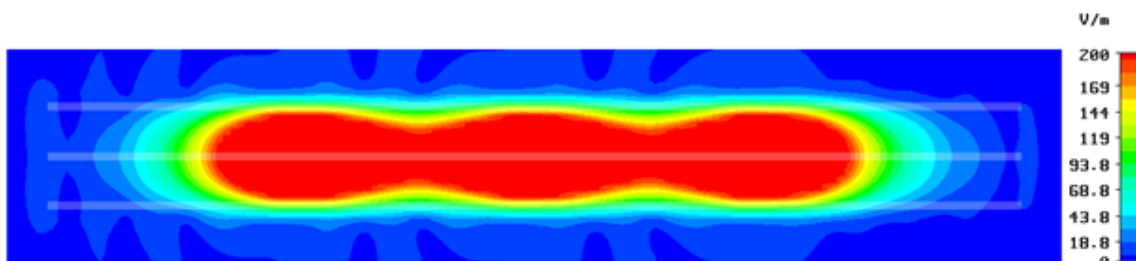


Figure IV.23. Cartographie de champ E (cas multisource)

Les éléments sont espacés de $1.8 \lambda_0$ afin d'obtenir un bon entrelacement, donc une surface homogène. Dans ce cas la surface rayonnante est grande avec peu de variations du

champ grâce à un bon entrelacement des tâches. Il est donc possible grâce à une SPR supérieure et plusieurs sources d'excitation de réaliser des surfaces rayonnantes grandes en contrôlant la répartition des champs sur cette ouverture grâce à la position des sources sur le plan de masse.

Passons maintenant au rayonnement de ces structures, afin de vérifier qu'une tâche de grande surface est bien synonyme de directivité et bande passante importantes.

II.4.9.3 Directivité fréquentielle

La Figure IV.24 représente la directivité fréquentielle obtenue pour chacune des ces configurations.

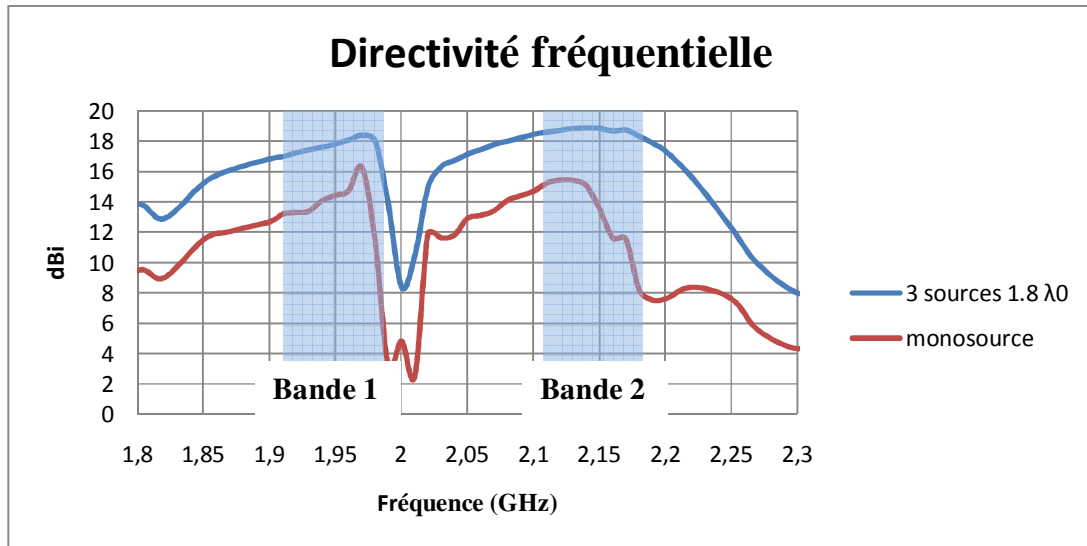


Figure IV.24. Directivité fréquentielle pour le cas monosource et multisource

Les performances sont nettement améliorées avec l'augmentation du nombre de sources. La directivité fréquentielle passe de 16 dBi pour le cas monosource à 18,8 dBi pour trois sources. Mais l'amélioration sur la bande est nettement plus importante, elle passe de 3% en monosource à 6,9% en multisource pour la bande basse (Bande 1) et de 5,11% à 8,8% pour la bande haute (Bande 2).

	Bande 1	Bande 2
Directivité	16.2 → 18.5 dBi	15.5 → 18.8 dBi
Bande passante à -3 dB	3 → 6.9 %	5.11 → 8.8 %

Tableau IV.4. Comparaison des Performances pour le cas monosource et multisource

La solution multisource paraît donc idéale en termes de directivité et bande de rayonnement puisque avec peu de sources, il est possible d'obtenir une directivité et une bande de rayonnement importantes.

Passons maintenant au rayonnement de la structure multisource, les surfaces rayonnantes observées sur les cartographies du champ E dans la cavité vont être associées au rayonnement de l'antenne.

II.4.9.4 Diagrammes dans le plan horizontal (plan H)

Il faut vérifier le fonctionnement sectoriel de l'antenne pour les deux bandes de fonctionnement. Les diagrammes de rayonnement sont présentés en **Figure IV.25** pour la bande basse (Bande 1) et **Figure IV.26** pour la bande haute (Bande 2).

Les courbes montrent que le fonctionnement sectoriel est bien présent dans les deux bandes étudiées. L'ouverture angulaire vaut 65° pour la bande basse et 60° pour la bande haute. Cela confirme encore une fois la performance des antennes BIE-M rectangulaires pour produire un rayonnement sectoriel de très bonne qualité.

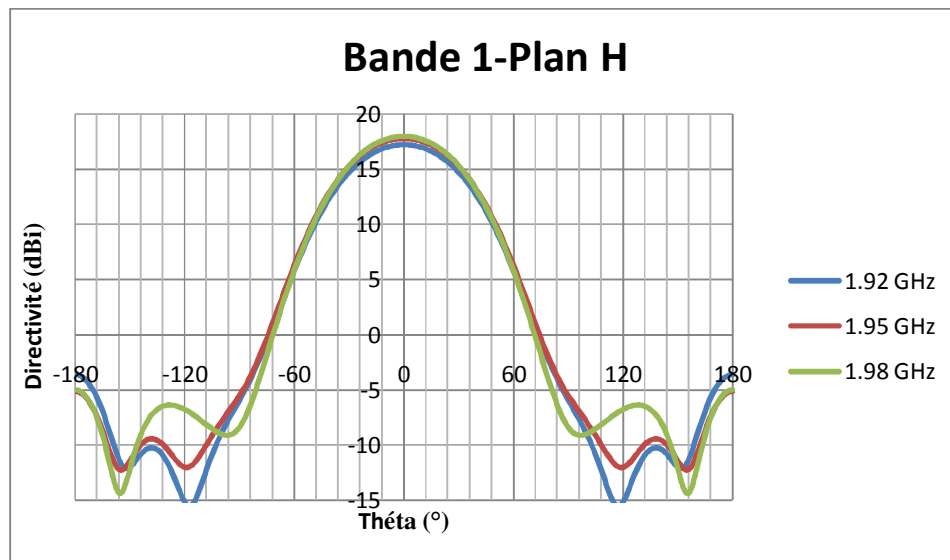


Figure IV.25. Rayonnement dans le plan horizontal pour des fréquences allant de 1.92 à 1.98 GHz (Bande 1)

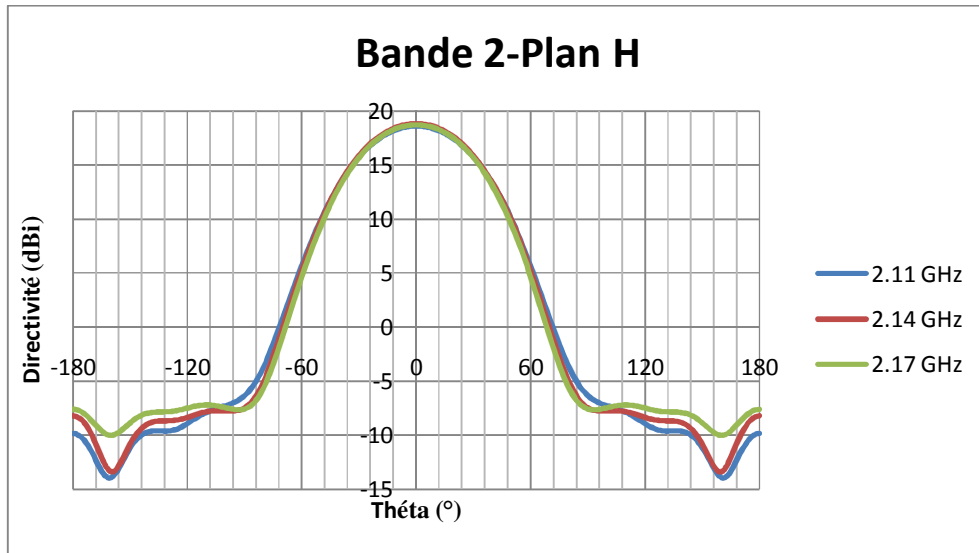


Figure IV.26. Rayonnement dans le plan horizontal pour des fréquences allant de 2.11 à 2.17 GHz (Bande 2)

II.4.9.5 Diagrammes dans le plan vertical (plan E)

Les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical sont tracés pour la bande basse (Bande 1) (Figure IV.27) et la bande haute (Bande 2) (Figure IV.28).

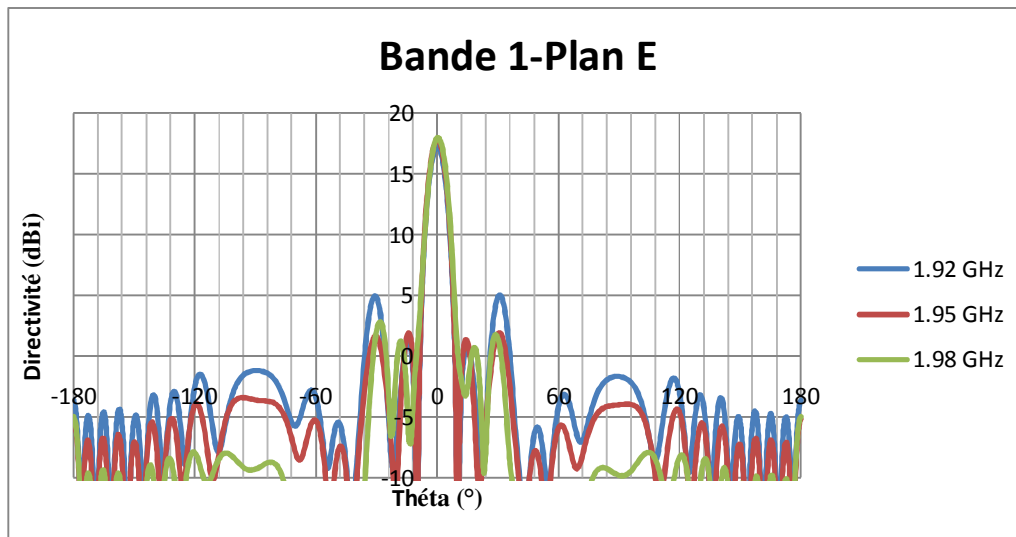


Figure IV.25. Rayonnement dans le plan vertical pour des fréquences allant de 1.92 à 1.98 GHz (Bande 1)

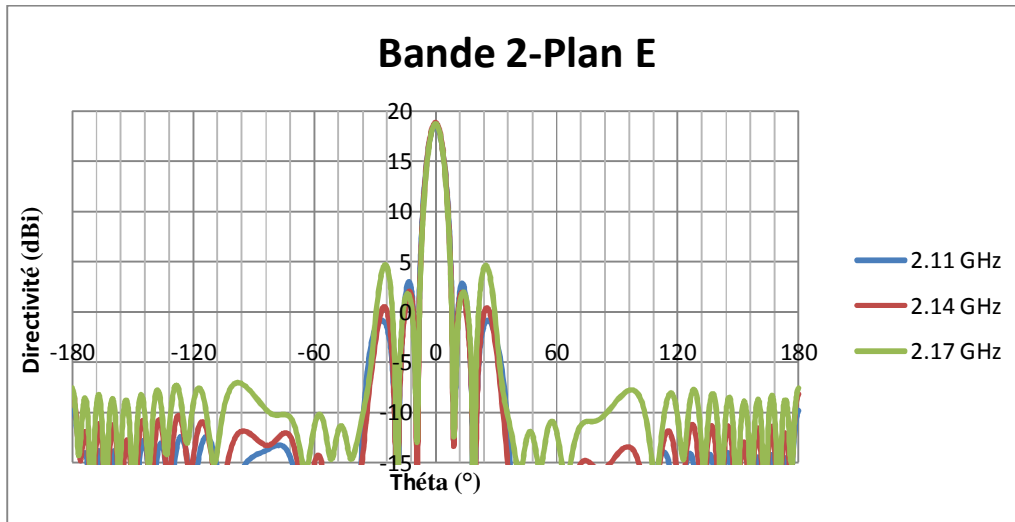


Figure IV.26. Rayonnement dans le plan vertical pour des fréquences allant de 2.11 à 2.17 GHz (Bande 2)

Les diagrammes de rayonnement présentent un lobe directif dans l'axe et une directivité de 18.8 dBi avec des lobes secondaires réjectés à -14 dB. Ces derniers, plus haut que dans le cas habituel, sont en fait des lobes du sinus cardinal (TF d'une porte).

Ces diagrammes sont d'ailleurs assez similaires sur toutes les bandes de fréquences avec une ouverture angulaire à -3 dB de 8.5° pour la bande basse et de 7.5° pour la bande haute.

II.5. Conclusion

La conception de cette antenne a permis de montrer l'intérêt du principe de l'antenne BIEM-FSS rectangulaire pour certaines normes de communication. Les deux bandes de la norme UMTS ont en effet pu être couvertes par une antenne présentant une directivité de 18.8 dBi et un rayonnement sectoriel en azimut.

Nous avons montré que l'utilisation de plusieurs sources d'excitation permet d'augmenter la directivité et la bande passante.

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-M rectangulaires sectorielles, en montrant qu'elles peuvent être utilisées pour des applications concrètes.

Afin d'obtenir une solution plus simple que la méthode présentée de manière à éviter l'utilisation des FSS compliquée à modéliser, une nouvelle approche consiste à utiliser deux couches de SPR dans le but de créer une antenne bibande. C'est l'objet du paragraphe suivant.

III. Antenne BIE-M rectangulaire bicouche

Nous commencerons par l'étude d'une antenne BIE-M carrée bicouche de référence à rayonnement directif, avant de montrer les modifications à appliquer sur cette antenne pour obtenir l'antenne BIE-M rectangulaire bicouche à rayonnement sectoriel.

III.1. Principe de l'antenne

L'idée était d'obtenir une solution plus simple que la méthode présentée précédemment de manière à éviter l'utilisation des FSS compliquées à modéliser.

Cette nouvelle méthode consiste à utiliser la SPR composée des grilles métalliques simples déjà existantes pour les antennes BIE-M monobande dans le but de créer une antenne bibande.

Les deux bandes de fonctionnement sont réalisées par deux couches SPR de même dimensions. Ces deux surfaces génèrent deux cavités d'air. Ces deux cavités ont des fréquences de résonance distinctes et donc créent deux bandes de fonctionnement. La nouvelle géométrie se présente donc de la manière suivante.

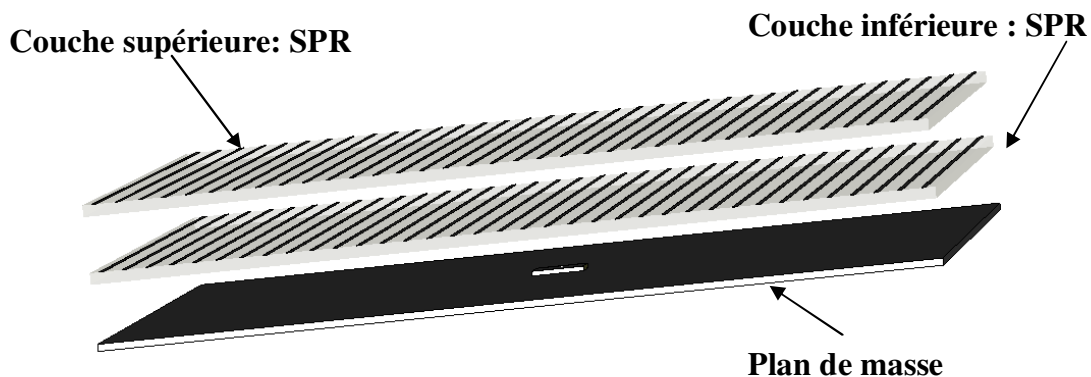


Figure IV.27. Géométrie de l'antenne bibande à double couches SPR

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

La principale modification de la géométrie consiste en l'insertion d'une couche supérieure SPR placée au dessus de la structure SPR inférieure déjà existante (Figure IV.27).

Afin que l'ajout d'une couche supérieure SPR permette d'obtenir la bande haute de fonctionnement, une solution serait que cette structure ne perturbe pas le fonctionnement

habituel à la fréquence f_0 (bande basse), tout en créant une seconde fréquence de fonctionnement f_1 . Les fréquences f_0 et f_1 correspondraient alors à deux états différents de l'ensemble constitué du plan de masse et de deux couches SPR. Ce principe est illustré sur la **Figure IV.28** ci-dessous.

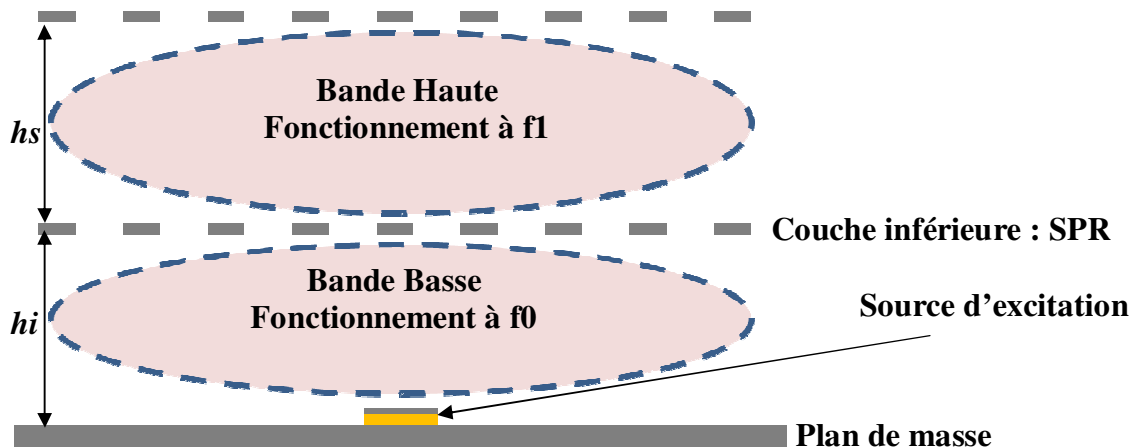


Figure IV.28. Principe de l'antenne bibande

A ce stade, il est important de s'assurer qu'un tel mode de fonctionnement est possible, c'est-à-dire de visualiser le coefficient de transmission de la SPR bicouche pour vérifier qu'il va permettre d'obtenir le résultat escompté.

III.2. Etude et Conception de la SPR bicouche

III.2.1 Principe de conception

Jusqu'à présent la SPR monocouche utilisée pour réaliser des antennes BIE-M ne possède qu'un seul et unique mode de fonctionnement. Les antennes BIE-M sont conçues à l'aide de structures qui possèdent un facteur de qualité élevé et sont par conséquent très sélectives. La solution envisagée pour obtenir une antenne bibande est d'utiliser plusieurs cavités résonnantes en insérant plusieurs couches SPR afin de créer des défauts dans la structure et ainsi des modes de fonctionnement supplémentaires.

Pour étudier les caractéristiques de la SPR bicouche, on applique la théorie des images [IV.9]. Cela se fait par l'élimination du plan de masse et en ajoutant deux couches SPR similaires à $z = -h_i$ et $z = -h_s$, comme indiqué dans **Figure IV.29**. La SPR est infiniment périodique en X, Y.

La **Figure IV.29** montre une cellule de la couche SPR formée par des tiges métalliques imprimées sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r = 1.45$, épaisseur = 5 mm) avec $p = 10$ mm et $a = 2$ mm.

Selon le nombre des bandes de fréquences, la SPR au-dessus du patch peut avoir une couche (**Figure IV.29 (a)**) ou plus (**Figure IV.29 (b)**). Les deux couches utilisées sont identiques en termes de dimensions.

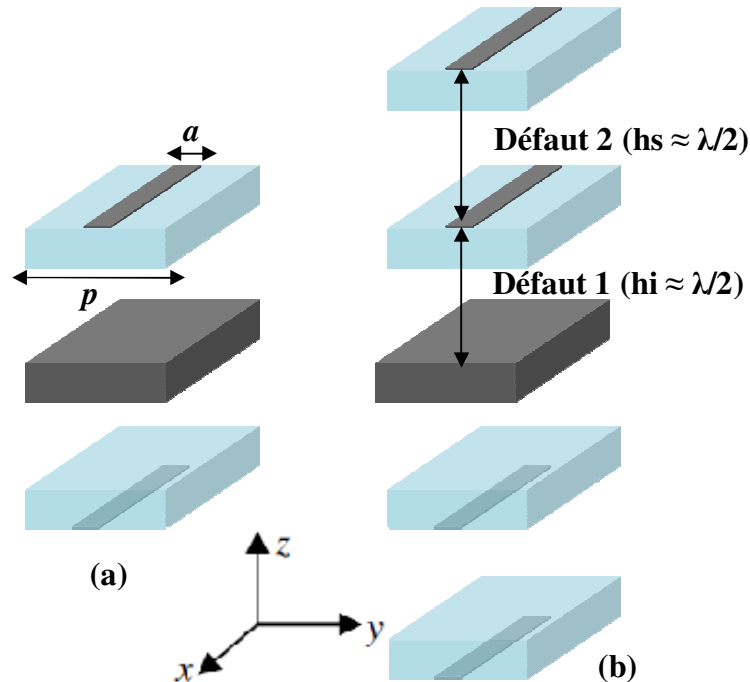


Figure IV.29. Cellule élémentaire de la cavité (a) monocouche (b) bicouche

Pour assurer le fonctionnement bibande de l'antenne, nous introduisons deux défauts en insérant deux couches SPR identiques au-dessus du plan de masse.

