

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

Année : 2006

Thèse :N°7-2006

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Michaël DIBLANC

le 20 mars 2006

***DEVELOPPEMENT DU CONCEPT DE L'ANTENNE A
RESONATEUR BIE POUR LA GENERATION DE LA
POLARISATION CIRCULAIRE.***

Thèse dirigée par Messieurs Thierry MONEDIERE et Marc THEVENOT

JURY :

Monsieur	D. BAILLARGEAT	Président
Monsieur	K. MAHDJOUBI	Rapporteur
Madame	O.PICON	Rapporteur
Monsieur	M. THEVENOT	Examineur
Monsieur	T. MONEDIERE	Examineur
Monsieur	P. DUFRANE	Invité
Monsieur	B. JECKO	Invité
Monsieur	C. SABATIER	Invité

A Marion

Remerciements

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

Je remercie Monsieur le Professeur Bernard JECKO de l'Université de Limoges, responsable du département O.S.A., pour m'avoir accueilli (et gardé malgré les événements) dans son équipe de recherche.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Madame Odile PICON, Professeur à l'Université de Marnes la Vallée, et Monsieur Kouroch MAHDJOUBI, Professeur à l'Université de Rennes 1, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Christian SABATIER, ingénieur au sein l'entreprise France Telecom, et Philippe DUFRANE, ingénieur et responsable antennes au sein du groupe RADIAL SYSTEMS, pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ces travaux.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, et Monsieur Marc THEVENOT, chargé de recherche CNRS, pour m'avoir dirigé tout au long de cette thèse dans une ambiance sympathique et chaleureuse tout en apportant de précieux conseils.

Je tiens aussi vivement à remercier nos secrétaires Patricia LEROY et Nadine AYMARD pour leur très grande disponibilité et leur gentillesse. Un grand merci à Messieurs FRUGIER et CASTEIGNAU pour leurs réalisations d'antennes qui m'ont donné pleinement satisfaction.

Comment ne pas remercier Monsieur Eric ARNAUD, ingénieur d'études CNRS, qui, malgré son franc parler et son air bourru, apporte tous les jours une touche de bonne humeur tout en réalisant de somptueuses mesures.

Un grand merci à tous mes collègues du département O.S.A. et notamment à Elisa POINTEREAU, Hassan CHREIM, Nicolas CHEVALIER Cyril DECROZE, Cyrille MENUDEIER et David CHIRON pour leur aide, leur gentillesse et leur bonne humeur.

J'exprime enfin un très GRAND REMERCIEMENT à ses collègues un peu spéciaux qui sont devenus des amis par leur très grande gentillesse et leur joie de vivre. Les trentenaires Régis CHANTALAT (« la gine ») et David CARSENAT (« bargenat ») m'ont laissé des souvenirs impérissables. Les suivants, Emmanuel RODES (« bol de riz »), Majed KOUBEISSI (« mon libanais ») et Julien DROUET (« jojo le réjoui »), proposent tous les jours une ambiance extraordinaire. Bonne chance à vous.

Enfin, que dire de Marion ma petite chérie, qui durant ces trois années de thèse, m'a apporté un soutien considérable. Je t'embrasse très fort.

Finalement, merci à tous les membres de ma famille, et plus particulièrement à mes parents et à ma sœur qui m'ont soutenu tout au long de mes études.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION GENERALE.....	6
CHAPITRE I : PRESENTATION ET CONTEXTE DE L'ETUDE.....	7
I. CONTEXTE DE L'ETUDE.....	9
II. ANTENNES GRAND GAIN DISPONIBLES.	10
II.1. Les antennes 2D : les réseaux.....	11
II.2. L'antenne à réflecteur parabolique.....	12
II.3. Les antennes lentilles.....	13
III. ANTENNE BIE A DEFAUT.....	15
III.1. Rappel.....	15
III.2. Principe de fonctionnement de l'antenne BIE.....	17
III.2.1. Matériau BIE 1D sans défaut.....	17
III.2.2. Matériau BIE à défaut.....	20
a) Création de la bande permise.....	20
b) Répartition des champs.....	21
c) Diagramme de rayonnement d'un matériau BIE excité en son centre.....	22
d) Création de l'antenne.....	22
III.2.3. Antenne BIE diélectrique.....	24
a) Méthode de conception.....	24
b) Etat de l'art sur les antennes BIE diélectriques.....	27
III.2.4. Antenne BIE métallique.....	28
a) Présentation des matériaux BIE métalliques.....	28
b) Conception de l'antenne BIE métallique.....	30
III.2.5. Avantages et inconvénients d'une antenne résonante BIE.....	31
a) Avantages.....	31
b) Inconvénients.....	32
III.2.6. Potentialités autour de la polarisation circulaire.....	32
a) Matériau isotrope.....	32
b) Matériaux anisotropes.....	33
IV. ANTENNES A POLARISATION CIRCULAIRE.....	33
IV.1. Polarisation d'une antenne.....	34
IV.2. Les antennes imprimées.....	37
IV.2.1. Élément rayonnant avec plusieurs alimentations.....	37

IV.2.2.	Elément rayonnant avec une seule alimentation.....	38
a)	Antenne sur substrat ferrite.....	38
b)	Antenne à onde progressive.....	39
c)	Les réseaux séquentiels.....	40
d)	Antenne avec perturbation géométrique.....	41
V.	MOYENS D'ETUDE THEORIQUES ET EXPERIMENTAUX.....	42
V.1.	<i>La méthode des différences finies.....</i>	<i>42</i>
V.2.	<i>Dispositifs de mesures.....</i>	<i>43</i>
V.2.1.	Base de mesure d'XLIM.....	43
V.2.2.	Base compacte millimétrique du département O.S.A.....	44
VI.	CONCLUSION.....	45
BIBLIOGRAPHIE	CHAPITRE I.....	46

CHAPITRE II : ANTENNE BIE DIELECTRIQUE ALIMENTEE PAR UN PATCH A ENCOCHES..... 51

I.	INTRODUCTION.....	53
II.	RAPPEL DU FONCTIONNEMENT DES ANTENNES PATCH.....	53
II.1.	<i>Description de l'aérien.....</i>	53
II.2.	<i>Principe de fonctionnement.....</i>	54
II.3.	<i>Les modes d'alimentation.....</i>	55
III.	PATCH A ENCOCHES.....	56
III.1.	<i>Principe du patch carré à encoches carrées.....</i>	56
IV.	PATCH RECTANGULAIRE A ENCOCHES CARREES.....	58
IV.1.	<i>Topologie de l'antenne patch rectangulaire.....</i>	58
IV.2.	<i>Méthode de calcul et exemple de résultats.....</i>	59
IV.2.1.	Principe.....	59
IV.2.2.	Exemple.....	60
IV.3.	<i>Etude paramétrique.....</i>	62
IV.3.1.	Influence de la dimension Δx	63
IV.3.2.	Influence de la dimension des encoches Δe	65
IV.3.3.	Influence de la dimension Δl	68
IV.3.4.	Conclusion.....	70
IV.3.5.	Erreurs de réalisation.....	71
V.	ANTENNE BIE DIELECTRIQUE EXCITEE PAR UN PATCH RECTANGULAIRE A ENCOCHES.....	74
V.1.	<i>Matériau BIE.....</i>	74
V.2.	<i>Méthode de simulation.....</i>	75
V.3.	<i>Influence du matériau BIE.....</i>	76
V.4.	<i>Etude paramétrique.....</i>	78
V.4.1.	Influence de Δx	79
V.4.2.	Influence de Δe	81
V.4.3.	Conclusion sur l'étude paramétrique.....	82
V.4.4.	Effet du matériau BIE.....	83
a)	Matériau d'assemblage différent.....	83
b)	Matériau BIE présentant un facteur de qualité différent.....	86
c)	Conclusion.....	88
VI.	VALIDATION.....	89
VI.1.	<i>Présentation de l'antenne.....</i>	89
VI.2.	<i>Résultats théoriques.....</i>	90
VI.3.	<i>Résultats expérimentaux.....</i>	94

VI.3.1.	Présentation de l'antenne.....	94
VI.3.2.	Diagrammes de rayonnement.....	95
VI.3.3.	Commentaires.....	97
a)	Difficultés en simulation.....	97
b)	Difficultés de réalisation.....	97
VII.	CONCLUSION.....	98
	BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II.....	100

CHAPITRE III : APPLICATION D'ANTENNES BIE DIELECTRIQUES A POLARISATION CIRCULAIRE 101

I.	INTRODUCTION.	103
II.	ANTENNE BIE MULTIMODALE A POLARISATION CIRCULAIRE.	104
II.1.	<i>Principe du multibande.</i>	104
II.2.	<i>Élément perturbateur.</i>	107
II.3.	<i>Présentation du matériau.</i>	108
II.4.	<i>Détermination de la taille du patch.</i>	109
II.4.1.	Fréquence basse.	111
a)	Présentation du patch.	111
b)	Résultats.	112
II.4.2.	Fréquence haute.	114
a)	Présentation du patch.	114
b)	Résultats.	115
II.4.3.	Conclusion.	117
II.5.	<i>Antenne multifréquence.</i>	117
II.5.1.	Présentation de l'antenne.	117
II.5.2.	Fréquence basse.	118
a)	Taux d'ellipticité.	118
b)	Diagramme de rayonnement.	119
II.5.3.	Fréquence haute.	120
a)	Taux d'ellipticité.	120
b)	Diagramme de rayonnement.	121
II.6.	<i>Antenne multifréquence excitée par deux patches indépendants.</i>	122
II.6.1.	Fréquence basse.	123
a)	Dimensions du patch.	123
b)	Résultats.	123
II.6.2.	Fréquence haute.	124
a)	Dimensions du patch.	124
b)	Résultats.	125
II.7.	<i>Conclusion.</i>	126
III.	ANTENNE BIE A POLARISATION CIRCULAIRE A DIVERSITE DE POLARISATION...	127
III.1.	<i>La diversité.</i>	128
III.1.1.	Les techniques de diversité.	128
a)	La diversité de fréquence.	128
b)	La diversité temporelle.	128
c)	La diversité d'antenne.	129
III.1.2.	Coefficient de corrélation d'enveloppe (ρ_e).	129
III.2.	<i>Antenne BIE à polarisation circulaire gauche et droite.</i>	131

III.2.1.	Génération de la polarisation circulaire gauche et droite.....	131
III.2.2.	Présentation de l'antenne BIE à double polarisation circulaire.	132
III.2.3.	Résultats théoriques.	134
a)	Patch à polarisation circulaire gauche.....	134
b)	Patch à polarisation circulaire droite.....	137
III.2.4.	Résultats expérimentaux.	140
a)	Présentation de l'antenne.	140
b)	Diagramme de rayonnement.	142
c)	Directivité.	143
d)	Taux d'ellipticité et coefficient de corrélation.	144
IV.	CONCLUSION.....	146
BIOGRAPHIE	CHAPITRE III.	147

CHAPITRE IV: ANTENNE BIE METALLIQUE AUTOPOLARISANTE

.....	149
I. INTRODUCTION.	151
II. ANTENNE BIE METALLIQUE.	151
<i>II.1. Configuration.</i>	152
II.1.1. Polarisation TM.	152
II.1.2. Polarisation TE.	153
II.1.3. Comportement fréquentiel des matériaux BIE TE et TM.	153
<i>II.2. Paramètres.</i>	154
II.2.1. Coefficient de réflexion.	155
II.2.2. Facteur de qualité du matériau BIE.	155
II.2.3. Taux de remplissage et influence.	156
II.2.4. Influence de l'épaisseur h.	157
II.2.5. Hauteur de cavité D.	158
<i>II.3. Exemple d'une antenne de directivité 20 dBi en polarisation linéaire à 5 GHz.</i>	159
II.3.1. Présentation de la cellule élémentaire.	159
II.3.2. Dimensionnement de l'antenne.	160
II.3.3. Présentation de l'antenne et diagramme de rayonnement.	160
III. LE POLARISEUR.	162
<i>III.1. Configuration.</i>	162
<i>III.2. Principe.</i>	163
III.2.1. Présentation de la problématique.	163
III.2.2. Justification.	164
III.2.3. Couples transmission et réflexion.	166
IV. SYSTEME BIE AUTOPOLARISANT.	169
<i>IV.1. Problématique.</i>	169
<i>IV.2. Coefficient de réflexion.</i>	172
IV.2.1. Approche numérique.	172
IV.2.2. Etude analytique.	174
<i>IV.3. Détermination de D : Hauteur du défaut.</i>	176
<i>IV.4. Coefficient de transmission.</i>	177
IV.4.1. Approche numérique.	177
IV.4.2. Etude analytique.	179
<i>IV.5. Méthode de conception du matériau BIE autopolarisant.</i>	181
V. ANTENNE BIE AUTOPOLARISANTE.	182
<i>V.1. Présentation de la source d'excitation.</i>	182
<i>V.2. Présentation de l'antenne BIE autopolarisante.</i>	183

V.2.1.	Dimensions latérales.....	183
V.2.2.	Hauteur de cavité.....	184
V.3.	<i>Résultats théoriques</i>	184
V.3.1.	Diagramme de rayonnement et bande passante.....	184
V.3.2.	Taux d'ellipticité.....	185
V.4.	<i>Résultats expérimentaux</i>	186
V.4.1.	Antenne réalisée.....	186
V.4.2.	Détermination de la fréquence d'utilisation.....	187
V.4.3.	Diagramme de rayonnement et bande passante en rayonnement.....	190
V.4.4.	Taux d'ellipticité.....	191
V.4.5.	Décalage fréquentiel et conséquences.....	192
VI.	POTENTIALITES DE POLARISATION DE LA STRUCTURE.....	193
VI.1.	<i>Source d'excitation</i>	194
VI.2.	<i>Configuration 1</i>	195
VI.2.1.	Diagramme de rayonnement.....	195
VI.2.2.	Bande passante en rayonnement.....	196
VI.3.	<i>Configuration 2</i>	197
VI.3.1.	Diagramme de rayonnement.....	197
VI.3.2.	Bande passante en rayonnement.....	198
VI.4.	<i>Configuration 3</i>	198
VI.4.1.	Diagramme de rayonnement.....	198
VI.4.2.	Bande passante en rayonnement.....	199
VI.4.3.	Taux d'ellipticité et sens de la polarisation circulaire.....	200
VI.5.	<i>Configuration 4</i>	201
VI.5.1.	Diagramme de rayonnement.....	201
VI.5.2.	Bande passante en rayonnement.....	202
VI.5.3.	Taux d'ellipticité et sens de la polarisation circulaire.....	202
VI.6.	<i>Conclusion sur les potentialités</i>	203
VII.	CONCLUSION.....	203
BIOGRAPHIE CHAPITRE IV.	205

CONCLUSION GENERALE	207
ANNEXES.....	213
ANNEXE 1.....	215
ANNEXE 2.....	232
ANNEXE 3.....	236
ANNEXE 4.....	240
LISTE DES TRAVAUX	241

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis **1868**, où le système d'équation du champ électromagnétique a été énoncé par le physicien Ecossais MAXWELL, notre quotidien fait appel à des systèmes électroniques élaborés à l'aide de l'électromagnétisme. L'utilisation de la technologie sans fil nous paraît aujourd'hui anodine mais un grand nombre de recherches a été nécessaire pour parvenir à rendre cette technique fiable et utilisée quotidiennement par le commun des mortels.

En effet, de grands noms de la Science ont pris part à l'élaboration de premiers dispositifs permettant des liaisons sans fil. Marconi et Popov [**Intro.1**] [**Intro.2**] sont des précurseurs dans le domaine des antennes. Il est possible de leur attribuer respectivement des travaux sur les transmissions d'onde et surtout la mise au point de la **première antenne**. Depuis ces découvertes, des chercheurs du monde entier ont permis d'améliorer les antennes entraînant un fort engouement de la part des industriels dans l'utilisation des systèmes sans fil.

Ces nouveaux dispositifs nécessitent de plus en plus des antennes présentant des caractéristiques propres à chaque réseau sans fil. Dans un premier temps, les antennes classiques permettaient de pouvoir répondre au cahier des charges peu sélectif mais de nos jours, dans un souci d'améliorer les bilans de liaison et répondre aux attentes environnementales, celles-ci doivent, par exemple, être large bande, fort gain, faible coût et présenter un encombrement réduit. Ces différents critères apparaissent pour la plupart des antennes classiques bien souvent incompatibles.

Différentes études menées au sein du département O.S.A. du laboratoire XLIM [**Intro.3**] [**Intro.4**] [**Intro.5**] ont permis de mettre en avant les différentes potentialités d'un autre type d'antenne : l'**Antenne à Bande Interdite Electromagnétique**. La mise en évidence de ses performances a permis de rendre cette antenne une bonne concurrente par rapport aux antennes classiques. Depuis, de nombreuses recherches sont en cours pour pouvoir encore améliorer ce concept.

Son application première était de pouvoir focaliser l'énergie dans une direction à partir d'une source élémentaire tout en ayant comme avantage d'être quasi-planaire et de pouvoir obtenir un gain variable en fonction des caractéristiques du matériau. Depuis, des concepts

originaux ont permis de pouvoir créer des antennes BIE à dépointage **[Intro.4]**, à multifréquences, bidirectionnelles, omnidirectionnelles **[Intro.5]**...

Ces différents concepts ont permis de faire évoluer les différents systèmes sans fil, mais les industriels toujours plus gourmands, voulant minimiser les coûts, souhaitent de plus en plus augmenter les débits d'informations à l'aide d'un même système. Pour ce faire, les premières possibilités étaient d'accroître les gains et les bandes passantes des antennes afin d'améliorer les bilans de liaison. Ne pouvant pour le moment faire évoluer de façon considérable ces deux caractéristiques, l'idée de faire rayonner ces antennes en polarisation circulaire est apparue.

En effet, les antennes fonctionnant en polarisation circulaire présentent plusieurs avantages :

- **Une faible dépolarisation** : Les trajets des ondes pour les réseaux sans fil sont soumis tout au long de leur propagation à de multiples réflexions pouvant entraîner une perte d'information dans le cas d'une polarisation linéaire. En positionnant une antenne à polarisation circulaire en réception, l'onde transmise sera alors détectée.
- **Une augmentation de débit** : Une antenne en polarisation circulaire, présentant les deux sens de rotation, permettra de doubler le débit d'informations, si l'isolation entre les deux polarisations circulaires est assez élevée.

Au début de nos travaux, une première ébauche de la faisabilité d'une antenne BIE générant la polarisation circulaire avait été faite **[Intro.3]**. C'est sur cette base qu'a débuté le travail de thèse présenté dans ce manuscrit et qui est entièrement dédié à la conception d'antenne BIE à polarisation circulaire. Deux principaux objectifs peuvent être alors mis en avant :

- Le premier consiste à générer la polarisation circulaire à l'aide de l'excitation que le matériau BIE transmettra. L'utilisation du matériau BIE sera aussi de rendre l'antenne ainsi conçue plus directive. Cette première partie sera rendue possible par l'utilisation d'un matériau

BIE isotrope. De cette technique, deux applications seront alors présentées.

- Le deuxième objectif sera de créer la polarisation circulaire à l'aide du matériau en l'excitant à l'aide d'une source en polarisation linéaire. Pour cela, nous utiliserons un matériau BIE métallique.

Plan du manuscrit :

Le premier chapitre proposera un état de l'art des différentes antennes grand gain équipant de nos jours les réseaux de télécommunications sans fil. De là, une présentation de l'Antenne à matériaux à Bande Interdite Electromagnétique à défaut sera faite. La mise en avant de ses propriétés vis-à-vis de la polarisation circulaire justifiera l'ensemble de l'étude menée par la suite. Enfin, une présentation des différentes antennes rayonnant en polarisation circulaire conclura ce chapitre.

Le second chapitre sera consacré à la conception d'une antenne BIE diélectrique alimentée par un patch à encoches. Cette étude permettra de mettre en avant les différents paramètres, aussi bien de la source que du matériau BIE, influant sur la qualité de la polarisation circulaire. La validation de ce concept sera alors faite à l'aide d'une réalisation.

Le troisième chapitre fera appel à la méthode de conception élaborée au deuxième chapitre pour la mise au point de deux systèmes applicatifs. Le premier sera la présentation d'une antenne multifréquences en polarisation circulaire ayant le même sens de rotation sous les deux sous bandes. Le deuxième sera consacré à un dispositif permettant d'obtenir un système à diversité de polarisation. Ce dernier présentera alors les deux sens de polarisation à la même fréquence. Une réalisation permettra de comparer les résultats théoriques et pratiques.

Pour finir, le quatrième chapitre proposera un nouveau type d'antenne combinant un polariseur avec un matériau BIE métallique permettant de générer la polarisation circulaire, non pas à l'aide de la source, mais grâce au matériau. Cette étude sera accompagnée d'une réalisation.

BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION GENERALE

[Intro.1] K.BEAUCHAMP

"History of telegraphy" Chapitre 6 : Marconi and the experimenters.

[Intro.2] G.R.M. GARRRAT

"The early history of radio: from Faraday to Marconi."

[Intro.3] M. 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

[Intro.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

[Intro.5] L. FREYTAG

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

Thèse de doctorat- n°29-2004- Université de Limoges- 18 novembre 2004

CHAPITRE I

Présentation et contexte de l'étude

- ❖ Contexte de l'étude
- ❖ Antennes grand gain
- ❖ Antenne BIE
- ❖ Antennes à polarisation circulaire

I. CONTEXTE DE L'ETUDE.

De nos jours, le développement des réseaux sans fil ne cesse de croître dans le but d'optimiser le nombre de connexions sans avoir obligatoirement à réaliser des travaux coûteux en temps et en réalisation. Pour ce faire, les réseaux sans fil semblent être les plus adéquats pour relier des abonnés distants de plusieurs dizaines de mètres voire quelques kilomètres. Le support principal de cette génération de télécommunications repose sur les transmissions des ondes électromagnétiques au détriment des câbles habituels.

La qualité de ces réseaux est totalement tributaire des performances des éléments les composant : les antennes. En effet, pour une application donnée, une antenne spécifique est nécessaire.

En fonction de la fréquence d'émission, du débit de données ou de la portée d'émission, plusieurs technologies d'antennes sont possibles. Les caractéristiques de celles-ci doivent donc être optimisées au cas par cas.

Par exemple pour résoudre le problème de l'augmentation du débit de transmissions, qui demande un élargissement de la bande de fonctionnement des systèmes, l'antenne utilisée devra présenter une large bande passante. Un autre exemple peut être donné, à savoir que les opérateurs veulent augmenter la taille des cellules de couverture pour diminuer le nombre de stations de base ce qui pousse les chercheurs à concevoir des antennes avec des gains élevés.

Outre ces problèmes de bande passante et de gains élevés, les anciens systèmes utilisent les deux polarisations orthogonales pour être spectralement efficaces, ces deux polarisations pour des raisons de simplicité étant les polarisations verticales et horizontales. Cependant, ces dernières sont sujettes à des atténuations différentielles interdisant l'usage des modulations complexes. Pour pouvoir s'affranchir de ce problème, il est préférable d'utiliser des antennes fonctionnant non plus en polarisation linéaire mais en polarisation circulaire. D'autres avantages viennent se greffer à celui évoqué précédemment tels que :

- une faible dépolarisation de l'onde lors de la traversée de l'ionosphère. En effet au passage de l'ionosphère, l'onde incidente a tendance à subir une légère dépolarisation ce qui a pour effet de rendre l'information plus difficilement détectable le tout accompagnée par une possible perte de données. Ce phénomène apparaît souvent pour les liaisons mobiles-satellites et les systèmes de station radio par satellite.

- une détection plus facile des réflexions multi-trajets. Cette notion apparaît plus souvent dans les liaisons hertziennes terrestres où l'onde est sujette à de multiples réflexions sur son parcours ; les bâtiments pour les liaisons urbaines et l'espace naturel (relief, forêt, climat,...) pour les zones rurales.

En conclusion, les industriels recherchent bien souvent à obtenir des antennes grand gain à faible encombrement et présentant une large bande de fonctionnement. Une nouvelle caractéristique est venue s'ajouter à un cahier des charges déjà difficile : la polarisation circulaire.

Nous nous sommes donc attachés durant cette thèse à étudier les antennes grand gain permettant de générer la polarisation circulaire. Pour cela, nous évoquerons succinctement les antennes grand gain qui prédominent sur le marché des télécommunications. A partir de là, nous présenterons plus en détail l'antenne à matériau à **Bande Interdite Electromagnétique (BIE)** qui fait l'objet de multiples recherches au sein du département O.S.A. depuis de nombreuses années déjà du fait de sa prédisposition à créer des gains importants tout en ayant un encombrement réduit [I.1], [I.2], [I.3], [I.4], [I.5], [I.6], [I.7], [I.8]. Ses caractéristiques et ses performances seront alors exposées. Par la suite, nous ferons un rappel sur les systèmes les plus utilisés pour la réalisation de la polarisation circulaire. L'objectif est de pouvoir évaluer les capacités de l'**antenne BIE** à générer la **polarisation circulaire** tout en présentant un **fort gain**.

II. ANTENNES GRAND GAIN DISPONIBLES.

Les antennes présentant des grands gains se distinguent en deux grands sous-ensembles :

- Les **antennes 2D** comme les réseaux. Ce type d'antenne de compacité réduite présente un inconvénient majeur à savoir la limitation de gain (30 dBi maximum).

- Les **antennes 3D** comme les **antennes lentilles** ou les **réflecteurs**. Les gains de ces systèmes peuvent atteindre 50 dBi avec toutefois une occupation spatiale très élevée.

Le fonctionnement de chaque système va être présentée succinctement avec ses avantages et ses inconvénients.

II.1. Les antennes 2D : les réseaux.

Les réseaux sont constitués d'un ensemble d'antennes élémentaires réunies par un distributeur d'alimentation (**Figure I.1**).

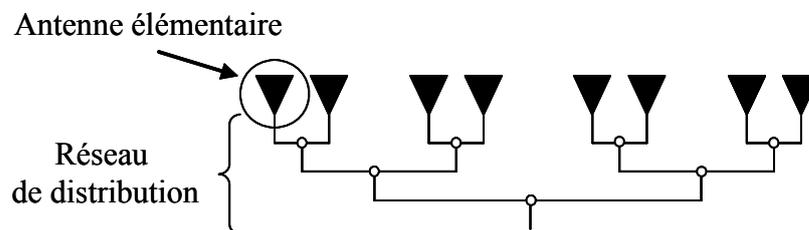


Figure I.1 : Réseau d'antenne schématisé avec son réseau de distribution.