Les défauts générés par le plan de masse et les couches SPR seront ci-après dénommés Défaut 1 avec $h_i = 30,25$ mm et Défaut 2 avec $h_s = 28,75$ mm, respectivement.

La structure proposée agit comme un résonateur à deux bandes de fréquences distinctes. La première bande est déterminée par la distance h_i entre le plan de masse et la couche SPR inférieure (f_0) (Défaut 1), tandis que la deuxième est ajustée en fonction de la hauteur h_s qui sépare les deux couches SPR inférieure et supérieure (f_1) (Défaut 2).

III.2.2 Performances fréquentielles et comparaison avec la structure monocouche

Pour matérialiser l'amélioration qu'apporte cette nouvelle SPR bicouche par rapport à la structure monocouche, il n'y a rien de plus efficace que de comparer leurs coefficients de transmission.

La **Figure IV.30** montre les coefficients de transmission de cette nouvelle structure bicouche (**Figure IV.29 (b)**), dit « bibande », ainsi que celui d'une structure SPR monocouche « traditionnelle » monobande (**Figure IV.29 (a)**).

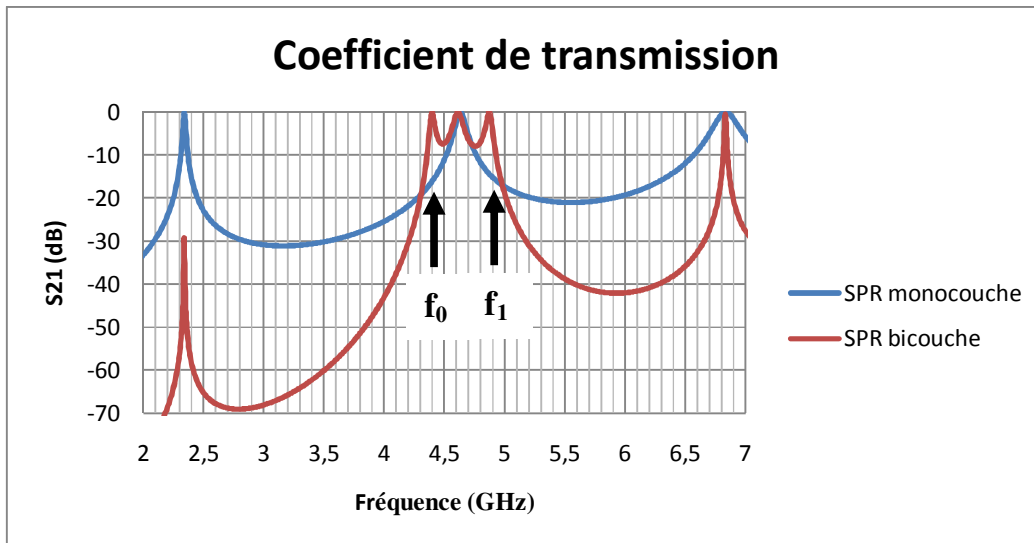


Figure IV.30. Comparaison du coefficient de transmission de la structure bicouche avec celui d'une structure monocouche

Lorsqu'une SPR bicouche est insérée dans l'antenne, trois bandes permises où l'énergie est complètement transmise apparaissent au sein de la bande interdite (courbe rouge) (**Figure IV.30**).

Cette nouvelle structure bicouche permet d'obtenir cinq bandes de fréquences centrées sur 2.337 GHz, $f_0 = 4.395$ GHz, 4.612 GHz, $f_1 = 4.871$ GHz et 6.831 GHz. Deux bandes parmi ces cinq bandes permises représentent les deux bandes de fonctionnement potentielles de l'antenne réalisée avec cette SPR bicouche.

L'amélioration constatée est flagrante. Mais il reste maintenant à savoir si la répartition énergétique au sein de cette nouvelle structure est favorable à l'insertion d'un plan de masse métallique en vue de son utilisation en antenne.

III.2.3 Cartographies du champ et possibilité d'utilisation en antenne

Pour que ces fréquences soient compatibles avec un fonctionnement en antenne, c'est-à-dire avec un plan métallique au centre de la structure, il faut que la répartition des champs électromagnétiques soit en adéquation avec la théorie des images.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, pour réaliser l'antenne à partir du matériau BIE-M, il est nécessaire que le module du champ électrique présente une distribution symétrique avec un zéro au centre du défaut. De cette façon, il est possible d'insérer un plan métallique pour sélectionner une seule direction de propagation.

La **Figure IV.31** propose la distribution du module du champ électrique pour les différentes fréquences des pics de transmission de la **Figure IV.30**.

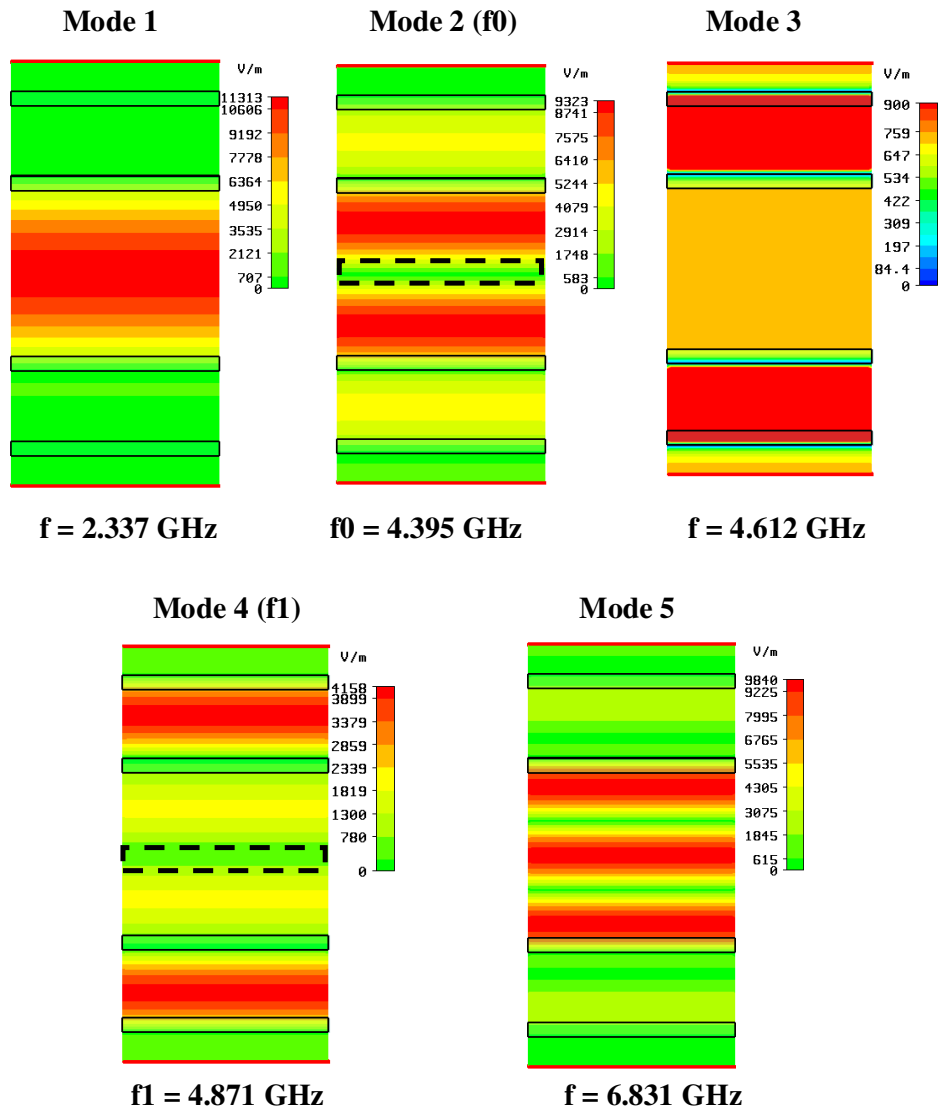


Figure IV.31. Cartographie du champ électrique au sein d'une SPR bicouche

Nous pouvons remarquer que le champ électrique est nul au centre pour les deux fréquences f_0 et f_1 qui ont respectivement comme valeur 4.395 GHz et 4.871 GHz. Les deux défauts insérés dans l'antenne définissent chacun une cavité qui emmagasine l'énergie et la restitue à la fréquence de résonance.

La Figure IV.31 montre encore une fois que l'évolution du champ électrique permet l'insertion du plan de masse. Cela signifie que ces deux modes sont compatibles avec une excitation sur plan de masse et donc un fonctionnement en antenne.

La structure simulée est une antenne BIE-M carrée directive composée de 36 tiges de 2 mm avec une périodicité de 10 mm.

La Figure IV.32 représente les directivités fréquentielles obtenues pour l'antenne BIE-M carrée avec et sans le défaut 2

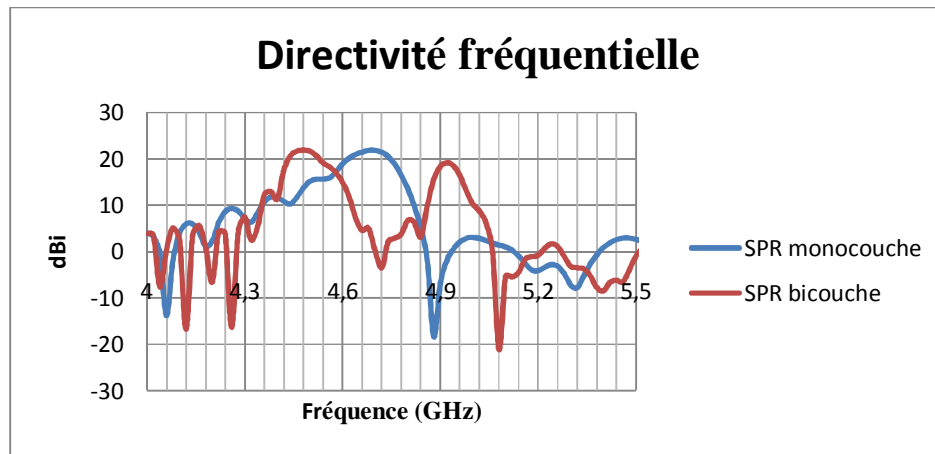


Figure IV.32. Directivité fréquentielle pour le cas SPR monocouche et SPR bicouche

Le fonctionnement de l'antenne est obtenu aux fréquences attendues, à savoir autour de 4.4 GHz et de 4.9 GHz. Conformément à ce que laisse présager la courbe de la directivité, on obtient bien deux bandes de fonctionnement distinctes autour de f_0 et f_1 , la directivité maximale obtenue à $f_0 = 4.4$ GHz est de 21 dBi et de 20 dBi à $f_1 = 4.9$ GHz.

Dans notre cas, seules les fréquences de fonctionnement suivantes présenteront un diagramme de rayonnement avec un lobe directif dans l'axe: 4.4 GHz et 4,9 GHz. Le rayonnement ne sera pas présenté pour cette structure, l'exemple d'antenne BIE-M rectangulaire bicouche étudié par la suite permettra de confirmer l'obtention de lobes directifs dans un plan et sectoriels dans l'autre pour deux fréquences différentes.

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

III.3. Conception d'une antenne sectorielle bibande pour une application HiperLan2

III.3.1 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 BIE-M rectangulaire bicouche, à partir d'un cahier des charges donné. Cette méthode peut se décomposer en deux étapes successives.

- La première étape est la conception de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle monobande avec une seule couche de SPR formant la cavité. Cette partie, peut se faire selon la méthode présentée dans le second et le troisième chapitre.
- La seconde partie concerne la création d'un deuxième défaut au sein de l'antenne en insérant une deuxième couche SPR identique à celle de la première déjà existante. Dans un premier temps, il faut ajuster la distance entre les deux couches SPR formant la cavité haute de telle manière à ce que sa fréquence de résonance f_1 soit légèrement supérieure à la fréquence de fonctionnement basse de l'antenne f_0 qui est déterminée par la distance entre le plan de masse et la couche SPR inférieure. La couche supérieure placée dans la cavité provoque un léger changement de la fréquence f_0 . Dans un deuxième temps, il faut bien positionner les deux couches SPR dans le but est d'obtenir un placement correct de la bande basse et haute de l'antenne afin de répondre au cahier des charges.

III.3.2 Cahier des charges

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 HiperLan2 [IV.10]. Le cahier des charges que nous nous sommes fixés est détaillé ci-dessous (**Tableau IV.5**):

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 d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle monobande.

Bande de fréquences HiperLan2	Bande 1 : 5.15 – 5.35 GHz Bande 2 : 5.47 – 5.725 GHz
Rayonnement	
Directivité	17 dBi
Diagramme et ouverture plan H	Sectoriel ~ 60°
Diagramme et ouverture plan E	Directif ~ 10°
Polarisation	Verticale

Tableau IV.5. Cahier des charges de l'antenne BIE-M rectangulaire bicouche

III.3.3 Conception de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle monobande

III.3.3.1 Présentation et dimensions de l'antenne

Pour ce qui est du design de l'antenne monobande, la majeure partie de l'étude est totalement identique à celle qui vient d'être faite dans le deuxième chapitre. La seule différence sera la bande de fréquence utilisée.

La structure étudiée est présentée sur la **Figure IV.33**.

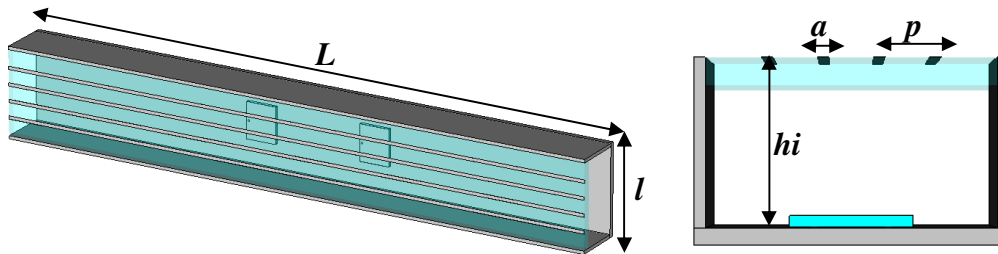


Figure IV.33. Géométrie de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle monobande

Les dimensions de l'antenne simulée sont présentées dans le **Tableau IV.6**.

a	p	hi	l	L
2 mm	10 mm	30.25 mm	52 mm	375 mm

Tableau IV.6. Dimensions de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle monobande

En ce qui concerne l'excitation de la cavité, nous avons réalisé un patch carré de 20.5 mm de longueur (L_p) fonctionnant à 5 GHz. La distance du point d'alimentation par rapport

au bord de l'antenne est de 1.75 mm. Il repose sur un substrat faible perte ($\epsilon_r=1.45$ et $\tan \delta = 0.006$) d'épaisseur 2 mm.

La structure réalisée présente deux sources espacées de $1.2 \lambda_0$ ($D=74$ mm) (**Figure IV.34**). Les sources sont alimentées avec le même courant en amplitude et en phase.

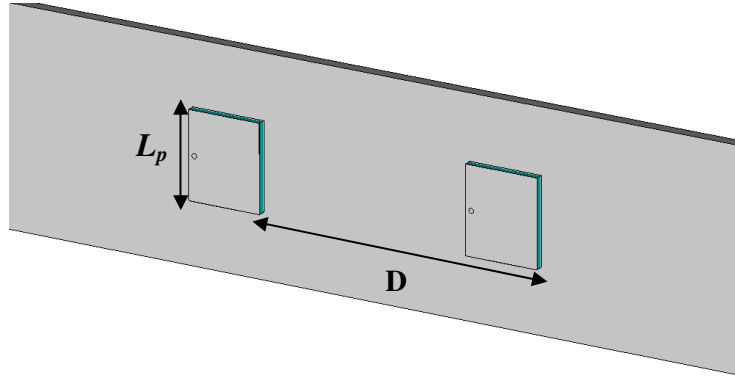


Figure IV.34. Les deux patches d'excitation de l'antenne monobande

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, dans le but d'atteindre les 17 dBi désirées.

III.3.3.2 Performances simulées

Une fois le design de cette antenne terminé, cette dernière a été simulée, afin d'en vérifier les performances et le bon fonctionnement. La directivité fréquentielle est reproduite ci-dessous (**Figure IV.35**).

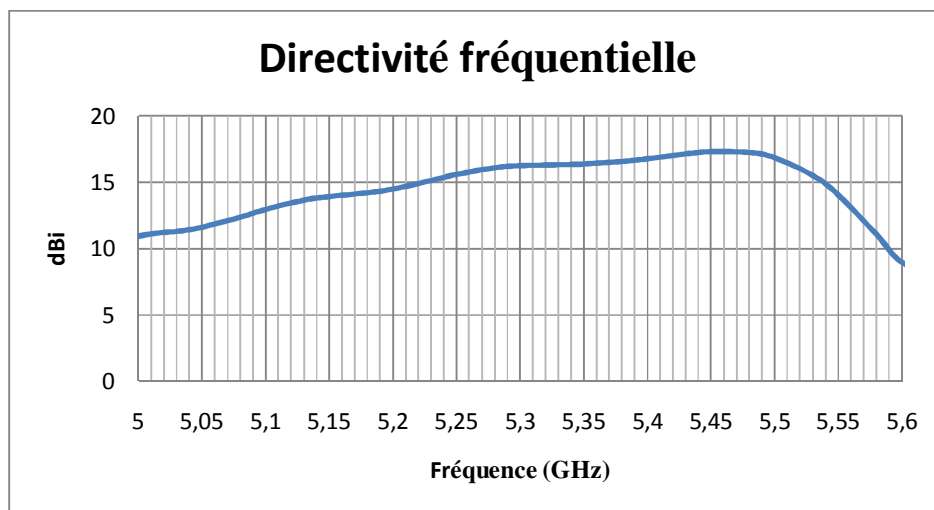


Figure IV.35. Directivité fréquentielle de l'antenne monobande

La fréquence du fonctionnement optimal de l'antenne est de 5.45 GHz. Le résultat présenté permet également de s'assurer de la valeur de la directivité qui atteint 17.3 dBi, très proche de la valeur de 17 dBi prévue.

La **Figure IV.36** ci-après présente les diagrammes des plans E et H à la fréquence de 5.45 GHz, afin de vérifier la valeur de l'ouverture angulaire.

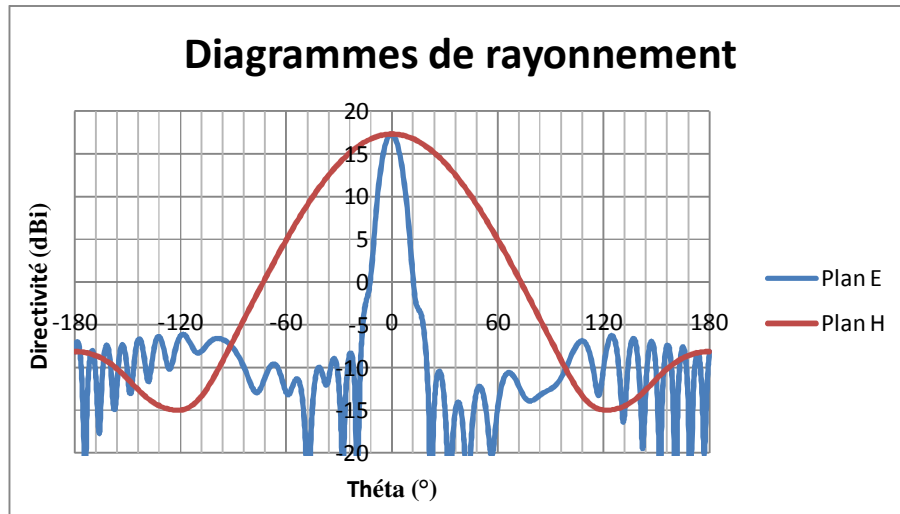


Figure IV.36. Diagrammes de rayonnement dans le plan E et H à 5.45 GHz

La courbe ci-dessus donne un résultat de 58° , valeur qui est tout à fait conforme aux objectifs fixés. Cette valeur est également très proche de la valeur fixée dans le cahier des charges qui était de 60° .

Les performances de cette première antenne sont tout à fait en accord avec les valeurs attendues, mais elles restent 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.

III.3.4 Obtention de l'antenne bibande

La deuxième étape consiste à insérer une couche SPR supérieure au dessus de la couche inférieure déjà existante, afin de permettre l'obtention d'un deuxième défaut et ainsi une deuxième bande de fonctionnement de la structure. L'utilisation du principe présenté précédemment donnerait deux bandes de fonctionnement, chacune correspondant à une sous-bande de la norme HiperLan2.

Les différents matériaux constitutifs de l'antenne bibande ont été déterminés, ainsi que les dimensions latérales de cette dernière. La seule modification entraînée par l'ajout de la couche SPR supérieure intervient au niveau des hauteurs des cavités h_i et h_s .

Plusieurs simulations ont été réalisées afin de déterminer la position idéale des couches SPR pour obtenir un bon écart entre les fréquences de fonctionnement. Comme la couche supérieure ajoutée perturbe de façon prépondérante la première fréquence f_0 , un redimensionnement des défauts 1 et 2 est nécessaire pour ramener les fréquences de fonctionnement aux bandes HiperLan2.

La couche SPR inférieure est à $h_i = 30.25$ mm du plan de masse et la distance séparant les deux couches SPR est désormais de $h_s = 28.75$ mm.

Ci-dessous en **Figure IV.37** est présentée la géométrie de l'antenne BIE-M rectangulaire bicouche résultant des différentes études menées dans les parties précédentes.