Les antennes élémentaires fonctionnent à la même fréquence et sont disposées périodiquement selon une ou plusieurs directions. L'antenne élémentaire peut être un dipôle, une antenne imprimée (ou « patch »), un monopole, une fente, un cornet ... Le réseau de distribution permet de pondérer soit en amplitude soit en phase chaque sous élément du réseau ce qui permet une grande maniabilité au niveau des diagrammes de rayonnement.

Dans le cas d'un **réseau imprimé**, le **gain** maximal est de l'ordre de **28 dBi** qui avec une optimisation peut atteindre les 30 dBi [I.9]. La **bande de fonctionnement** du réseau par rapport à l'élément seul est quant à elle réduite et ne permet d'obtenir que **5%**.

Les réseaux imprimés présentent comme avantages un **faible encombrement** du fait de l'épaisseur de l'élément répétitif face à la longueur d'onde (de l'ordre de $\lambda_0/20$ à $\lambda_0/100$). Les réseaux d'antennes imprimées sont devenus **plus faible coût** du fait de leur banalisation dans le domaine des télécommunications ce qui n'empêche pas des conceptions de circuits très fiables et très performantes que ce soit en gravure chimique ou mécanique [I.9] [I.10].

Toutefois, ce système présente des inconvénients. Le premier est la faible bande d'utilisation de 5% qui peut tout de même atteindre un maximum de 10% [L.11]. De plus, le couplage entre les antennes élémentaires et les pertes générées par le réseau d'alimentation réduisent considérablement le **gain maximum à 30 dBi**. Au-delà, l'augmentation du gain est compensée par la perte dans les lignes de transmission. Aux fréquences supérieures à 40 GHz, des problèmes de tolérances de réalisations et de connectique ne permettent pas de comparer les résultats théoriques et expérimentaux. Outre ce problème à hautes fréquences, le rayonnement parasite des différents composants passifs tels que les lignes de transmission, les coudes, apparaît aux basses fréquences.

II.2. L'antenne à réflecteur parabolique.

Les systèmes à réflecteur parabolique possèdent **une source disposée à la focale** d'un réflecteur [L.12]. La fonction principale de la source est de transformer l'énergie guidée en une énergie rayonnée. Pour un fonctionnement optimal, la source doit illuminer le réflecteur de façon homogène. Le principe général est de réfléchir les ondes électromagnétiques pour transformer les ondes sphériques en ondes planes. Le front d'onde ainsi créé génère une ouverture rayonnante équiphase équivalente de l'antenne de surface S . (**Figure I.2**)

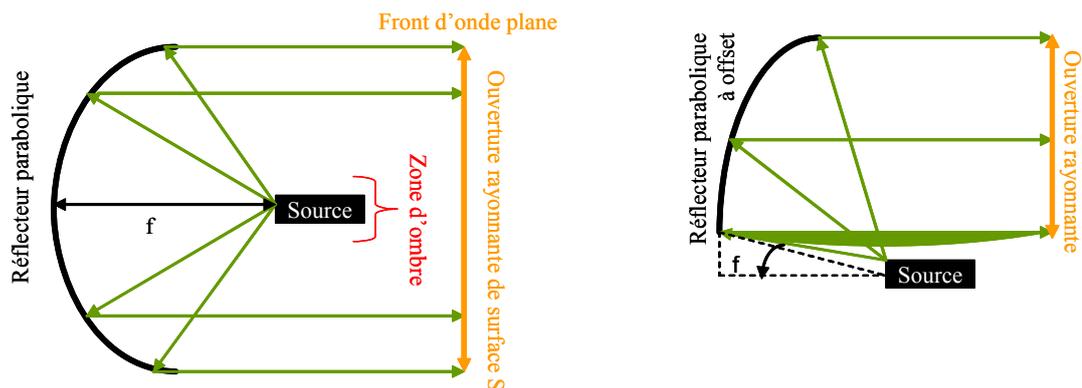


Figure I.2 : Schéma de deux types de réflecteurs paraboliques.

Ces antennes sont généralement métalliques mais peuvent aussi être diélectriques [I.13]. La source d'illumination n'est pas obligatoirement placée à la focale au centre du réflecteur, elle peut être aussi placée en **offset** de façon à éviter la zone d'ombre qu'elle provoque et ainsi diminuer les phénomènes parasites. Les réflecteurs de types offset **Cassegrain** et **Gregory** sont deux autres configurations disponibles [I.14].

Les réflecteurs paraboliques peuvent atteindre des **gains** de l'ordre de **50 dBi**. La source influe directement sur la largeur de la bande de fonctionnement. Avec une source de type cornet, le diagramme de rayonnement présente un lobe très directif (inférieur à 5° pour l'ouverture angulaire) le tout avec des niveaux de lobes secondaires très faibles (≈ -20 dB). La plupart des opérateurs de télévision par satellite proposant les antennes réflecteurs, une production à grande échelle a donc permis de faire **chuter** considérablement le **coût** de fabrication.

Le plus important problème de nos jours reste tout de même **l'encombrement important** que représente ce type d'antenne. Les dimensions du réflecteur sont directement dépendantes de la taille de la focale mais aussi de la source illuminatrice. L'antenne cornet utilisée régulièrement pour l'illumination rajoute une profondeur non négligeable aux basses fréquences. De plus, le **rendement de surface** des réflecteurs étant de l'ordre de **50 %**, la surface de matière inutilisée représente tout de même la moitié du système.

II.3. Les antennes lentilles.

La **lentille diélectrique** présente un fonctionnement similaire au réflecteur parabolique. Elle permet la transformation d'une onde sphérique en une onde plane à l'émission et inversement à la réception (**Figure I.3**). La source d'excitation de la lentille est placée à la focale f . Cette antenne permet d'obtenir une loi d'illumination équiphase. En effet, les différents chemins de l'onde sont rendus égaux par la différence de trajet dans le milieu ralentisseur d'indice (n) qui compense rigoureusement la différence de trajet dans l'air.

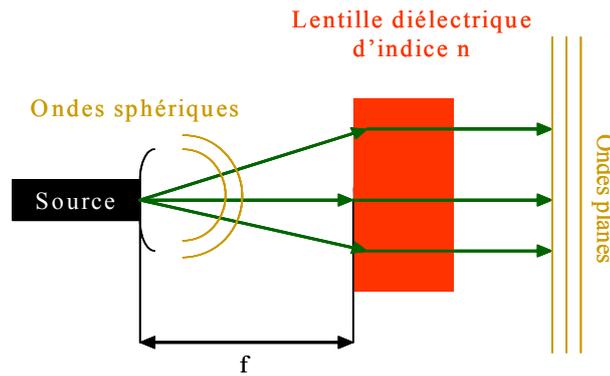


Figure I.3 : Schéma de l'antenne lentille.

Les antennes lentilles sont des systèmes focalisants permettant d'obtenir des **gains** de **40 dBi** avec des lobes secondaires très faibles (- 20 dB). La lentille étant, dans un premier temps, un système optique, sa bande de fonctionnement théorique est très grande. Par conséquent, la **bande de fonctionnement lentille** plus source est totalement **dépendante de l'excitation**. Sa valeur peut atteindre **10 %**.

Un des principaux avantages des antennes lentilles, comparées au réflecteur, est d'être **exempte de masque**. Ce système, fonctionnant en transmission directe, a comme avantage de ne pas limiter la taille de la source excitatrice. De plus, le fait de ne pas avoir d'éléments métalliques, à part dans le système d'excitation, rend cette antenne beaucoup **moins détectable au radar**. Contrairement aux réflecteurs, où une granularité de surface est relativement gênante, les lentilles réalisées à l'aide de matériau de faible permittivité sont moins sensibles à un défaut de fabrication. De plus, la position de la source à la focale, dans certaines formes de lentilles, ne doit pas être aussi rigoureuse que dans les réflecteurs.

Le poids est l'inconvénient majeur de ces structures qui reste relativement élevé du fait de la grande quantité de diélectrique utilisée. Le fait d'augmenter la permittivité relative du matériau permettrait de diminuer l'encombrement mais aurait comme effet **d'accroître le coût**. Outre le coût du matériau, les **pertes** engendrées par le **diélectrique** sont beaucoup **plus conséquentes que le métal** utilisé dans les réflecteurs.

Ces différents systèmes, à présent, mieux connus, il est temps de s'intéresser plus en détail à une antenne permettant de combiner à la fois un grand gain avec un faible encombrement : l'antenne résonante à bande interdite électromagnétique (BIE).

III. ANTENNE BIE A DEFAUT.

Pour présenter l'antenne BIE à défaut, nous évoquerons les origines du matériau à bande interdite électromagnétique. A partir de là, nous présenterons le principe de fonctionnement de l'antenne BIE en présentant successivement les caractéristiques de transmission du matériau sans et avec défaut avant de consacrer une partie à la conception de l'antenne BIE. Nous concluons cette présentation par les différentes évolutions apportées sur ce système et quels en sont les avantages et les inconvénients.

III.1. Rappel.

Les matériaux à bande interdite électromagnétique, communément appelés BIE, sont des structures périodiques de deux ou plusieurs matériaux diélectriques ou métalliques. Les périodicités proposées par ces matériaux peuvent exister dans une, deux ou bien dans les trois directions de l'espace. Les motifs élémentaires (**Figure I.4**) de ces matériaux se décomposent en trois parties selon leurs propriétés de périodicité :

- **BIE 1D** : il s'agit d'un empilement de plaques essentiellement **diélectriques**.
- **BIE 2D** : c'est un alignement de tiges réparties sur un réseau dont la cellule élémentaire est de forme **carrée [I.15]**, **rectangulaire [I.9]**, **triangulaire [I.16]**, **hexagonale [I.17]**. Ces structures peuvent être soit **diélectriques** soit **métalliques**.
- **BIE 3D** : c'est un enchevêtrement de tiges (structure « tas de bois » [I.9], [I.18]) ou un agencement particulier de sphères ou de cubes répartis périodiquement au sein de l'espace cristallin (cubique, cubique centré, cubique face centrée [I.19]). Cette forme est plus représentative des matériaux diélectriques. Pour les matériaux métalliques, il s'agit d'un entrecroisement des tiges qui forment une grille ou autre Frequency Selective Surface (FSS) [I.20].

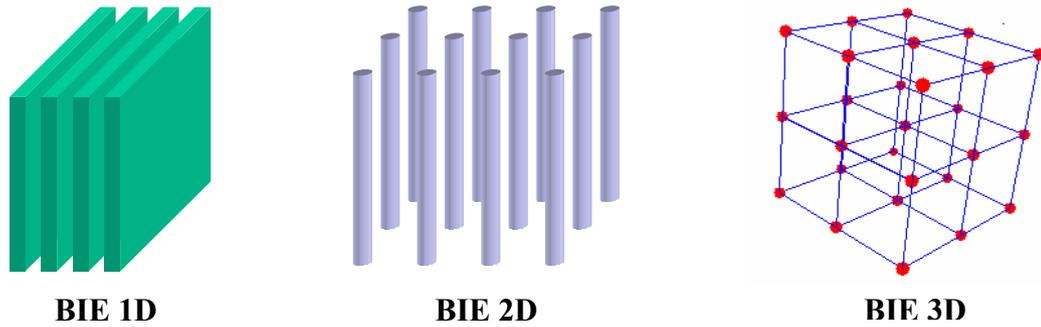


Figure I.4 : Structures périodiques diélectriques.

Ces différents matériaux, du fait de leur périodicité, ont la propriété de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. Ces structures ont la capacité de jouer un rôle de **filtre fréquentiel** et de **filtre spatial**.

L'analogie entre l'équation de Schrödinger, qui régit la fonction d'ondes des électrons, et les équations de Maxwell, qui gouvernent la propagation des ondes électromagnétiques, a permis de comprendre plus aisément le fonctionnement de ces matériaux. Une application dans le domaine de l'optique a été réalisée en 1915 : le miroir de Bragg (**Figure I.5**). Celui-ci consiste à un empilement périodique de miroir partiellement réfléchissant. Du fait de la périodicité, les ondes réfléchies à chaque interface présentent un déphasage entre elles. Elles interfèrent sous formes constructives ou destructives selon le déphasage dû à la longueur d'onde mais aussi à l'angle d'incidence. Pour des conditions optimales, la structure complète se comporte comme un miroir donc le coefficient de réflexion est de l'ordre de **99,99 %**.

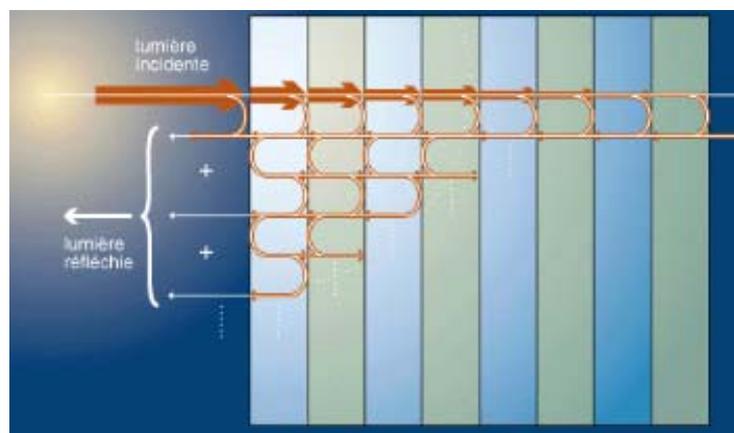


Figure I.5 : Miroir de Bragg.

Les recherches ont pris de l'ampleur dans les années 1980, et surtout en 1987 grâce à **Eli YABLANOVITCH [I.21]** qui étend le principe des miroirs 1D aux structures 2D et 3D. De cette manière, les directions de propagation ne sont plus dépendantes de l'angle d'incidence créant ainsi des bandes interdites dans toutes les directions de l'espace. Grâce à ce nouveau principe, les chercheurs internationaux ont réalisé des études qui leur ont permis de concevoir des prototypes et ainsi d'étendre le principe des matériaux à bande interdite électromagnétique au domaine des micro-ondes.

Nous allons donc présenter le principe de l'antenne à matériaux à bande interdite électromagnétique et voir les applications possibles dans le domaine des antennes.

III.2. Principe de fonctionnement de l'antenne BIE.

Avant d'expliquer le fonctionnement de l'antenne, nous allons faire un rappel sur le matériau BIE 1D sans défaut.

III.2.1. Matériau BIE 1D sans défaut.

Pour cette présentation des matériaux BIE sans défaut, nous allons considérer que le comportement est analogue quel que soit la périodicité du matériau. Les premiers résultats exposés par la suite seront donnés pour un matériau 1D ayant une périodicité que dans une direction. Cette structure est composée d'un empilement de plaques diélectriques d'épaisseur $\lambda g/4$ espacée de $\lambda o/4$.

Pour connaître la bande interdite électromagnétique d'un matériau 1D diélectrique, il est nécessaire de l'illuminer à l'aide d'une onde plane le matériau de telle sorte à obtenir le coefficient de réflexion et de transmission. Ces coefficients peuvent être obtenus à l'aide de simulations FDTD [I.22] ou plus simplement par la méthode des impédances ramenées [I.4].

Un exemple de coefficient de transmission et de réflexion d'une structure est donné **Figure I.6**.

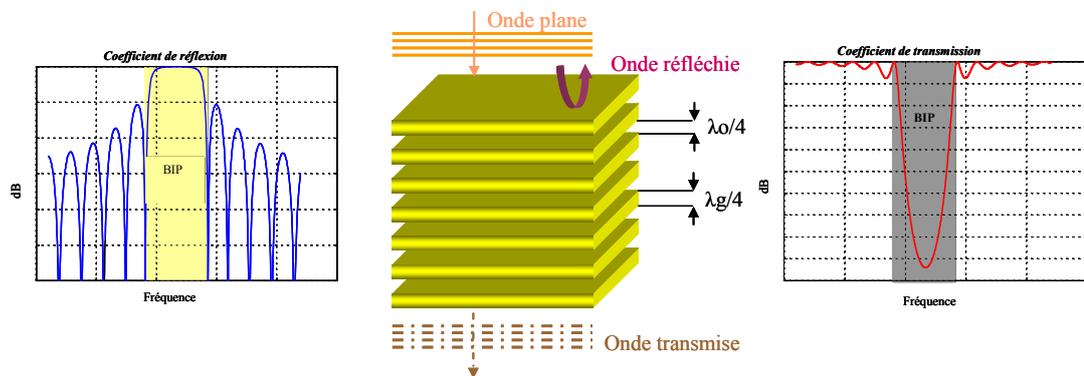


Figure I.6 : Analyse en transmission et en réflexion d'une structure périodique 1D.

Sur la courbe du coefficient de transmission, la création de la bande interdite est centrée autour d'une fréquence f_0 . Cette fréquence f_0 est fonction de l'épaisseur et de la permittivité des plaques. Elle peut être donnée par :

$$f_0 = \frac{c}{4e\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.1})$$

Avec : c la célérité de la lumière dans le vide, e l'épaisseur d'une lame, ϵ_r la permittivité relative du diélectrique utilisé.

Pour comprendre quels sont les effets sur la profondeur du puits de transmission, il est important de voir l'influence du nombre de plaque à permittivité relative constante (**Figure I.7**) ainsi que l'influence de la permittivité relative avec un nombre de plaques constant (**Figure I.8**).

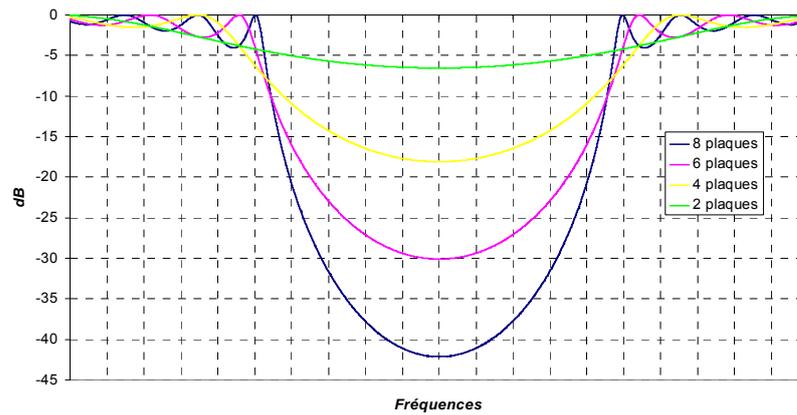


Figure I.7 : Coefficient de transmission en fonction du nombre de plaques avec $\epsilon_r=4$.

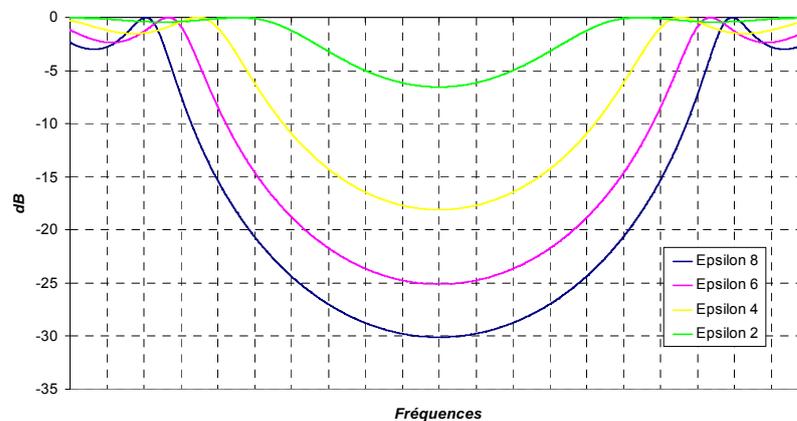


Figure I.8 : Coefficient de transmission en fonction de la permittivité relative pour 4 plaques.

De ces deux courbes, il est possible de dire que plus le nombre de plaques est important, plus le puits de la bande interdite est profond (c'est-à-dire plus le miroir est parfait) mais aussi que plus les valeurs de permittivité sont élevées, plus la bande interdite est large et profonde. Ces caractéristiques auront leur importance par la suite dans la conception des antennes résonantes à matériau BIE.

Voyons à présent les caractéristiques d'un matériau BIE à défaut et quelles sont les propriétés ayant permis de concevoir une antenne résonante à matériau BIE.

III.2.2. Matériau BIE à défaut.

a) Création de la bande permise.

La création de la bande interdite est la résultante de l'insertion d'un défaut au sein du matériau périodique. Le principe des défauts est de modifier la périodicité du matériau. Il peut prendre la forme d'une épaisseur ou d'une permittivité relative différente par rapport au reste de la structure dans le cas de matériau diélectrique ou d'un changement du pas du réseau pour le matériau métallique. Le défaut le plus courant dans notre cas est l'insertion d'un espacement de longueur λ_0 au sein de notre matériau. Pour voir les conséquences d'une telle rupture, une comparaison du coefficient de transmission des matériaux sans et avec défaut est faite (**Figure I.9**).

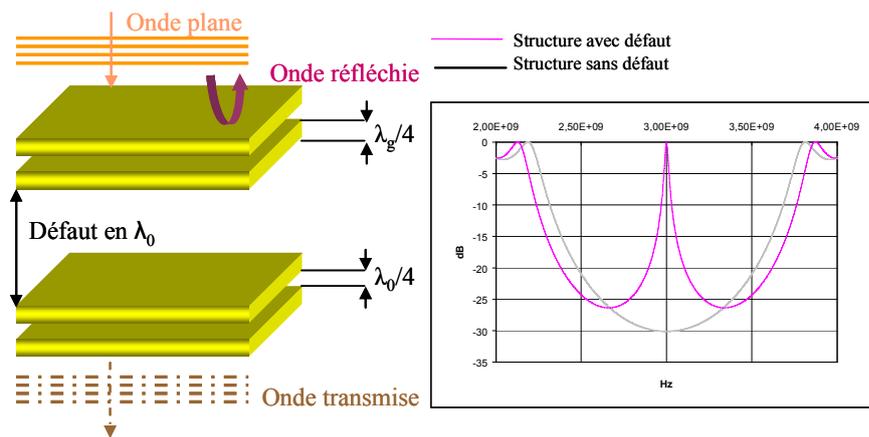


Figure I.9 : Coefficient de transmission d'une structure avec défaut.

Le défaut a pour propriété de créer un « pic » de transmission au sein de la bande interdite. Cette remontée est maximale au milieu du puits à une fréquence f_0 qui est directement liée à la dimension du défaut λ_0 . A l'aide de cette étude, il est aisé de déterminer le facteur de qualité de la structure, qui comme nous le verrons par la suite, joue un rôle très important dans la conception de l'antenne. Celui-ci est défini comme tel :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (I.2)$$

Avec f_0 la fréquence centrale du pic de transmission et $\Delta f_{-3\text{dB}}$ la bande passante autour de f_0 à -3dB du maximum.

Il est alors intéressant d'observer la répartition des champs au sein de ce matériau.

b) Répartition des champs.

Une illumination en incidence normale d'une structure infinie permet de connaître l'allure du champ tangentiel électrique à la fréquence f_0 (**Figure I.10**).

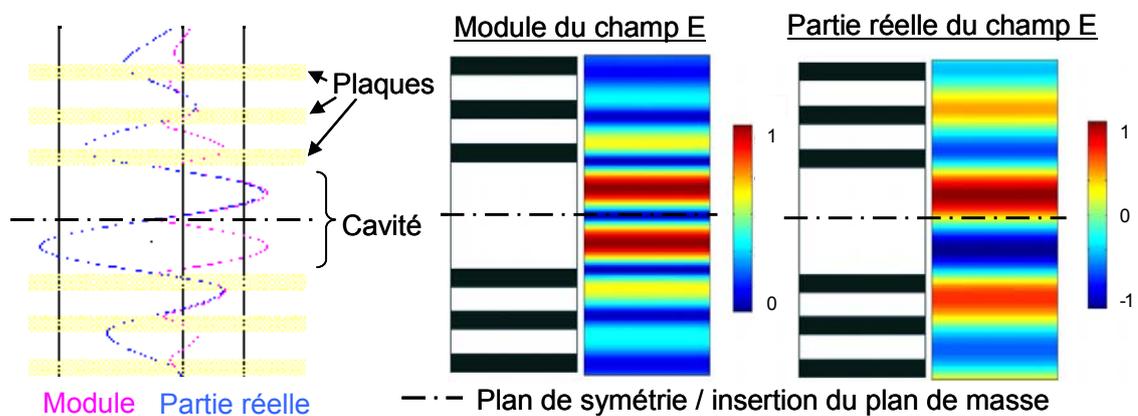


Figure I.10 : Répartition du champ électrique tangentiel aux plaques.

La répartition de la partie réelle du champ est antisymétrique avec la présence d'un zéro au niveau du plan de symétrie. La théorie des images permet de dire que l'insertion d'un plan de masse au niveau de la symétrie n'altèrera pas la distribution du champ. Avant de faire cette opération, il est nécessaire de voir quel serait le résultat en insérant au centre de la cavité une source ponctuelle.

c) Diagramme de rayonnement d'un matériau BIE excité en son centre.

Pour faire cette étude, une source ponctuelle travaillant à la fréquence du pic de transmission est placée au centre de la cavité. Nous obtenons alors une antenne bidirectionnelle [I.23] présentant des lobes de rayonnements identiques dans les deux directions (Figure I.11).

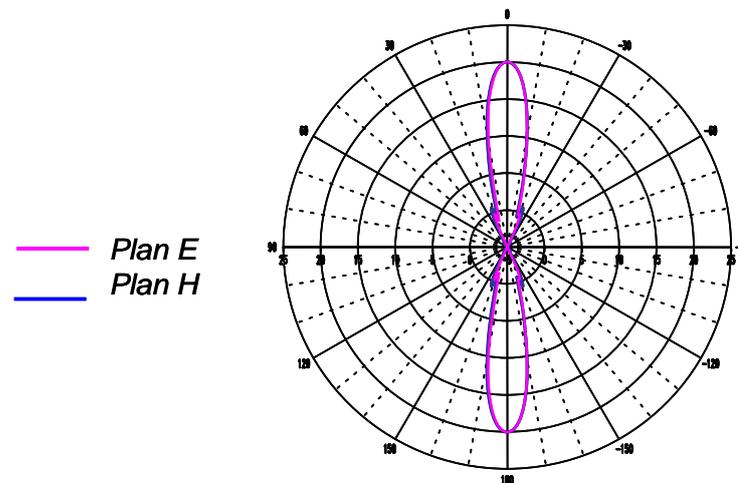


Figure I.11 : Diagramme de rayonnement d'une antenne BIE bidirectionnelle.

La symétrie des diagrammes de rayonnement avec la possibilité d'insérer un plan de masse due à la théorie des images permettra alors de concevoir une antenne ayant un rayonnement unidirectionnel avec comme avantage d'avoir un support pour la source d'excitation (patch, fente,...) sur le plan de masse.

d) Création de l'antenne.

L'antenne réalisée est ainsi composée d'une demi structure à défaut au dessus du plan de masse. La hauteur comprise entre le plan de masse et la partie inférieure du demi-matériau est proche de $\lambda_0/2$. La structure n'est plus, comme pour les études précédentes, infinie mais

possède des dimensions finies L (**Figure II.12**). L'antenne BIE présentée par la suite est pourvue d'un patch comme excitation.

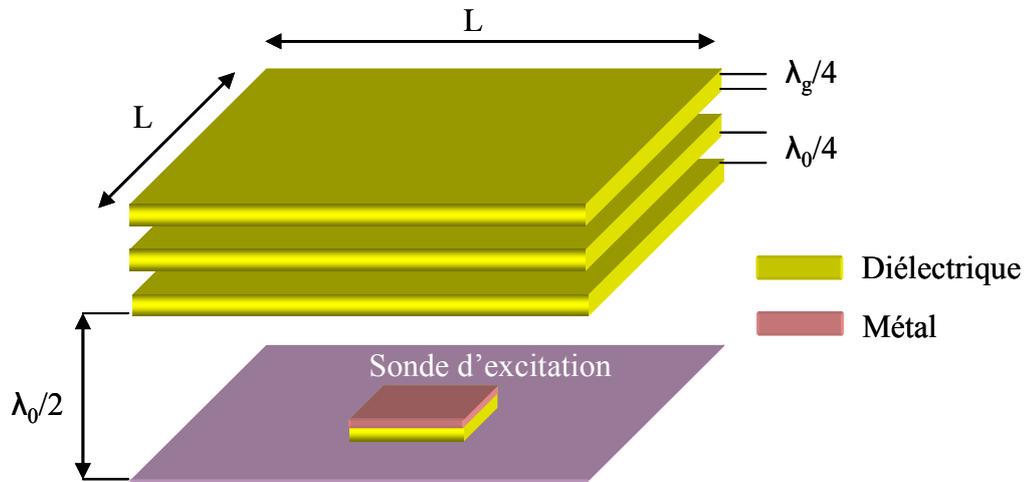


Figure I.12 : Schéma de l'antenne BIP planaire.

Ce type d'antenne présente un diagramme de rayonnement très directif avec un seul lobe dont la direction privilégiée est perpendiculaire au plan de masse (**Figure II.13**).

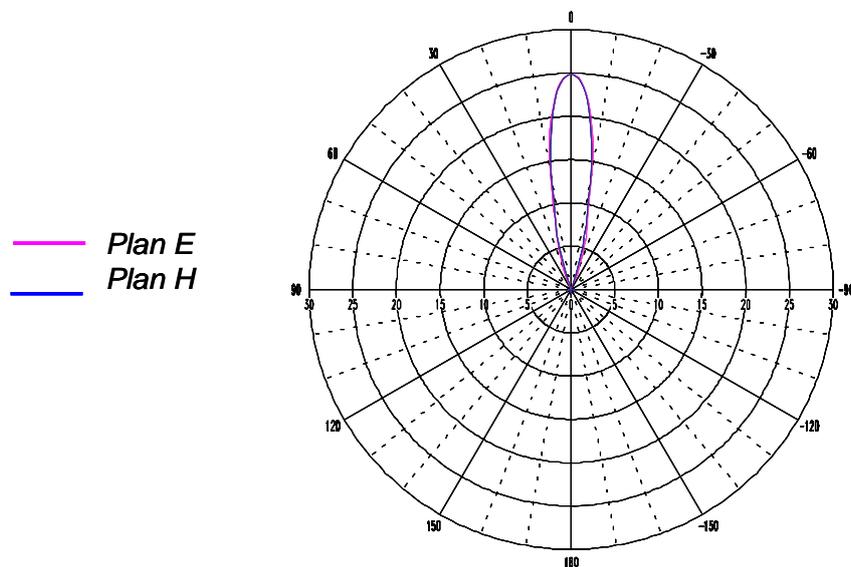


Figure I.13 : Diagramme de rayonnement d'une antenne BIE planaire.

Le principe d'une antenne BIE étant fait, nous allons présenter les différentes évolutions qui ont été apportées sur les antennes BIE diélectriques.

III.2.3. Antenne BIE diélectrique.

Depuis plusieurs années, le département O.S.A. [I.1] [I.2] étudie les antennes planaires grand gain utilisant les matériaux BIE. En effet, une analyse, utilisant la théorie des images, a permis de mettre en avant l'augmentation du gain d'une antenne en s'appuyant sur les propriétés focalisantes des structures BIE résonantes à défaut. Depuis, différentes recherches [I.4] [I.6] ont permis de mettre au point une méthode de conception de l'antenne BIE diélectrique.

a) Méthode de conception.

- Choix du matériau BIE.

La première étape nécessaire à la conception de ce type d'antenne est un choix judicieux du matériau en fonction du cahier des charges voulu. En effet, pour une **directivité souhaitée**, un abaque [I.6] permet de connaître le **facteur de qualité Q** correspondant nécessaire (**Figure I.14**).

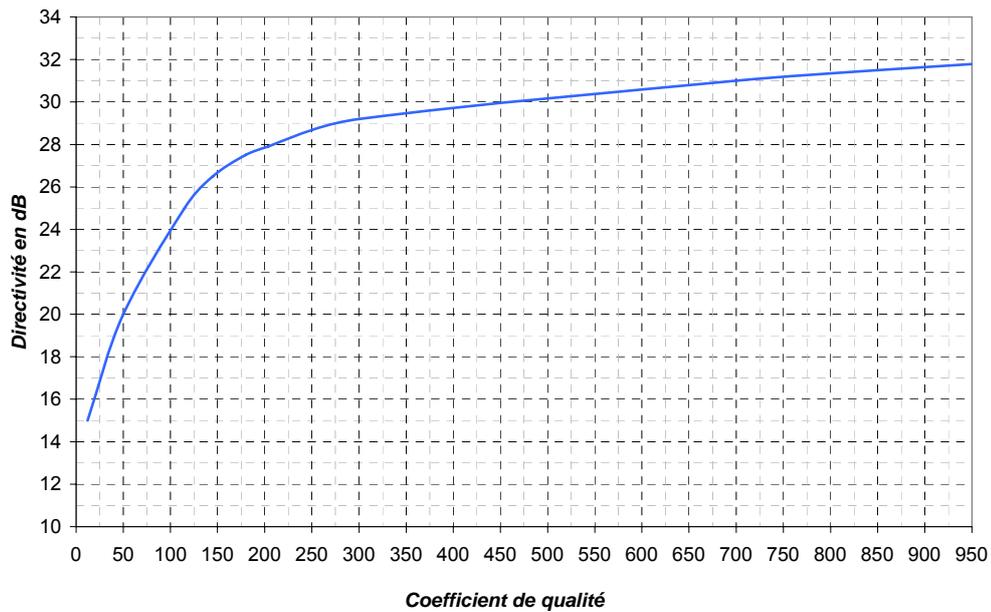


Figure I.14 : Directivité en fonction du facteur de qualité.

Cette courbe laisse entrevoir une croissance logarithmique de la directivité en fonction du facteur de qualité, ce qui laisse envisager un phénomène de « saturation » pour des gains supérieurs à 32 dBi. Les solutions possibles pour faire croître le coefficient de qualité sont analogues à celles citées dans le paragraphe III.2 pour le puits de transmission. En effet, le pic de transmission au sein de la bande permise va être d'autant plus mince que le nombre de plaques sera important ou que la permittivité relative du matériau sera grande. Cependant, pour certaines applications, il est préférable d'utiliser des matériaux présentant une forte permittivité relative plutôt qu'un empilement de lames trop important pouvant avoir des répercussions sur la forme du diagramme de rayonnement [I.24].

Passons à présent à un autre critère essentiel dans la conception de l'antenne BIE : le dimensionnement. Cette étape se fait en deux parties : les dimensions latérales et la hauteur de cavité.

- Dimensions latérales L .

Pour des systèmes à ouverture rayonnante avec un rayonnement uniforme (amplitude et phase constantes), le gain de l'antenne est alors égal à :

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

Avec S la surface de l'antenne.

Or, avoir un rayonnement uniforme n'est pas possible, la formule I.3 est alors affectée d'un facteur représentant cette non-uniformité appelé facteur de gain.

Dans le cas des antennes à matériau BIE, les différentes expériences ont montré, qu'en fonction du niveau des lobes secondaires (-20 dB) obtenu à l'aide de ces antennes, le facteur de gain correspondant était de 0.8. De ce fait, il est tout à fait possible de calculer les dimensions latérales L de l'antenne BIE en appliquant **un facteur de gain de 0.8** dans la formule I.3 :

$$L = \sqrt{\frac{\frac{D}{10^{10}} \times \lambda^2}{0.8\pi^2}} \quad (\text{I.4})$$

L est le diamètre de l'antenne en mètres, λ la longueur d'onde dans le vide et D la directivité souhaitée en dBi.

Les dimensions latérales étant à présent définies, il est alors temps de s'occuper de la hauteur de cavité h.

- Hauteur de cavité h.

Pour un matériau BIE de dimensions latérales infinies, la hauteur de cavité est dimensionnée en multiples de $\lambda_0/2$. Or, pour le passage en structure finie, il est nécessaire de réajuster celle-ci afin de conserver la fréquence de fonctionnement voulue. Par expérience, il est possible de réajuster la fréquence de travail de l'antenne en l'approximant avec la formule de calcul des fréquences de résonance d'une cavité parallélépipédique avec des dimensions aux limites parfaites [I.3]. Ce calcul ne sera effectué que lorsque le champ présentera une seule variation selon les trois directions. Rappelons toutefois que cette équation **n'est pas valable scientifiquement** du fait de la différence des conditions aux limites mais elle permet tout de même d'obtenir **un dimensionnement adéquat avec la fréquence de fonctionnement de l'antenne** de façon précise.

$$f = \frac{3 \cdot 10^8}{C} \sqrt{\left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{l}\right)^2 + \left(\frac{1}{h}\right)^2} \quad (\text{I.5})$$

L et l étant les dimensions transverses de l'antenne et h la hauteur de cavité.

Cette relation est donc simplement utilisée comme outil de conception pour ajuster la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

Outre cette évolution qui permet à présent de concevoir plus aisément une antenne BIE diélectrique, nous allons nous intéresser aux différentes avancées réalisées sur les antennes BIE diélectriques.

b) Etat de l'art sur les antennes BIE diélectriques.

Les recherches sur les antennes à matériaux BIE ont connu un grand essor à la fin des années 90 et plus particulièrement au début de ce millénaire.

En effet, la notion de grand gain a pris toute son ampleur quand le gain obtenu a été de l'ordre de **30 dBi**. Cette antenne a pu être conçue à l'aide d'un matériau BIE présentant un **fort facteur de qualité [I.4], [I.25]**.

A l'aide de cette antenne, des travaux sont actuellement en cours au sein du département O.S.A. pour placer **un système multisource** à la **focale d'un réflecteur parabolique**. Cette idée est venue de **l'entrelacement des ouvertures rayonnantes** à la surface du matériau qui a permis **d'améliorer l'efficacité de la parabole**. Un premier prototype a pu être conçu par un astucieux réseau d'alimentation constitué de doublets de fentes **[I.5]**.

Outre ces deux systèmes, des recherches à vocation plus applicatives ont été réalisées.

La première d'entre elles concerne des applications **bi-bandes**. Le premier concept est né de **l'insertion d'une lame perturbatrice** de diélectrique au sein de la cavité. De ce fait, la même surface rayonnante est donc utilisée pour ce système avec des rendements de surfaces différents **[I.6], [I.26]**. Une deuxième solution pour le système bi-bande a été l'utilisation de

MEMS ou de diodes. Deux états sont ainsi réalisables et selon leur commutation, l'antenne fonctionne sur telle ou telle fréquence [I.27].

Une autre application a été de réaliser un **système à dépointage** en créant un bon agencement du matériau BIE qui privilégie une direction. L'utilisation d'un réseau imprimé a pour effet de créer un lobe directif au détriment d'un tore réalisé par une seule alimentation [I.6].

Enfin, une idée originale a été de transformer l'antenne planaire 1D existante en une **structure cylindrique**. Les dimensions transverses sont du même ordre que pour les matériaux plans. Ces antennes ont été réalisées dans un premier temps pour obtenir un **gain omnidirectionnel élevé**. Deux types de structures sont actuellement à l'étude : **l'antenne BIE cylindrique et l'antenne BIE coaxiale**. Les différents prototypes mesurés ont permis d'atteindre des gains de l'ordre de **10 dBi**. Cette valeur avait auparavant pu être obtenue par un réseau de dipôles mais avec un encombrement beaucoup plus conséquent [I.7].

Les caractéristiques et les principales avancées de l'antenne BIE diélectrique étant présentées, nous allons nous intéresser aux antennes BIE métalliques en consacrant une partie au matériau BIE métallique.

III.2.4. Antenne BIE métallique.

a) Présentation des matériaux BIE métalliques.

La conception des matériaux métalliques reste analogue à celle des diélectriques, seul l'agencement des cellules élémentaires diffère. En effet, les matériaux BIE métalliques ne peuvent pas être de dimension 1D. Dans ce cas, le coefficient de réflexion serait égal à 1 avec une phase de 180° . Seuls les matériaux 2D et 3D, respectivement des réseaux de lames et des grilles, peuvent exister. Pour les structures 2D, en fonction de leur polarisation, les structures ne seront pas agencées de la même manière. En effet, pour ce matériau anisotrope, la polarisation TM (le champ E parallèle aux barreaux) sera le dual de la polarisation TE (champ E perpendiculaire aux barreaux) (**Figure I.15**).

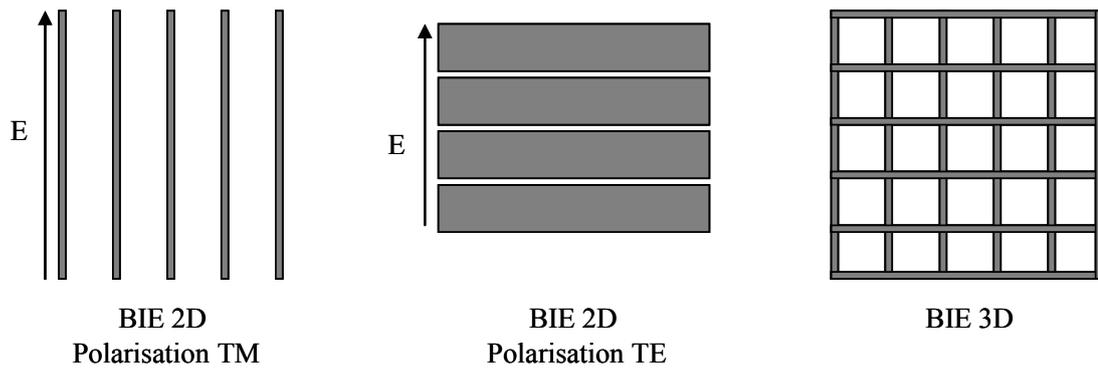


Figure I.15 : Matériaux BIE métalliques.

Dans ce type de matériau, il convient de définir un nouveau paramètre, le taux de remplissage τ_n [I.28], [I.29] (Figure I.16).

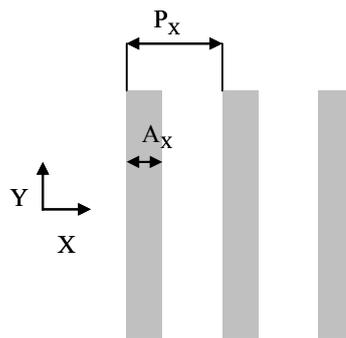


Figure I.16 : Définition du taux de remplissage.

La définition **du taux de remplissage** est valable uniquement dans le plan du matériau BIE. La notion de l'épaisseur du métal dans ce cas n'est pas prise en compte.

$$\tau_n = \frac{A_n}{P_n} \quad (\text{I.6})$$

Avec A_n la largeur du barreau et P_n la périodicité.

Ce nouveau paramètre est un outil essentiel à la conception d'une antenne BIE métallique. En effet, à l'aide simulation FDTD illuminant la structure par une onde plane, il est alors possible de déterminer les **coefficients de réflexion** (\tilde{R}) complexes du demi-

matériau. Ces nouveaux paramètres ont une incidence directe sur le **facteur de qualité Q** de l'antenne mais aussi sur **la hauteur D** entre les deux demi-matériaux du résonateur à une fréquence f donnée.

b) Conception de l'antenne BIE métallique.

- Hauteur D.

Pour calculer la hauteur D entre les deux demi-matériaux, seule la phase du coefficient de réflexion est nécessaire [I.28].

$$D = \frac{c}{2f} \left(q + \frac{\angle \rho_1 + \angle \rho_2}{2\pi} \right) \quad (\text{I.7})$$

Avec c la célérité de la lumière dans le vide, f la fréquence d'utilisation, $\angle \rho_1$ et $\angle \rho_2$ la phase du coefficient de réflexion du demi matériau, q représentant le numéro du mode. Pour des applications en antenne, les phases $\angle \rho_1$ et $\angle \rho_2$ sont identiques du fait de la parfaite conformité des deux demi-matériaux. De cette valeur D , nous pourrions alors déterminer la hauteur de cavité $D/2$ utile en antenne.

L'autre paramètre indispensable à la conception d'une antenne est de connaître la directivité souhaitée. A l'aide de la **Figure I.14**, il sera alors possible de connaître le facteur de qualité correspondant.

- Facteur de qualité Q.

Le calcul du coefficient de qualité prend en compte le module et la phase du coefficient de réflexion du demi-matériau [I.28].

$$Q = \frac{(R_1 R_2)^{\frac{1}{4}}}{1 - (R_1 R_2)^{\frac{1}{2}}} \left[q\pi + \frac{\angle \rho_1 + \angle \rho_2}{2} \right] \quad (\text{I.8})$$

Avec R_1 et R_2 le module au carré du coefficient de réflexion, q le numéro du mode (dans notre cas $q=1$) et ρ_1 et ρ_2 la phase du coefficient de réflexion. Comme pour le calcul de la hauteur D , les deux coefficients de réflexion seront identiques pour les deux demi-matériaux.

Il est alors tout à fait possible de concevoir une antenne BIE métallique à l'aide de ces outils. Les différents paramètres intervenant dans ces relations sont directement liés au coefficient de réflexion du demi matériau. L'obtention d'un gain nécessite une valeur de facteur de qualité qui elle-même dépend du couple module-phase du coefficient de réflexion. Pour pouvoir modifier celui-ci, il est nécessaire de modifier le taux de remplissage ou l'épaisseur du métal.

La méthode de conception d'une antenne BIE métallique étant à présent vue, il est important de s'intéresser aux avantages et aux inconvénients de l'antenne à résonateur BIE.

III.2.5. Avantages et inconvénients d'une antenne résonante BIE.

a) Avantages.

Cette antenne réalise des gains de l'ordre de 30 dBi, ce qui est tout à fait concevable avec des antennes réflecteurs et des antennes lentilles, mais avec un encombrement réduit en épaisseur. De plus, son rendement de surface, pouvant atteindre 80 %, est un atout de plus par rapport aux autres antennes classiques. Ses diagrammes de rayonnement sont très intéressants avec des lobes secondaires très faibles et une polarisation croisée atteignant les -30 dB [I.6].

Un avantage majeur est la facilité de réalisation quel que soit le matériau. Pour le diélectrique, les fabricants proposent un tel éventail de plaques qu'il est presque toujours possible d'ajuster son matériau pour obtenir les caractéristiques voulues. En ce qui concerne le métallique, les plaques de laiton, de cuivre, d'aluminium ou d'acier sont toujours usinables et rendent la réalisation plus aisée.

b) Inconvénients.

Cette antenne propose une faible bande de fonctionnement en monosource pour des gains élevés. De plus, l'adaptation de ces systèmes reste un point délicat sur lequel beaucoup de recherches sont en cours [I.30].

D'un point de vue réalisation, une erreur de hauteur de cavité peut entraîner un décalage fréquentiel et ainsi détériorer les performances dans plusieurs domaines (la bande de fonctionnement, le gain maximum,...). En ce qui concerne les diélectriques, une faible erreur de permittivité relative peut soit augmenter soit diminuer le facteur de qualité et ainsi engendrer une modification du gain. Pour le métallique, le poids de la structure peut rendre la structure concave ou convexe et ainsi cet effet ne permettrait plus d'être dans des conditions optimales prévues par les calculs.

Outre ces avantages et ces inconvénients de l'antenne résonante BIE, il est intéressant de comprendre pourquoi notre choix s'est porté sur ce style d'antenne vis-à-vis de la polarisation circulaire.

III.2.6. Potentialités autour de la polarisation circulaire.

Aux vues des différentes caractéristiques des matériaux BIE, que ce soit diélectrique ou métallique, il est apparu qu'il était possible de pouvoir générer la polarisation circulaire de diverses manières [I.2].

a) Matériau isotrope.

Les matériaux BIE diélectriques 1D sont isotropes par définition du fait de leur parfaite homogénéité dans les deux directions X et Y. Pour les matériaux 2D, diélectriques et métalliques, les configurations peuvent être rendues isotropes en appliquant un taux de remplissage identique dans les deux directions X et Y.

Du fait de sa parfaite isotropie dans les deux directions, le matériau BIE se comportera de façon similaire pour les différentes polarisations. Cette analyse nous permet de dire qu'il est possible de générer de la polarisation circulaire à l'aide de ce type de matériau qui transmettra la polarisation circulaire créée par la source d'excitation [I.2]. Différents types de sources d'excitation en polarisation circulaire seront présentés dans la suite de ce chapitre.

Outre la faisabilité de la polarisation circulaire à l'aide de matériaux isotropes, intéressons nous à présent aux matériaux anisotropes.

b) Matériaux anisotropes.

Ces matériaux ont la propriété de ne pas présenter les mêmes caractéristiques selon les directions X et Y. En effet, ces matériaux ne présentent pas les mêmes coefficients de réflexion et de transmission complexes. Il est alors possible de trouver le matériau présentant des facteurs de qualités différents selon les directions et ainsi avoir une antenne bidirectionnelle bibande avec des gains différents. Pour notre cas, il est souhaitable de trouver un matériau ayant des phases à la transmission déphasées de 90° avec le même facteur de qualité dans les deux directions X et Y. De ce fait, en excitant cette structure en polarisation linéaire, le matériau BIE génèrera de la polarisation circulaire.

La capacité des différents matériaux BIE à générer de la polarisation circulaire étant faite, nous allons nous attacher à présenter la polarisation circulaire et quels sont les différents dispositifs les plus usuels utilisés de nos jours.

IV. ANTENNES A POLARISATION CIRCULAIRE.

Avant de présenter les différents systèmes générant la polarisation circulaire, nous allons, dans un premier temps, faire une définition générale de la polarisation d'une antenne.

IV.1. Polarisation d'une antenne.

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente localement les propriétés d'une onde plane. La polarisation de cette onde, est par définition, caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine.

Dans la base $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\phi)$ des coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) , le champ électrique lointain peut s'écrire en un point fixé :

$$\vec{E}(t) = E_\theta(t) \vec{e}_\theta + E_\phi(t) \vec{e}_\phi \quad (\text{I.9})$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} E_\theta(t) = E_{\theta m} \cos(\omega t + \alpha_\theta) \\ E_\phi(t) = E_{\phi m} \cos(\omega t + \alpha_\phi) \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

De ces définitions, il est possible de remonter à la différence de phase entre les composantes $\alpha = \alpha_\theta - \alpha_\phi$ et de montrer que E_θ et E_ϕ vérifient l'équation :

$$\frac{E_\theta^2(t)}{E_{\theta m}^2} + \frac{E_\phi^2(t)}{E_{\phi m}^2} - 2 \cos \alpha \cdot \frac{E_\theta(t) \cdot E_\phi(t)}{E_{\theta m} \cdot E_{\phi m}} - \sin^2 \alpha = 0 \quad (\text{I.11})$$

Cette équation définit **l'ellipse de polarisation** du champ rayonné. La **Figure I.17** décrit une forme de l'ellipse ainsi créée sur laquelle il est possible de voir que l'axe principal est incliné d'un angle ψ par rapport à l'axe O_θ du repère **[I.31]**.

$$\tan 2\psi = \frac{2E_\theta E_\phi \cos \alpha}{E_\theta^2 - E_\phi^2} \quad (\text{I.12})$$

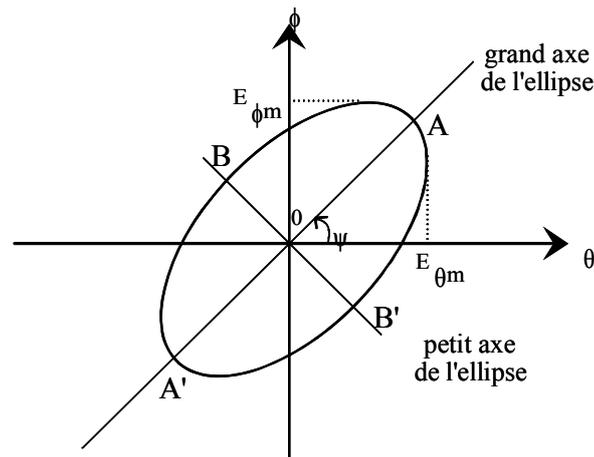


Figure I.17 : Ellipse de polarisation.

Dans le cas général, la polarisation d'une antenne est une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la direction de rayonnement considérée. Il apparaît alors une nouvelle notion : le **sens de rotation**. Celui-ci est défini par l'extrémité du vecteur champ électrique. Il est dit droit si $\sin(\alpha) > 0$ et gauche si $\sin(\alpha) < 0$ pour l'observateur regardant vers le sens de propagation de l'onde.

Pour caractériser une polarisation, le **taux d'ellipticité** ou rapport axial est utilisé. Il est défini par :

$$T = \frac{\text{grand diamètre de l'ellipse}}{\text{petit diamètre de l'ellipse}} = \frac{a}{b} \quad (\text{I.13})$$

Ce nouveau paramètre est plus habituellement exprimée en dB : $T(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right)$.

En posant $a_1 = |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2$, $a_2 = |E_\theta| \cdot |E_\phi|$, il est alors possible de rendre I.12 en une expression ne dépendant que des champs E_θ et E_ϕ :

$$T = \left(\frac{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2^2 \cdot \sin^2 \alpha}}{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2^2 \cdot \sin^2 \alpha}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I.14})$$

A l'aide de ce nouveau critère, il est alors possible de déterminer la nature de la polarisation :

- la **polarisation rectiligne** ou linéaire ($T \rightarrow \infty$ ou $T=0$), obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps : l'ellipse devient un **segment de droite**.