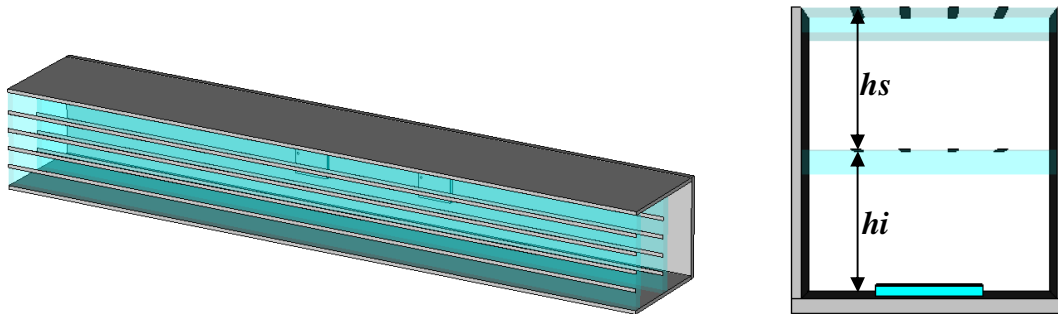


Figure IV.37. Structure complète de l'antenne BIE-M rectangulaire bicouche

La structure finale est similaire à celle de l'antenne monobande, si ce n'est l'ajout de la couche supérieure SPR.

Nous allons maintenant passer à la simulation de l'antenne pour observer les performances en termes de rayonnement et bande passante.

III.3.5 Performances obtenues en simulation

III.3.5.1 Directivité fréquentielle

La simulation de la structure présentée ci-dessus a fourni les résultats suivants, à commencer par la directivité fréquentielle ci-après (**Figure IV.38**).

On peut tout d'abord noter que l'on obtient bien deux bandes de rayonnement distinctes pour l'antenne, chacune couvrant une bande HiperLan2 (Bande basse : [5.15-5.35] GHz, Bande haute : [5.47-5.725] GHz). La directivité maximale de 17.5 dBi sur chacune de ces deux bandes est également conforme au cahier des charges.

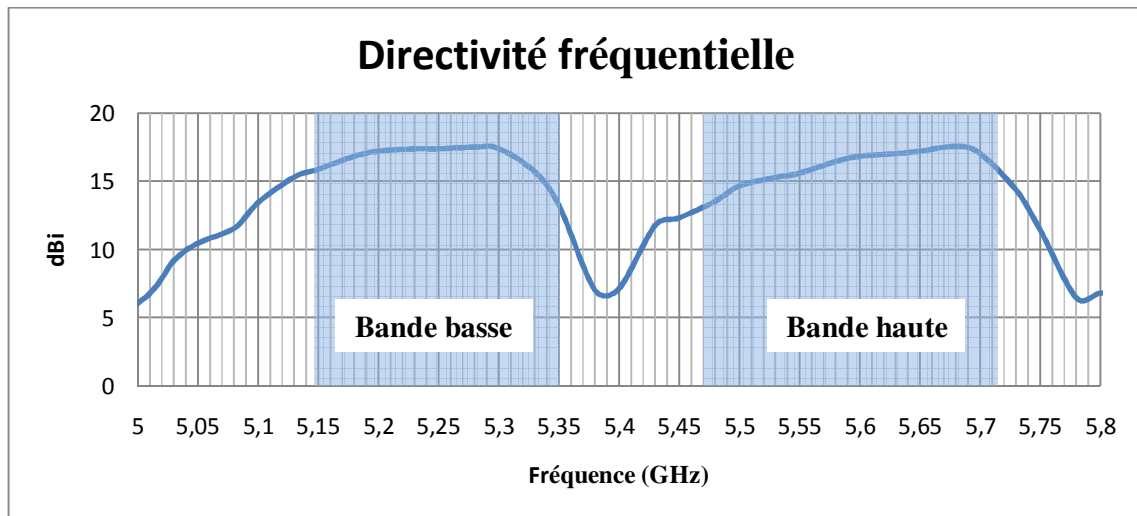


Figure IV.38. Directivité fréquentielle de l'antenne BIE-M rectangulaire bicouche

III.3.5.2 Diagrammes dans le plan horizontal (plan H)

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. Les diagrammes de rayonnement sont présentés en **Figure IV.39** pour la bande basse et **Figure IV.40** pour la bande haute.

Les courbes montrent que le fonctionnement sectoriel est bien présent dans les deux bandes étudiées. L'ouverture angulaire vaut 58° pour la bande basse et 56° pour la bande haute.

Sur les deux bandes de fréquences considérées, l'ouverture angulaire reste proche de 60° fixés par le cahier des charges,

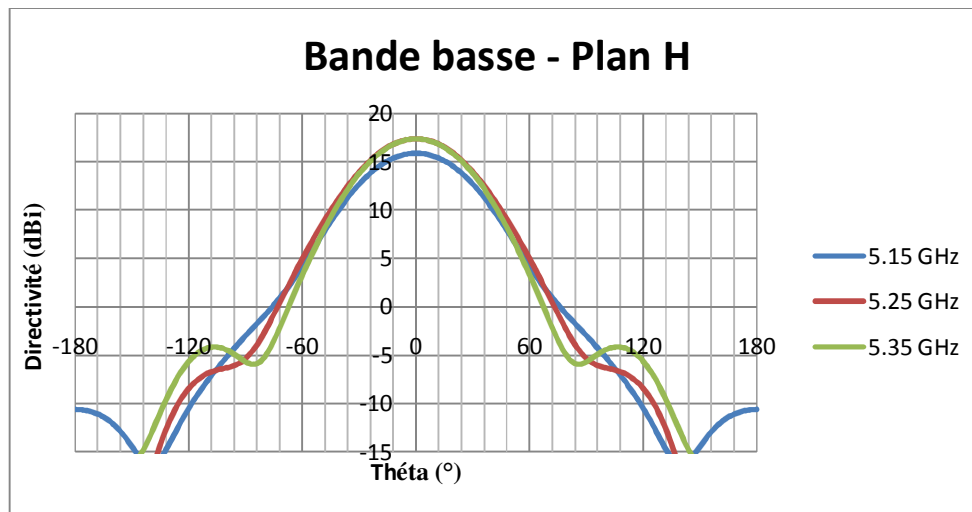


Figure IV.39. Rayonnement dans le plan horizontal pour des fréquences allant de 5.15 à 5.35 GHz (Bande basse)

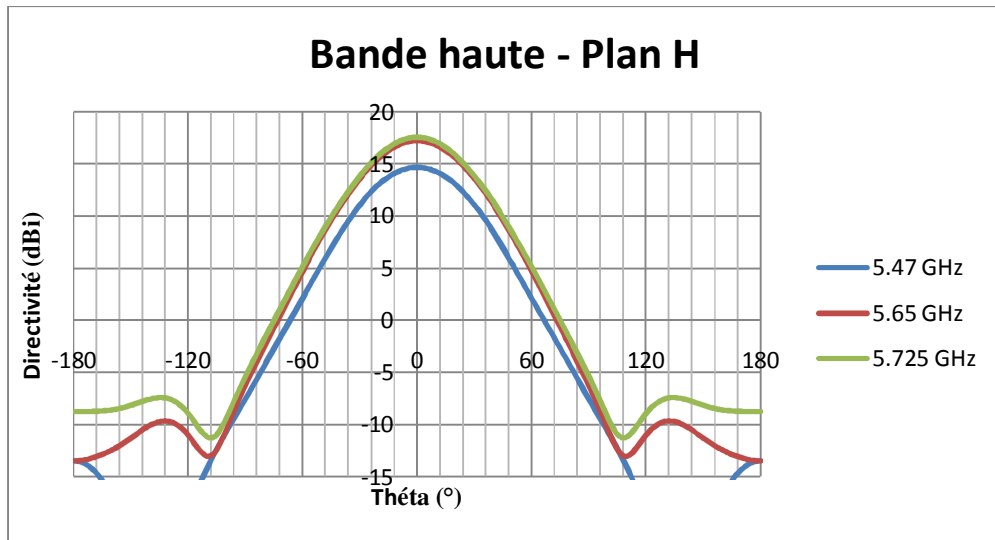


Figure IV.40. Rayonnement dans le plan horizontal pour des fréquences allant de 5.47 à 5.725 GHz (Bande haute)

III.3.5.3 Diagrammes dans le plan vertical (plan E)

Les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical sont tracés pour la bande basse (Figure IV.41) et la bande haute (Figure IV.42).

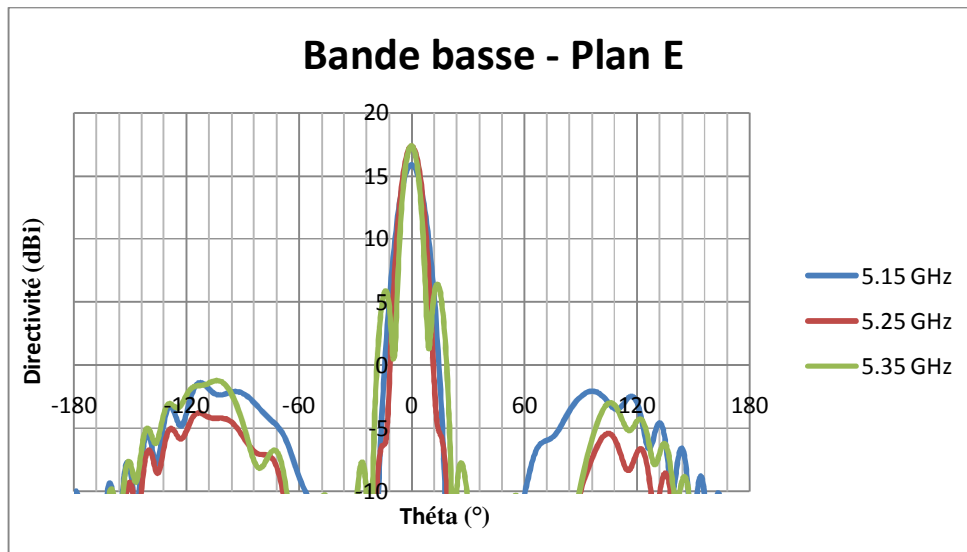


Figure IV.41. Rayonnement dans le plan vertical pour des fréquences allant de 5.15 à 5.35 GHz (Bande haute)

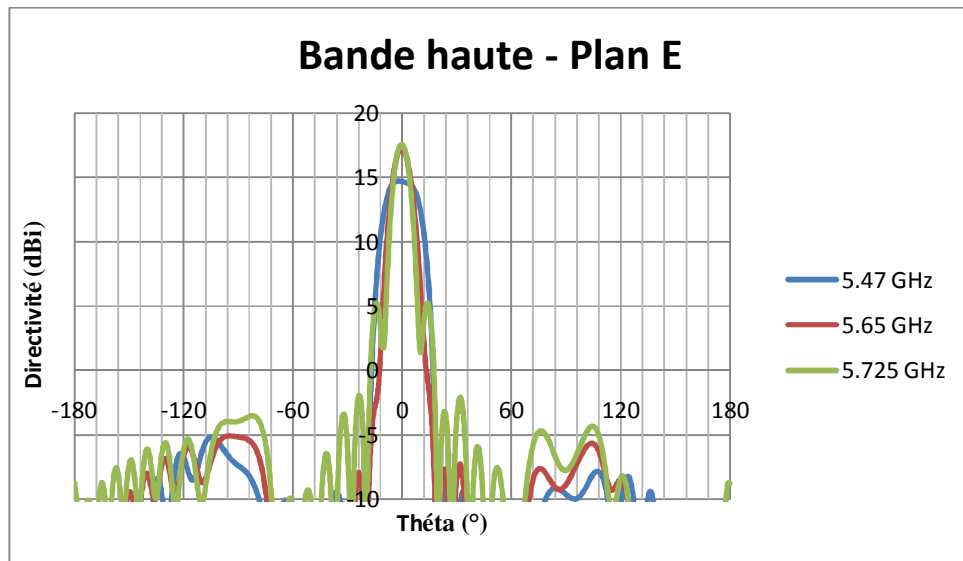


Figure IV.42. Rayonnement dans le plan vertical pour des fréquences allant de 5.47 à 5.725 GHz (Bande haute)

Le fonctionnement de l'antenne obtenu est correct dans les deux bandes. Les diagrammes de rayonnement présentent un lobe directif dans l'axe et une directivité de 17.5 dBi. Ces diagrammes sont assez similaires sur toutes les bandes de fréquences avec une ouverture angulaire à -3 dB de 10° pour la bande basse et de 11° pour la bande haute.

III.4. Conclusion

Une nouvelle topologie d'antenne BIE-M rectangulaire bicouche possédant deux fréquences distinctes et aisément ajustables a été introduite dans cette dernière partie.

Le fonctionnement bibande de l'antenne est obtenu à l'aide de l'association des deux couches SPR identiques qui permettent de créer de multiples bandes permises dans la même bande interdite. Cette technique permet d'obtenir des fréquences qui sont assez proches. Les deux bandes de la norme HiperLan2 ont en effet pu être couvertes par une antenne présentant une directivité de 17.5 dBi et un rayonnement sectoriel en azimut.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, deux méthodes de conception de l'antenne BIE-M rectangulaire bibande ont été présentées.

La première méthode décrivait une antenne BIEM-FSS rectangulaire destinée à une station de base UMTS. A partir d'un cahier des charges bien défini, une antenne bibande à

base d'une couche SPR supérieure et une couche FSS insérée sur le plan de masse a été proposée comme solution. La simulation électromagnétique de cette solution a confirmé son bon fonctionnement.

La seconde méthode présentait une antenne BIE-M rectangulaire bicouche pour application HiperLan2. Le fonctionnement bibande de cette antenne à été obtenu en utilisant la SPR classique en insérant deux couches afin de créer deux cavités résonnantes et ainsi deux bandes de fonctionnement distinctes. Cependant, les simulations électromagnétiques ont montré le grand potentiel de cette antenne bibande.

Les deux géométries présentées dans ce chapitre avaient pour but d'illustrer l'intérêt des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles en montrant qu'elles sont tout à fait adaptées aux besoins des réseaux de télécommunications modernes.

Enfin, ces deux antennes offrent l'avantage d'être flexibles, c'est à dire que les deux concepts peuvent être facilement adaptés à d'autres applications.

Bibliographie Chapitre IV

- [IV.1] **L.LEGER, R.GRANGER, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO.** *Multifrequency dielectric EBG antenna.* Microwave and Optical Technology Letters, March 5 2004, Vol-n°5-pp420-423
- [IV.2] **R.GRANGER.** *Etude d'antenne BIP bibandes. Application à la détection des personnes enfouies sous la neige.* Rapport de stage de DESS, Limoges 2002
- [IV.3] **B.JECKO, R.CHANTALAT, L.LEGER, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, P.DUMON.** *Antenne à matériau BIP multifaisceaux et/ou multifréquences et système mettant en oeuvre ces antennes.* Brevet n°FR 02 13326 – 24 Octobre 2002
- [IV.4] **L.LEGER.** *Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire.* Thèse de doctorat- n°27-2004- Université de Limoges- 16 novembre 2004
- [IV.5] **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
- [IV.6] **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
- [IV.7] **M. Gustafsson, A. Karlsson, A. P. Pontes Rebelo and B. Widenberg.** *Design of frequency Selective Windows for Improved Indoor Outdoor Communication.* <http://www.es.lth.se/teorel/Publications/TEAT-7000-series/TEAT-7132.pdf>
- [IV.8] **L. LEGER.** *Methodology to design high gain EBG antennas. Enhancement of the gain and bandwidth.* PIERS 2004, March 28-31 2004, Pise, Italy.
- [IV.9] **Lee, Y. J., J. Yeo, R. Mittra, and W. S. Park.** *Application of electromagnetic bandgap (EBG) superstrates with controllable defects for a class of patch antennas as spatial angular filters.* IEEE Trans. Antennas and Propag., Vol. AP-53, No. 1, 224–234, Jan. 2005.
- [IV.10] **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

CHAPITRE V

Association d’antennes BIE-M sectorielles en réseaux : applications dans les domaines des télécommunications et des radars

- Antenne BIE-M à pointage électronique

- Antenne BIE-M à faisceau contrôlable

- Réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles pour des systèmes RADAR

I. Introduction

De multiples applications actuelles ou futures nécessitent la conception d’antennes à couverture radioélectrique reconfigurable telles que les antennes à pointage électronique et les antennes à rayonnement contrôlable....

Ces antennes agiles permettent d’apporter une amélioration significative et une multiplication des services aux utilisateurs. Les réseaux d’antennes actifs sont les premières solutions dans ce domaine. En 2003, une antenne à base de matériaux BIE cylindrique permettant de créer un faisceau directif contrôlable a été présentée dans le cadre d’un projet RNRT [V.1]. En 2004, Ludovic Leger a pu mettre en évidence une antenne BIE dépointable excitée par un réseau des patches imprimés [V.2]. En 2006, une solution à base de cavités de type Fabry-Pérot pour le contrôle directionnel du rayonnement a été proposée par Abdelwaheb Ourir [V.3]. En 2007, trois exemples d’antennes BIE reconfigurables ont été décrits. La première est une structure bi polarisation, bi-directivité, la deuxième une antenne à directivité commandable et la troisième présente le concept de dépointage électronique grâce à une surface haute impédance active [V.4]. Récemment, des réseaux de structures métallodiélectriques périodiques planaires ont été proposés pour le contrôle du rayonnement [V.5], [V.6], [V.7]. Une solution à base de matériaux à main gauche a aussi été présentée [V.8]. Elle propose de contrôler le rayonnement grâce à un radôme actif.

L'utilisation d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle unique s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Des caractéristiques spécifiques comme un gain élevé, un lobe orientable ou de forme modulable ne peuvent généralement être obtenues que par le regroupement de plusieurs éléments rayonnants pour former un système appelé "réseau".

L’objectif de ce dernier chapitre est d’ouvrir de nouvelles voies de recherches sur les antennes BIE-M rectangulaires sectorielles par l’association de plusieurs antennes en réseaux, ces antennes ont pour avantages une forte compacité dans la direction de rayonnement et la possibilité de réaliser des structures agiles.

La première partie consiste à concevoir un réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles qui nous permette de sélectionner une direction de rayonnement privilégiée, grâce à une excitation appropriée. La nouvelle structure sera alors considérée comme un réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles et sera nommée l’antenne BIE-M à pointage électronique. On montre dans cette partie l’avantage de la mise en réseau de l’antenne BIE-M

rectangulaire sectorielle sur le couplage entre les sources d’excitations (patches) grâce aux murs métalliques.

Dans la deuxième partie nous présentons l’avantage de la mise en réseau de l’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle pour réaliser une structure capable de contrôler la largeur du faisceau et ainsi la directivité sans l’insertion des composants électroniques actifs dans l’antenne. La nouvelle structure sera alors considérée comme un réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles et sera nommée l’antenne BIE-M à faisceau contrôlable.

Dans la dernière partie de ce chapitre, le réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles sera étudié pour des applications RADAR. Pour certaines de ces applications la directivité de l’antenne doit être très élevée ($D \geq 25-30$ dBi) pour avoir une portée suffisante. Il est donc nécessaire d’alimenter simultanément plusieurs éléments rayonnants dans le plan horizontal et utiliser la technique multisource [V.9], [V.10] dans le plan vertical pour avoir le maximum de directivité.

Deux applications sont présentées:

- La première est une antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité. Cette antenne assure le balayage du plan horizontal par 7 faisceaux tous les 10° .
- La deuxième est une antenne BIE-M de l’interrogateur BIFF. Une étude de faisabilité de cette application dans une version réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles est présentée.

II. Antenne BIE-M à pointage électronique

II.1. Définition

Une antenne à pointage électronique est une antenne capable de réaliser une inclinaison de son lobe principal par rapport à la normale (**Figure V.1**). De cette façon il est possible de privilégier différentes directions de l’espace pour l’envoi d’un signal, sans avoir recours à un système mécanique de déplacement du système antennaire.

Ainsi la puissance émise dans la direction voulue est plus importante puisqu’il est possible d’utiliser des faisceaux étroits présentant une forte directivité. Ceci permet par exemple dans le cas d’une antenne pour station de base d’effectuer une couverture plus étendue tout en minimisant le bruit et les interférences.

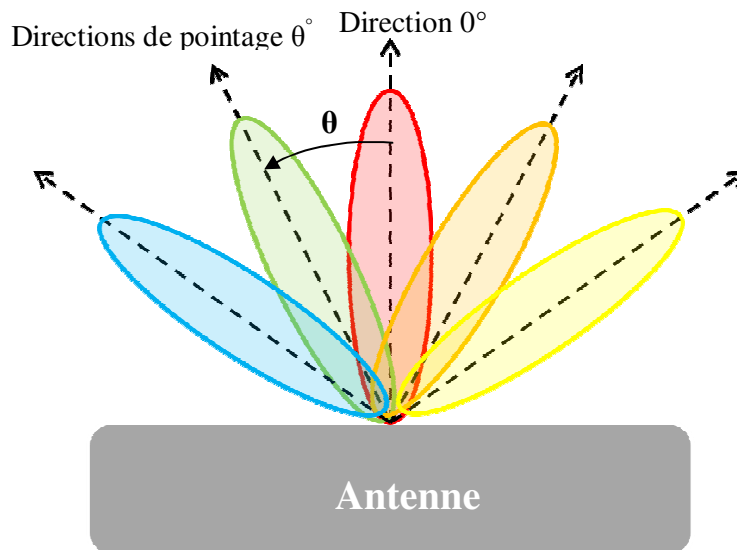


Figure V.1. Antenne à faisceaux dépointés

II.2. Domaines d'utilisation

Dans le cadre de liaisons mobiles - cible fixe, la conservation de la communication quelque soit la position du mobile peut s'avérer indispensable. En particulier pour des avions, le système radioaltimètre doit présenter une couverture suffisamment large en regard du relief survolé, de manière à maintenir en continu (et donc indépendamment des évolutions du mobile) la liaison. Toutefois, lorsque l'antenne fonctionne en réception, un diagramme de rayonnement sectoriel capte aussi bien le signal utile que les signaux parasites voire même les brouilleurs. Il convient donc d'utiliser un lobe principal plus étroit et de l'orienter vers la position fixe : on parle alors de "pointage".

Les antennes à pointage électronique peuvent être utilisées dans les systèmes de télécommunication comprenant des unités mobiles (systèmes de poursuite) ou fixes (couverture cellulaire), nous allons citer quelques exemples :

- Les antennes de réception satellite ont souvent deux ou trois faisceaux, permettant de recevoir le signal émis par deux ou trois satellites avec la même antenne (les unités sont fixes si les satellites sont géostationnaires).
- Certaines antennes de satellites de télécommunication ont plusieurs centaines de faisceaux simultanés, chaque faisceau correspondant à la couverture d'une zone précise de la surface terrestre [V.11] [V.12].