- la **polarisation circulaire** ($T=1$) droite ou gauche, lorsque les deux champs sont équi-amplitudes ($E_{\theta m} = E_{\phi m}$) et vibrent en quadrature de phase : l'ellipse devient alors un **cercle**.

Dans notre cas, seule la polarisation circulaire nous intéresse. Les différentes notions pour quantifier une polarisation circulaire sont son taux d'ellipticité, son sens de rotation ainsi que son diagramme de rayonnement en polarisation circulaire.

Dans les différentes applications présentées au cours de ce mémoire, le taux d'ellipticité que nous nous sommes imposés est de 3 dB au maximum.

De plus, par convention, la polarisation circulaire est dite « droite » si, pour l'observateur qui regarde l'onde s'éloignant, le vecteur polarisation tourne dans le sens trigonométrique. Elle est dite « gauche » dans le cas contraire.

Dans la plupart des cas, il est très difficile d'obtenir une polarisation circulaire parfaite, le terme de polarisation elliptique est alors employé. De même que pour la polarisation circulaire, la polarisation elliptique est considérée comme la somme des deux ondes planes dont les champs électriques ne sont pas de même amplitudes mais sont perpendiculaires et déphasés de $\pm \pi/2$ ou dont les champs sont de mêmes amplitudes mais de déphasage différent de $\pm \pi/2$. Les sens de polarisation, droite ou gauche, ont la même définition que pour la polarisation circulaire.

Les caractéristiques de la polarisation d'une antenne étant définie, nous allons présenter différents systèmes susceptibles d'exciter le matériau BIE. Pour des raisons de faible encombrement, notre choix s'est alors porté sur **les antennes imprimées** générant de la polarisation circulaire. Les cornets, les fentes alimentées par guide d'onde, ainsi que les autres systèmes 3D, ayant des caractéristiques tout aussi intéressantes, n'ont pas retenu notre attention du fait de leur fort encombrement.

IV.2. Les antennes imprimées.

Le concept des antennes imprimées est apparu en 1953 avec Deschamps [I.32]. Ces antennes, aussi appelées antennes plaquées ou antenne « patch », ont connu ces dernières années un fort engouement de part leur faible encombrement pour les systèmes mobiles [I.33]. Ces antennes présentent toutefois un inconvénient : leur faible bande passante (1 à 5 %) avec un gain restreint. De plus, le substrat diélectrique utilisé sous le toit métallique du patch est une source de pertes. Une solution est d'utiliser le substrat Rohacell® qui remplace au mieux l'air avec sa permittivité relative proche de 1. Dans notre cas, le souhait est d'obtenir une antenne présentant à la fois des modes orthogonaux ayant la même amplitude et déphasés de 90° . Deux façons d'alimenter l'élément rayonnant sont alors possibles :

- Avec une double voire quadruple excitation.
- Avec une simple excitation.

IV.2.1. Élément rayonnant avec plusieurs alimentations.

Dans ce cas, l'élément rayonnant est alimenté par deux points distincts symétriques par rapport à son centre mais positionnés sur les axes orthogonaux. Le rôle des deux alimentations est de générer deux champs de même amplitude en quadrature de phase. Deux types de structure sont présentés : le coupleur hybride (- 3dB, 90°) et la ligne de compensation (offset line) (Figure I.18).

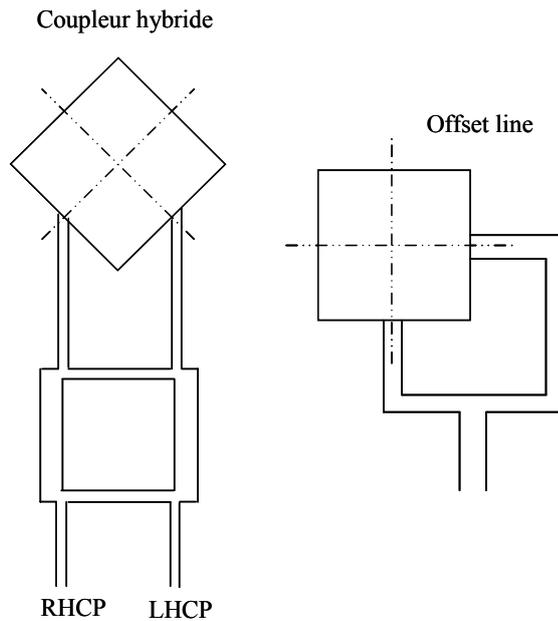


Figure I.18 : Exemple d'antenne à double excitation.

En ce qui concerne le coupleur hybride, le sens de la polarisation peut être facilement changé du fait de ses deux entrées (RHCP Right Hand Circular Polarization ou LHCP Left Hand Circular Polarization). Sa large bande de fonctionnement n'altère en rien les performances de l'antenne imprimée. Son principal inconvénient est son encombrement.

Pour la ligne de compensation, l'ajout d'une ligne quart d'onde permet de créer un déphasage temporel de 90° . Le désavantage de ce type d'antenne est la faible bande passante dû à ce déphasage qui n'est valable que pour une faible largeur de bande.

IV.2.2. Élément rayonnant avec une seule alimentation.

a) Antenne sur substrat ferrite.

Un patch, placé sur un matériau ferrite magnétisé, alimenté par une sonde coaxiale génère deux modes à des fréquences proches en polarisation circulaire [I.34] (Figure I.19).

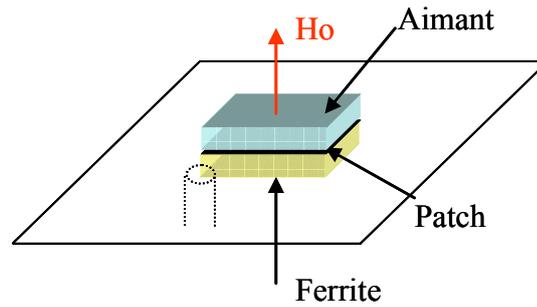


Figure I.19 : Antenne sur substrat ferrite.

Cette antenne a pour inconvénient d'être encombrante (due au système d'alimentation) et plus coûteuse (le prix du matériau ferrite est plus élevé que celui du diélectrique).

b) Antenne à onde progressive.

Ces antennes ont la particularité d'avoir une large bande (>20 %). C'est une antenne ruban à structure périodique dont l'une des extrémités est alimentée par un générateur et l'autre fermée sur une charge adaptée. Un exemple d'antenne est donnée **Figure I.20** : les $N=4$ éléments représentés sont déphasés de $2\pi/N = \pi/2$ [I.35].

Ce type d'antenne permet par un changement de l'alimentation par la charge de modifier le sens de la polarisation circulaire et de plus en remplaçant la charge par un circuit ouvert ou fermé de revenir à une polarisation rectiligne. Cette antenne offre donc une agilité exceptionnelle quant à la nature de la polarisation.

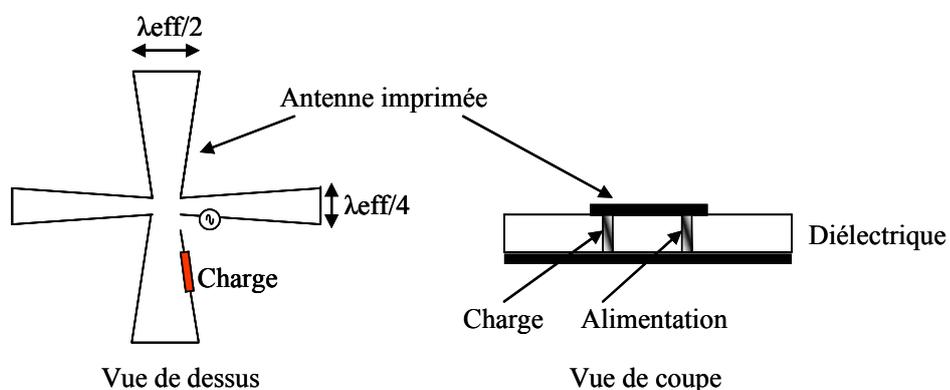


Figure I.20 : Antennes à ondes progressives.

Différents types d'antennes progressives existent de nos jours, et une d'entre elles, l'antenne ANSERLIN (ANnular Sector Radiating LINE) [I.36] [I.37] présente une bande d'environ 40 % autour de 1,5 GHz avec un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB.

c) Les réseaux séquentiels.

Dans un réseau plan, deux solutions sont proposées pour générer de la polarisation circulaire :

- les sous-ensembles du réseau sont polarisés linéairement et la polarisation circulaire est obtenue en les combinant en sous réseaux et en les déphasant temporellement et spatialement [I.38]. Cette technique permet soit de renforcer un sens de la polarisation circulaire par rapport à l'autre (**Figure I.21.a**) soit de générer les deux sens de polarisation circulaire plus les deux rectilignes en fonction des sous éléments alimentés (**Figure I.21.b**). Typiquement, avec cette solution une bande passante de 5 % en taux d'ellipticité peut être obtenue [I.11].

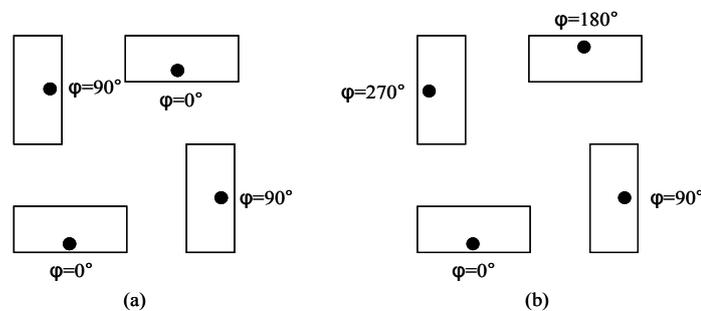


Figure I.21 : Sous réseaux en polarisation circulaire.

Le principal défaut de ce type d'antennes est l'obtention du déphasage temporel entre les éléments qui est rendu possible par des lignes microrubans.

- les réseaux dont les éléments constitutants sont eux-mêmes en polarisation circulaire. Pour ce faire, il est possible de mettre les différents types d'antennes déjà citées ou les antennes patches modifiées géométriquement (voir paragraphe suivant). Ce type d'antenne

pourra proposer un gain élevé en fonction du nombre d'éléments mais surtout présenter une bande de fréquence, où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB, de l'ordre de 2% [I.11].

d) Antenne avec perturbation géométrique.

La déformation géométrique sur une antenne patch classique a permis de créer deux modes résonants orthogonaux à des fréquences sensiblement différentes et déphasés de 90° . Ces perturbations peuvent être des encoches [I.11] [I.39] (de formes différentes), des fentes, la transformation d'un carré en un rectangle [I.40] ou d'un cercle en une ellipse [I.41] (Figure I.22).

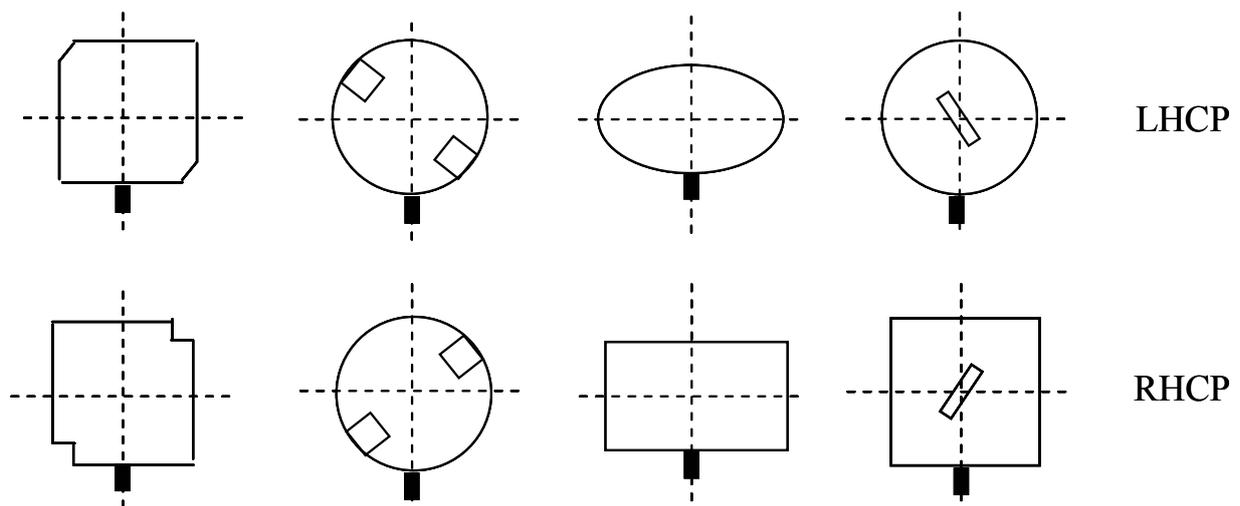


Figure I.22 : Différentes déformations d'une antenne imprimée.

La présentation des différents systèmes imprimés générant de la polarisation circulaire étant faite, il est nécessaire de connaître par quels moyens celles-ci vont pouvoir être étudiés théoriquement et expérimentalement.

V. MOYENS D'ETUDE THEORIQUES ET EXPERIMENTAUX.

Les études menées au sein de l'équipe se font toujours en deux étapes : une étude théorique à l'aide d'un code utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel suivi d'une réalisation. Le prototype sera mesuré dans l'une des chambres anéchoïdes que possède le département O.S.A.

V.1. La méthode des différences finies.

La **méthode des différences finies dans le domaine temporel** (ou **FDTD**, pour **Finite Difference Time Domain**) permet de résoudre des équations spatio-temporelles à l'aide de calculateur puissant. Le département O.S.A. s'est doté de son propre code utilisant cette méthode [I.42]. Les avantages de cette dernière sont la formulation relativement facile, la possibilité de simuler sur une large bande de fréquences, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. Cette méthode présente une grande capacité de diversité de calcul permettant ainsi de modéliser l'antenne désirée.

C'est en 1966 que Yee [I.43] utilise la méthode des FDTD dans le domaine de l'électromagnétisme. La puissance des calculateurs a permis par la suite la résolution de problèmes à l'aide de cette méthode de façon numérique. Les premières études portaient essentiellement sur des problèmes de diffraction et de compatibilité électromagnétique. Par la suite, son spectre d'application s'est peu à peu élargi pour pouvoir enfin traiter par exemples des problèmes de discontinuités dans les lignes microrubans [I.44] ainsi que des antennes imprimées [I.45] [I.46].

A cette méthode, initialement prévue pour des calculs en champ proche et dans le domaine temporel, est venue se greffer au fil du temps un élargissement de compétence lui permettant aujourd'hui de calculer les champs électromagnétiques en zone lointaine très utile dans le domaine des antennes. Par la suite, des problèmes liés à des antennes de plus en plus complexes ont pu ainsi être résolus, ce qui a consolidé l'utilisation de cette méthode [I.47].

Une description plus complète de la méthode FDTD est présentée en **Annexe 1**.

V.2. Dispositifs de mesures.

Pour pouvoir valider les différentes simulations FDTD et ainsi donner un sens aux études théoriques, le département O.S.A. est doté de deux chambres anéchoïques permettant de mesurer les différents prototypes.

V.2.1. Base de mesure d'XLIM.

Les mesures effectuées pour les différents prototypes réalisés durant cette thèse ont été faites dans cette base. C'est une base en champ lointain. L'antenne sous test est positionnée en vis-à-vis d'une antenne de référence (**Figure I.23**). La distance entre ces deux antennes doit être assez grande pour être en champ lointain et ainsi, avoir une onde localement plane sur toute la surface des antennes.

La dimension de cette base est de 5 mètres de long sur 5 mètres de large avec une hauteur de 3 mètres. Cette base permet d'obtenir les spécifications électromagnétiques d'antennes fonctionnant entre 500 MHz et 18 GHz pour une directivité comprise, respectivement, entre 10 et 30 dBi. D'amples détails sur cette base sont fournis en **Annexe 2**.

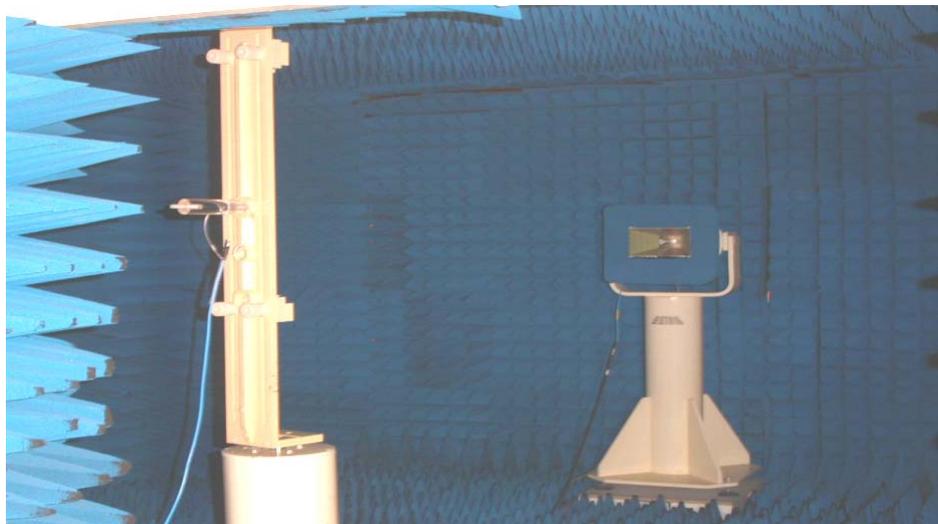


Figure I.23 : Base de mesure d'XLIM.

V.2.2. Base compacte millimétrique du département O.S.A.

Cette nouvelle base développée récemment par le département O.S.A. du laboratoire XLIM a pour but d'accroître les moyens de mesures de l'équipe.

Elle est constituée d'un cornet « source » illuminant une parabole avec un angle d'offset d'environ 25° [I.48] (Figure I.24).

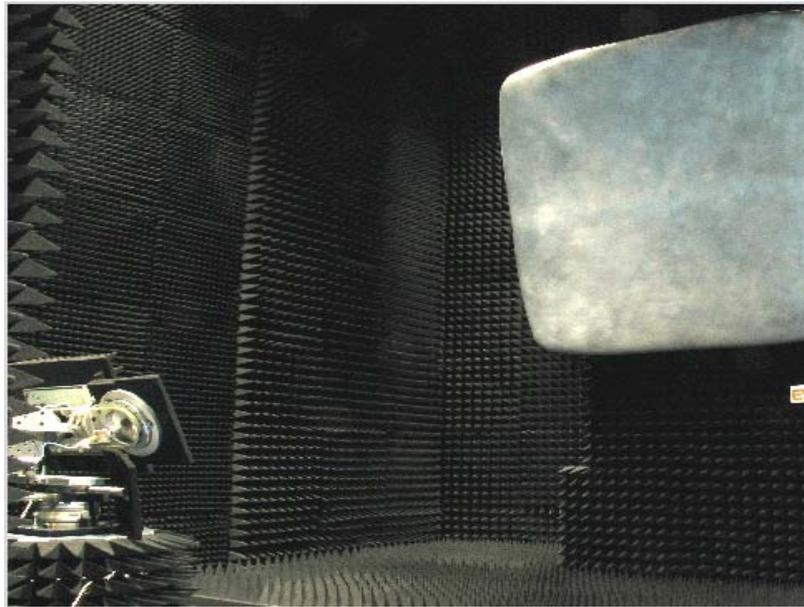


Figure I.24 : Photographie de la base millimétrique.

L'onde émise par ce cornet et arrivant sur la parabole est une onde sphérique qui par réflexion sera transformée en une onde quasi-planaire. Le volume où l'onde est plane (± 0.5 dB en amplitude et $\pm 5^\circ$ en phase) est appelée la zone tranquille. Sa dimension théorique est de l'ordre de 50 cm. L'antenne sous test est placée dans cette zone. Les spécifications des antennes sont ensuite, obtenues de manières identiques à une base en champ lointain. Elle fonctionne entre 8 GHz et 50 GHz et permet de mesurer des antennes « fort gain ». C'est la dimension de la zone tranquille qui détermine les limites de cette base et non plus la distance entre les deux antennes. Il est ainsi possible de mesurer des antennes avec une directivité supérieure à 35 dBi sur toute la bande de fréquence.

VI. CONCLUSION.

Dans ce chapitre, nous avons pu mettre en évidence le contexte de l'étude. Il existe de nos jours **un fort engouement** de la part des opérateurs industriels pour l'utilisation d'antennes générant de la **polarisation circulaire** avec un **fort gain**.

Dans un premier temps, un bref état de l'art sur les différents systèmes grand gain existant a été fait. Outre ces capacités à générer des gains élevés et ses fortes potentialités, nous nous sommes alors attachés à comprendre pour quelles raisons **l'antenne BIE diélectrique** ou **métallique** pouvait répondre à nos attentes vis-à-vis de la polarisation circulaire.

A partir de là, nous avons présenté les **caractéristiques de la polarisation circulaire** et quelles étaient les **antennes imprimées** permettant de pouvoir la générer.

De part les caractéristiques des antennes BIE et des antennes d'excitations, il est ainsi possible d'introduire les deux types d'antennes qui seront étudiés dans les chapitres II et IV :

- Une antenne BIE diélectrique excitée par une source en polarisation circulaire.
- Une antenne BIE métallique autopolarisante excitée par une source en polarisation linéaire.

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

Le deuxième chapitre va maintenant être consacré à la conception d'une antenne BIE diélectrique excitée par une antenne patch à encoches.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I

[I.1] M.S. DENIS

"Contribution à l'étude des matériaux à bande interdite photonique. Application dans le domaine des antennes imprimées"

Thèse de doctorat- n°40-1998- Université de Limoges- 8 octobre 1998

[I.2] M. THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne"

Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 18 novembre 1999

[I.3] 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- 25 septembre 2001

[I.4] C. SERIER

"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"

Thèse de doctorat- n°57-2002- Université de Limoges- 28 novembre 2002

[I.5] R. CHANTALAT

"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources."

Thèse de doctorat- n°36-2003 Université de Limoges- 3 novembre 2003

[I.6] 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.7] 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.8] T. JAFFRE

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

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

[I.9] K. F. LEE & W. CHEN

Advances in microstrip and printed ANTENNAS- John WILEY & Sons, Inc. 1997

[I.10] J.R. JAMES & P.S. HALL

Handbook of MICROSTRIP ANTENNAS- Volume 1. Peter Peregrinus ltd., London UK 1989

[I.11] S. 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

- [I.12] **Y. RAHMAT-SAMII** *"Reflector Antennas"*
ANTENNA HANDBOOK- Theory, applications, and design. Chap 15.
- [I.13] **M. THEVENOT, A. REINEIX, B. JECKO**
"A dielectric photonic parabolic reflector"
Microwaves and optical technology letters –Vol 21- n°6 – 20 june 1999 – pp 411-414
- [I.14] **J. ROGER**
Techniques de l'ingénieur, traité d'électronique- « *Antennes : Techniques* » fascicule [E 3 284].
- [I.15] **P.R. VILLENEUVE, M. PICHE**
"Photonic band gaps in two-dimensional square lattices: Square and circular rods"
Physical Review B, Volume 46, Number 8, 15 August 1992, pp 4973.
- [I.16] **M. PLIHAL, A. A. MARADUDIN**
"Photonic band structure of two-dimensional systems: The triangular lattice"
Physical Review B, Volume 44, Number 16, 15 October 1991, pp 8565.
- [I.17] **D. CASSAGNE, C. JOUANIN, D. BERTHO**
"Hexagonal photonic band-gap structures"
Physical Review B, Volume 53, Number 11, 15 March 1996, pp 7134.
- [I.18] **K.M. HO, C.T. CHAN, C.M. SOUKOULIS, R. BISWAS & M. SIGALAS**
"Photonic band gaps in three dimensions: New layer-by-layer periodic structures"
Solid State Communications, Volume 89 (1994), 413-416
- [I.19] **E. YABLONOVITCH & T.J. GMITTER**
"Photonic band structure: The face-centered-cubic case"
J. Opt. Soc. Am. A – Volume 7 – N°9 – September 1990 – pp 1792.
- [I.20] **L.MERCIER, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO**
"New concept of a reconfigurable EBG antenna"
ANTEM 2005, 15-17 juin 2005, Saint-Malo
- [I.21] **E. YABLONOVITCH**
"Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics"
Physical review letters, Volume 58, N°20, 18 May 1987, pp 2059
- [I.22] **M. THEVENOT, A. REINEX, B. JECKO**
"F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure" 1999 IOP Publishing Ltd
- [I.23] **E.RODES, M.DIBLANC, T.JAFFRE, M.THEVENOT, B.JECKO**
"Design of a bidirectionnal directive antenna using a metallic EBG structure"
JINA 2004, 8-10 novembre 2004, Nice
- [I.24] **J. DROUET**
"Nouvelles techniques pour étudier les modes de fonctionnement de l'antenne BIP résonante à défaut"
Rapport de DEA, Université de Limoges, Juillet 2004.
- [I.25] **C.SERIER, C.CHEYPE, R.CHANTALAT, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, A.REINEIX, B.JECKO**
"1-D photonic bandgap resonator antenna"
Microwave and Optical Technology Letters, Vol.29, n°5, June 5 2001, pp.312-315

[I.26] L.LEGER, R.GRANGER, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Multifrequency dielectric EBG antenna"

Microwave and Optical Technology Letters, Vol.40, n°5, March 5 2004, pp 420-423

[I.27] L. MERCIER

"Synthèse de propriétés d'agilité électromagnétique par des matériaux artificiels périodiques intégrant des microcomposants. Application à la conception d'antennes à résonateur BIE configurables"

Thèse de doctorat- n°70-2005- Université de Limoges- 13 décembre 2005

[I.28] R.SAULEAU

"Fabry Perot resonators"

Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, Ed K.Chang, John Willey & Sons, Inc., Vol.2, pp 1381-1401, May 2005.

[I.29] H.BOUTAYEB

"Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles"

Thèse de doctorat- n°2942- Université de Rennes- 12 décembre 2003

[I.30] M.TROUBAT, S.BILA, M.THEVENOT, D.BAILLARGEAT, T.MONEDIERE, S.VERDEYME, B.JECKO

"Combining of filtering and radiating functions for the design of X-band devices"

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

[I.31] J.D.KRAUS

"Antennas"

Mc Graw – Hill book Company- New-York – USA, 1950.

[I.32] G.A. DESCHAMPS

"Microstrip microwave antennas"

3rd USAF- Symposium on antennas, 1953.

[I.33] J.R.JAMES, P.S. HALL

"Handbook of microstrip antennas"

I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28, Peter Peregrinus LTD, 1989.

[I.34] C. MELON

"Contribution à la modélisation des ferrites par la méthode des différences finies en régime transitoire-Applications à l'étude de dispositifs microondes à ferrites"

Thèse de doctorat- n°14-96- Université de Limoges- Avril 1996

[I.35] D.ROSCOE, L.SHAFAI, A.ITTIPIBOON

"Circularly polarized travelling-wave printed line antenna"

Electronics letters, Vol.25, N°20, pp.1407-1408, September 1989

[I.36] L.JAMES, P.E.MAYES

"ANSERLIN: a broad-band, low-profile, circularly polarized antenna"

IEEE Trans. on antennas and propagation, Volume AP37, n°3, March 1989, pp 281-288.

[I.37] A.ALLAEDINE

"Contribution à l'étude des antennes à onde progressives et application à la réalisation de réseaux à polarisation linéaire et circulaire"

Thèse de doctorat- n°62-93- Université de Limoges- Décembre 1993

[I.38] Y.SUZUKI, T.CHIBA

"Wide band singly-fed circularly polarized microstrip antenna"

Nat.Conv.Rec., IECE of Japan, September 1986, pp.1-90

[I.39] G. TROUILLARD

"Contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques liés aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne à bord de véhicules automobiles. Conception, réalisation et tests des antennes correspondantes"

Thèse de doctorat- n°34-2003 Université de Limoges- 29 octobre 2003

[I.40] Y.T.LO, W.F.RICHARDS

"Perturbation approach to design of circularly polarized microstrip antenna"

Electronics letters, Vol.17, N°11, pp.383-385, May 1981

[I.41] S.A.LONG, L.C.SHEN, D.H.SCHAUBERT, F.G.FARRAR

"An experimental study of the circularly-polarized elliptical printed-circuit antenna"

IEEE Trans. on antennas and propagation, Volume AP29, n°3, January 1981, pp 95-99.

[I.42] P. LEVEQUE

"Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes"

Thèse de doctorat- n°14-94 Université de Limoges- Février 1994

[I.43] K.S.YEE

"Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media"

IEEE Trans. on antennas and propagation, Volume 14, n°13, May 1966, pp 302-307.

[I.44] X.ZHANG, K.K.MEI

"Time domain finite difference approach to the calculation for frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities"

IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Volume 36, n°12, December 1988, pp 1775-1787.

[I.45] T.KASHIWA, N.YOSHISA, I.FUFAI

"Three dimensional analysis of patch antenna by Bergeron's method"

Trans.I.E.I.C.E., vol 71-B, n°4, April 1988, pp.576-584, Japan.

[I.46] A.REINEIX, B.JECKO

"Analysis of microstrip patch antennas using finite difference in time domain method"

IEEE Trans. on antennas and propagation, Volume 37, n°11, November 1989, pp 1361-1369.

[I.47] F.ROUSSEAU

"Contribution à l'analyse du fonctionnement des l'antenne fil-plaque à rayonnement monopolaire. Conception et réalisation d'une antenne pour la bande FM."

Thèse de doctorat- n°53-95 Université de Limoges- Décembre 1995

[I.48] E.ARNAUD, M.THEVENOT, D.BELOT, B.JECKO

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

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

CHAPITRE II

Antenne BIE diélectrique alimentée par un patch à encoches

- ❖ Introduction
- ❖ Rappel du fonctionnement des antennes patchs
- ❖ Patch rectangulaire à encoches carrées
- ❖ Antenne BIE diélectrique excitée par un patch rectangulaire à encoches
- ❖ Validation
- ❖ Conclusion

I. INTRODUCTION.

Dans le premier chapitre, différents systèmes permettant d'obtenir la polarisation circulaire ont été présentés. L'objectif de cette partie est de concevoir **une antenne résonante BIE à polarisation circulaire excitée par un patch modifié géométriquement**. L'antenne imprimée choisie est **un patch à encoches carrées**.

Dans un premier temps, une présentation du patch seul sera abordée avec sa méthode de conception. Le patch sera de **forme rectangulaire** avec des **encoches carrées** opposées diagonalement. Ceci nous permettra de définir l'influence de chaque paramètre sur la tenue de la polarisation circulaire et sur l'adaptation de l'antenne. Cette étude mettra en évidence les performances ainsi que les limites de cet aérien.

Par la suite, une étude analogue sera menée avec la présence du matériau BIE au dessus de la source d'excitation permettant de voir si les différents paramètres évoqués précédemment ont la même influence. La **conception**, la **réalisation** et les **mesures** d'une antenne BIE seront présentées avec ses différentes performances.

Pour faire cette étude, nous nous sommes basés sur une fréquence d'utilisation de 14.6 GHz. En effet, nous voulions pour valider le concept réaliser un prototype faible coût. Nous avons donc choisi un matériau BIE composé de plaques de plexiglas d'épaisseur standard ayant une bande interdite électromagnétique à la fréquence de 14.6 GHz.

II. RAPPEL DU FONCTIONNEMENT DES ANTENNES PATCH.

II.1. Description de l'aérien.

Typiquement, une antenne plaquée, ou élément rayonnant, est constituée d'une structure métallique de fine épaisseur (généralement 17,5 ou 35 μm) et de forme quelconque. L'élément rayonnant est positionné sur un diélectrique métallisé sur sa face inférieure afin de

réaliser le plan de masse. En général, le carré, le rectangle, le disque ou l'anneau sont les formes courantes de l'aérien. Pour répondre à certaines contraintes spécifiques de fonctionnement, comme pour la polarisation circulaire, des géométries plus complexes sont envisagées. L'alimentation par sonde coaxiale, par ligne micro-ruban ou par ouverture dans le plan de masse sont des solutions d'excitation pour cette structure. Pour les connectiques, des problèmes apparaissent à des fréquences supérieures à 10 GHz. En effet, la soudure et le positionnement de la sonde ne sont pas des plus précis en réalisation et occasionnent par la même occasion des perturbations sur les performances de l'antenne (en particulier le diagramme de rayonnement). Un autre problème, à prendre en considération durant la conception, est la présence d'un radôme pour certaines applications extérieures pouvant modifier le fonctionnement du patch.

II.2. Principe de fonctionnement.

Pour comprendre le fonctionnement d'un patch, il est nécessaire de connaître les champs électromagnétiques en champ proche. Pour simplifier le problème, la structure (**Figure II.1**) est assimilée à une cavité sur laquelle on applique la méthode des cavités [II.1].

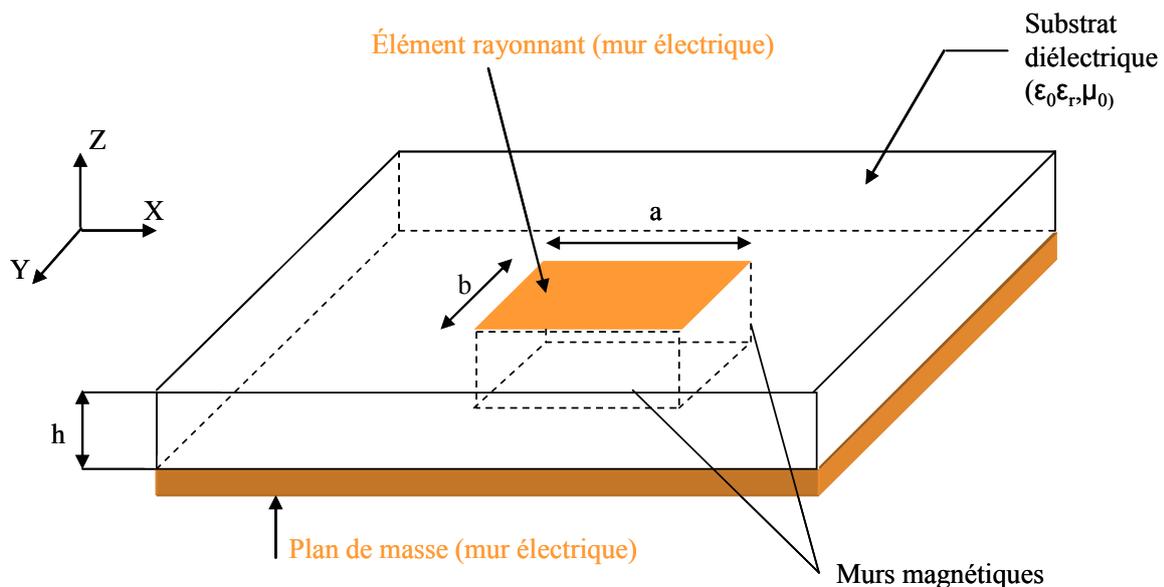


Figure II.1 : Modèle du patch.

Cette structure peut être assimilée à une cavité bornée par deux murs électriques (plan de masse et élément rayonnant) et de quatre murs magnétiques. De par ses dimensions, l'énergie est accumulée à un ensemble de fréquence (fréquence de résonance) auquel des configurations de répartition champs sont permises, appelées modes. Ces cavités fonctionnent alors sur des modes TM_{mnp} ($p=0$ pour une hauteur de substrat diélectrique négligeable devant la longueur d'onde λ_0).

Les fréquences de résonances de chaque mode peuvent être calculées par la formule suivante pour des dimensions latérales de patch a et b :

$$f_{mn0} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{II.1})$$

Avec c la célérité de la lumière dans le vide et ϵ_r le permittivité relative du substrat diélectrique.

Cette technique permet de connaître une approche simplifiée du fonctionnement d'une antenne patch et de son comportement électromagnétique. Cette démarche ne prend pas en compte l'influence des ondes de surface n'y d'un possible rayonnement en dehors des bords rayonnants.

II.3. Les modes d'alimentation.

L'alimentation a un rôle très important dans l'étude des antennes imprimées. Il est impératif de prendre en compte son comportement dans la conception des patches qui peut modifier le rayonnement du patch ainsi que ses performances. Pour amener l'énergie à un patch, différentes modes d'alimentation sont couramment employés : alimentation directe par ligne microruban, alimentation par proximité, alimentation par ouverture dans le plan de masse. Du fait de sa facilité de réalisation, la plus utilisée est souvent l'alimentation par sonde coaxiale.

Le connecteur coaxial, traversant le plan de masse et le substrat diélectrique, est relié à l'élément rayonnant. Cette technique permet de connecter la sonde à n'importe quel endroit du patch et ainsi privilégier l'excitation de certains modes. De là, il est possible de jouer sur l'impédance du patch pour enfin aboutir à une bonne adaptation.

Comme précisé auparavant, cette méthode présente toutefois des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué.

III. PATCH A ENCOCHES.

L'idée, pour cette étude, est de concevoir une source à polarisation circulaire que le matériau BIE retransmettra. L'élément excitateur de notre matériau BIE étant un patch à encoches, une présentation des paramètres influençant ses performances est faite. En effet, l'adaptation, la qualité de la polarisation circulaire ainsi que le gain de l'antenne dépendent de la géométrie de cet aérien.

III.1. Principe du patch carré à encoches carrées.

Une modification géométrique du patch carré (dont la fréquence de résonance est notée f_{OR}) permet de créer deux modes dégénérés en quadrature spatiale et temporelle à deux fréquences proches (notées f_a et f_b) [II.2] [II.3]. Une formule approchée permet de calculer la meilleure surface d'encoches $\Delta S/2$ (**Figure II.2**) afin d'obtenir:

$$\frac{\Delta S}{S} * Q_o = \frac{1}{2} \quad (\text{II.2})$$

Avec Q_0 le coefficient de qualité à vide de la cavité de dimensions $L \times L \times h$ et $S=L^2$.

A partir de la valeur ΔS , il est possible de calculer les fréquences de résonance f_a et f_b des modes dégénérés.

$$f_a = f_{or} - 2 \cdot \frac{\Delta S}{S} f_{or} \quad f_b = f_{or} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.3})$$

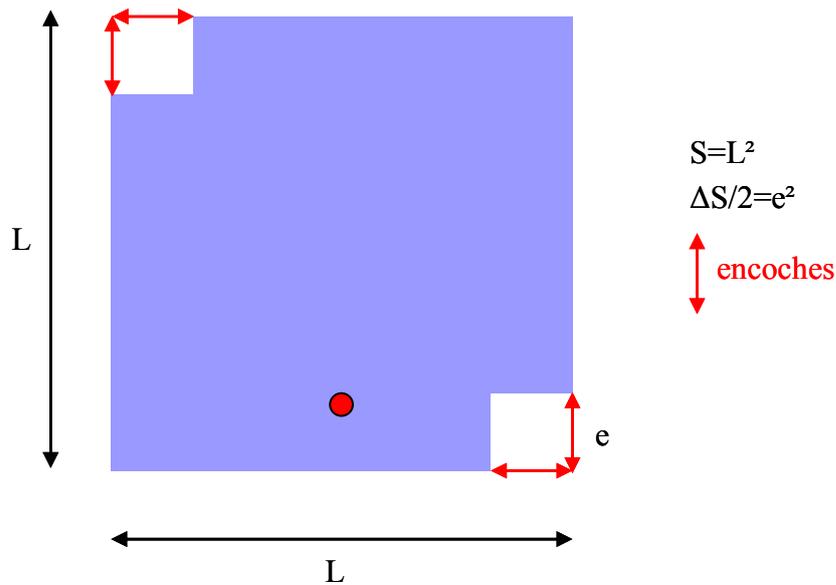


Figure II.2 : Patch carré à encoches carrées à polarisation circulaire gauche.

Les différentes études menées auparavant sur les patches à encoches [II.2] ont permis de constater que la qualité du taux d'ellipticité était fonction de $\Delta S/S$. Il est donc nécessaire de faire une étude paramétrique sur ces dimensions pour obtenir le meilleur ratio et ainsi obtenir un bon taux d'ellipticité.

Pour notre étude, nous avons choisi de prendre un patch rectangulaire à encoches carrées.

IV. PATCH RECTANGULAIRE A ENCOCHES CARREES.

IV.1. Topologie de l'antenne patch rectangulaire.

La structure étudiée est analogue à la précédente. Ses dimensions latérales sont notées Δx et Δy , et la taille des encoches Δe . Pour des raisons de réalisation, le substrat diélectrique n'est pas limité sous l'élément rayonnant. En effet, sur un substrat limité, les différentes découpes, que ce soit au niveau des encoches ou du patch lui-même, ne sont pas toujours nettes et peuvent entraîner un disfonctionnement de l'aérien (**Figure II.3**). Le diélectrique utilisé pour ces études est de l'ARLON AD250 (**Annexe 3**) de permittivité relative $\epsilon_r=2.5$ et d'épaisseur $608 \mu\text{m}$.

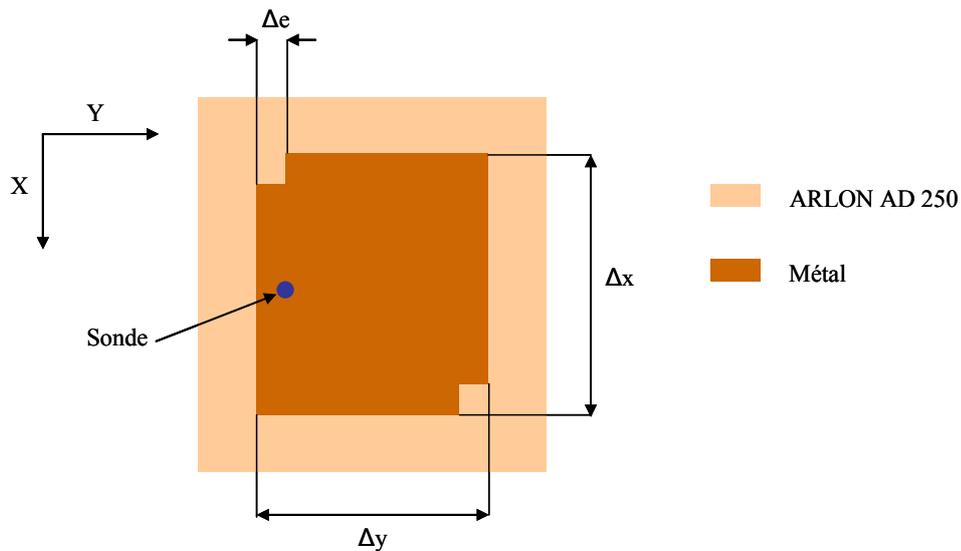


Figure II.3 : Topologie du patch rectangulaire.

Il faut tout de même noter que les dimensions Δx et Δy ne sont que très peu différentes pour pouvoir obtenir les deux modes dégénérés à des fréquences proches.

La sonde d'alimentation est placée sur la médiane du côté Δx afin d'exciter le mode direct selon Y. Du fait de la présence des encoches, un mode couplé selon X va être créé. Le

but de l'étude est d'obtenir une égalité entre les amplitudes et une différence de phase de 90° entre les deux champs E_x et E_y .

IV.2. Méthode de calcul et exemple de résultats.

IV.2.1. Principe.

Les différentes étapes de l'étude vont être faites de façon à comprendre l'influence des différents paramètres (Δx , Δy , Δe) sur la qualité du taux d'ellipticité. Les effets de bords engendrant les diffractions des arêtes, dus aux dimensions latérales du plan de masse, ne sont donc pas à prendre en compte pour cette analyse. La solution est donc de simuler un plan de masse de dimensions infinies à l'aide de couches absorbantes ; les Perfectly Matched Layers (P.M.L.) (**Figure II.4**).

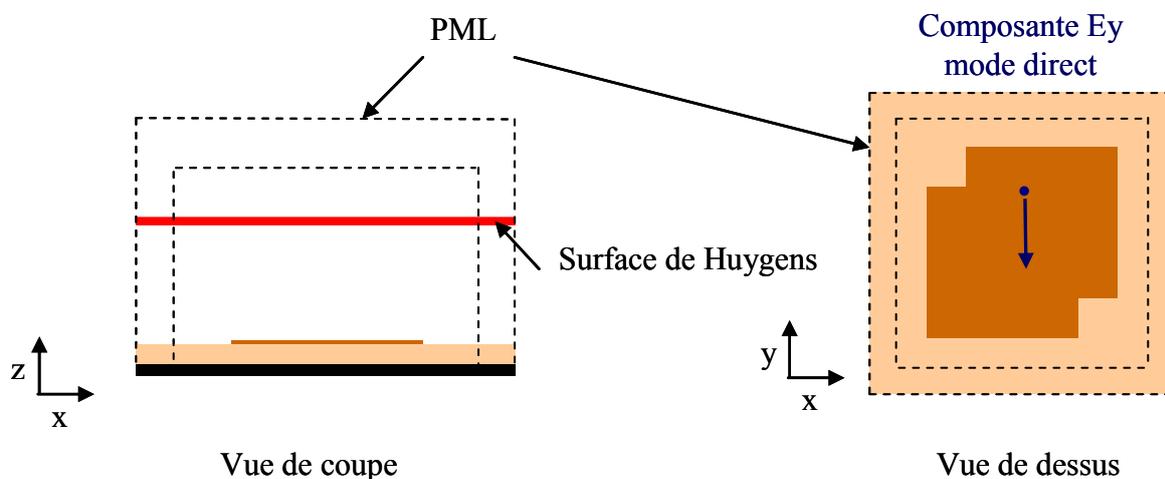


Figure II.4 : Méthode de simulation du patch.

Ce style de simulation va permettre de connaître l'amplitude et la phase des champs E_x et E_y sur une large bande de fréquence. De cette simulation, il sera aisé de déterminer le "couplage" E_x/E_y qui existe entre les deux champs ainsi que la différence de phase. Le but pour cette étude est d'obtenir soit une égalité entre les champs E_x et E_y en amplitude soit une

valeur de couplage proche de 1 tout en ayant un déphasage de $\pm 90^\circ$ entre les deux composantes. A partir de ces valeurs, un calcul post-simulation permettra de connaître l'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence.

IV.2.2. Exemple.

Pour comprendre quel type de résultats peuvent être obtenus, un patch de dimensions $\Delta x=5.91$ mm, $\Delta y=5.73$ mm et $\Delta e=0.55$ mm a été simulé. Pour comparer les amplitudes des champs, deux représentations peuvent être faites : soit les amplitudes des champs en V/m ; soit le rapport des amplitudes E_x/E_y (**Figure II.5**).

Sur la représentation suivante, il est possible d'obtenir divers renseignements. Le premier est la fréquence de fonctionnement où le taux d'ellipticité pourra être le meilleur. Pour cela, il est nécessaire de regarder la courbe représentant le couplage. En s'intéressant aux courbes des amplitudes des champs E_x et E_y , il est possible de connaître quel champ est dominant et ainsi modifier les paramètres pour obtenir une parfaite équi-amplitude.

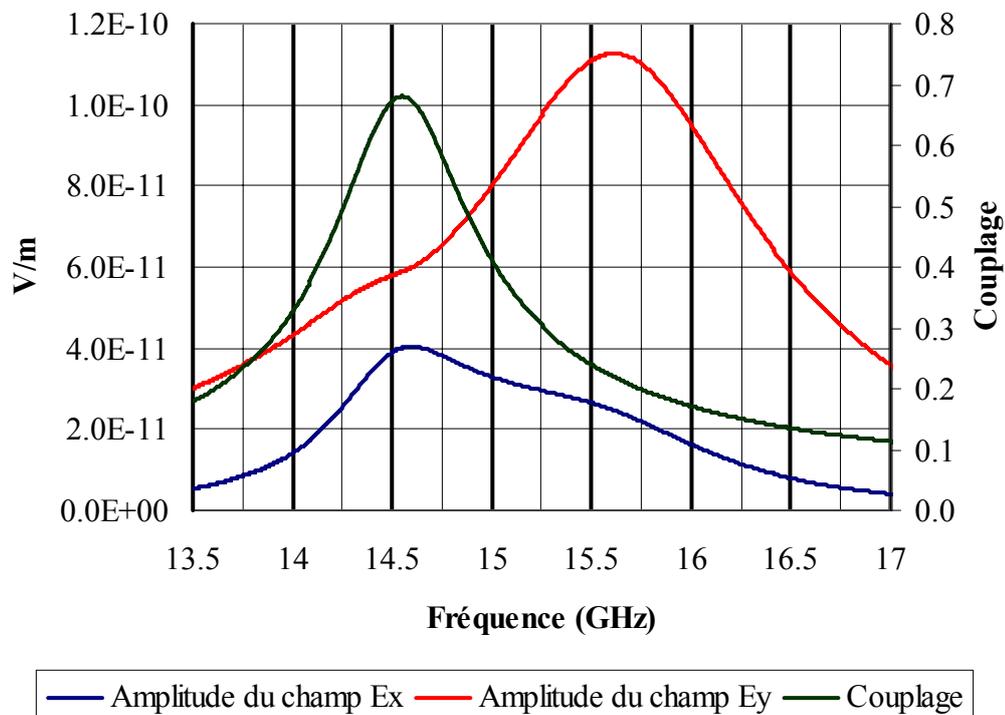


Figure II.5 : Tracé des modules et du couplage des champs E_x et E_y .

Pour une étude paramétrique sur le module des champs, il est préférable de regarder la représentation en amplitude. La courbe représentant le couplage a pour avantage de montrer l'influence directe d'un paramètre sur la fréquence sans se préoccuper des modules. De plus, cette simulation permet de tracer la différence de phase entre les deux champs E_x et E_y (**Figure II.6**).

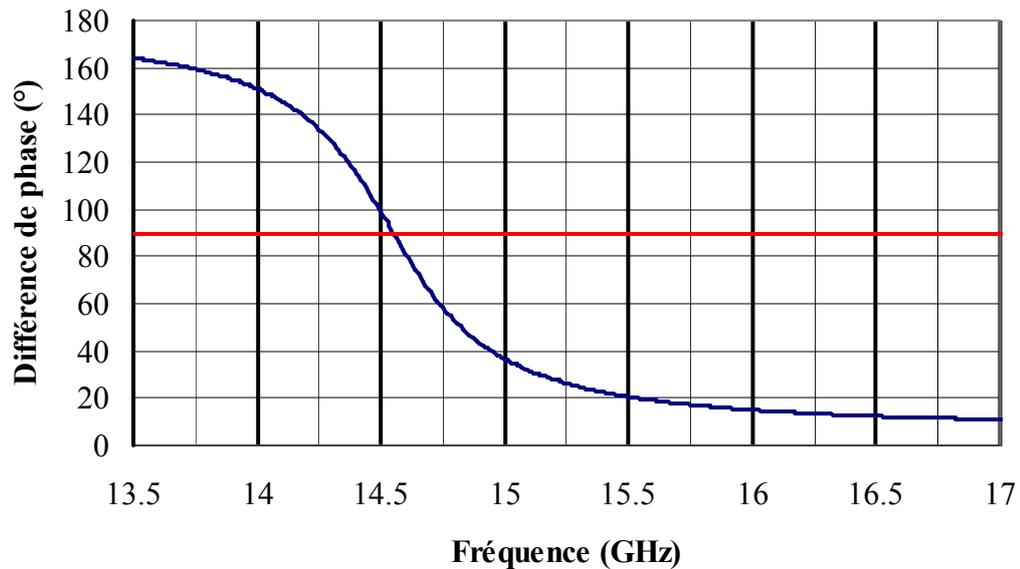


Figure II.6 : Différence de phase entre les deux composantes.

En analysant les deux représentations précédentes, à la fréquence de 14.6 GHz, il est possible de voir que le couplage est proche de 0.7 quand la différence de phase est égale à 90° . De part ces valeurs, il serait judicieux de penser que le meilleur taux d'ellipticité sera atteint à cette fréquence (**Figure II.7**). En fait, le couplage différent de 1 est compensé par une différence de phase proche de 30° qui donne une fréquence de 15 GHz pour la meilleure qualité de polarisation circulaire (Cf § IV.1 du Chapitre I).

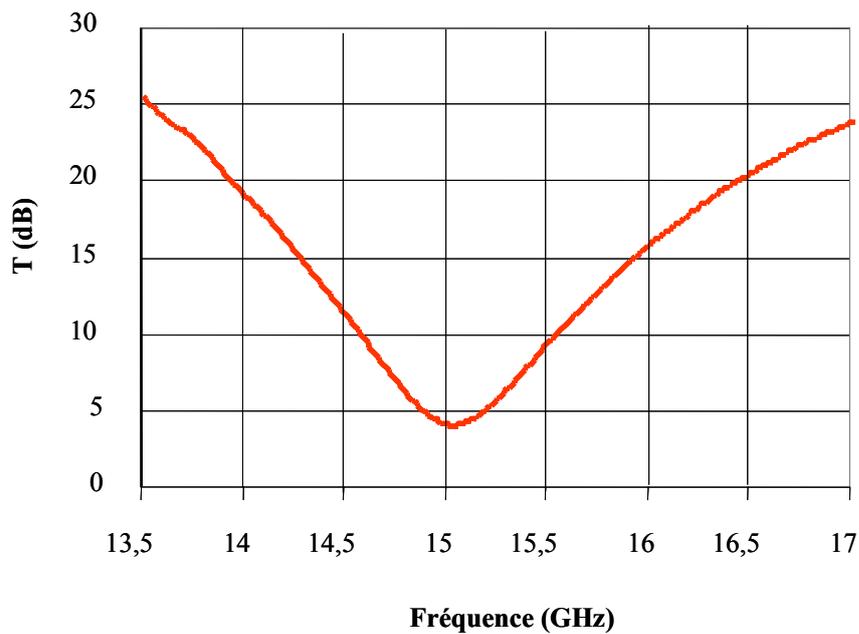


Figure II.7 : Taux d'ellipticité.