- Les antennes pour radars sont utilisées dans le domaine militaire, équipant par exemple un véhicule mobile chargé de détecter la position d’autres véhicules se déplaçant, effectuant du guidage de missile, de la surveillance, ou encore de la cartographie de terrain [V.12] [V.13].
- Des antennes à pointage électronique peuvent également équiper les stations de base des systèmes de télécommunication pour réaliser une couverture plus importante de la zone [V.14].

II.3. Principe de fonctionnement

Nous avons vu dans le second chapitre qu’une excitation multisource de l’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle dans le plan vertical permettait d’augmenter la directivité de l’antenne par entrelacement des ouvertures rayonnantes. La théorie des réseaux s’appliquant dans ce cas permettait de prévoir le rayonnement de l’antenne multisource en partant du rayonnement monosource et en le multipliant par le facteur de réseau en puissance. Enfin une pondération en amplitude des sources d’excitation réalisait également une pondération des ouvertures rayonnantes.

La formation d’un faisceau dépointable est réalisable grâce à la mise en réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles jointives dans le plan horizontal. Le dépointage du lobe principal sera réalisé par le réseau d’alimentation qui fournira les pondérations appropriées en amplitude et en phase pour chaque élément rayonnant (antenne BIE-M rectangulaire sectorielle). Le schéma de principe est donné **Figure V.2**.

Les éléments qui constituent le réseau sont jointifs et de largeur d . Ils sont alimentés par un gradient de phase φ . Les déphasages appliqués sur chaque élément créent un front d’onde qui est incliné d’un angle θ par rapport à l’axe d’alignement des éléments rayonnants (**Figure V.3**), le faisceau s’incline du côté où les phases sont décroissantes.

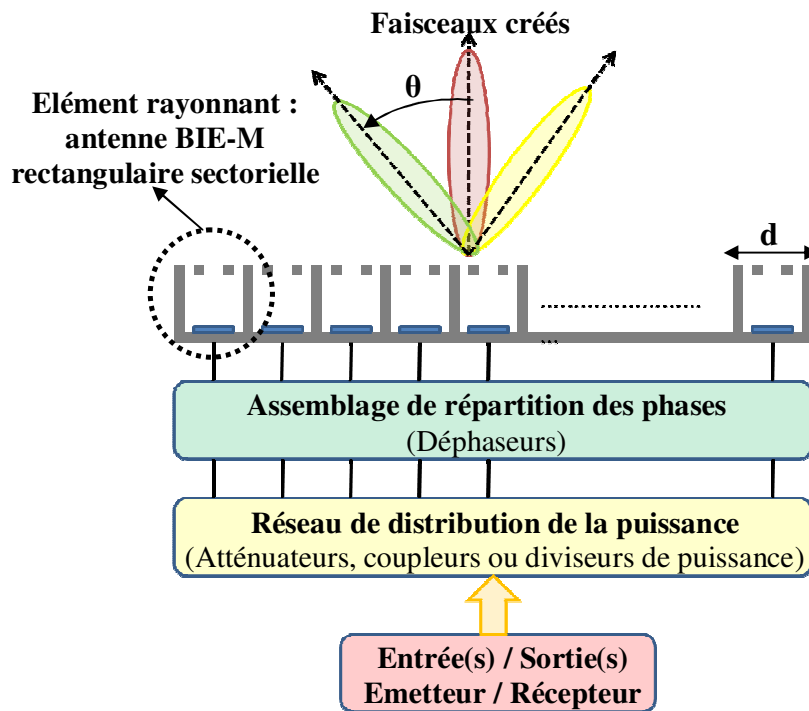


Figure V.2. Schéma de principe d’un réseau pondéré d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles

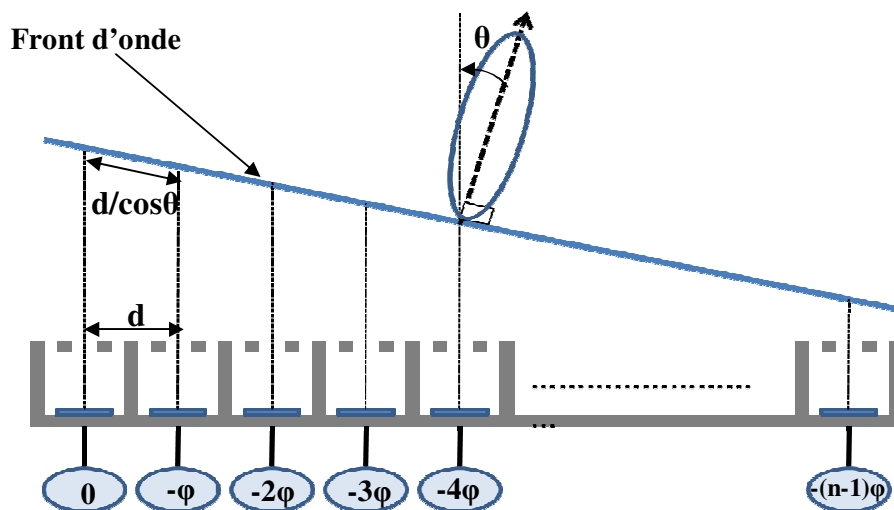


Figure V.3. Schéma d’un réseau linéaire alimenté par un gradient de phase

Les circuits de répartition qui génèrent les pondérations sur les différents éléments, peuvent être réalisés de deux façons :

- Soit par des éléments actifs (amplificateurs RF pour le contrôle des amplitudes et déphaseurs variables pour le contrôle de la phase) et dans ce cas l’architecture est complexe et onéreuse.

- Soit par des éléments passifs qui se divisent eux-mêmes en deux catégories [V.15] : Les systèmes quasi-optiques combinant un réflecteur ou une lentille avec un réseau d’antennes (exemple : la lentille de Rotman), et les systèmes de type circuit (exemples : matrice de Blass, matrice de Butler [V.16]) avec des lignes imprimées, lignes à air, ou guide d’ondes.

L’intérêt d’une antenne à pointage électronique ayant été exposé et le principe de fonctionnement de cette dernière détaillé, il est maintenant possible de concevoir une telle antenne correspondant à un cahier des charges pertinent, afin de démontrer l’utilité de la nouvelle topologie développée.

II.4. Conception de l’antenne BIE-M à pointage électronique

II.4.1 Objectif et cahier de charges

Le but que nous souhaitons atteindre était un faisceau dépointable dans le plan horizontal, une faible ouverture du lobe et donc une bonne directivité avec peu d’éléments rayonnants. Cette antenne pourrait donc couvrir un angle donné par le balayage d’un faisceau de directivité élevée au lieu d’un large faisceau faible directivité. De cette façon l’antenne serait agile et concurrente des systèmes actuels plus encombrants ou plus complexes.

Voici le cahier des charges que nous avons proposé pour valider notre procédure de conception.

Bande de fréquences WIMAX	5.47 – 5.725 GHz
Rayonnement	
Directivité	24 dBi
Diagramme et ouverture plan H	Pointage électronique de faisceaux couvrant un secteur supérieur à 55°
Diagramme et ouverture plan E	Directif ~ 15°
Polarisation	Verticale

Tableau V.1. *Cahier de charges de l’antenne BIE-M à pointage électronique*

Nous allons maintenant nous intéresser plus en détails au principe de conception d’une antenne BIE-M à pointage électronique, c’est à dire aux choix de l’élément rayonnant de base.

II.4.2 Elément rayonnant de base : antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

II.4.2.1 Contraintes de conception de l’antenne élémentaire

L’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle doit répondre aux deux critères :

- La largeur d de l’élément rayonnant de base sera fixée en fonction des contraintes de directivité mais aussi de l’angle de pointage imposés par le cahier des charges finale de l’antenne BIE-M à pointage électronique. Dans le but de favoriser une directivité élevée par rapport à une apparition des lobes de réseaux (surtout pour les faisceaux extrêmes), une largeur $d \approx 0.7\lambda_0$ est préférable.
- L’élément rayonnant de base doit présenter une directivité d’environ 15 dBi.

II.4.2.2 Design et dimensions de l’antenne élémentaire

Le design de cette antenne selon la méthode exposée précédemment dans le second chapitre suit les étapes suivantes :

1. Une largeur $d=0.7\lambda_0=37$ mm à 5.6 GHz
2. L’obtention d’une directivité de 15 dBi précisée par le cahier des charges donne une longueur pour la tâche rayonnante équiampitude valant :

$$L = \frac{D \lambda_0^2}{4 \pi d} = 310 \text{ mm}$$

Bien que la longueur calculée ci-dessus suffise théoriquement, une dimension plus importante de 400 mm a été choisie afin de bien conserver l’énergie de rayonnement dans la cavité résonnante.

3. Pour ce qui est de la surface partiellement réfléchissante (SPR) supérieure (**Figure V.4**), on peut utiliser les tiges métalliques de $a=4$ mm \times $b=2$ mm espacées de $p=22$ mm. Cette SPR nous a permis d’obtenir un coefficient de réflexion $r=0.83e^{j136.5^\circ}$ en illuminant les tiges selon la polarisation TM (champ électrique parallèle aux tiges).

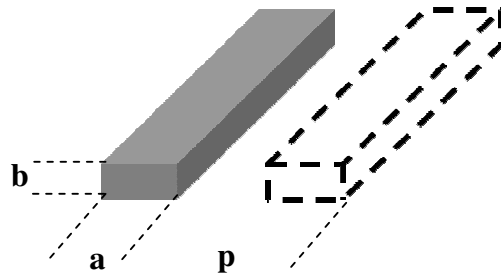


Figure V.4. Géométrie de la SPR utilisée

La SPR considérée présentant bien la réflectivité nécessaire pour obtenir une directivité de 15 dBi. A partir des propriétés de la structure périodique envisagée, la hauteur de l’antenne a pu être déterminée, et vaut :

$$h = \frac{1}{2} \frac{c \left(\frac{1}{2} + \frac{\varphi_r}{2\pi} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4d^2}}} = 36 \text{ mm}$$

La géométrie obtenue à la suite de cette phase de conception est illustrée ci-dessous.

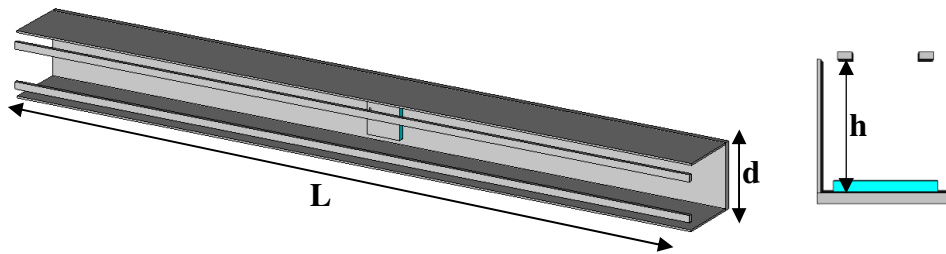


Figure V.5. Géométrie de l’élément rayonnant de base : antenne BIE-M rectangulaire sectorielle

La source d’excitation est un patch rectangulaire placé sur un plan de masse au milieu de la cavité (Figure V.6). La distance du point d’alimentation par rapport au bord du patch est de 2 mm. Il repose sur un substrat faible perte (ROHACELL $\epsilon_r=1.1$) d’épaisseur 3 mm.

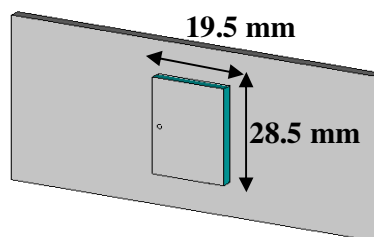


Figure V.6. Patch d’excitation

Nous allons présenter les résultats obtenus avec cette antenne élémentaire

II.4.2.3 Résultats de simulations

Le coefficient de réflexion de l’antenne simulée est présenté sur la **Figure V.7**.

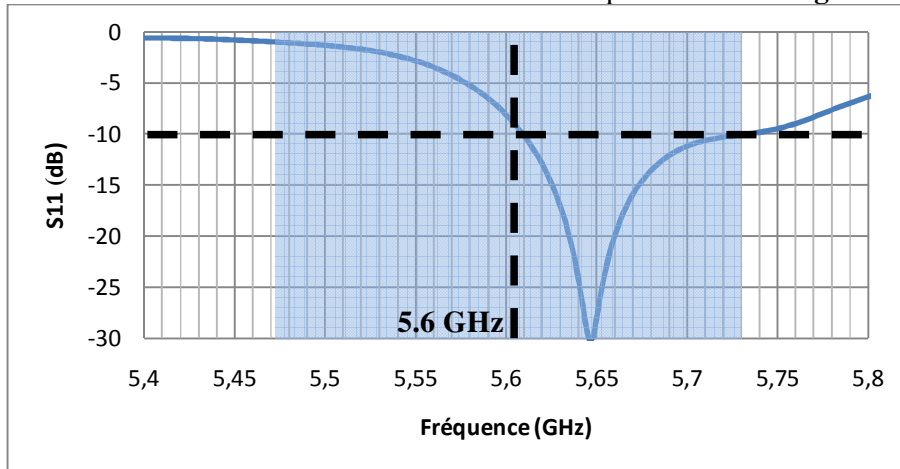


Figure V.7. Module du coefficient de réflexion simulé

Dans la bande [5.6 - 5.725] GHz, le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB. Entre 5.47 GHz et 5.6 GHz, il varie entre -1 dB et -10 dB, ce qui nécessite une étude supplémentaire ou la conception d’un circuit d’adaptation.

La **Figure V.8** montre la directivité de l’antenne élémentaire simulée en fonction de la fréquence.

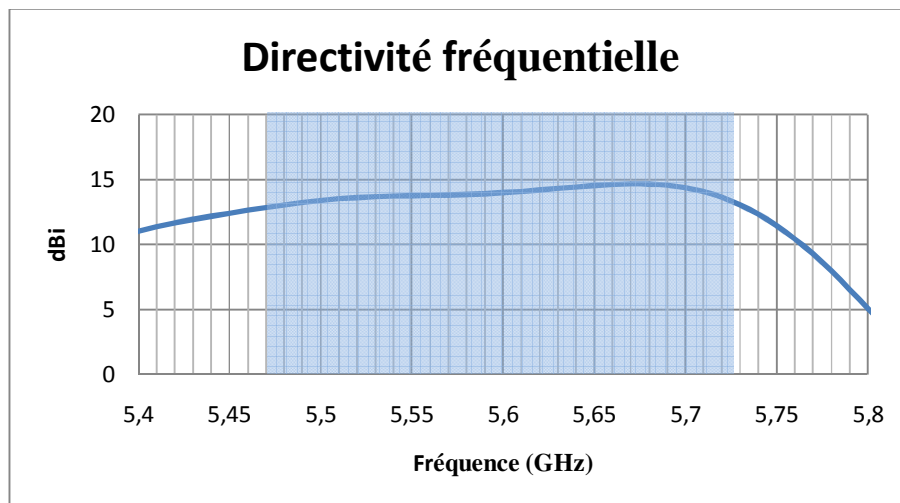


Figure V.8. Directivité fréquentielle simulée de l’antenne élémentaire

Dans la bande [5.47 - 5.725] GHz, la directivité varie entre 13 dBi et 14.7 dBi avec de faibles variations (soit 1.7 dBi de variations).

Les diagrammes de rayonnement de l’antenne élémentaire dans le plan horizontal et vertical ont été visualisés pour une bande de fréquence allant de 5.5 GHz jusqu’à 5.7 GHz (Figure V.9).

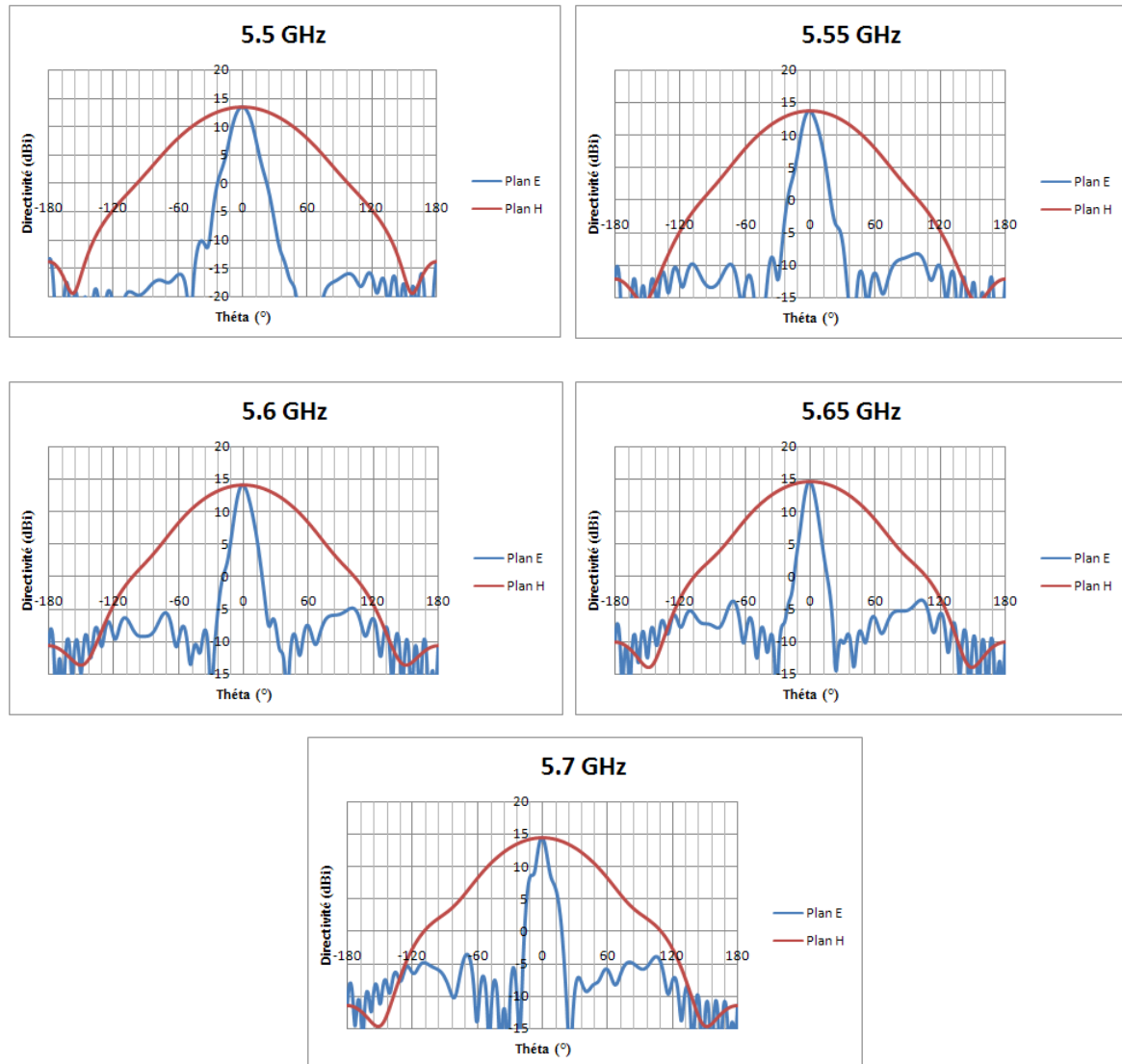


Figure V.9. Evolution des diagrammes de rayonnement dans le plan vertical (Plan E) et horizontal (Plan H) de l’antenne simulée

Dans le plan vertical (Plan E), les diagrammes de rayonnement sont acceptables, à l’exception d’un petit épaulement à 5.7 GHz, avec des lobes secondaires inférieurs à -20 dB. L’angle d’ouverture dans ce plan est de l’ordre de 13° .

Dans le plan horizontal (Plan H), le rayonnement est correct sur toute la bande (5.5 - 5.725) GHz, avec des lobes secondaires inférieurs à -25 dB et un angle d’ouverture de 86° .

Cette antenne est tout à fait satisfaisante, nous allons la mettre en réseau afin d’obtenir une antenne BIE-M à pointage électronique.

II.4.3 Obtention de l’antenne BIE-M à pointage électronique

Déterminer la géométrie de l’antenne finale consiste à mettre en réseau les éléments rayonnants primaires (antenne BIE-M rectangulaire sectorielle) pour répondre au mieux aux exigences imposées en termes de directivité, de couverture et de diagrammes de rayonnement. L’objectif est ici de choisir le nombre total d’éléments afin d’atteindre les niveaux de directivité souhaités.

Une analyse de rayonnement montre la nécessité de 5 faisceaux pour couvrir un secteur supérieur à 55° et d’un réseau de 6 antennes BIE-M rectangulaires sectorielles afin d’arriver à la directivité et aux lobes de rayonnement désirés.

L’antenne BIE-M à pointage électronique est présentée sur la **Figure V.10**.

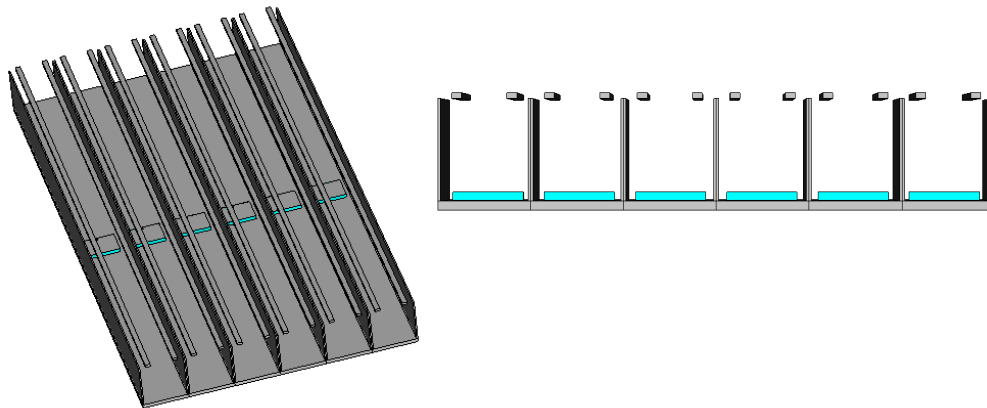


Figure V.10. Antenne BIE-M à pointage électronique simulée

II.4.4 Couplage inter-éléments et comparaison avec l’antenne BIE-M directive multisource

Le couplage entre les éléments rayonnants est responsable de nombreuses perturbations, notamment au niveau du rayonnement, de l’attribution des pondérations affectées à chaque source du réseau et de l’adaptation électrique [V.18], [V.19], [V.20]. Les couplages électromagnétiques entre les sources voisines d’un réseau peuvent également engendrer un phénomène angulaire très gênant, appelé zone aveugle, qui correspond à des directions de l’espace dans lesquelles il est impossible de rayonner de l’énergie [V.17].