A l'aide de ces différentes représentations, il va être ainsi possible de faire une étude paramétrique en connaissant à chaque fois quelle est l'influence de chaque paramètre, que ce soit sur le couplage intermodal ou sur la différence de phase. A partir de là, il sera possible d'observer le taux d'ellipticité pour confirmer les influences des différentes côtes.

IV.3. Etude paramétrique.

Pour comprendre l'influence de chaque paramètre sur les performances du patch à encoches, trois études paramétriques différentes sont nécessaires. Dans un premier temps, la dimension Δx a-t-elle un effet sur la fréquence du mode couplé ? Pour y répondre, la côte Δy sera fixe et seule la valeur Δx sera modifiée. Une seconde étude portant sur la taille des encoches Δe sera menée pour comprendre l'importance qu'elle a sur la valeur du couplage. Dans un dernier temps, un nouveau paramètre, $\Delta l = \Delta x - \Delta y$, sera étudié pour connaître l'éloignement des deux modes dégénérés et ainsi voir l'influence sur l'impédance d'entrée.

Pour ces études, un objectif est fixé : obtenir le meilleur taux d'ellipticité possible (inférieur à 3 dB), autour de 14.6 GHz, le tout en étant adapté. A partir de là, une conclusion sur l'influence des différents paramètres sera faite.

IV.3.1. Influence de la dimension Δx .

Pour faire cette étude, nous allons nous fixer la valeur Δy à 5.729 mm de telle sorte que le mode excité à l'aide de cette dimension soit supérieur à la fréquence de travail voulue sans pour autant perturber le mode direct. La taille des encoches sera inchangée et égale à $\Delta e=0.7392$ mm. La comparaison des modules des champs E_x et E_y va être faite avec trois valeurs Δx différentes (5.544 mm, 5.914 mm, 6.283 mm) (**Figure II.8**, **Figure II.19**).

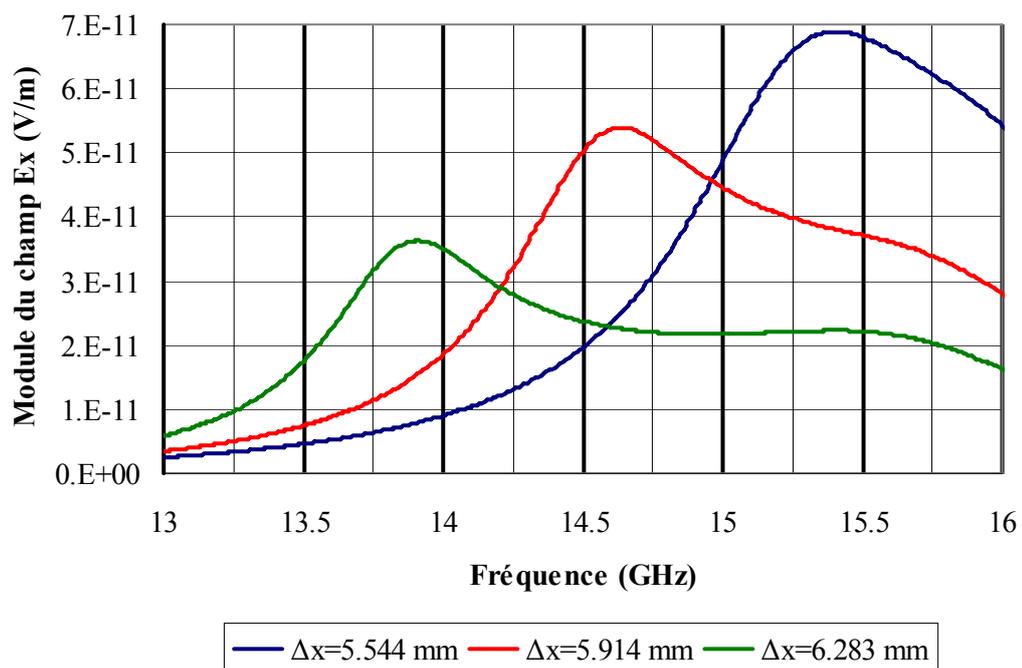


Figure II.8 : Amplitude du champ E_x pour différentes valeurs Δx .

Sur la figure précédente, il est possible de voir que la fréquence du mode couplé est dépendante de la dimension Δx . Conformément à nos attentes, plus la côte Δx augmente, plus

la fréquence du mode couplé décroît. Il est donc nécessaire de voir si cette variation apporte des variations sur le mode direct pour lequel la dimension n'a pas changé (**Figure II.9**).

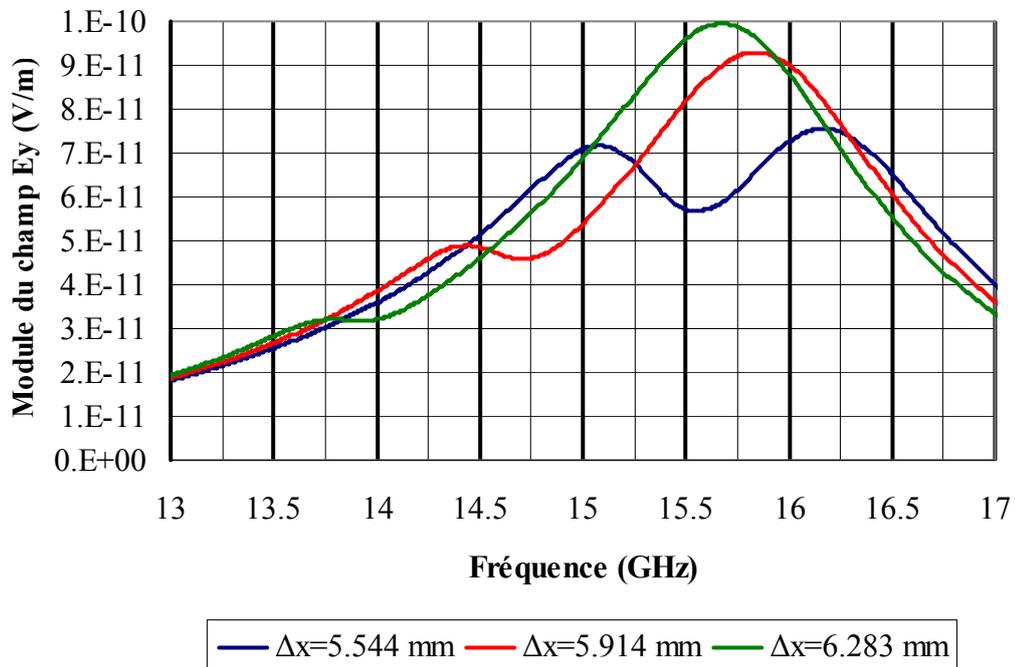


Figure II.9 : Module du champ Ey pour différentes valeurs Δx .

La figure précédente indique que la variation de Δx ne modifie que très peu la fréquence principale du mode direct. Il est possible de voir que pour les différents cas Δx , il apparaît deux résonances sur le champ Ey pour une fréquence basse et une fréquence haute. En ce qui concerne la fréquence haute, nous pouvons dire qu'elle est peu affectée par le phénomène de couplage. Pour la fréquence basse, il est possible de voir qu'elle correspond à la fréquence où la composante de champ Ex est maximum. Le couplage qui existe dans le sens mode direct-mode couplé est réciproque et agit dans le sens mode couplé-mode direct.

Pour $\Delta x = 5.914$ mm et $\Delta x = 6.283$ mm, le couplage étant inférieur à 1 à la fréquence haute, il n'y a pas de déformation de l'allure du champ Ey. En ce qui concerne le cas où $\Delta x = 5.544$ mm, deux modes de même niveau apparaissent pour deux fréquences. Ce phénomène vient du fait que le couplage intermodal est supérieur à 1 et le couplage dans le sens couplé-direct devient plus important que précédemment. Pour ne pas avoir ce

phénomène, il faudrait diminuer le couplage entre les deux composantes. Pour ce faire, nous allons voir dans un deuxième temps l'influence de la taille des encoches sur le couplage.

IV.3.2. Influence de la dimension des encoches Δe .

La méthode utilisée pour cette étude consiste à fixer les dimensions transverses du patch et à faire varier uniquement la taille des encoches. Δx et Δy seront égales respectivement à 5.914 mm et 5.729 mm. Pour des raisons de simulation et plus spécifiquement des problème de taille de mailles, trois valeurs de Δe seront étudiées : 0.554 mm, 0.739 mm et 0.924 mm. Pour comprendre l'influence de la taille des encoches, nous allons regarder successivement l'allure des modules des champs E_x et E_y (**Figure II.10**, **Figure II.11**).

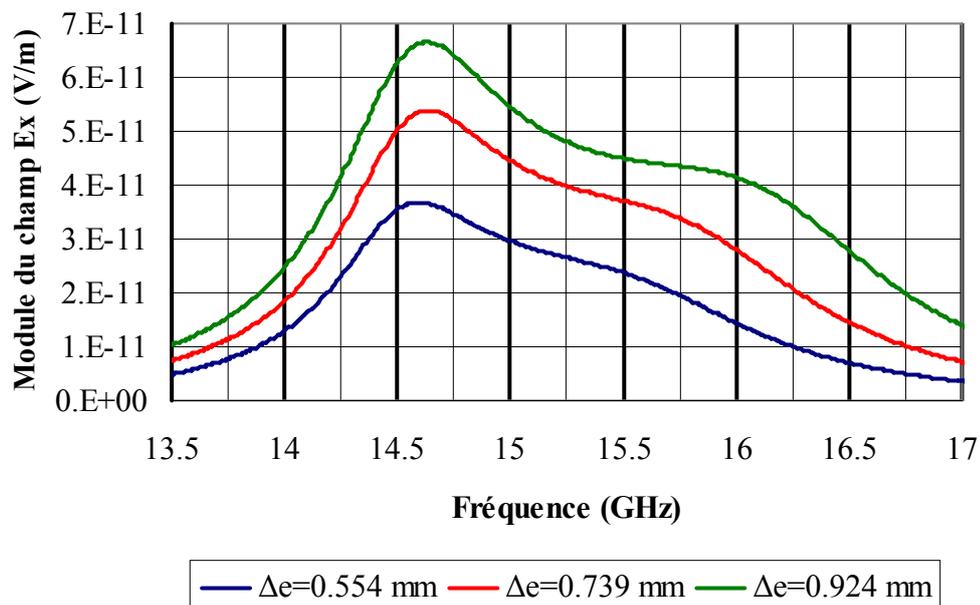


Figure II.10 : Amplitude du champ E_x pour différentes valeurs de Δe .

La première conclusion à tirer de cette étude est que la taille des encoches ne modifie que très peu la fréquence du mode couplé. Nous pouvons donc à nouveau affirmer que seule la dimension Δx permet de changer la fréquence du mode couplé. Il est intéressant de voir que

plus la taille des encoches est grande plus l'amplitude du champ E_x est importante. Ceci confirme que la taille des encoches a une incidence directe sur le couplage et permet d'ajuster correctement celui-ci à 1. Intéressons nous à présent à l'influence de la taille des encoches sur la composante E_y (**Figure II.11**).

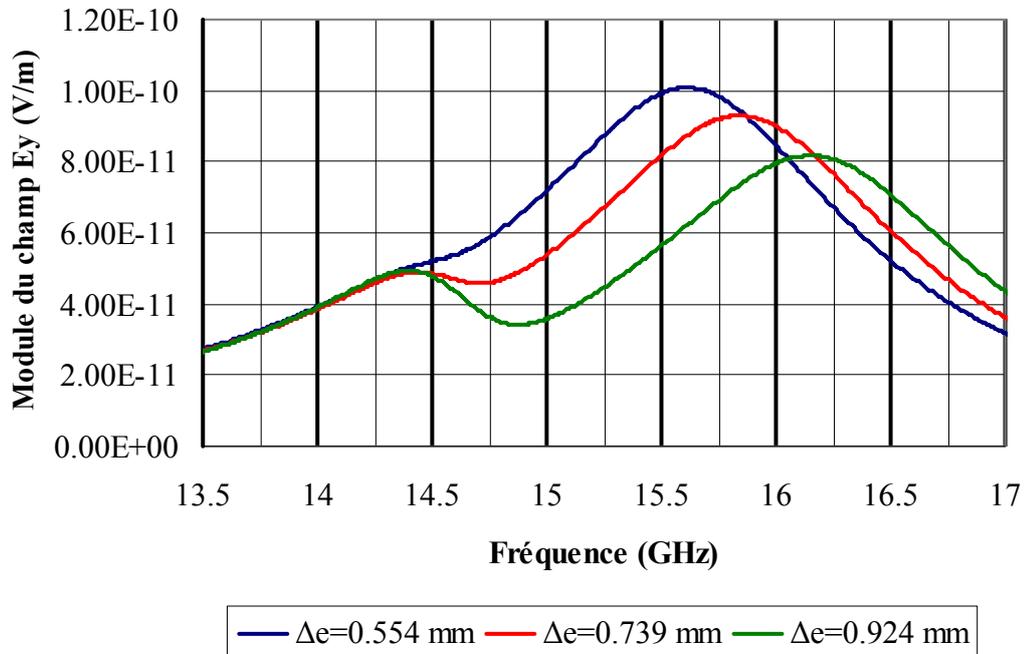


Figure II.11 : Amplitude du champ E_y pour différentes valeurs de Δe .

Conformément aux analyses précédentes, nous pouvons voir que lorsque la taille des encoches augmente, les deux pics de fréquence ont tendance à se niveler à la même valeur. Pour une taille $\Delta e = 0.924$ mm, à la fréquence du mode couplé, l'amplitude du champ E_y est plus faible que celle du mode direct ce qui a pour effet d'accroître encore un peu plus le phénomène. À l'aide des deux représentations précédentes, nous pouvons dire que le couplage croît avec la taille des encoches. À partir d'une certaine valeur, le couplage est supérieur à 1 ce qui va entraîner l'apparition de deux pics de même niveau sur le champ E_y .

Pour des raisons de simulation et de la quasi-équiamplitude entre les champs à 14.6 GHz, la dimension $\Delta e = 0.739$ mm sera conservée pour la suite de l'étude paramétrique.

L'influence de la taille des encoches étant à présent connue, il est important de regarder la fréquence où la différence de phase est égale à 90° (**Figure II.12**).

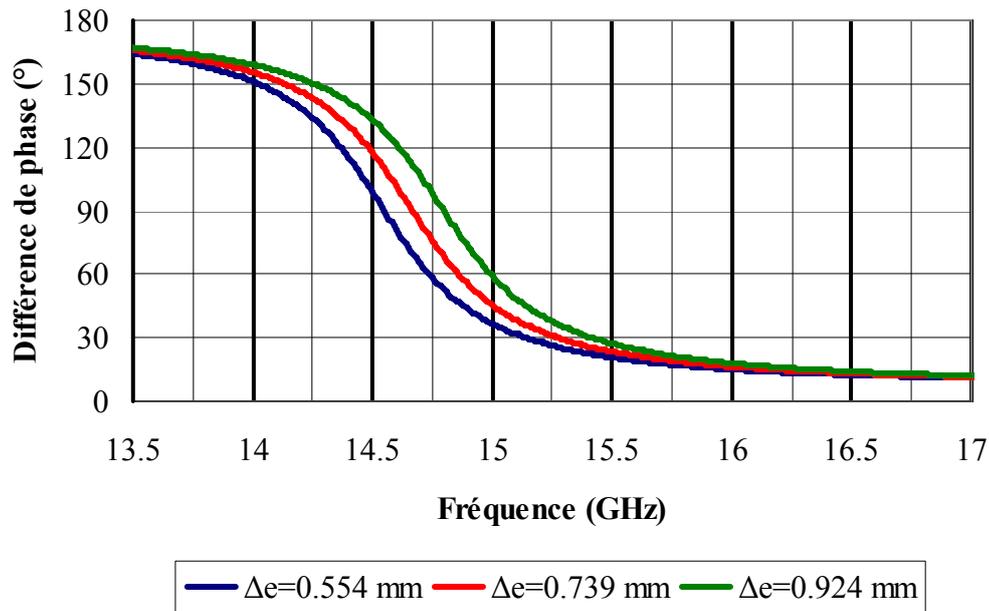


Figure II.12 : Différence de phase entre le mode direct (E_y) et le mode couplé (E_x).

La différence de phase suit la même évolution que le couplage entre mode. Le couplage est maximum à la fréquence où la différence de phase est égale à 90° . Aux vues des résultats obtenus, le meilleur taux d'ellipticité sera atteint à 14.6 GHz avec des tailles d'encoches égales à 0.739 mm. Il a été ainsi possible de tracer sur la **Figure II.13** l'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence pour différentes tailles d'encoches.

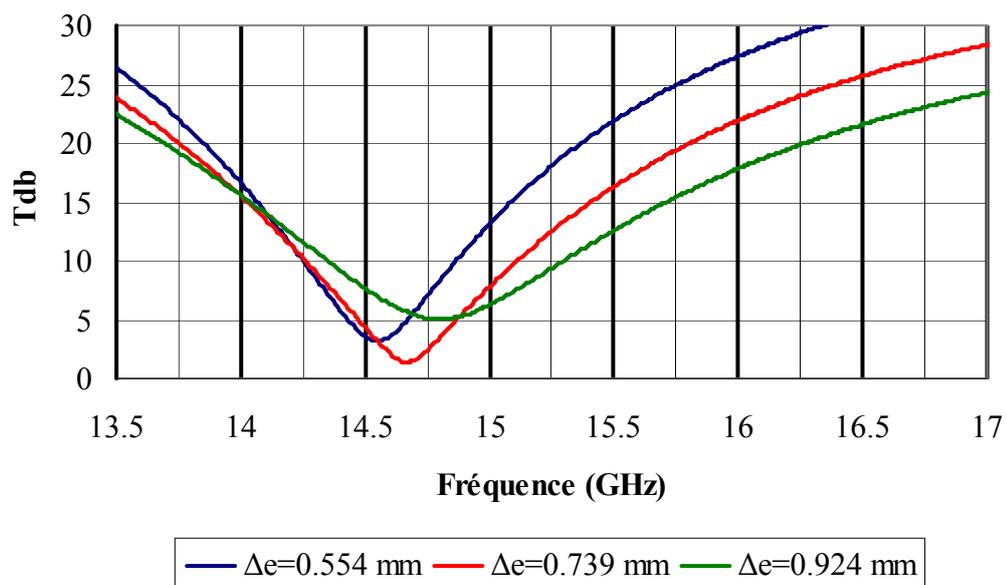


Figure II.13 : Evolution du taux d'ellipticité pour différentes tailles d'encoches.

Comme prévu, le meilleur taux d'ellipticité est atteint à 14.6 GHz avec une valeur de 1.2 dB. Le changement de la taille des encoches modifie la valeur du couplage sans changer la fréquence de résonance imposée par la dimension Δx . La dernière étude consiste à changer la taille Δl représentant la différence entre les deux dimensions latérales du patch ($\Delta x - \Delta y$).

IV.3.3. Influence de la dimension Δl .

Pour faire cette étude, les dimensions précédentes vont être conservées à savoir $\Delta x = 5.914$ mm et $\Delta e = 0.739$ mm. Seule la dimension Δy va être changée pour connaître l'influence sur l'impédance d'entrée. Trois valeurs de Δl ($=\Delta x - \Delta y$) seront alors prises : 0 mm, 0.185 mm et 0.37 mm. Dans un premier temps, il est important de connaître la variation sur le couplage (**Figure II.14**).

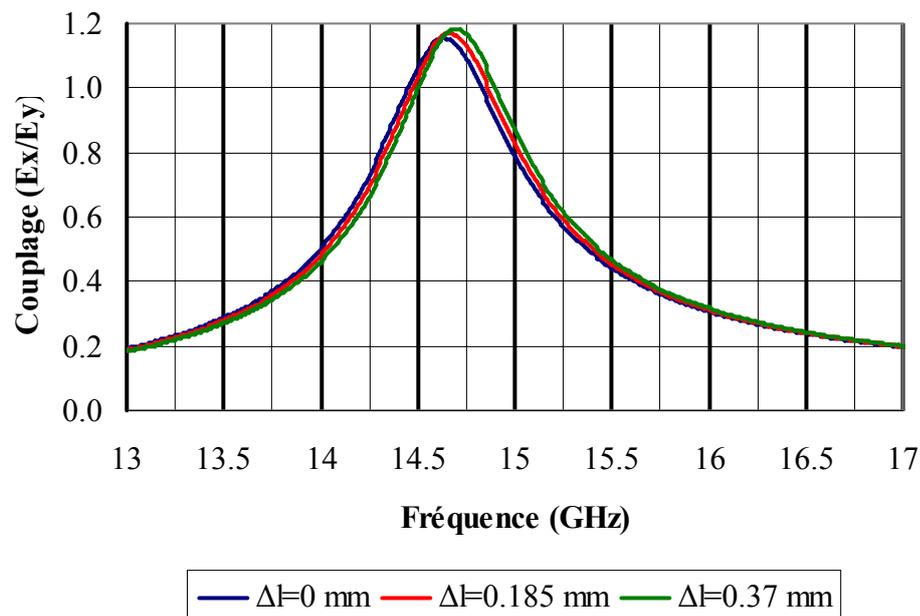


Figure II.14 : Variation du couplage pour différentes valeurs de Δl .

Le fait de changer la taille Δy n'affecte en rien la valeur du couplage ni la fréquence de fonctionnement. En effet, dans les trois cas, le couplage est égal et la fréquence reste identique. De ce fait, le taux d'ellipticité sera inchangé selon les valeurs de Δy (**Figure II.15**).

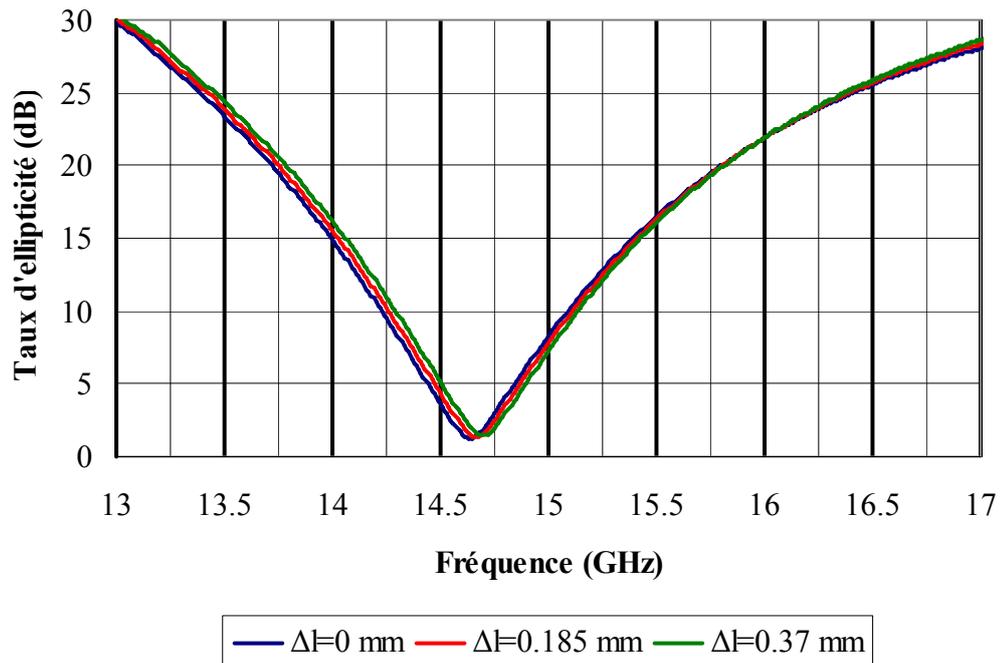


Figure II.15 : Taux d'ellipticité pour différents Δl .

Les résultats propres aux taux d'ellipticité étant les mêmes, la dimension Δy n'a donc aucun effet sur la valeur du couplage ni sur la fréquence de fonctionnement. Pour essayer de comprendre l'influence de cette dimension, nous allons regarder successivement la partie réelle et la partie imaginaire (Figure II.16 ; Figure II.17).

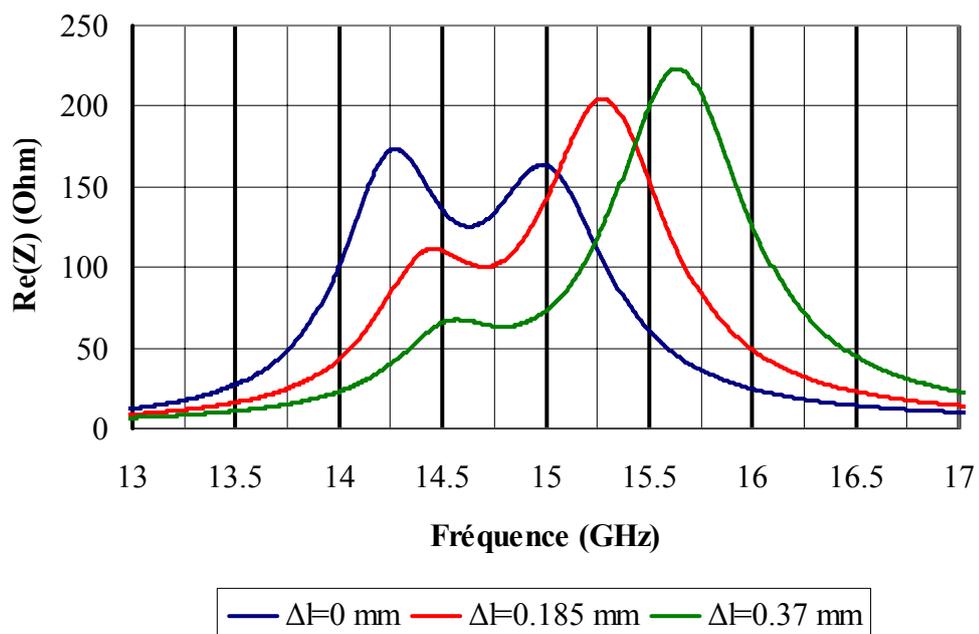


Figure II.16 : Partie réelle de l'impédance d'entrée.