Prenons la structure de l’antenne BIE-M directive classique excitée par 6 patchs dans le plan horizontal (**Figure V.11 (a)**). Les patchs sont distants de 37 mm ($0.7\lambda_0$). Ils sont tous connectés à une charge 50Ω sauf le patch numéro 4 (P4) qui est alimenté.

En effet, le fait que les sources soient placées à l’intérieur d’une cavité résonante laisse une partie de l’énergie rayonnée par la source active, atteindre les sources inactives adjacentes et leur céder une partie de l’énergie apportée (**Figure V.11 (b)**). Dans le meilleur des cas, cette énergie va être perdue. Mais il est possible que cette énergie soit redistribuée via le réseau des sources qui alimente l’antenne. Dans cette configuration, la redistribution suivant les caractéristiques du réseau d’alimentation est très préoccupante, car l’isolation entre les accès n’est généralement pas parfaite.

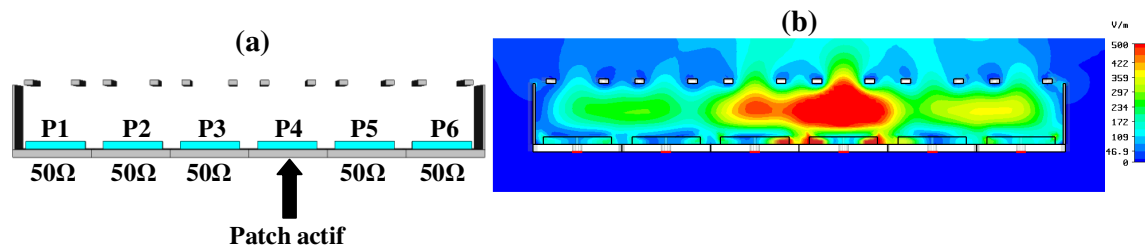


Figure V.11. (a) Structure simulée d’une antenne BIE-M directive multisource, (b) Cartographie de champ électrique dans le plan horizontal (seul le P4 est alimenté)

Le niveau de couplage est aussi visible sur la cartographie de champ à l’intérieur de la cavité (**Figure V.11 (b)**). La distribution de champ électrique montre qu’une partie importante de l’énergie envoyée par le patch 4 est captée par les autres patchs environnants non alimentés. Les rayonnements subissent également de fortes interactions et le rayonnement de la source est perturbé par la présence des éléments voisins. La théorie des réseaux n’est plus aussi bien adaptée car les sources ne sont clairement plus indépendantes. Ce type de couplage provoque non seulement des changements au niveau des caractéristiques électriques mais aussi au niveau des rayonnements et angle de couverture.

Le but était de trouver une solution permettant de limiter le couplage entre les sources d’excitation et ainsi de repousser les limites de fonctionnement des antennes BIE-M multisources. Le nouveau développement porte sur la mise en réseau jointif d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles (**Figure V.12 (a)**).

Pour réduire le couplage, nous avons eu l’idée d’empêcher le champ électrique créé par la source active d’atteindre les autres sources inactives.

Les murs métalliques verticaux (CCE) insérés dans l’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle permet de forcer le champ électrique tangential à s’annuler au niveau des murs et ainsi empêcher les couplages entre les éléments rayonnants en piégeant le champ entre les deux murs métalliques (**Figure V.12 (b)**).

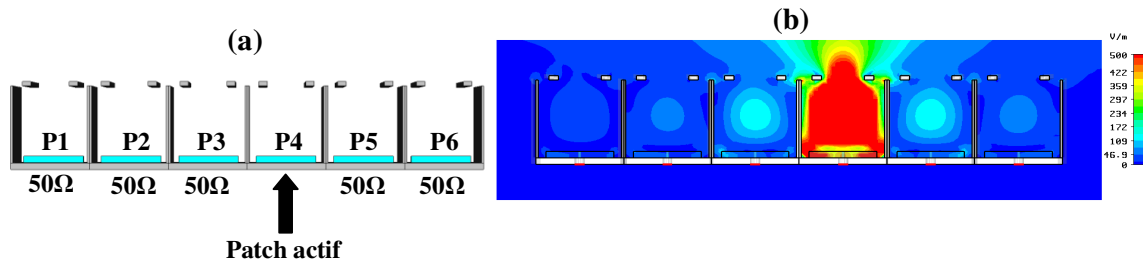


Figure V.12. (a) Structure simulée d’un réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles, (b) Cartographie de champ électrique dans le plan horizontal (seul le P4 est alimenté)

Dans ce cas, chaque élément rayonnant est considéré comme indépendant, c’est à dire que les couplages entre les sources sont éliminés.

Le couplage entre les deux sources adjacentes P3 et P4 pour le réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles (**Figure V.12 (a)**) est montré sur la **Figure V.13**, comparé à celui de l’antenne BIE-M directive multisource (**Figure V.11 (a)**).

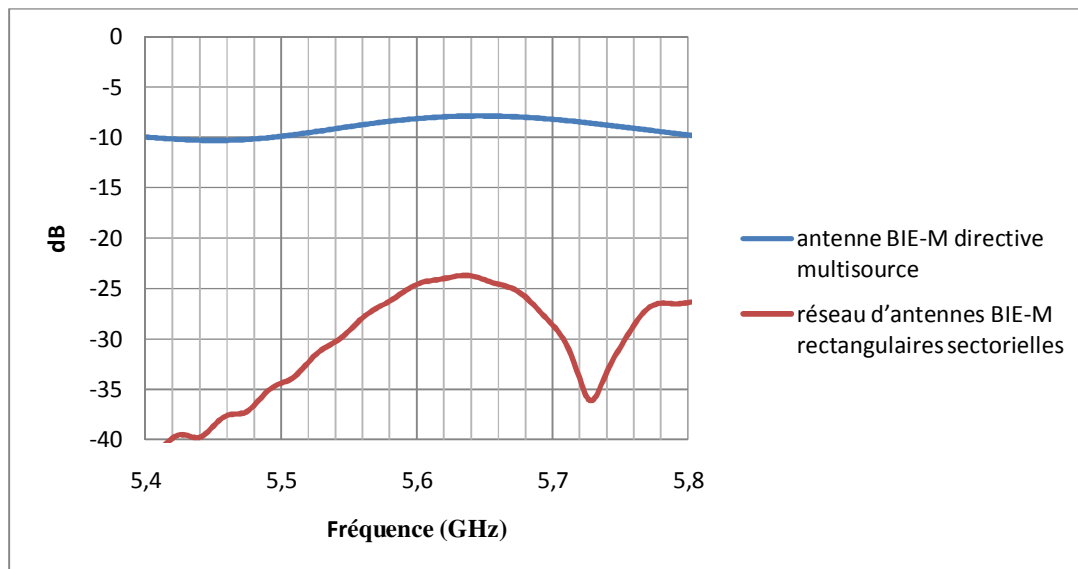


Figure V.13. Couplage entre deux patches adjacents obtenu pour chacune des configurations présentées

Nous pouvons observer l’avantage de la mise en réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles sur la courbe de couplage, ce dernier passe de -8 dB à -24 dB entre deux éléments adjacents.

Maintenant que nous sommes capables de réaliser un faisceau dépointé avec une directivité importante et peu d’éléments en réseau, nous allons démontrer le comportement multifaisceaux de l’antenne BIE-M à pointage électronique.

II.4.5 Simulation globale de l’antenne finale

Nous avons voulu essayer de valider ce fonctionnement numériquement. Le réseau d’excitation permettra de choisir les directions de pointage. Ce dernier est doté d’un dispositif permettant, avec plusieurs voies d’entrée de créer successivement des faisceaux différents.

Le choix des n directions de pointage se fera par exemple grâce à une matrice de Butler de n voies vers n [V.15], [V.16] qui réalise la pondération en phase des différents éléments.

Nous allons déterminer les paramètres de l’antenne finale (**Figure V.10**) en termes de directivité, rayonnement dans le plan horizontal et en termes d’adaptation.

II.4.5.1 Directivité fréquentielle

La directivité de la structure finale en fonction de la fréquence est tracée sur la **Figure V.14**.

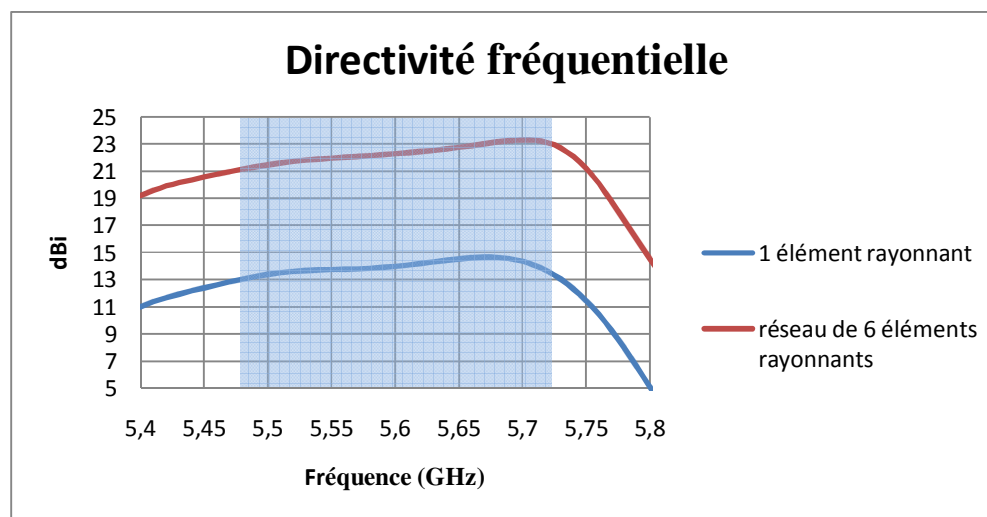


Figure V.14. Directivité de l’antenne finale comparée à celle de l’élément de base

Les performances sont nettement améliorées avec l’augmentation du nombre d’éléments. La directivité fréquentielle passe de 14.7 dBi pour le cas d’un seul élément rayonnant à 23.5 dBi pour 6 éléments rayonnants alimentés avec le même courant en amplitude et en phase. La directivité de la structure finale est supérieure à 21 dBi dans la bande [5.47 – 5.725] GHz.

II.4.5.2 Adaptation

La Figure V.15 illustre les coefficients de réflexion de l’antenne finale en entrée.

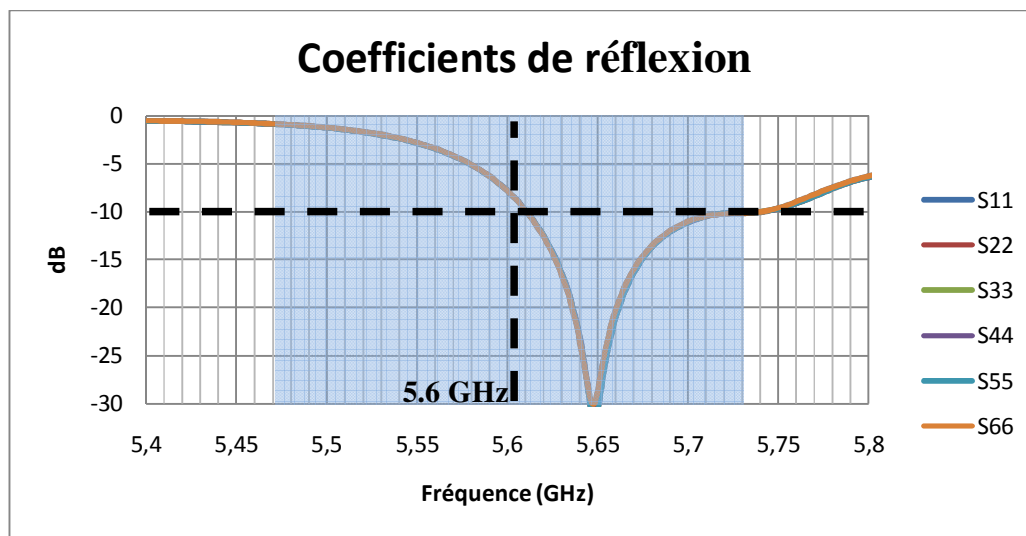


Figure V.15. Coefficients de réflexion simulés de l’antenne finale

Nous remarquons que tous les coefficients de réflexion ont la même allure. Cela signifie que chaque élément rayonnant est considéré comme indépendant vu le couplage négligeable entre les sources.

La bande adaptée à -10 dB est comprise entre 5.6 GHz et 5.725 GHz. Entre 5.47 GHz et 5.6 GHz, les coefficients de réflexion varient entre -1 et -10 dB.

L’adaptation obtenue ne satisfaisait pas au cahier des charges, puisque n’atteignant pas les -10 dB sur l’intégralité de la bande de fréquence [5.47-5.725] GHz. A ce stade, une étude paramétrique sur la taille et la position du connecteur des patches aurait permis l’adaptation de l’antenne. Faute de temps cette dernière phase de l’adaptation n’a pas été effectuée.

II.4.5.3 Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal

Le dépointage du diagramme de rayonnement se fait par la pondération en amplitude et/ou en phase des différents éléments rayonnants [V.18]. Le choix du type de pondération va dépendre du résultat escompté.

Nous avons calculé les différents déphasages nécessaires pour obtenir les différentes directions de pointage. Les différentes pondérations appliquées aux six éléments rayonnants sont rassemblées dans le **Tableau V.2**.

Pondérations	Patches	P1	P2	P3	P4	P5	P6
Amplitude	Tous les cas	1	1	1	1	1	1
	Cas 1	0	0	0	0	0	0
Phases en degrés	Cas 2	300	240	180	120	60	0
	Cas 3	0	60	120	180	240	300
	Cas 4	577.5	462	346.5	231	115.5	0
	Cas 5	0	115.5	231	346.5	462	577.5

Tableau V.2. Pondérations appliquées sur les éléments rayonnants pour les cinq faisceaux

Cinq cas ont été simulés avec les différents déphasages du **Tableau V.2**. Pour chaque cas le diagramme de rayonnement est relevé à 5.7 GHz (la fréquence où la directivité est maximale) (**Figure V.16**) dans le plan horizontal (plan H) qui est le plan d’alignement des sources.

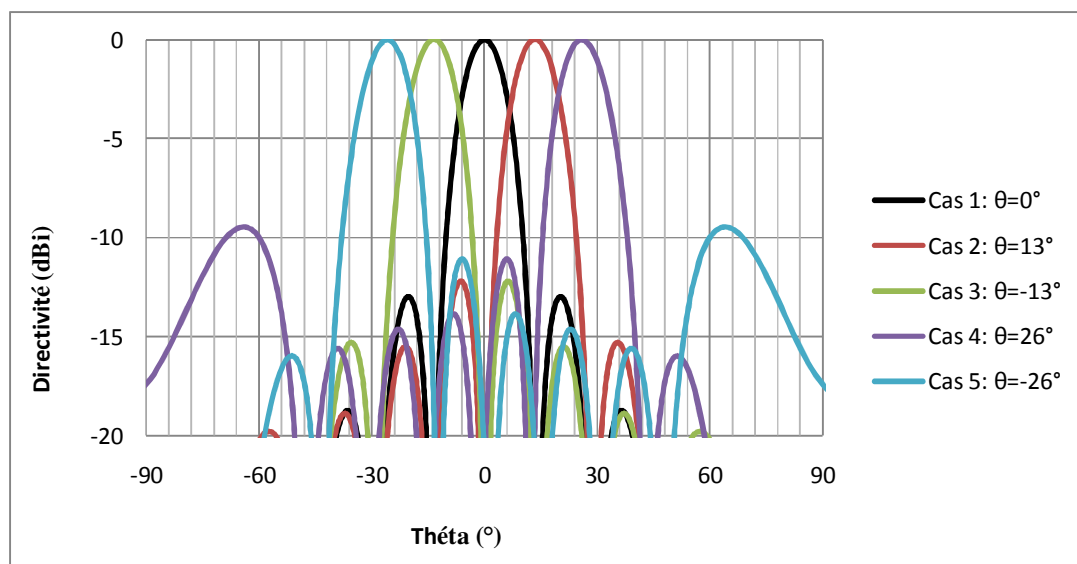


Figure V.16. Diagrammes de rayonnement de l’antenne dans le plan H à 5.7 GHz

L’ensemble des résultats est satisfaisant en terme de rayonnement, on retrouve 5 faisceaux. Les angles de dépointage de l’antenne sont symétriques par rapport à celui du faisceau axial. En effet, ces angles sont $-13^\circ/13^\circ$, 0° et $-26^\circ/26^\circ$. Nous remarquons qu’une partie de l’énergie rayonnée est perdue dans les lobes de réseau qui apparaissent pour les faisceaux extrêmes (cas 4 et 5) car la largeur d de l’élément rayonnant est assez élevée ($0.7\lambda_0$). Les lobes de réseau sont à -10 dB du lobe principal. Aucune pondération ne pourra atténuer les lobes de réseau car ce sont des lobes dus à l’espacement des éléments.

Les lobes secondaires sont à -13 dB du lobe principal. Globalement une pondération en amplitude des éléments rayonnants permettra principalement de réduire les lobes secondaires (Tableau V.3 et Figure V.17).

Patchs	P1	P2	P3	P4	P5	P6
Amplitude	0.6	0.8	1	1	0.8	0.6
Cas 1 phase (°)	0	0	0	0	0	0

Tableau V.3. Pondération en amplitude appliquée aux 6 éléments rayonnants

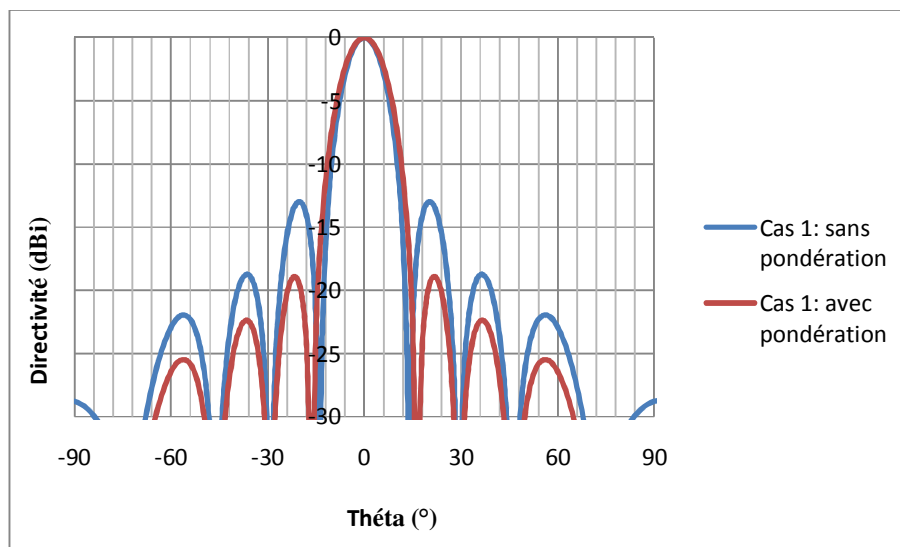


Figure V.17. Diagramme de rayonnement obtenu avec 6 éléments rayonnants pondérés ou non en amplitude

Dans cet exemple, les lobes secondaires sont de 6 dB inférieurs au cas équiampitude.
Remarque : La matrice de Butler, proposée comme un exemple d’excitation possible ne pourra réaliser que des pondérations de phase.

II.5 Conclusion

L’ensemble des performances de l’antenne finale correspond donc au cahier des charges fixé au début de cette étude. Le principe d’une antenne BIE-M à pointage électronique a donc été validé, ainsi que la méthode de conception d’une telle antenne.

On peut également imaginer, en ajoutant des sources d’excitation dans le plan vertical, créer et avoir de multiples faisceaux dans des plans différents avec des valeurs de pointage différentes et une grande directivité.

Ce nouveau concept d’antenne va donc permettre d’étendre le champ potentiel d’application des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles.

Après avoir étudié l’antenne BIE-M à pointage électronique et observé ses performances, nous passons maintenant à l’antenne BIE-M à faisceau contrôlable. Nous allons voir comment nous avons conçu cette antenne en utilisant le même réseau jointif d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles.

III. Antenne BIE-M à faisceau contrôlable

La directivité de l’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle est imposée par la taille et le coefficient de qualité de la cavité. Le but de cette partie est de créer une antenne BIE-M à directivité variable. La variation de directivité est obtenue grâce à la mise en réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles afin de réaliser un réseau jointif des cavités rectangulaires et contrôler la directivité et le rayonnement en agissant sur les sources d’excitation sans l’utilisation des composants électroniques actifs.

III.1. Principe et intérêt

L’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle a été conçue à partir d’une antenne BIE-M directive, en rajoutant des murs électriques limitant l’ouverture rayonnante créée par la cavité résonnante. Le principe de conception consiste à mettre en réseau l’antenne BIE-M rectangulaire sectorielle dans le but de créer une antenne BIE-M à faisceau contrôlable.

En effet, le rayonnement directif de l’antenne BIE-M carrée étudiée précédemment dans le second chapitre est dû à la distribution circulaire uniforme du champ électrique dans la cavité. 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.

L’objectif était de contrôler la répartition de l’énergie au sein de la cavité en créant une structure comportant une série d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles à n entrées, dont la directivité et l’ouverture angulaire seraient fonction du nombre d’entrées effectivement alimentées. Ce principe est illustré sur la **Figure V.18**.