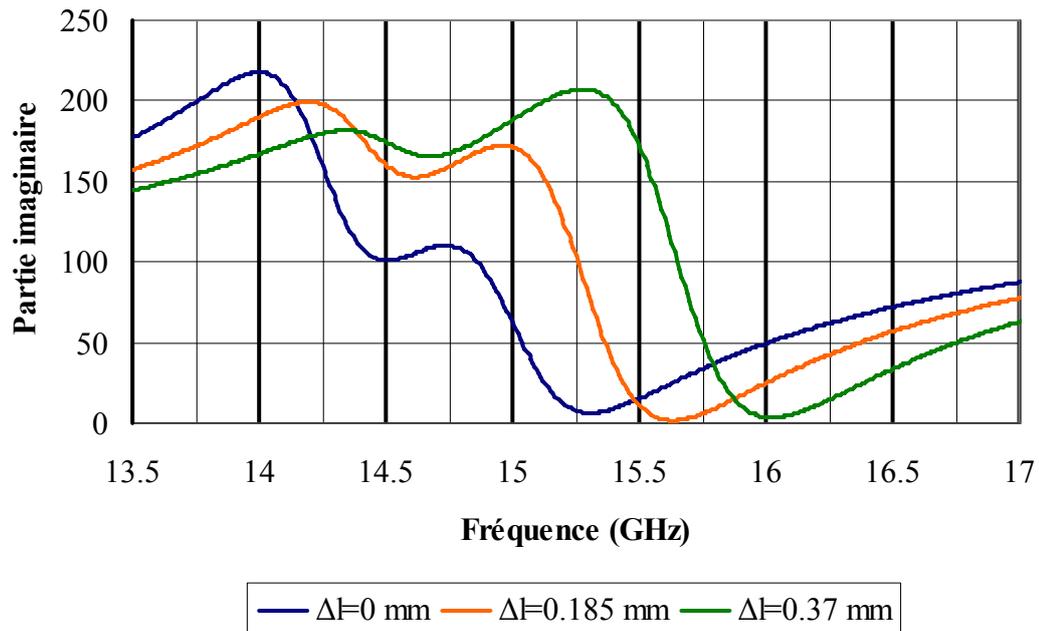


Figure II.17 : Partie imaginaire de l'impédance d'entrée.

A l'aide de la **Figure II.16**, il est possible de voir que le fait de diminuer la taille Δy (Δl augmente) permet d'éloigner les deux modes. Ce phénomène a tendance à faire diminuer la partie réelle du mode couplé vers les 50Ω nécessaire pour une bonne adaptation. Pour la partie imaginaire, plus Δl est grand, plus la pente est faible. En ayant une partie imaginaire constante à 0, notre système présentera une large bande en adaptation.

Nous pouvons donc dire que le paramètre Δy est utile à l'obtention d'une bonne adaptation avec une partie réelle tendant vers 50Ω et une partie imaginaire vers 0.

IV.3.4. Conclusion.

Ces différentes études paramétriques ont permis de connaître l'influence de chaque dimension sur le comportement électromagnétique du patch. Trois étapes sont nécessaires à la conception d'une antenne imprimée à encoches. La topologie du patch présentée **Figure II.3** sera conservée pour la suite de cette explication.

La première d'entre elles consiste à fixer la fréquence du mode couplé avec la dimension Δx . Pour pouvoir avoir le meilleur taux d'ellipticité à cette même fréquence, il est nécessaire d'avoir un couplage entre E_x et E_y proche de un. Le seul moyen de modifier cette valeur est de changer la taille des encoches Δe . Enfin, pour une meilleure adaptation du système, l'impédance d'entrée doit présenter une partie réelle proche de 50Ω avec une partie imaginaire tendant vers 0. La seule solution est donc de changer la dimension Δy qui permet d'éloigner ou de rapprocher le mode direct pour obtenir 50Ω à une fréquence donnée en rendant la partie imaginaire constante sur une plus large bande.

Ces trois étapes de conception sont indépendantes. En effet, le fait de changer un paramètre n'altère pas les autres caractéristiques déjà obtenues. Ces résultats très concluants nous interpellent quant à la rigueur nécessaire pour une réalisation possible. Pour connaître les répercussions que pourrait entraîner une erreur de dimensions sur les encoches, nous allons présenter deux cas où le pourcentage d'erreur n'est pas crédible. Le phénomène ainsi amplifié nous permet de comprendre quelles sont les caractéristiques induites par ce type d'erreurs.

IV.3.5. Erreurs de réalisation.

Dans un premier temps, les encoches seront carrées et de tailles différentes, une de 0.739 mm (Δe_1) et l'autre de 0.924 mm (Δe_2). Pour le second cas, les encoches seront de forme rectangulaire de taille 0.739 mm (Δe_x) par 0.554 mm (Δe_y). Les dimensions latérales du patch sont les suivantes $\Delta x = 5.924$ mm et $\Delta y = 5.729$ mm. Les résultats obtenus avec ces différentes combinaisons seront comparés avec les résultats de l'étude paramétrique avec $\Delta e = 0.739$ mm.

Les premiers résultats importants sont de connaître l'influence sur le couplage et sur la différence de phase que peuvent entraîner ces erreurs de réalisation (**Figure II.18 ; Figure II.19**).

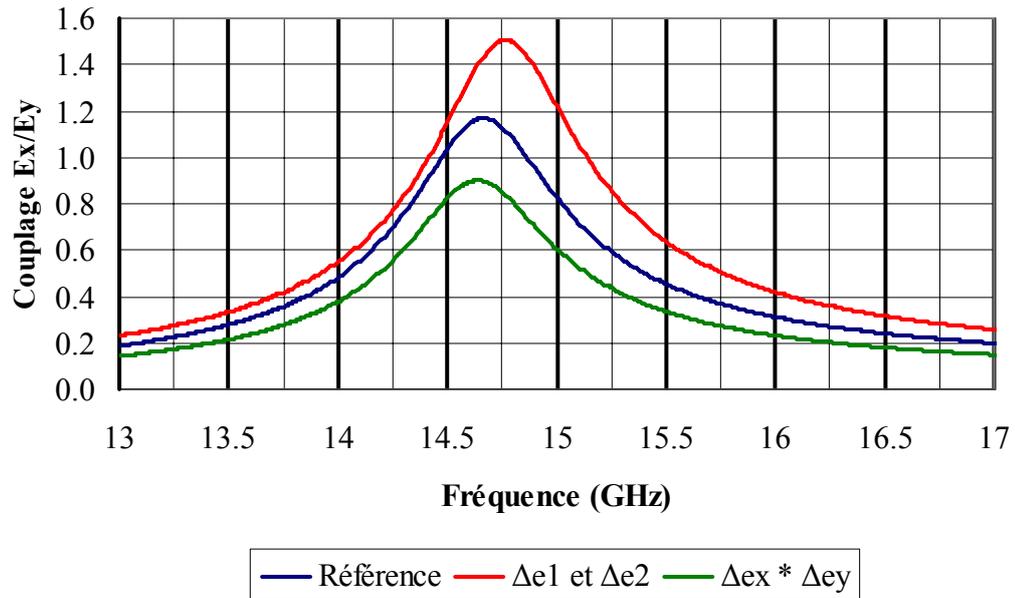


Figure II.18 : Couplage pour deux types d'erreur.

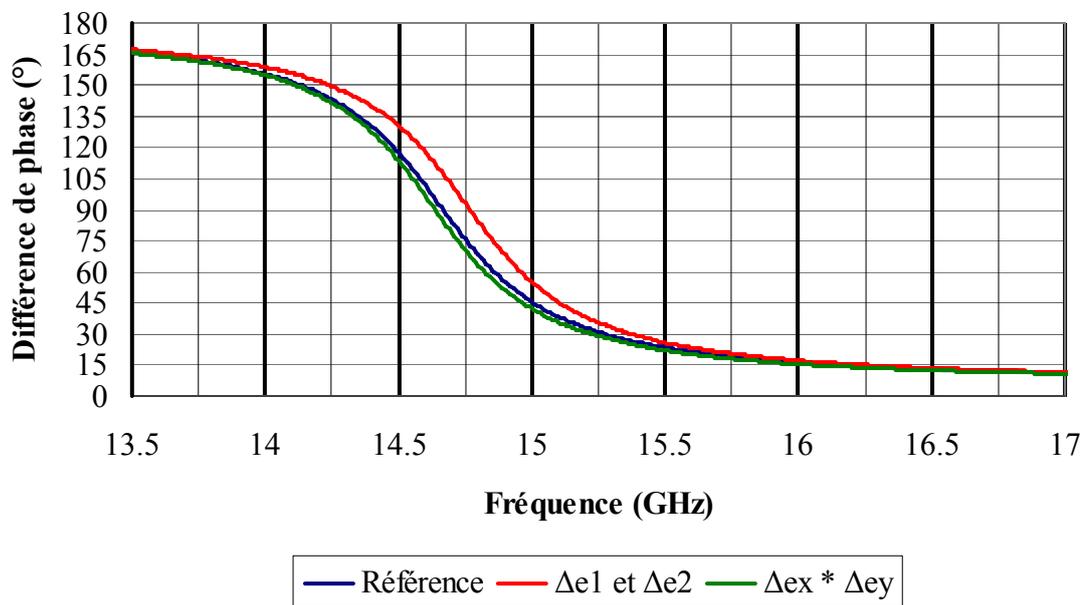


Figure II.19 : Différence de phase pour deux types d'erreur.

La première constatation, logique vis-à-vis de l'étude paramétrique, est l'influence de la taille des encoches qui modifie nettement la valeur du couplage : +27 % pour des tailles

d'encoches différentes et -24% pour des encoches rectangulaires. Cette dimension est un élément essentiel dans la conception d'un patch à encoches. Il apparaît aussi que ce changement n'a qu'un très faible effet sur la fréquence où le couplage est maximum. Au niveau de la différence de phase, comme pour les cas précédents, elle est égale à 90° à la fréquence où le couplage est maximum. A l'aide de ces différents résultats, le meilleur taux d'ellipticité pour les différents cas doit se situer autour de $14,6\text{ GHz}$ (**Figure II.20**).

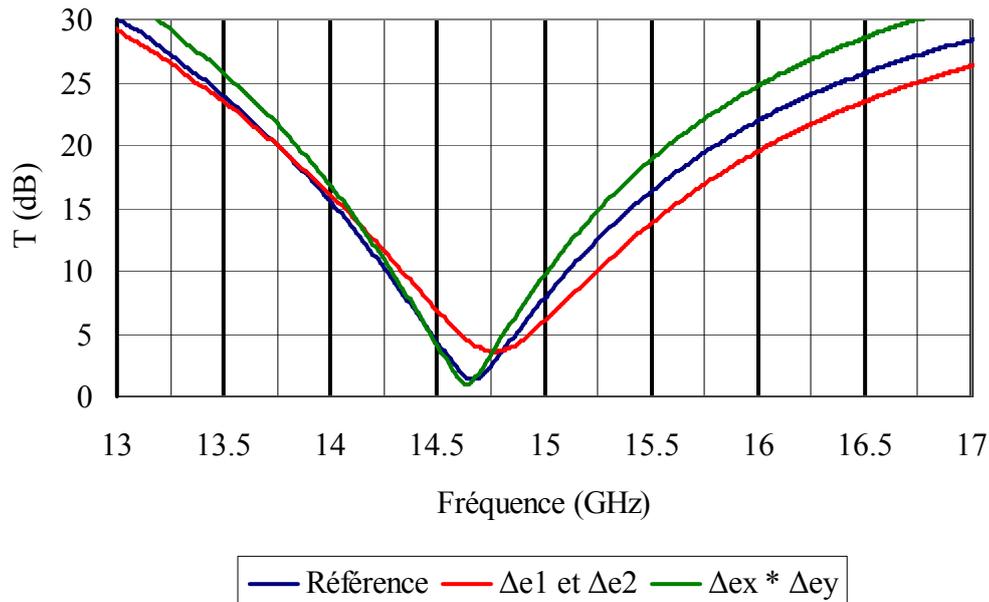


Figure II.20 : Taux d'ellipticité pour différents types d'erreurs.

Le fait de n'avoir qu'un très faible changement sur la taille des encoches pour une forme rectangulaire n'altère que très peu le taux d'ellipticité. Il est tout à fait envisageable de concevoir un patch à encoches de formes rectangulaires. La non similitude de la forme des encoches a une plus grande répercussion sur la valeur et l'évolution du taux d'ellipticité. La conclusion sur ces travaux est la très grande importance des encoches sur la tenue et la qualité de la polarisation circulaire.

Les études paramétriques ont permis de mettre en place une méthode de conception d'un patch à encoches. Nous allons donc nous attacher à faire une étude analogue avec cette fois un patch rectangulaire à encoches chargé par un matériau BIE diélectrique.

V. ANTENNE BIE DIELECTRIQUE EXCITEE PAR UN PATCH RECTANGULAIRE A ENCOCHES.

Pour pouvoir faire cette étude, un cahier des charges arbitraire a été fixé. L'antenne conçue devra présenter un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB avec une directivité de l'ordre de 20 dB aux alentours de 14.6 GHz. Dans un premier temps, la présentation du matériau BIE utilisé pour les études paramétriques va être faite.

V.1. Matériau BIE.

Pour pouvoir trouver la hauteur du matériau diélectrique nécessaire, il est important de prendre en compte les dimensions latérales de l'antenne finale [II.4].

$$G_{dB} = 20 \log\left(0.8 \frac{\pi L}{\lambda_0}\right) \quad (\text{II.4})$$

Avec L dimension latérale de l'antenne BIE carrée, λ_0 longueur d'onde dans le vide, et 0.8 facteur de gain dans le but d'obtenir un bon compromis entre le niveau des lobes secondaires et un bon rapport encombrement/performances.

A l'aide de cette formule, les dimensions latérales de notre antenne doivent être égales à $6 \lambda_0$. Avec cette taille L , il est nécessaire d'avoir une hauteur h égale à 10.4 mm pour un fonctionnement à 14.6 GHz.

Une étude analogue, à celle du premier chapitre, est présentée avec comme diélectrique du plexiglas de permittivité relative 2.5 et d'épaisseur standard 3 mm. Cette épaisseur n'étant pas strictement égale à $\lambda g/4$, une optimisation sur les dimensions interplaques a été nécessaire permettant d'obtenir les résultats suivants (**Figure II.21**).

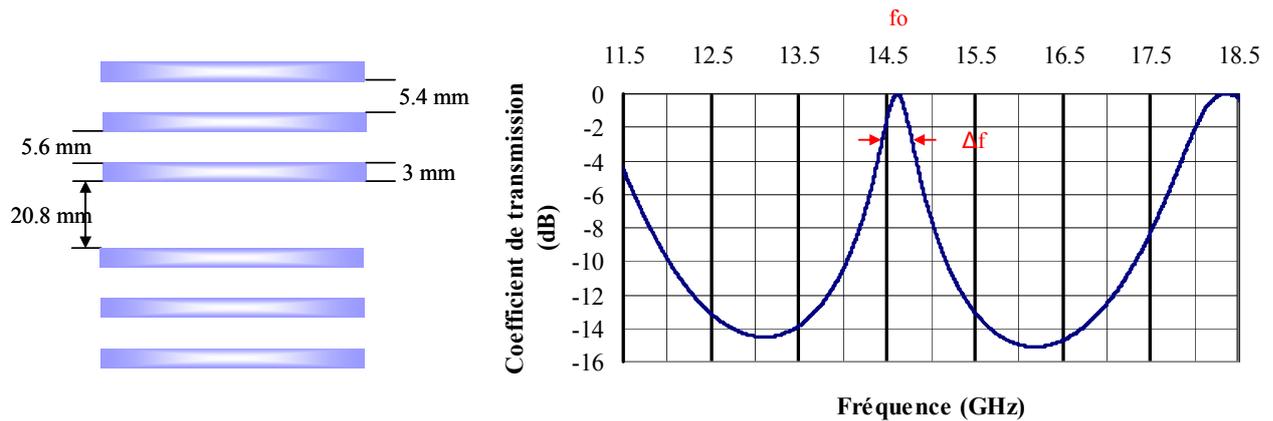


Figure II.21 : Coefficient de transmission du matériau plexiglas.

Ce matériau permet d'obtenir un facteur de qualité de l'ordre de 50 permettant de prétendre à une directivité de 20 dBi. L'étude sera réalisée avec ce matériau. Dans un premier temps, nous allons présenter la méthode utilisée pour étudier les composantes E_x et E_y en présence du matériau BIE.

V.2. Méthode de simulation.

La méthode utilisée est analogue à celle utilisée pour le patch seul. La structure globale patch plus matériau BIE est noyée dans des couches absorbantes dans le but de diminuer les temps de calcul mais surtout faire abstraction des différents modes de cavités existants. Le plan de masse ainsi que le substrat du patch (Arlon AD 250) seront simulés comme étant infini (**Figure II.22**).

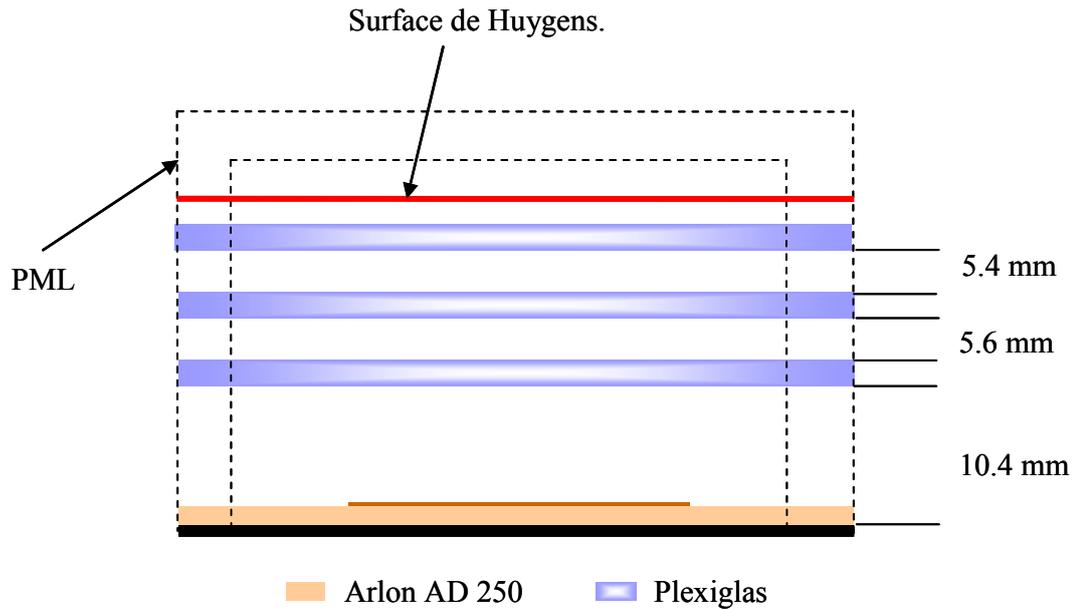


Figure II.22 : Simulation du patch en présence du matériau BIE.

De ce fait, nous avons pu simuler le patch étudié précédemment en présence du matériau BIE.

V.3. Influence du matériau BIE.

Pour faire cette analyse, les dimensions du patch simulé sont les suivantes : $\Delta x = 5.924$ mm, $\Delta y = 5.729$ mm et $\Delta e = 0.739$ mm. La **Figure II.23** représente le couplage dans le cas où le patch est seul et celui où le patch est chargé par le matériau BIE.

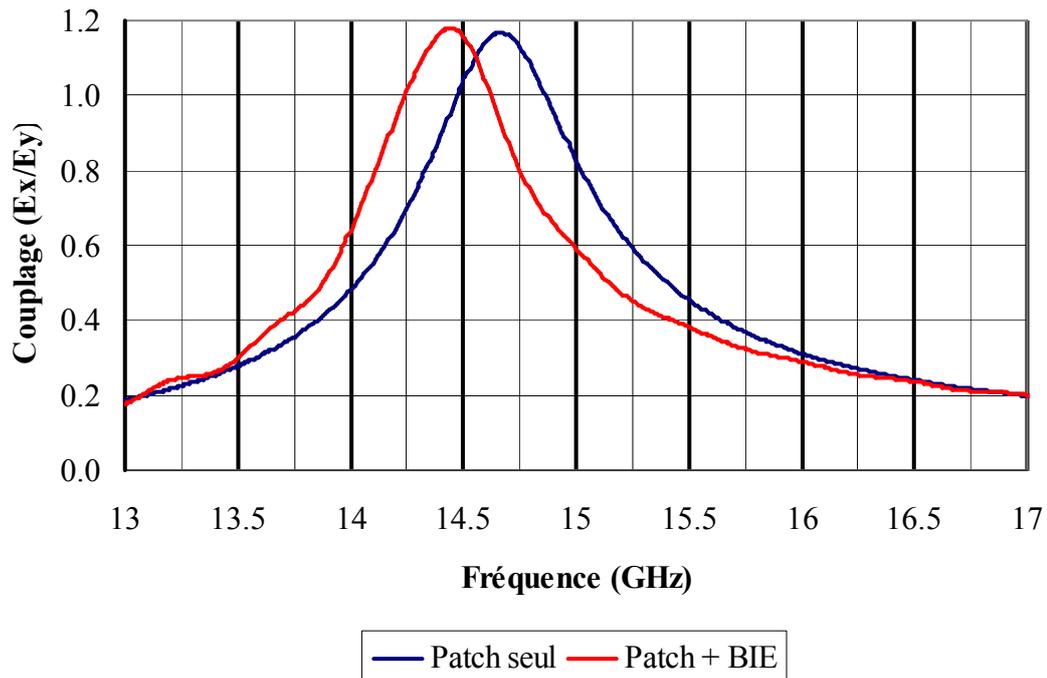


Figure II.23 : Comparaison des couplages.

La première constatation est que le fait d'avoir le matériau BIE décale légèrement la fréquence du meilleur couplage. Il est donc impossible de paramétrer un bon patch à encoches sans prendre en compte l'influence du matériau BIE. La **Figure II.24** représente l'évolution du taux d'ellipticité pour le cas où le patch est seul et celui où le matériau BIE est excité par le patch. De cette courbe, il est possible de voir que la minimum atteint dans les deux cas est le même (2 dB) mais qu'il y a un décalage fréquentiel entre les deux. Si nous regardons à la fréquence de 14.6 GHz, le taux d'ellipticité est de 2 dB pour le patch seul alors qu'il est de 5 dB pour le patch plus le matériau BIE.

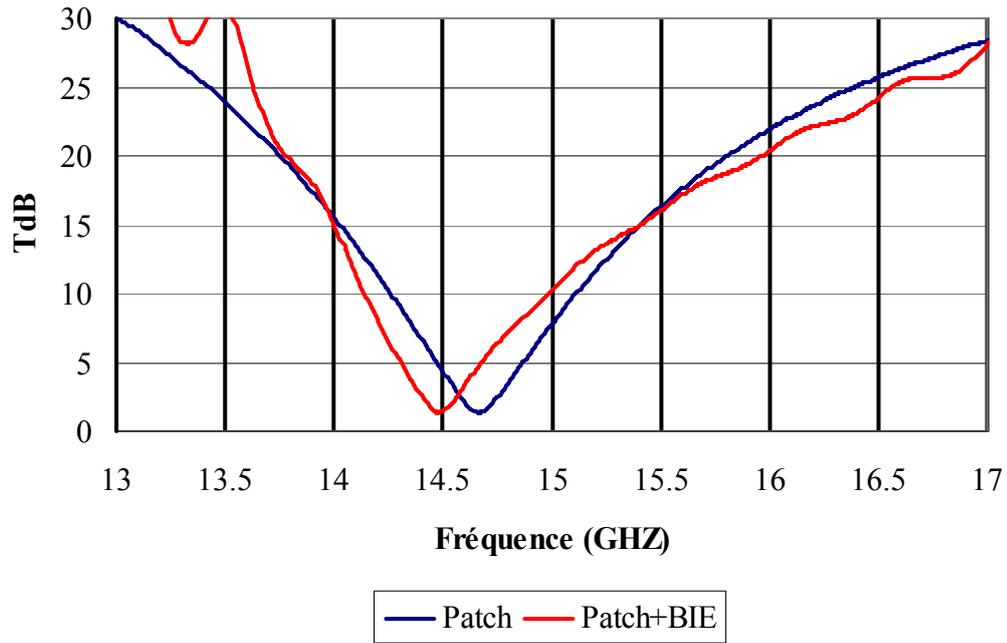


Figure II.24 : Comparaison des taux d'ellipticité.

Cette simulation a permis de conclure que l'étude du patch seul ne permettait pas d'obtenir les mêmes résultats avec la présence du matériau. Il est donc impossible de dissocier l'étude du patch avec celle du matériau BIE. De ce fait, une série de paramétrage sur les différentes dimensions va permettre de comprendre leur influence sur l'obtention d'une bonne polarisation circulaire.

V.4. Etude paramétrique.

Cette étude, en présence du matériau BIE, aura le même cheminement que celle du patch seul. La première partie expliquera la méthode pour calculer les différents paramètres (le couplage E_x/E_y , la différence de phase entre les deux champs, le taux d'ellipticité). Nous commencerons par une étude de l'influence de la dimension Δx .

V.4.1. Influence de Δx .

Pour faire cette étude le patch aura comme substrat diélectrique de l'Arlon AD 250 d'épaisseur $608 \mu\text{m}$ et de permittivité relative 2.5. De plus, seule la dimension Δx changera. Pour les mêmes raisons de simulation qu'évoquées précédemment, elle prendra successivement trois valeurs (5.72mm , 6.435 mm et 7.15 mm) avec Δe égale à 0.715 mm et Δy à 5.363 mm . Pour savoir si l'influence de ce paramètre est la même que pour le patch seul, nous allons nous intéresser à la représentation du couplage. (**Figure II.25**).