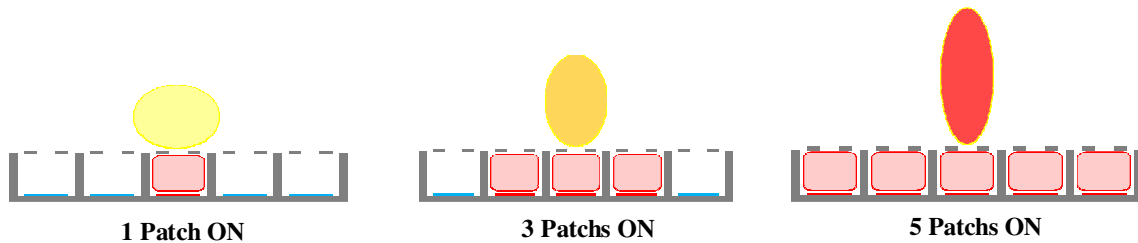


Figure V.18. Principe de l’antenne BIE-M à faisceau contrôlable

De cette manière, la tâche rayonnante sera reconfigurable et donc le rayonnement et la directivité seraient modifiés. On peut alors multiplier les nombres d’éléments rayonnants dans le plan horizontal de manière à obtenir un grand nombre de configurations possibles. La modification de la tâche rayonnante va se traduire par une modification de la directivité de l’antenne, mais également de la forme du diagramme. Ainsi, une ou plusieurs antennes BIE-M rectangulaires sectorielles peuvent être alimentées simultanément, selon la forme du faisceau que l’on veut (large ou étroit). Celui-ci va passer d’un diagramme sectoriel en alimentant qu’un seul élément rayonnant à un diagramme très directif par l’activation simultanée de tous les éléments.

L’antenne BIE-M à faisceau contrôlable doit être capable de changer et ajuster sa couverture dans le plan horizontal pour satisfaire les besoins des abonnés. Nous pouvons imaginer, par exemple, l’alimentation d’un nombre d’élément rayonnant pour couvrir une zone industrielle la journée, et un autre nombre d’élément pour couvrir une zone résidentielle le soir.

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.2. Description de l’antenne BIE-M à faisceau contrôlable

L’antenne BIE-M à faisceau contrôlable que nous allons étudier est la même que celle de l’antenne à pointage électronique (cf. Paragraphe II.4.3). Elle est constituée d’un réseau de 5 antennes BIE-M rectangulaires sectorielles (**Figure V.19**).

Les sources d’excitation dont le nombre est 5 sont des antennes patches placées chacune entre deux murs métalliques et jouent le rôle des sources primaires.

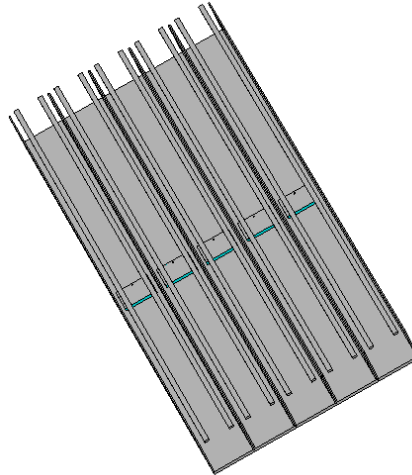


Figure V.19. Antenne BIE-M à faisceau contrôlable étudiée

III.3. Performances de l’antenne

Dans ce paragraphe, nous présentons les performances de l’antenne finale pour les trois configurations possibles, à savoir avec un élément rayonnant actif (1 Patch ON), avec trois éléments rayonnants actifs (3 Patches ON) et avec les cinq « ON ».

Pour observer les phénomènes, nous allons étudier Les cartographies du champ électrique E sur deux plans d'observation, le premier dans un plan horizontal, correspondant au milieu de l’antenne finale (**Figure V.20 (a)**) et le deuxième dans un plan au-dessus de la cavité (**Figure V.20 (b)**). Pour chaque configuration, les distributions du champ électrique dans les deux plans pour la fréquence de fonctionnement 5.7 GHz sont données.

La surface (et par conséquent la directivité) de l'ouverture rayonnante ne dépendent que de la réflectivité de la SPR supérieure et du nombre d’éléments alimentés simultanément. L’observation des cartographies permet de confirmer le fait que l’ouverture rayonnante dans le plan horizontal augmente en fonction du nombre d’éléments actifs (source primaire alimentée (ON)). Dans ce cas, la tâche s’étend dans le plan d’alignement des sources (Plan

H). La position des tâches est directement liée à la position des sources patches sur le plan de masse.

On remarque que la présence des murs métalliques a un effet sur la répartition de l’énergie dans la cavité en contrôlant l’étalement de la tâche rayonnante. Comme vu dans le cas 5 Patches ON, on observe clairement que l’énergie remplit toute la cavité, l’ouverture rayonnante augmente et ainsi la directivité est plus élevée.

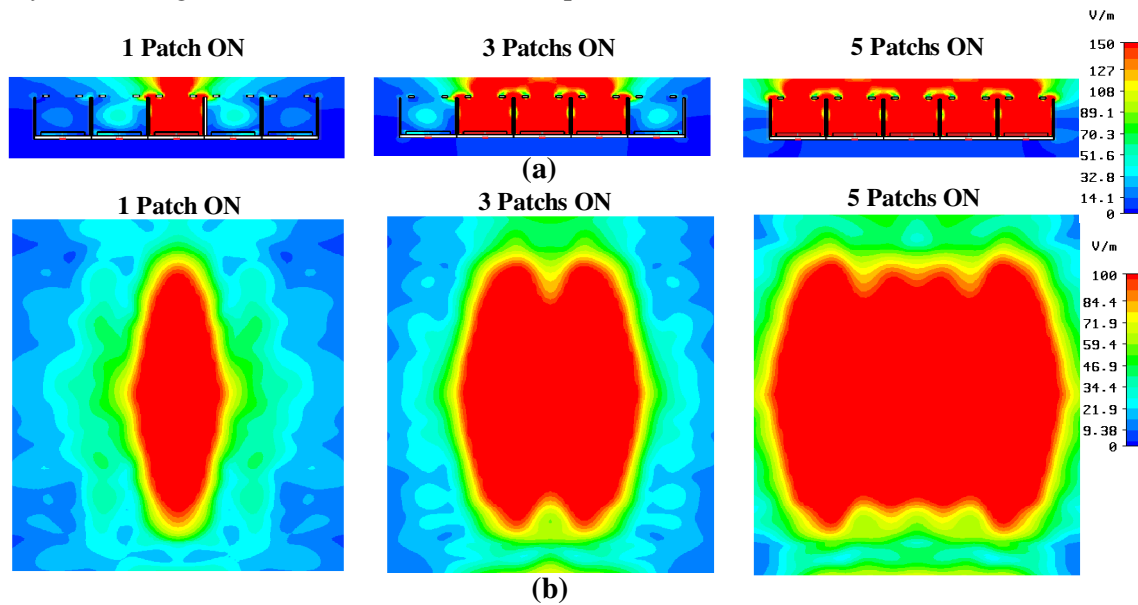


Figure V.20. Cartographie du champ E, (a) au milieu de la structure, (b) au dessus de la cavité

Ci-dessous sont comparées les directivités fréquentielles obtenues dans les trois configurations.

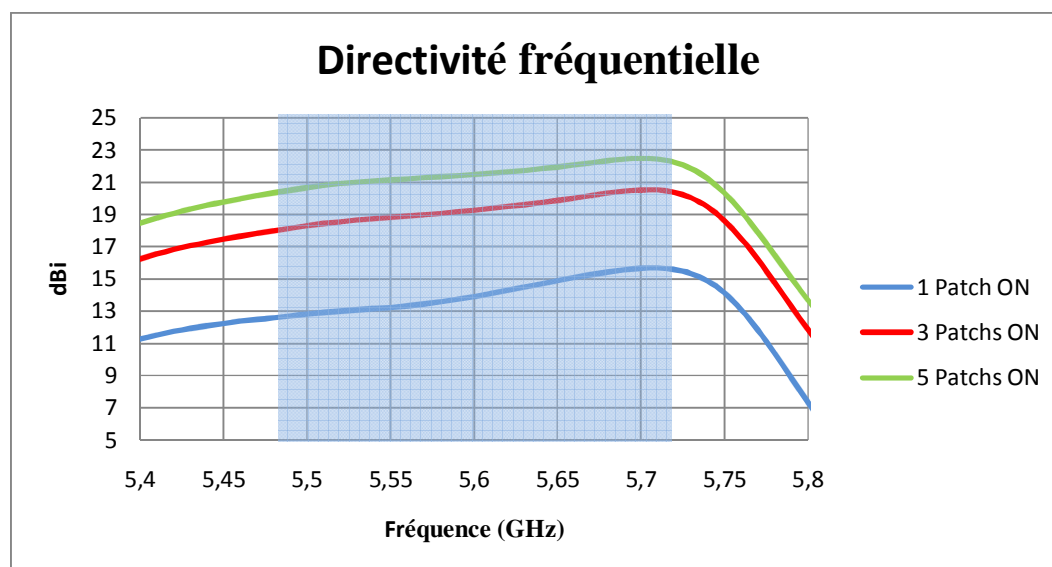


Figure V.21. Comparaison des directivités dans les trois configurations

Le **Tableau V.4** regroupe les performances de ces configurations.

Nb-éléments alimentés	Directivité max (dBi) à 5.7 GHz
1 Patch ON	15.7
3 Patches ON	20.5
5 Patches ON	22.5

Tableau V.4. Directivité maximale en fonction du nombre d’éléments alimentés

La directivité est nettement améliorée avec l’augmentation du nombre d’éléments actifs. La **Figure V.21** montre que le concept étudié ici a bien permis d’obtenir une agilité en directivité. La directivité fréquentielle passe de 15.7 dBi pour le cas 1 Patch ON, à 20.5 dBi avec les 3 Patches ON puis à 22.5 dBi pour 5 Patches ON, le tout à 5.7 GHz. L’excursion maximale de directivité vaut 6.8 dBi à 5.7 GHz.

Regardons maintenant les diagrammes de rayonnement de chaque configuration dans le plan horizontal à 5.7 GHz (définie comme la fréquence où la directivité est maximale), les surfaces rayonnantes observées sur les cartographies du champ E dans la cavité (**Figure V.20**) vont être associées au rayonnement de l’antenne (**Figure V.22**).

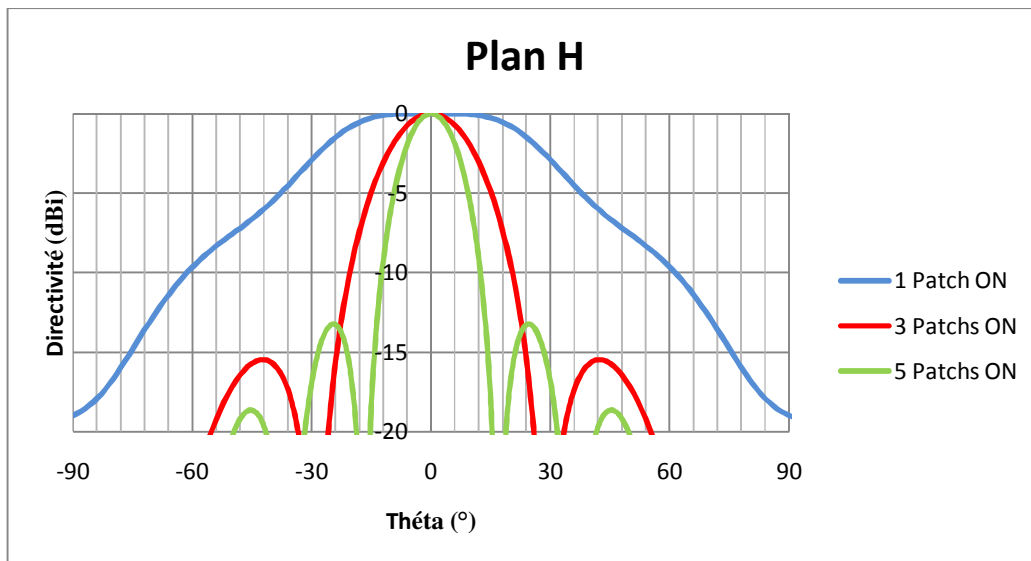


Figure V.22. Evolution du diagramme de rayonnement dans le plan horizontal (plan H) à 5.7 GHz en fonction du nombre d’éléments alimentés

Sur ces diagrammes de rayonnement comparés à 5.7 GHz, nous pouvons voir que la directivité augmente en fonction du nombre d’éléments alimentés, ceci est confirmé par l’angle d’ouverture du lobe principal qui diminue.

Dans le cas 1 Patch ON, la directivité est égale à 15.7 dBi avec un angle d’ouverture de 61°. Si nous alimentons 3 éléments rayonnants (3 Patches ON), la directivité passe à 20.5

dBi, avec un angle d’ouverture de 24° . En alimentant les 5 éléments rayonnants (5 Patches ON), on obtient un lobe pincé d’ouverture 14° avec une directivité de 22.5 dBi.

Les lobes secondaires pour le cas 1 Patch ON sont très faibles, et augmentent progressivement avec le nombre des éléments rayonnants actifs.

Dans le plan vertical, Les diagrammes de rayonnement de chaque configuration ont été visualisés pour la fréquence 5.7 GHz (**Figure V.23**).

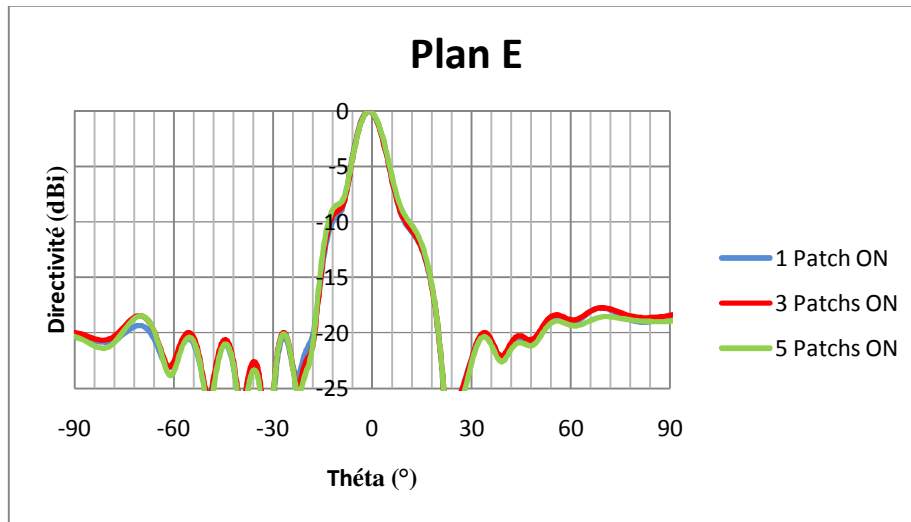


Figure V.23. Evolution du diagramme de rayonnement dans le plan vertical (plan E) à 5.7 GHz en fonction du nombre d’éléments alimentés

Les diagrammes de rayonnement présentent un lobe directif dans l’axe avec un angle d’ouverture de 9° et des lobes secondaires réjétés à plus de 18 dB. Ces diagrammes sont similaires dans les trois configurations.

III.4. Conclusion

Une antenne BIE-M à faisceau contrôlable a été proposée. Par rapport à une antenne BIE-M carrée directive classique, cinq antennes BIE-M rectangulaires sectorielles sont mises en réseau jointif. Les murs métalliques autorisent le contrôle de l’ouverture rayonnante, et donc la directivité de l’antenne dans l’axe. Cette méthode permet d’obtenir de manière simple une antenne BIE-M agile en diagramme sans l’utilisation des composants électroniques actifs.

Dans la partie suivante, le réseau jointif d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles sera étudié pour des applications RADAR. Des différentes applications RADAR seront citées. Pour la plupart de ces applications la directivité de l’antenne doit être élevée ($D \geq 25-30$ dBi)

pour avoir une grande portée. Il est donc nécessaire de rajouter des éléments rayonnants dans le plan horizontal et utiliser la technique multisource [V.9], [V.10] dans le plan vertical pour avoir le maximum de directivité.

IV. Réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles pour des systèmes RADAR

IV.1. Définition

Le radar est un système qui utilise les ondes radio pour détecter et déterminer la distance et/ou la vitesse d'objets (appelés « cibles ») tels que les avions, bateaux, ou encore la pluie... Pour ce faire, il concentre, grâce à une antenne suffisamment grande, une émission d'ondes électromagnétiques dans une zone angulaire réduite (ce qui permet une mesure de la direction des cibles). Les ondes émises se réfléchissent sur les cibles et une (très faible) partie d'entre elles est reçue par l'antenne au retour. Après un tri adéquat des signaux « utiles » reçus par rapport aux signaux parasites présents dans le récepteur radar (bruit de « friture » ou brouillage intentionnel d'un adversaire), on compare signaux réfléchis et signaux émis : le décalage temporel donne la distance de la cible, celui en fréquence des indications sur sa vitesse (effet Doppler).

IV.2. Applications des RADAR

Les radars, installés au sol ou à bord de navires, sont les équipements essentiels de la défense aérienne contre de possibles assaillants, avions ou missiles, bien que l'on s'efforce désormais de rendre ceux-ci « furtifs », c'est-à-dire moins repérables par les radars. Les radars devront être plus performants encore, ce que doit permettre l'évolution des semi-conducteurs, en particulier avec le balayage électronique actif et le traitement numérique du signal par des machines programmables assurant un très bon traitement Doppler de la compression d'impulsion et des mesures de distance très précises. La défense aérienne fait aussi appel à de gros radars embarqués sur des avions équipés d'antennes- « rotodomes », sortes de grandes soucoupes, technique qui cède de plus en plus la place à des antennes incorporées dans la surface même (la peau) de l'avion.

Les radars sont également utilisés à bord d'avions de combat pour d'autres missions (chasse, navigation, vol à basse altitude). D'autres radars servent, à partir du sol, à détecter des

véhicules terrestres ou des piétons, ou bien aident à l’atterrissage des avions et des hélicoptères. À bord des avions de ligne, le rôle essentiel du radar est de détecter les formations nuageuses dangereuses. À bord des bateaux, il aide à éviter les collisions et à régler la navigation portuaire. Dans les centres météorologiques, il sert à localiser les systèmes nuageux. Chez les particuliers, des radars permettent de détecter les intrus, en concurrence avec des systèmes à infrarouge ou à ultrasons. La police utilise des radars « cinémomètres » pour repérer les véhicules automobiles dépassant les vitesses autorisées.

Plusieurs applications parmi celles citées haut nécessitent un système radar avec une antenne à balayage (radars de surveillance, radars de trafic aériens, radars de métrologie, etc.). Par ailleurs la directivité de l’antenne doit être élevée ($D \geq 25-30$ dBi) dans le but d’augmenter la portée du système.

IV.3. Antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité

La directivité maximale de l’antenne BIE-M à pointage électronique étudiée (cf. Paragraphe II.4.3), dans le cas où un seul élément rayonnant est alimenté, est égale à 15.7 dBi avec un large faisceau (61°). En alimentant simultanément 6 éléments rayonnants dans le plan horizontal, la directivité maximale a augmenté de 8 dBi avec un angle d’ouverture de 12° du faisceau.

Dans le but d’augmenter encore plus la directivité, nous allons utiliser la technique multisource [V.9], [V.10] en rajoutant des patchs dans le plan vertical afin d’obtenir des systèmes radar longue portée.

IV.3.1 Description de l’antenne

L’antenne finale après avoir rajouté les patchs dans le plan vertical de chaque élément rayonnant est montrée sur la **Figure V.24**.

La nouvelle longueur de l’antenne est $L = 600$ mm. Le nombre de patchs d’excitation pour chaque élément rayonnants est égal à 3 avec un espacement inter-sources $E_s = 129.5$ mm et le nombre total d’éléments rayonnants dans le plan horizontal est égal à 6.

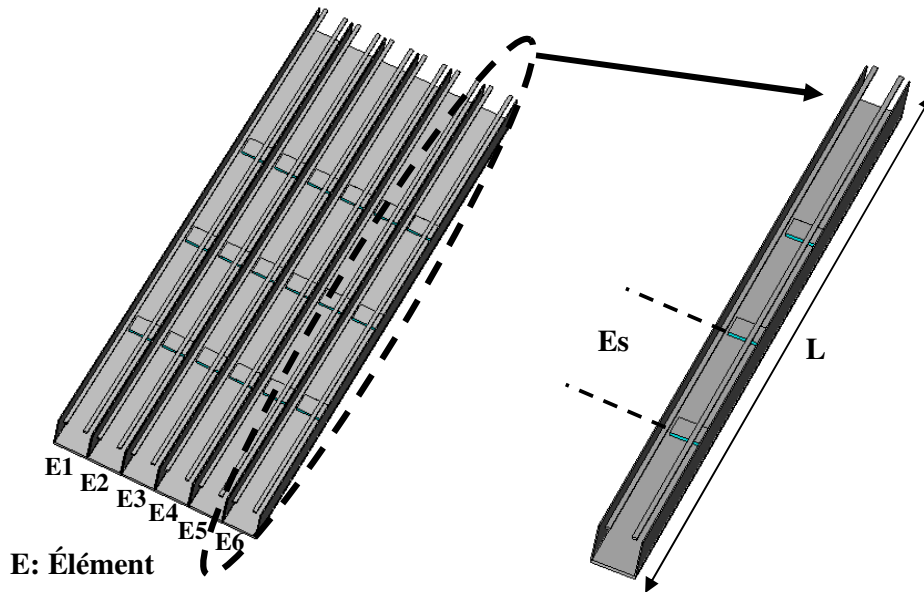


Figure V.24. Antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité après avoir rajouté des patches dans le plan vertical

IV.3.2 Performances de l’antenne

La Figure V.25 présente la directivité fréquentielle en alimentant simultanément 6 éléments rayonnants dans le plan horizontal. La directivité maximale est égale à 26.6 dBi à la fréquence 5.7 GHz.

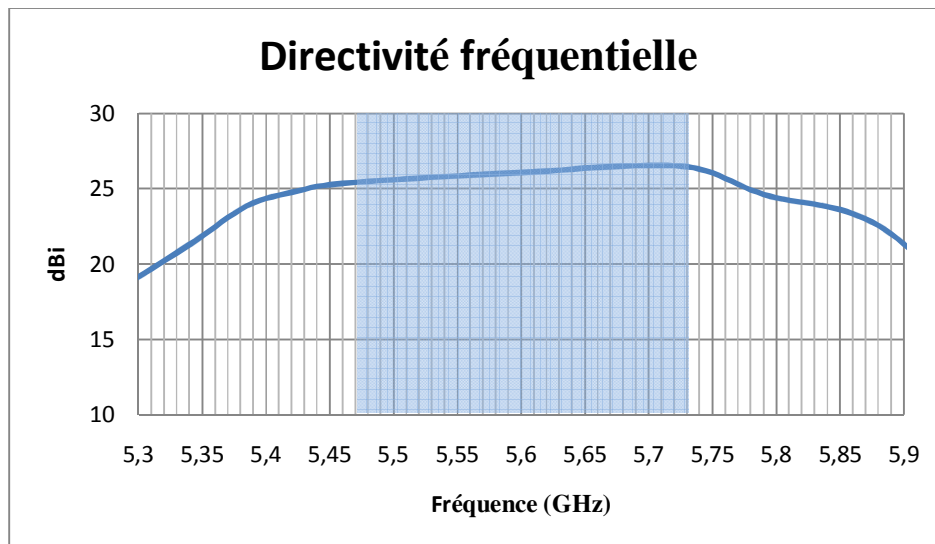


Figure V.25. Directivité fréquentielle (6 éléments alimentés simultanément)

Les diagrammes de rayonnement à 5.7 GHz, dans le plan vertical (Plan E) et horizontal (Plan H) de l’antenne sont montrés sur la Figure V.26.

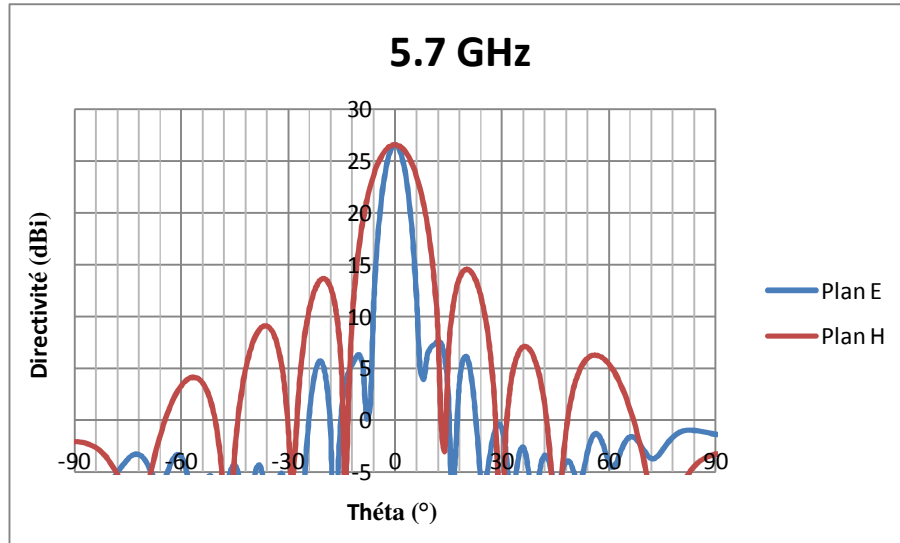


Figure V.26. Diagrammes de rayonnement dans le plan vertical (Plan E) et horizontal (Plan H) à 5.7 GHz.

L’angle d’ouverture des lobes dans le plan vertical et horizontal est égal à 7° et 12° respectivement.

L’antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité est un réseau de 6 antennes BIE-M rectangulaires sectorielles. Ce réseau doit permettre de former le diagramme dans le plan horizontal. Les pondérations associées à chaque élément sont rassemblées **Tableau V.5**.

Pondérations	Eléments Rayonnants	E1	E2	E3	E4	E5	E6
Amplitude	Tous les cas	1	1	1	1	1	1
Phases en degrés	$\theta = 0^\circ$	0	0	0	0	0	0
	$\theta = 10^\circ$	200	160	120	80	40	0
	$\theta = 20^\circ$	400	320	240	160	80	0
	$\theta = 30^\circ$	562.5	450	337.5	225	112.5	0

Tableau V.5. Tableau récapitulatif des pondérations à affecter aux éléments en amplitude et en phase

La **Figure V.27** présente les courbes de 7 faisceaux du réseau formé dans le plan horizontal.

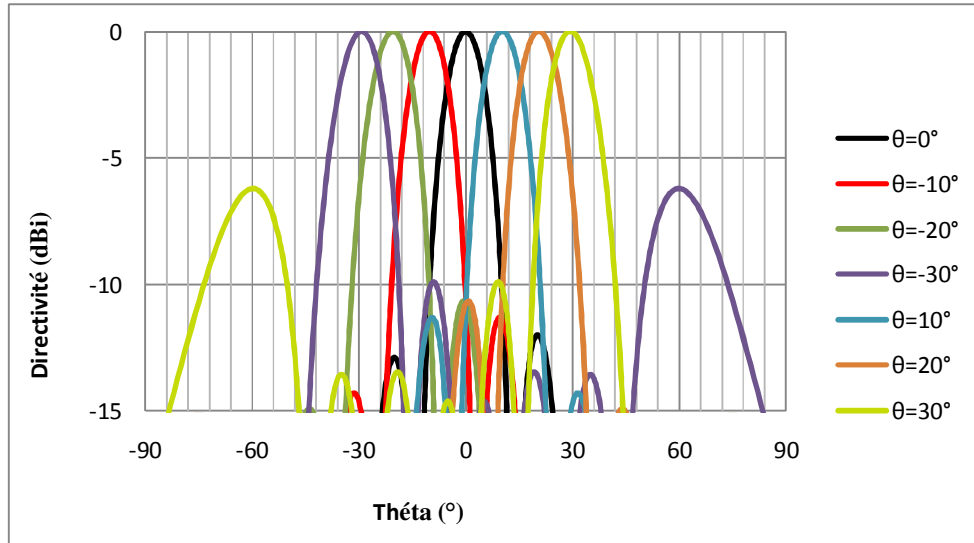


Figure V.27. Exemple de 7 faisceaux balayant le plan horizontal (Plan H) à 5.7 GHz

Cette antenne assure le balayage du plan horizontal par 7 faisceaux tous les 10°. Deux faisceaux consécutifs se recoupent à -1.5 dB du maximum. Cependant, le niveau des lobes secondaires étant élevé, il est possible de le baisser en appliquant une pondération d’amplitude sur les différentes sources.

Nous remarquons qu’une partie de l’énergie rayonnée est perdue dans les lobes de réseau qui apparaissent pour les faisceaux extrêmes ($\theta = -30^\circ, 30^\circ$) car la largeur d de l’élément rayonnant est assez élevée ($0.7 \lambda_0$). Cette antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité est alors adéquate pour des systèmes RADAR.

IV.4. Antenne BIE-M de l’interrogateur BIFF

IV.4.1 Définition et objectif

Cette partie est consacrée à la conception d’un réseau jointif d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles à forte directivité : le réseau de l’interrogateur BIFF (Battlefield Identification for Friend and Foe) qui est un système à finalité militaire permettant l’identification entre chars sur le champ de bataille en faisant la différence entre "ami" et "ennemi". Ce système d’identification doit délivrer à l’opérateur le caractère ami ou ennemi de la cible visée ainsi que le nombre et la distance des objets amis situés dans le secteur d’interrogation.

Cette antenne est un réseau monopulse à deux voies permettant de créer deux diagrammes distincts dans le plan H : un diagramme somme (lorsque les deux sous-réseaux

qui constitueront le réseau complet seront excités en phase) et un diagramme différence (excitation en opposition de phase).

IV.4.2 Description et fonctionnement de l’antenne

L’antenne BIE-M de l’interrogateur BIFF que nous allons étudier est la même que celle de l’antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité (cf. Paragraphe IV.3). Elle est constituée de deux sous-réseaux jointifs de 3 antennes BIE-M rectangulaires sectorielles (**Figure V.28**) de façon à créer dans le plan H un diagramme somme (excitation en phase des deux sous-réseaux) et un diagramme différence (excitation de ces sous-réseaux en opposition de phase). Il faut que, hors du lobe principal, le diagramme différence soit au-dessus du diagramme somme (écart entre voies supérieur à 6 dB).

Les sources d’excitation dont le nombre est 18 sont des antennes patches et jouent le rôle des sources primaires. Chaque élément rayonnant est excité par trois patches.

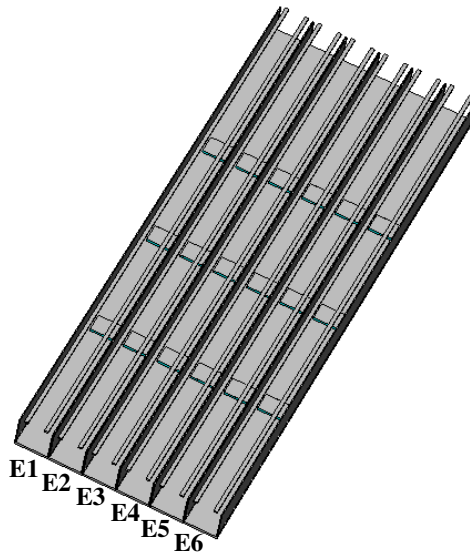


Figure V.28. Antenne BIE-M de l’interrogateur BIFF

Le diagramme souhaité devait être formé grâce aux valeurs de pondérations appliquées aux éléments rayonnants (**Tableau V.6**).

Pondérations	Eléments Rayonnants	Sous-réseau 1			Sous-réseau 2		
		E1	E2	E3	E4	E5	E6
Amplitude		1	1	1	1	1	1
Phases en degrés	Voie somme	0	0	0	0	0	0
	Voie différence	0	0	0	180	180	180

Tableau V.6. Tableau récapitulatif des pondérations à affecter aux éléments en amplitude et en phase

IV.4.3 Résultats de l’antenne

IV.4.3.1 Directivité fréquentielle

La directivité fréquentielle en voie somme de la structure finale est tracée sur la Figure V.29.

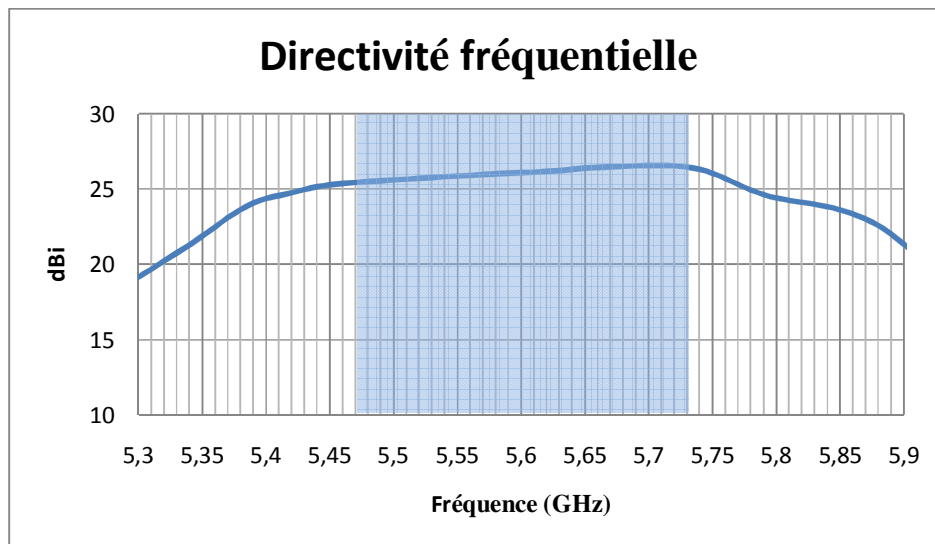


Figure V.29. Directivité fréquentielle de la voie somme (6 éléments alimentés simultanément en phase)

De forts niveaux sont obtenus puisque l’on se trouve quasiment partout supérieur à 25 dBi dans la bande [5.47 – 5.725] GHz avec un maximum de 26.6 dBi à la fréquence 5.7 GHz. Les 6 éléments rayonnants sont alimentés avec le même courant en amplitude et en phase.

IV.4.3.2 Diagrammes de rayonnement et écart entre voies

Deux types de diagrammes de rayonnement sont à générer en fonction de l’alimentation des deux sous-réseaux (en phase ou en opposition de phase).

A la fréquence 5.7 GHz (**Figure V.30**), le diagramme somme est directif ($\theta_{-3dB}=12^\circ$ pour $D=26.6$ dBi). En effet, le niveau du premier lobe secondaire présent dans le rayonnement à la fréquence 5.7 GHz est élevé et vaut -12 dB. Le diagramme différence est creusé dans l’axe.

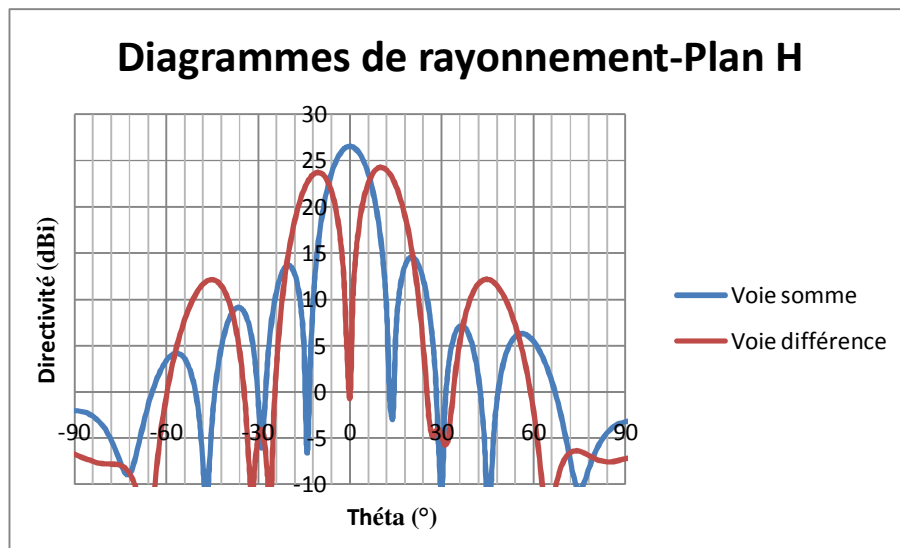


Figure V.30. Diagrammes de rayonnement dans le plan horizontal (Plan H) à 5.7 GHz.

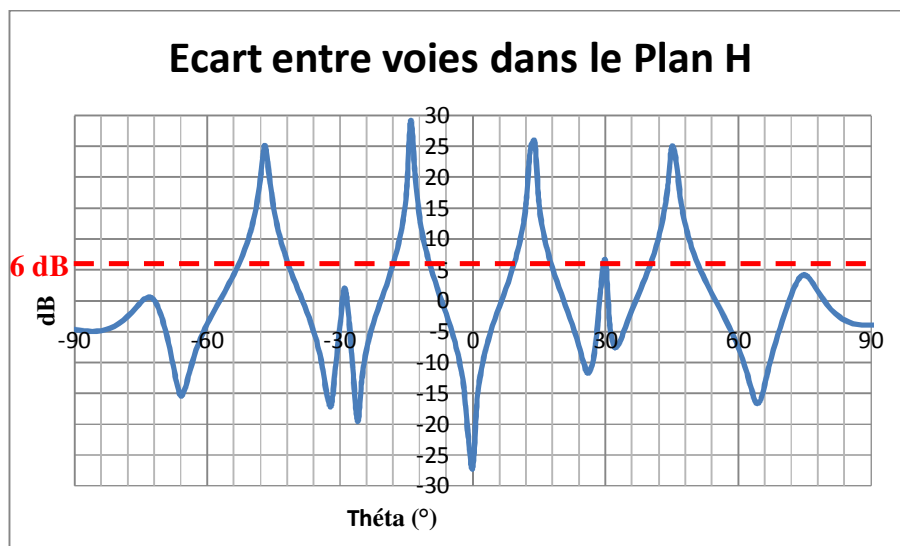


Figure V.31. Ecart entre voies dans le plan horizontal (Plan H) à 5.7 GHz.

On observe une dégradation importante de l’écart entre voies somme et différence (**Figure V.31**). Le résultat n’est pas satisfaisant puisque la valeur attendue de 6 dB limite n’est que très rarement atteinte. Ceci est en particulier dû à une remontée des lobes secondaires en voie somme.

Globalement une pondération en amplitude des éléments rayonnants permettra principalement de réduire les lobes secondaires (**Tableau V.7** et **Figure V.32**).

Patches	E1	E2	E3	E4	E5	E6
Amplitude	0.4	0.7	1	1	0.7	0.4
phase (°)	0	0	0	0	0	0

Tableau V.7. Pondération en amplitude appliquée aux 6 éléments rayonnants

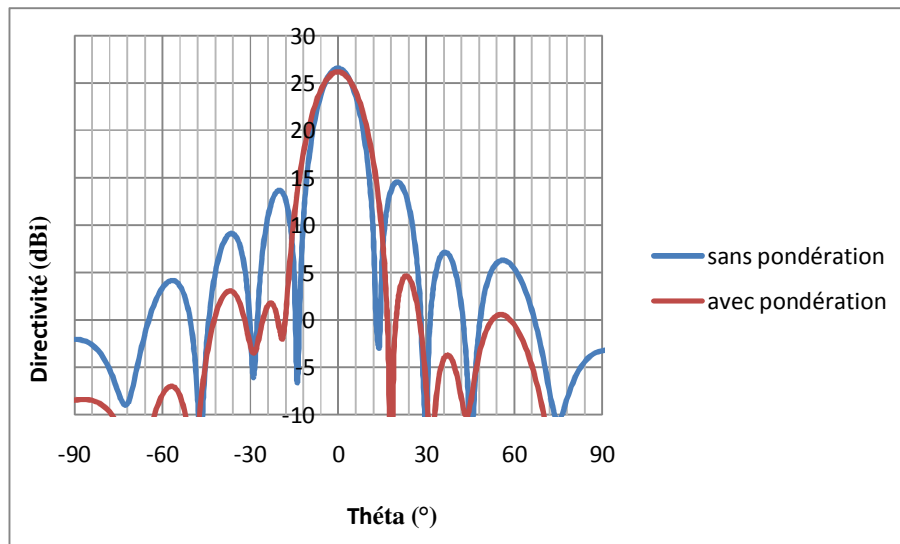


Figure V.32. Diagrammes de rayonnement (plan H) pondérés ou non en amplitude

Cette figure présente les résultats avec et sans pondérations d’amplitude. Celle-ci permet de gagner 9.5 dB sur le niveau des lobes secondaires autour du lobe principal dans le plan H.

Concernant les diagrammes somme et différence (**Figure V.33**), la voie différence est strictement partout au-dessus de la voie somme et la directivité simulée est 26.2 dBi. Ceci conduit à un écart entre voies d’au moins 6 dB (**Figure V.34**) hors de l’axe donc très satisfaisant.

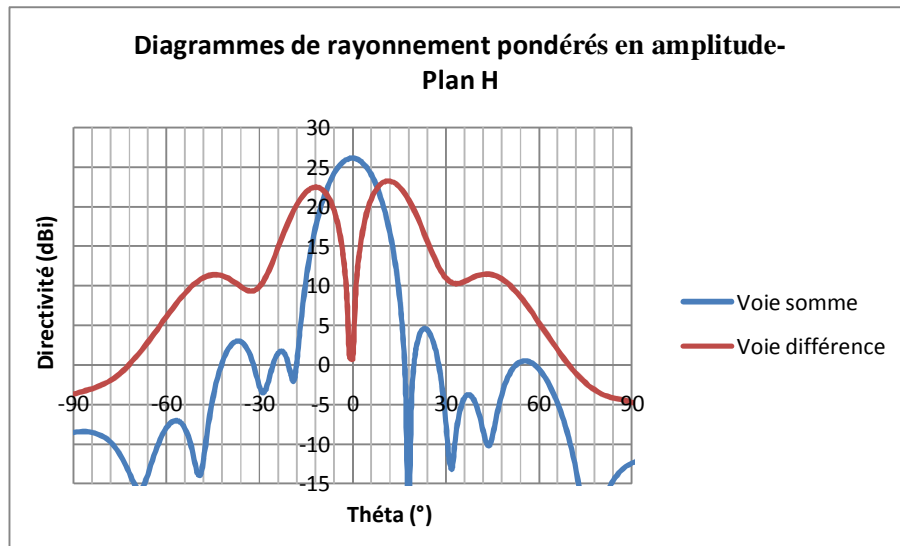


Figure V.33. Diagrammes de rayonnement pondérés en amplitude dans le plan horizontal (Plan H) à 5.7 GHz.

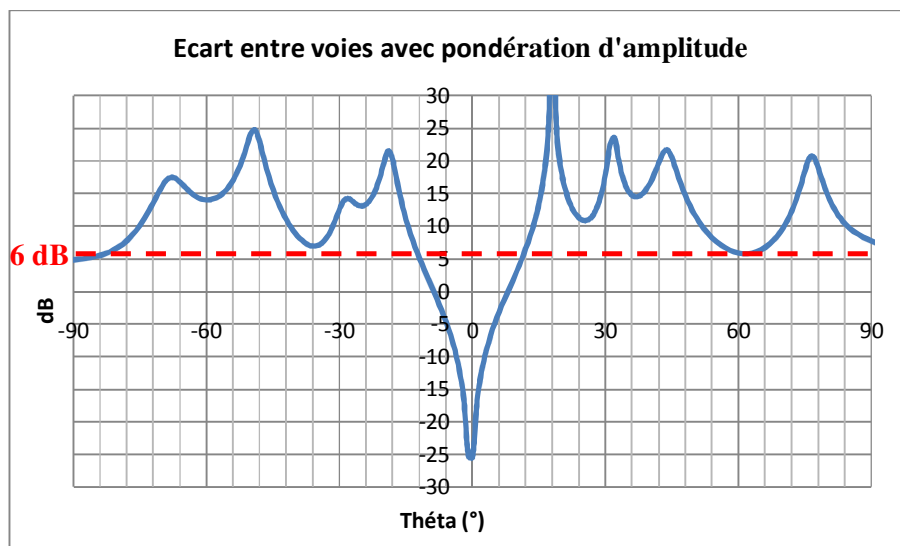


Figure V.34. Ecart entre voies dans le plan horizontal (Plan H) à 5.7 GHz.