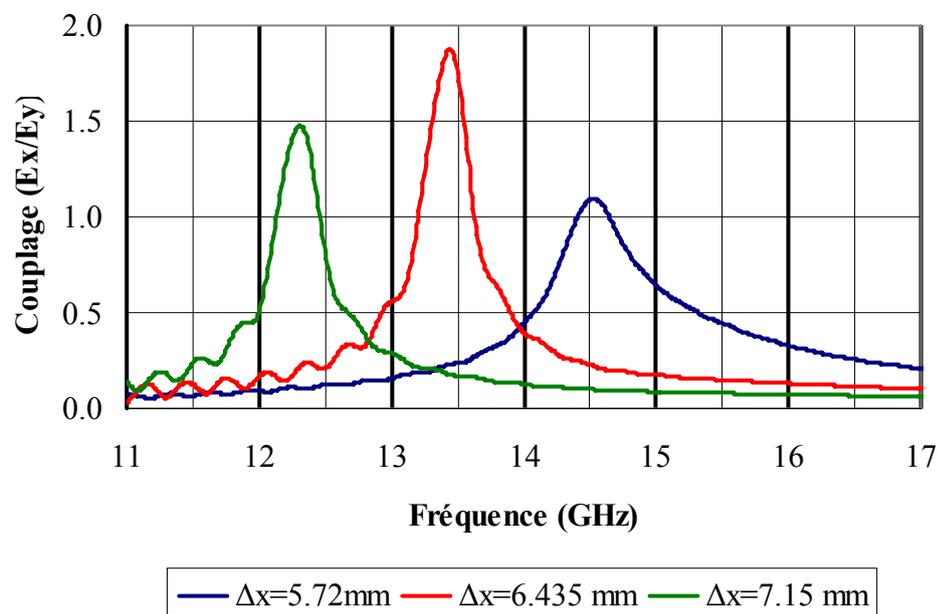


Figure II.25 : Allure du couplage pour différentes valeurs de Δx .

La représentation précédente permet de confirmer la conclusion vue avec le patch seul. En effet, l'effet principal du paramètre Δx est de fixer la fréquence du mode couplé. De plus, à cette fréquence, le couplage E_x/E_y est maximum. Il ne faut pas oublier, que pour le patch seul, cette fréquence correspondait à celle où la différence de phase était de $\pm 90^\circ$. Il faut donc vérifier si ce comportement existe aussi avec la présence du matériau BIE (**Figure II.26**).

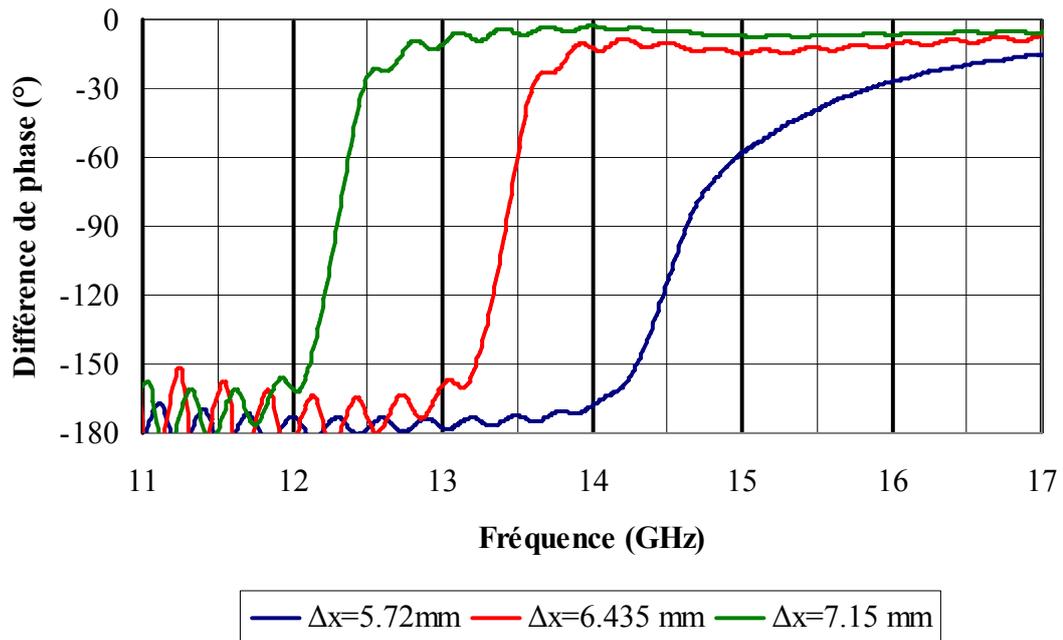


Figure II.26 : Différence de phase pour différentes valeurs de Δx .

Les fréquences pour lesquelles la valeur de différence de phase est égale à 90° coïncident parfaitement avec celles pour lesquelles le couplage est maximum. La première conclusion pour cette étude est que la dimension Δx impose la fréquence à laquelle le couplage va être maximum mais aussi où la différence de phase va être à 90° . De ce fait, le taux d'ellipticité devrait être le meilleur à ces fréquences (**Figure II.27**).

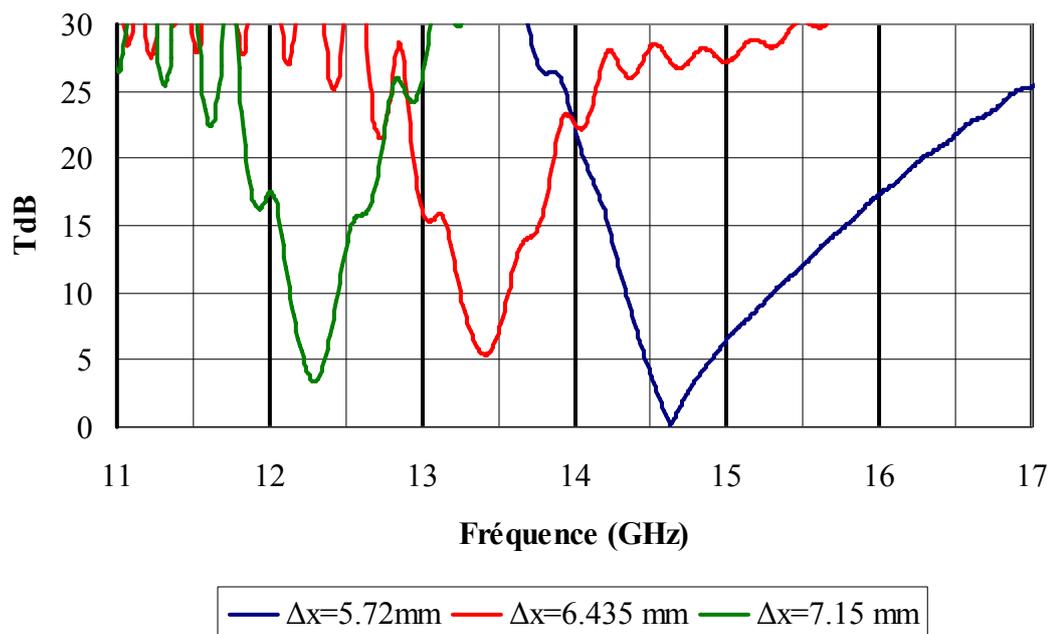


Figure II.27 : Taux d'ellipticité pour différentes valeurs de Δx .

Pour les trois cas, le taux d'ellipticité s'avère être le plus faible aux fréquences où le couplage était le maximum et la différence de phase égale à 90° . La conclusion générale de cette première étude paramétrique est que la méthode de conception reste identique avec la présence du matériau BIE. **C'est la dimension Δx qui impose la fréquence où le taux d'ellipticité sera le meilleur.** Dans notre cas, la fréquence voulue est de l'ordre de 14.6 GHz, la dimension $\Delta x=5.72$ mm répond le mieux à nos attentes. Il est donc intéressant de voir les modifications qu'entraîne une variation de la taille des encoches Δe .

V.4.2. Influence de Δe .

Pour cette partie de l'étude théorique, les dimensions Δx et Δy vont être constantes et respectivement égales à 5.72 mm et 5.363 mm. Les différentes tailles de Δe sont les suivantes : 0.357 mm, 0.715 mm et 1.073 mm. Le résultat le plus intéressant pour ce paramétrage est l'évolution du couplage entre les composantes E_x et E_y (**Figure II.28**).

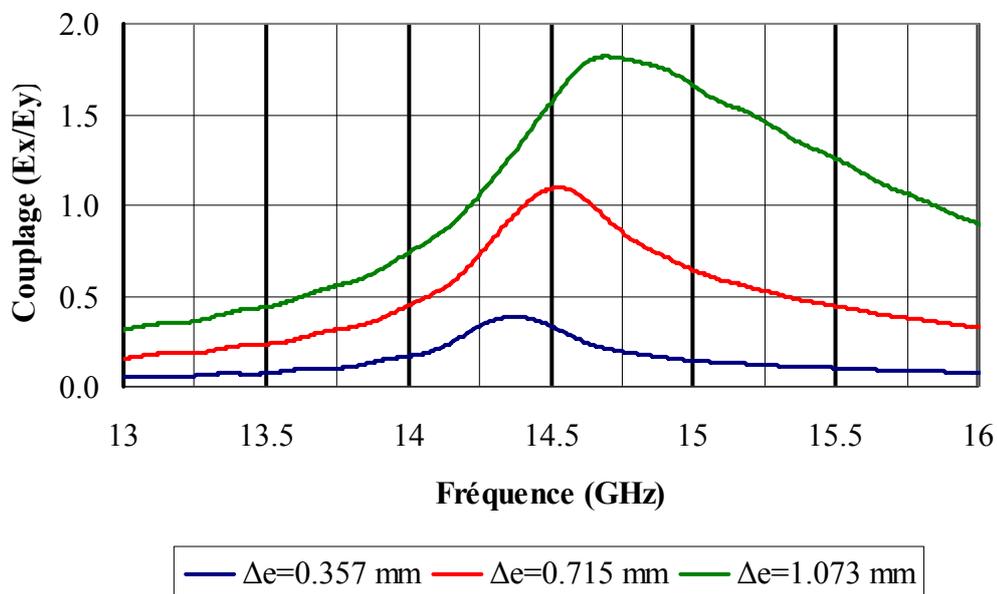


Figure II.28 : Influence de différentes tailles d'encoches sur le couplage intermode.

Sur la représentation précédente, il est possible de voir que la valeur du couplage est directement liée à la taille des encoches. Plus celle-ci est grande, plus le couplage a tendance à augmenter. Ce comportement est identique à celui du patch. De ce fait, le meilleur taux d'ellipticité sera obtenu pour un couplage proche de 1 (**Figure II.29**).

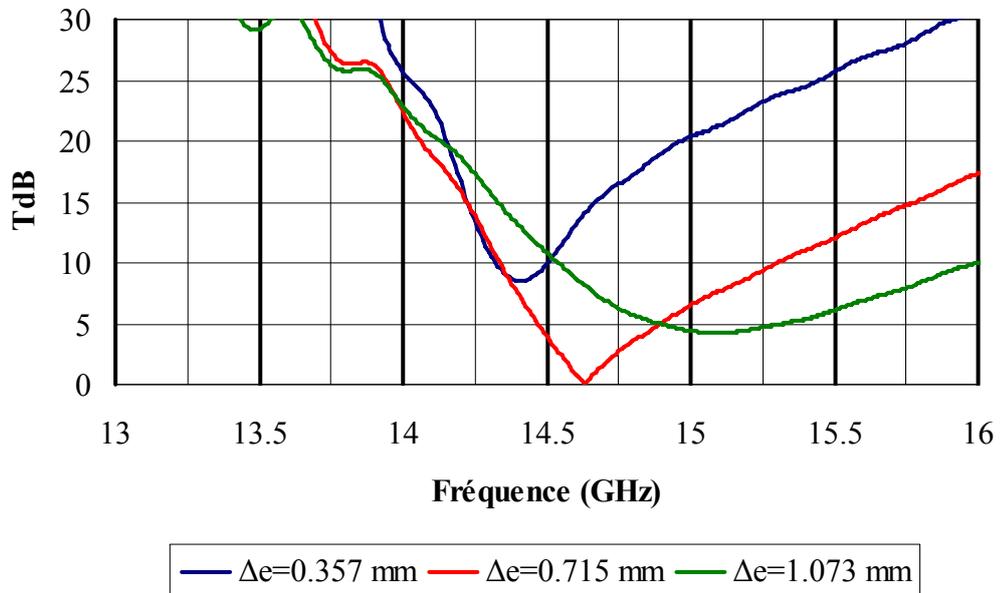


Figure II.29 : Taux d'ellipticité pour différentes tailles d'encoches.

Conformément à nos attentes, le taux d'ellipticité tend vers 0 dB à la fréquence où le couplage est proche de 1.

Comme pour le patch seul, la dimension des encoches Δe permet de modifier la valeur du couplage.

V.4.3. Conclusion sur l'étude paramétrique.

La première constatation de cette étude est que le matériau BIE modifie le fonctionnement du patch. Le fait d'avoir un bon taux d'ellipticité avec le patch seul ne

signifie pas pour autant qu'en le chargeant avec le matériau BIE, nous obtiendrons les mêmes résultats.

De façon analogue au patch seul, la dimension Δx fixe la fréquence où la mode couplé sera maximum. De ce fait, le meilleur taux d'ellipticité sera obtenu à cette même fréquence.

La taille des encoches Δe , une fois Δx fixée, permet de modifier la valeur du couplage et ainsi de les régler pour obtenir le meilleur taux d'ellipticité.

Un autre paramètre est à prendre en compte pour cette étude : la nature du matériau BIE.

V.4.4. Effet du matériau BIE.

a) Matériau d'assemblage différent.

Pour concevoir une antenne avec une directivité voulue, les matériaux BIE diélectriques ont comme propriété une grande souplesse d'agencement de plaques. Il est tout à fait possible d'obtenir le même facteur de qualité avec plusieurs matériaux. Dans notre cas, une comparaison des couplages ainsi que du taux d'ellipticité sera présentée avec trois matériaux différents. Nous pourrons ainsi connaître si avec un patch correctement paramétré avec un matériau BIE donne les mêmes résultats avec un autre matériau. Pour faire cette comparaison, nous nous fixerons comme résultats de référence le patch simulé précédemment ($\Delta x = 5.72$ mm, $\Delta y = 5.363$ mm, $\Delta e = 0.715$ mm) avec un matériau BIE composé de trois plaques de plexiglas.

Une présentation des trois matériaux utilisés va être faite (**Figure II.30**). Il est possible de remarquer que les hauteurs de cavité dans les trois cas ne sont pas égales. Il a été nécessaire de les modifier légèrement pour pouvoir rattraper les épaisseurs des plaques qui ne sont pas rigoureusement égales à $\lambda_g/4$.

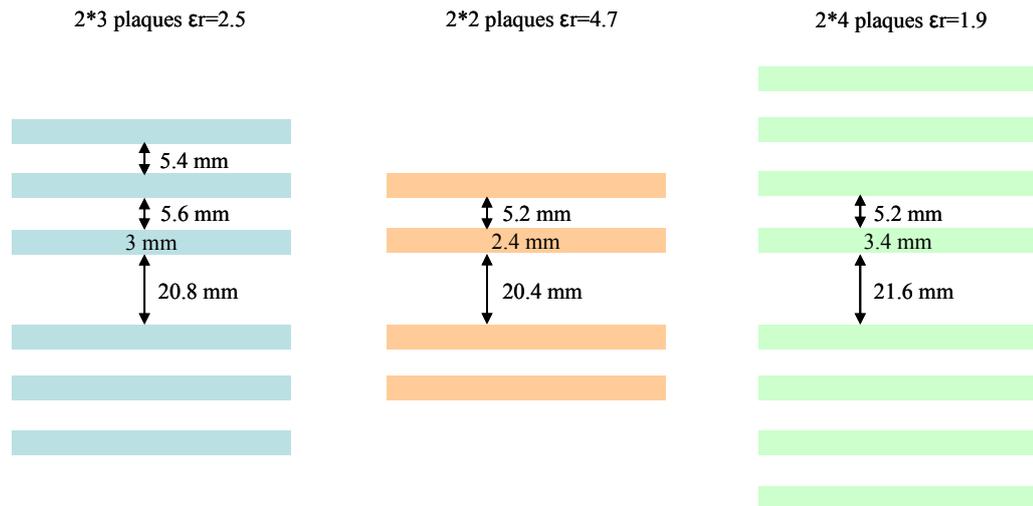


Figure II.30 : Définition des trois matériaux BIE.

Une étude de ces trois matériaux a permis d'obtenir un facteur de qualité proche de 50 à la même fréquence : 14.6 GHz (**Figure II.31**).

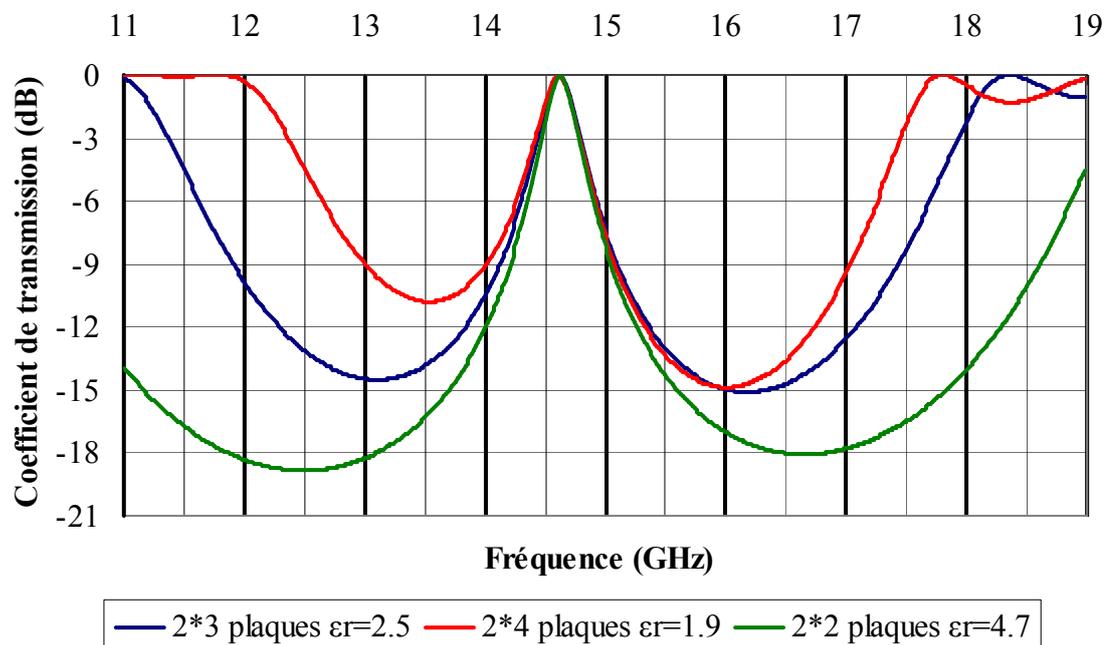


Figure II.31 : Coefficient de transmission des trois matériaux BIE.

Pour continuer cette étude, nous comparerons dans un premier temps l'évolution des couplages E_x/E_y pour les trois matériaux (**Figure II.32**).

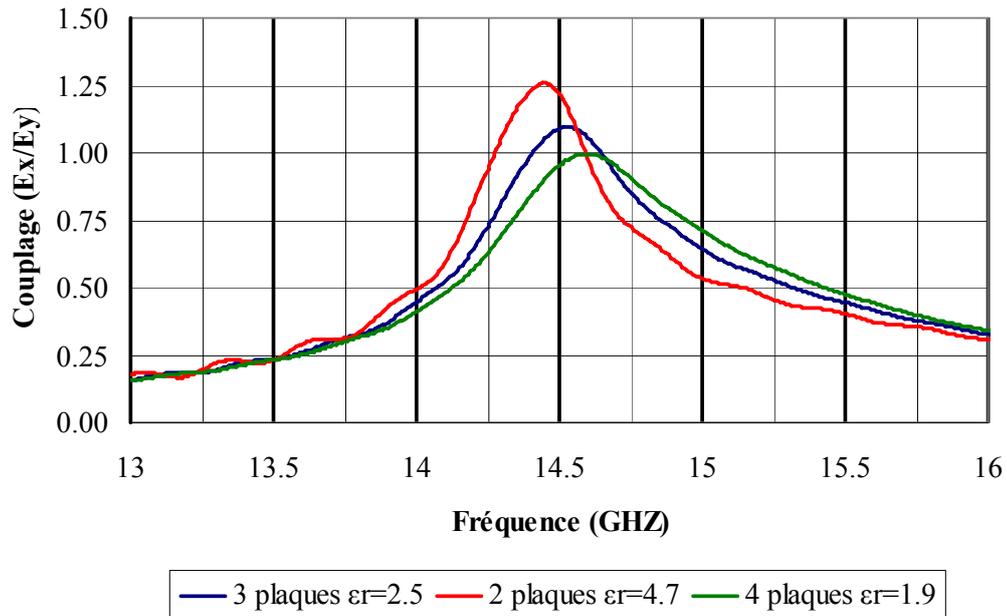


Figure II.32 : Couplage Ex/Ey pour les trois différents matériaux.

Il est possible de conclure que le fait d'avoir un matériau différent ne modifie que très peu les couplages entre les composantes. Seule la fréquence où le couplage est maximum est très légèrement modifiée. Ceci vient du fait que nous n'avons pas la même hauteur de cavité. Il faut à présent savoir qu'elle est l'influence sur le taux d'ellipticité d'un changement de matériau (**Figure II.33**).

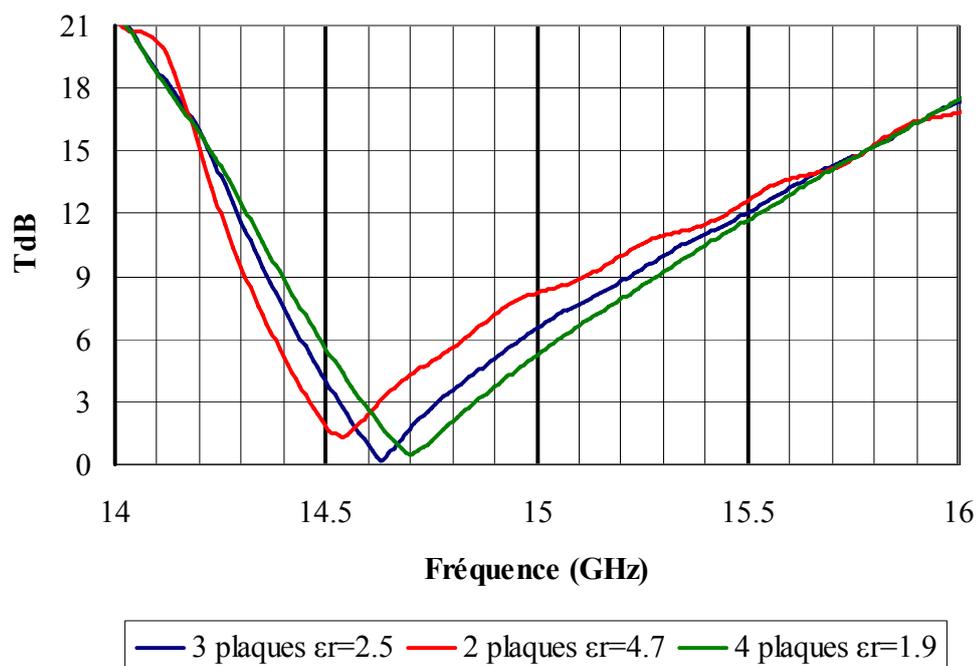


Figure II.33 : Evolution du taux d'ellipticité avec différents matériaux BIE.

L'allure des taux d'ellipticités tracés pour les matériaux BIE ne diffère que très peu. Les valeurs minimales obtenues sont quasi identiques. La seule différence qu'il apparaît est encore une fois le décalage fréquentiel. Ce phénomène peut être récupéré en modifiant la « hauteur » de la cavité.

Cette étude permet de conclure que le fait de ne pas avoir le même assemblage pour le matériau BIE ne modifie en rien la qualité du taux d'ellipticité pour un même patch.

Il est donc intéressant de savoir si en utilisant la même nature de plaque diélectrique (permittivité relative identique) et en modifiant le facteur de qualité, les résultats obtenus restent identiques.

b) Matériau BIE présentant un facteur de qualité différent.

Pour faire cette étude, notre choix s'est porté sur deux matériaux BIE composés de plaques diélectriques de permittivité relative égale à 4.7, l'un composé de 2*2 plaques et l'autre de 2*3 plaques. A l'aide du coefficient de transmission de ces matériaux, il est possible d'obtenir les deux facteurs de qualité (**Figure II.34**).

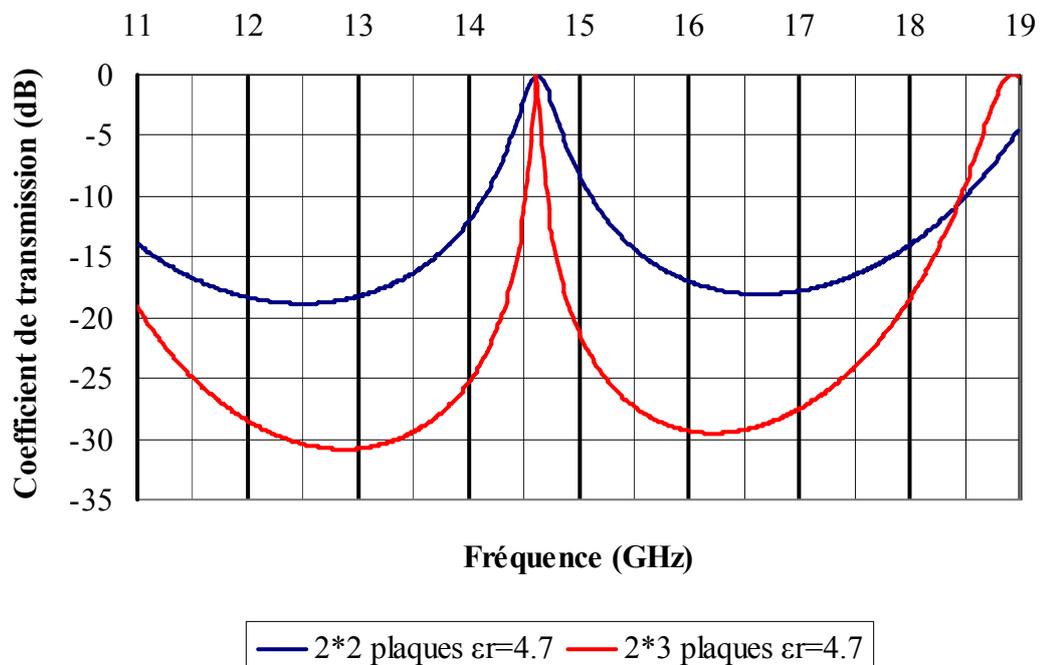


Figure II.34 : Coefficient de transmission de deux matériaux composés du même substrat diélectrique.

Avec ces deux différents cas, nous obtenons un facteur de qualité de 50 pour le 2*2 plaques et de 225 pour le 2*3 plaques. A partir de là, il est important de voir les conséquences de ce changement de facteur de qualité sur le couplage (**Figure II.35**).