L'intérêt de la pondération d'amplitude est montré. La conséquence directe est une modification significative des diagrammes **Figure V.32** : du fait de la diminution des valeurs de pondération, on constate un abaissement des niveaux de lobes secondaires en voie somme expliquant l'amélioration de l'écart entre voies qui passe partout supérieur à 6 dB. Quant à la directivité, elle vaut maintenant 26.2 dBi soit 0.4 dBi de moins qu'auparavant.

IV.5. Conclusion

Cette dernière partie a été consacrée à l’étude du réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles pour des applications RADAR. Pour ce type d’applications la directivité de l’antenne doit être élevée dans le but d’augmenter la portée d’un système RADAR. Plusieurs antennes BIE-M rectangulaires sectorielles ont été mises en réseau dans le plan horizontal et la technique multisource a été utilisée dans le plan vertical pour avoir le maximum de directivité.

Cette partie a par ailleurs montré une étude de faisabilité de l’antenne de l’interrogateur BIFF dans une version antenne BIE-M.

V. Conclusion

Les travaux présentés dans ce dernier chapitre ont été consacrés à la mise au point des antennes BIE-M agiles.

Dans la première partie, une antenne BIE-M à pointage électronique a été présentée. Cette structure est formée par 6 antennes BIE-M rectangulaires sectorielles assemblées en réseau dans le plan horizontal. Ce réseau présente un pointage électronique grâce à une excitation appropriée. On a montré que pour une largeur $d \approx 0.7\lambda$ d’élément rayonnant (antenne BIE-M rectangulaire sectorielle), le couplage est négligeable grâce aux murs métalliques placés entre les sources d’excitations (patches). Le comportement multifaisceaux de ce type de structure a été présenté.

La deuxième partie a été consacrée à la conception d’une antenne BIE-M à faisceau contrôlable grâce à la mise en réseau de 5 antennes BIE-M rectangulaires sectorielles. L’étude des performances en fonction du nombre d’éléments rayonnants alimentés dans le plan horizontal a ensuite été effectuée. Les murs métalliques autorisent le contrôle de l’ouverture rayonnante, et donc la directivité de l’antenne dans l’axe. Cette méthode permet d’obtenir de manière simple une antenne agile en diagramme sans l’utilisation des composants électroniques actifs.

La dernière partie a été consacrée à l’étude du réseau d’antennes BIE-M rectangulaires sectorielles pour des applications RADAR. Pour ce type d’applications la directivité de l’antenne doit être élevée ($D \geq 25-30$ dBi) dans le but d’augmenter la portée d’un système RADAR. 6 éléments rayonnants ont été simultanément alimentés dans le plan horizontal et la technique multisource a été utilisée dans le plan vertical pour avoir le maximum de directivité.

Deux applications ont été présentées :

- La première est une antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité. Cette antenne assure le balayage du plan horizontal par 7 faisceaux tous les 10° . Les résultats des simulations ont été présentés en termes de directivité fréquentielle et diagrammes de rayonnement. Le recouvrement des faisceaux a également été analysé.
- La deuxième est une antenne BIE-M de l’interrogateur BIFF. Il s’agissait de voir en simulations si les performances attendues pouvaient être obtenues avec ce type d’antennes en mettant six antennes BIE-M rectangulaires sectorielles en réseau. Les résultats s’avèrent concluants puisque de fortes directivités sont constatées en voie somme et que les écarts entre voies sont très bons.

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-M rectangulaires sectorielles sont bien utilisables pour de nombreuses configurations de réseaux sans fil.

Bibliographie Chapitre V

- [V.1] **H. Boutayeb.** *Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles.* Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, 2003
- [V.2] **L. LEGER.** *Nouveaux développements autour des potentialités de l’antenne BIE planaire.* Thèse de doctorat- n°27-2004- Université de Limoges- 16 novembre 2004
- [V.3] **A. Ourir.** *Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications.* Thèse de doctorat, Université de Paris XI d’Orsay, 2006
- [V.4] **O. Roncière.** *Antennes à Bande Interdite Electromagnétique et à Cavité FABRY-PEROT Reconfigurables.* Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, 2007
- [V.5] **D. M. Pozar, S. D. Targonski, and R. Pokuls.** *A shaped-beam microstrip patch reflectarray.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 47(7) :1167–1173, 1999
- [V.6] **D. G. Kurup, M. Himdi, and A. Rydberg.** *Design of an unequally speed reflectarray.* IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2 :33–35, 2003
- [V.7] **D. F. Sievenpiper.** *Forward and backward leaky wave radiation with large effective aperture from an electronically tunable textured surface.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 53(1) :236–246, 2006. 137
- [V.8] **H. Chen, B-L. Wu, L. Ran, T. M. Grzegorzczuk, and J. A. Kong.** *Controllable left-handed metamaterial and its application to a steerable antenna.* Applied Physics Letters, 89 :053509, 2006
- [V.9] **B. Jecko, R. Chantalat, L. Leger, M. Thevenot, T. Monediere, P. Dumon.** *Antenne à matériau BIP multifaisceaux et/ou multifréquences et système mettant en oeuvre ces antenne.* Brevet français N° FR0213326, déposé le 24 Octobre 2002
- [V.10] **L. Leger, T. Monédière, B. Jecko.** *Enhancement of gain and radiation bandwidth for a planar 1-D EBG antenna.* IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 15, N° 9, September 2005.
- [V.11] **Régis CHANTALAT.** *Optimisation d’un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l’utilisation d’une antenne à bande interdite électromagnétique multisources.* Thèse de doctorat- n°36-2003 Université de Limoges- 3 novembre 2003
- [V.12] **Y. T. LO, S.W. LEE.** *Antenna handbook, Theory, applications, and design.* Van Nostrand Reinhold Company, New York 1988
- [V.13] **I. MERRILL, SKOLNIK.** *Radar Handbook 2nd Edition.* Mc. Graw-Hill, Janvier 1990

- [V.14] **B. AGBA, L. FREYTAG, B. JECKO.** *Planning tool for LMDS coverage using 3D Geographic Information System Data.* ICETE (International conference on E-business and telecommunication networks) Août 2004, Portugal
- [V.15] **Christophe DALL’OMO.** *Contribution à l’étude d’antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler.* Thèse de doctorat- n°42-2003 Université de Limoges- 13 novembre 2003
- [V.16] **Majed KOUBEISSI.** *Etude d’antennes multifaisceaux à base d’une nouvelle topologie de matrice de Butler. Conception du dispositif de commande associé.* Thèse de doctorat- n°40-2007 Université de Limoges- 21 octobre 2007
- [V.17] **R.J. MAILLOUX.** *Phased Array Antenna Handbook.* Artech House, Boston, 1994
- [V.18] **J.R. JAMES & P.S. HALL.** *Handbook of Microstrip Antennas.* IEE Electromagnetic Waves Series 28

Conclusion générale

Les travaux présentés tout au long de ce manuscrit ont porté sur l'étude d'antennes sectorielles adaptées aux stations de base des réseaux de télécommunication sans fil en utilisant des matériaux à bande interdite électromagnétique métallique (BIE-M).

Deux aspects ont été abordés au cours de cette étude :

- D'une part l'augmentation de ses performances tant en termes de gain que de bande en rayonnement.
- D'autre part, de nombreuses avancées innovantes sont proposées afin d'apporter à l'antenne une grande polyvalence, avec un comportement multipolarisations, multifréquences et agile.

Dans un premier temps, les antennes qui équipent les stations de base ont été présentées. Cette étape a permis de dégager les caractéristiques nécessaires des antennes sectorielles à concevoir. En s'appuyant sur les travaux déjà réalisés dans l'équipe sur les antennes BIE-M directives, nous avons montré que le principe pouvait inspirer la formation d'un diagramme de rayonnement sectoriel. Deux structures d'antennes sectorielles ont alors été dégagées : l'antenne BIE-M demi-cylindrique sectorielle et l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle. Le choix s'est porté sur l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle. Ensuite, un guide de conception permettant de dimensionner l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle, de choisir les matériaux ainsi que l'excitation en partant d'un cahier des charges donné a été proposé.

Dans l'optique d'améliorer les performances de l'antenne en terme de directivité et bande passante, une technique a été appliquée : la technique multisource. Cette technique consiste à employer plusieurs sources pour exciter l'antenne. La variation du nombre de sources et leur écartement permet d'améliorer considérablement la directivité et la bande passante. A ce stade, un exemple de conception à 2 GHz avec réalisation à l'appui illustre cette technique.

La deuxième partie dans ce manuscrit a porté sur l'exploitation des différentes polarisations des antennes BIE-M rectangulaires sectorielles car les systèmes de télécommunications s'appuient de plus en plus sur la diversité de polarisation pour augmenter la capacité des réseaux. La démarche employée pour les antennes en polarisation verticale a été répétée pour la polarisation horizontale. La combinaison des polarisations a ensuite conduit à l'étude d'une antenne à double polarisation. La réalisation d'un prototype a permis de valider ce principe. Ce nouveau type de structure nous a donc ouvert de nouvelles orientations. Nous avons pu ainsi réaliser avec la même antenne un système générant les

polarisations $+45^\circ$ et circulaire afin d'exploiter toutes les polarisations avec les antennes BIE-M rectangulaires sectorielles.

Les télécommunications nécessitent souvent plusieurs bandes de fonctionnement comme par exemple le réseau sans fil UMTS et HiperLan2.... Pour cela un fonctionnement bibande est requis. Dans la troisième partie de ce manuscrit, deux méthodes de conception de l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle bibande ont été présentées. La première méthode décrivait une antenne BIEM-FSS rectangulaire bibande destinée à une station de base UMTS. A partir d'un cahier des charges bien défini, une antenne bibande à base des matériaux BIE-M et une couche FSS insérée sur le plan de masse a été proposée comme solution. La simulation électromagnétique de cette solution a confirmé son bon fonctionnement. La seconde méthode présentait une antenne BIE-M rectangulaire bicouche bibande pour application HiperLan2. Le fonctionnement bibande de cette antenne a été obtenu en insérant deux couches SPR afin de créer deux cavités résonnantes et ainsi deux bandes de fonctionnement distinctes. Cependant, les simulations électromagnétiques ont montré le grand potentiel de cette antenne bibande.

Les travaux présentés dans le dernier chapitre de ce manuscrit ont été consacrés à la mise au point des antennes BIE-M agiles. Dans la première partie, une antenne BIE-M à pointage électronique a été présentée. Cette structure est formée par 6 antennes BIE-M rectangulaires sectorielles assemblées en réseau jointif dans le plan horizontal. Ce réseau présente un pointage électronique grâce à une excitation appropriée. La deuxième partie a été consacrée à la conception d'une antenne BIE-M à faisceau contrôlable grâce à la mise en réseau jointif de 5 antennes BIE-M rectangulaires sectorielles. L'étude des performances en fonction du nombre d'éléments rayonnants alimentés dans le plan horizontal a ensuite été effectuée. Les murs métalliques autorisent le contrôle de l'ouverture rayonnante, et donc la directivité de l'antenne dans l'axe. Cette méthode permet d'obtenir de manière simple une antenne agile en diagramme sans l'utilisation des composants électroniques actifs. La dernière partie a été consacrée à l'étude du réseau d'antennes BIE-M rectangulaires sectorielles pour des applications RADAR. Pour ce type d'applications la directivité de l'antenne doit être élevée ($D \geq 25-30$ dBi) dans le but d'augmenter la portée d'un système RADAR. 6 éléments rayonnants ont été simultanément alimentés dans le plan horizontal et la technique multisource a été utilisée dans le plan vertical pour avoir le maximum de directivité.

Deux applications ont été présentées :

- La première est une antenne BIE-M multifaisceaux à forte directivité. Cette antenne assure le balayage du plan horizontal par 7 faisceaux tous les 10° . Les résultats des

simulations ont été présentés en termes de directivité fréquentielle et diagrammes de rayonnement. Le recouvrement des faisceaux a également été analysé.

- La deuxième est une antenne BIE-M de l'interrogateur BIFF. Il s'agissait de voir en simulations si les performances attendues pouvaient être obtenues avec ce type d'antennes en mettant six antennes BIE-M rectangulaires sectorielles en réseau. Les résultats s'avèrent concluants puisque de fortes directivités sont constatées en voie somme et que les écarts entre voies sont très bons.

Au cours de ce travail, l'antenne BIE-M rectangulaire sectorielle a été développée et propose désormais des performances intéressantes pour de nombreuses configurations de réseaux sans fil grâce à une grande polyvalence.

Dans le prolongement de ce travail de thèse, nous envisageons les perspectives suivantes :

1. En effet, il y a lieu d'apporter quelques solutions aux difficultés d'adaptation. De façon générale les antennes BIE-M sont assez complexes à adapter sur la bande de fonctionnement surtout pour les gains importants. Ceci est dû aux variations importantes que subit l'impédance sur la bande. Ces variations expriment le caractère très résonant de l'antenne. C'est pour cette raison que le laboratoire tend à se tourner vers des techniques d'adaptation par des filtres multipôles en amont de l'antenne **[Conc.1]** afin de rendre possible la commercialisation.
2. La conception et la réalisation d'une antenne composée d'une matrice de Butler permettant de faire un pointage du faisceau associé à un réseau d'antennes BIE-M rectangulaires sectorielles (antenne BIE-M à pointage électronique, chapitre 5).
3. L'étude de faisabilité d'une antenne BIE-M rectangulaire sectorielle multibande, via l'utilisation de FSS multi-résonances. Une autre possibilité est d'associer à l'antenne multicouche de SPR afin d'obtenir un fonctionnement multibande.
4. Enfin, on pourrait penser à former le lobe dans le plan vertical par la création soit d'un dépointage soit d'un lobe en cosécante carrée par exemple. Cela implique cette fois la mise en œuvre d'un réseau de sources dans le plan vertical.

Bibliographie Conclusion

- [Conc.1] **M. TROUBAT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, T. MONEDIERE, B. JECKO.** *Synthesis of combined functions applied to the design of a filter-antenna.* International Workshop on Microwave Filters, CNES, Toulouse, France, Septembre 2004

Liste des travaux

Publications dans les revues scientifiques internationales:

Dual-Band EBG Sectoral Antenna Using a Single-Layer FSS for UMTS Application

- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , RODES Emmanuel , MONEDIERE Thierry
- Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE
- Volume 8, 2009 Page(s):161 - 164

New Development around M-PRS Antennas for Sectoral Coverage of Telecommunication Networks with Dual Polarization

- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , SERHAL Dina, CHANTALAT Régis, JECKO Bernard
- Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE
- Volume 8, 2009 Page(s):670 - 673

Design of Sectoral Antennas Using a Metallic EBG Structure and Multiple Sources Feeding for Base Station Applications

- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , RODES Emmanuel , SERHAL Dina, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard
- Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation
- Volume 2008, Article ID 359053, 6 pages

Design of a Dual-Band Sectoral Antenna for Hiperlan2 Application Using Double Layers of Metallic Electromagnetic Band Gap (M-EBG) Materials as a Superstrate

- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , CHANTALAT Régis, JECKO Bernard
- Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation
- Volume 2009, Article ID 153850, 5 pages

Metallic EBG Sectoral Antennas with different polarizations

- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , RODES Emmanuel , SERHAL Dina , JECKO Bernard
- AUTOMATIKA, Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications, Vol. 49 No. 3-4 November 2008

Multi-Fed Sectoral EBG Antenna for WIMAX Applications

- **Auteurs :** SERHAL Dina, [HAJJ Mohamad](#), CHANTALAT Régis, DROUET Julien, JECKO Bernard
- Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE
- Volume 8, 2009 Page(s):620 - 623

Multibeam Antenna for Telecommunications Networks using Cylindrical EBG Structure

- **Auteurs :** CHREIM Hassan, [HAJJ Mohamad](#) , ARNAUD Eric, JECKO Bernard, DALLOMO Christophe, DUFRANE Philippe
- Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE
- Volume 8, 2009 Page(s):665 - 669

Communications internationales :

Metallic EBG Sectoral Antenna for Base Stations

- **24/09/07 au 26/09/2007**
- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , RODES Emmanuel , SERHAL Dina , CHANTALAT Régis , THEVENOT Marc , MONEDIERE Thierry , JECKO Bernard
- **Conférence :** ICECom 2007, 19th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications,
- **Lieu :** Dubrovnik Republic of Croatia

Metallic EBG sectoral antenna for a base station with horizontal polarization

- **11/11/2007 au 16/11/2007**
- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , RODES Emmanuel , SERHAL Dina , THEVENOT Marc , MONEDIERE Thierry , JECKO Bernard
- **Conférence :** EuCAP2007 2nd European Conference on Antennas and Propagation
- **Lieu :** Edinburgh, UK.

Dual-Band Metallic FSS-EBG Sectoral Antenna

- **05/07/2008 au 12/07/2008**
- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , SERHAL Dina , RODES Emmanuel , MONEDIERE Thierry
- **Conférence :** IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, URSI 2008
- **Lieu :** SAN DIEGO, CALIFORNIE, USA

A novel Dual-Band Sectoral Metallic Electromagnetic Band Gap (M-EBG) Antenna for Hiperlan2 application

- **02/03/2009 au 4/03/2009**
- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard
- **Conférence :** 2009 IEEE International Workshop on Antenna Technology: iWAT2009 : "Small Antennas and Novel Metamaterials"
- **Lieu :** SANTA MONICA, CALIFORNIE, USA

Metallic EBG superstrates for dual polarized sectoral base station antenna

- **23/03/2009 au 27/03/2009**
- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , RODES Emmanuel , SERHAL Dina , MONEDIERE Thierry , CHANTALAT Régis, JECKO Bernard
- **Conférence :** EuCAP2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation
- **Lieu :** Berlin, Germany

Design of simple M-PRS superstrates for different applications to sectoral base station antennas

- **01/09/2009 au 04/09/2009**
- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , SERHAL Dina , JECKO Bernard
- **Conférence :** 3rd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics
- **Lieu :** LONDON, UK

High Gain sectoral metallic EBG antenna

- **23/3/2009 au 27/3/2009**
- **Auteurs :** SERHAL Dina, [HAJJ Mohamad](#) , JECKO Bernard
- **Conférence :** EuCAP2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation
- **Lieu :** Berlin, Germany

EBG Antennas conformation for beamforming

- **17/03/2008 au 18/03/2008**
- **Auteurs :** SERHAL Dina , [HAJJ Mohamad](#) , RODES Emmanuel , JECKO Bernard
- **Conférence :** 4th IEEE Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2008, pp. 121-124.
- **Lieu :** Loughborough, UK

A Novel Model of Sectoral M-EBG Antenna for WIMAX Applications

- **21/09/08 au 26/09/08**
- **Auteurs :** SERHAL Dina , [HAJJ Mohamad](#) , CHANTALAT Régis, JECKO Bernard
- **Conférence :** Metamaterials'2008-2nd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics
- **Lieu :** Pamplona, Spain

Communications nationales :

Etude d'une antenne BIE métallique à diagramme de rayonnement sectoriel pour une station de base UMTS monobande

- **23/05/07 au 25/05/07**
- **Auteurs :** [HAJJ Mohamad](#) , RODES Emmanuel , JECKO Bernard
- **Conférence :** 15^{ème} Journées Nationales Micro-ondes
- **Lieu :** TOULOUSE, Centre de Congrès Pierre Baudis

Impact de l'alimentation multi-source sur les performances d'une antenne sectorielle à bande interdite électromagnétique

- **27/05/09 au 29/05/09**
- **Auteurs :** SERHAL Dina , [HAJJ Mohamad](#) , CHANTALAT Régis, JECKO Bernard
- **Conférence :** JNM
- **Lieu :** Grenoble

Résumé :

Ce mémoire s'inscrit dans le cadre du développement des réseaux de télécommunication sans fil terrestres. Les travaux présentés ont porté sur l'étude d'antennes de station de base conçues à partir de matériaux à bande interdite électromagnétique métallique (BIE-M), présentant un diagramme de rayonnement sectoriel en azimut et à fort gain. Trois aspects ont été abordés au cours de cette étude :

Le premier permet de comprendre et mettre en évidence les propriétés attractives des matériaux BIE-M. Puis d'exploiter ces propriétés pour la conception et la réalisation d'antennes sectorielles pour les stations de base sans fil.

Le deuxième est de parvenir à une grande polyvalence de l'antenne. Cette polyvalence a été obtenue grâce au comportement multipolarisations et multifréquences de l'antenne BIE-M sectorielle.

Le troisième consiste notamment en l'étude de faisabilité du pointage électronique par un réseau d'antennes BIE-M sectorielles et en l'évaluation de différentes architectures pour réaliser une antenne agile pour de nombreux domaines d'application et notamment en télécommunication et en RADAR.

**DESIGN, REALIZATION AND CHARACTERIZATION OF NEW TYPE
SECTORAL ANTENNAS BASED ON METALLIC EBG MATERIALS FOR
TERRESTRIAL COMMUNICATIONS**

Abstract:

This thesis investigates several developments related to terrestrial wireless communication networks. The presented work is focused on studying base station antennas using metallic electromagnetic band gap (M-EBG) materials. These structures offer a sectoral radiation pattern in the azimuth plane with a high gain. Three aspects were addressed during this manuscript:

The first allows us to understand and highlight attractive properties of M-EBG materials, then exploit these properties for the design and implementation of sectoral M-EBG base station antennas.

The second is to achieve many versatile capabilities of the antenna. This versatility has been improved thanks to multi-polarized, multi-frequency behavior of the M-EBG sectoral antenna.

The third is carried out a feasibility study of a novel beam scanning antenna array obtained by assembling identical M-EBG sectoral antennas, then the same structure is used to design an agile antenna suitable for many applications including telecommunication and RADAR.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Mots clés :

BIE Métallique (BIE-M)	Antenne Reconfigurable en polarisation
Surface Partiellement Réfléchissante (SPR)	Antenne Bibande
Surface Sélective en Fréquence (FSS)	Antenne à Pointage Electronique
Antenne Sectorielle	Antenne à Faisceau Contrôlable
Technique Multisource	Antenne pour des Systèmes RADAR

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques
– Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex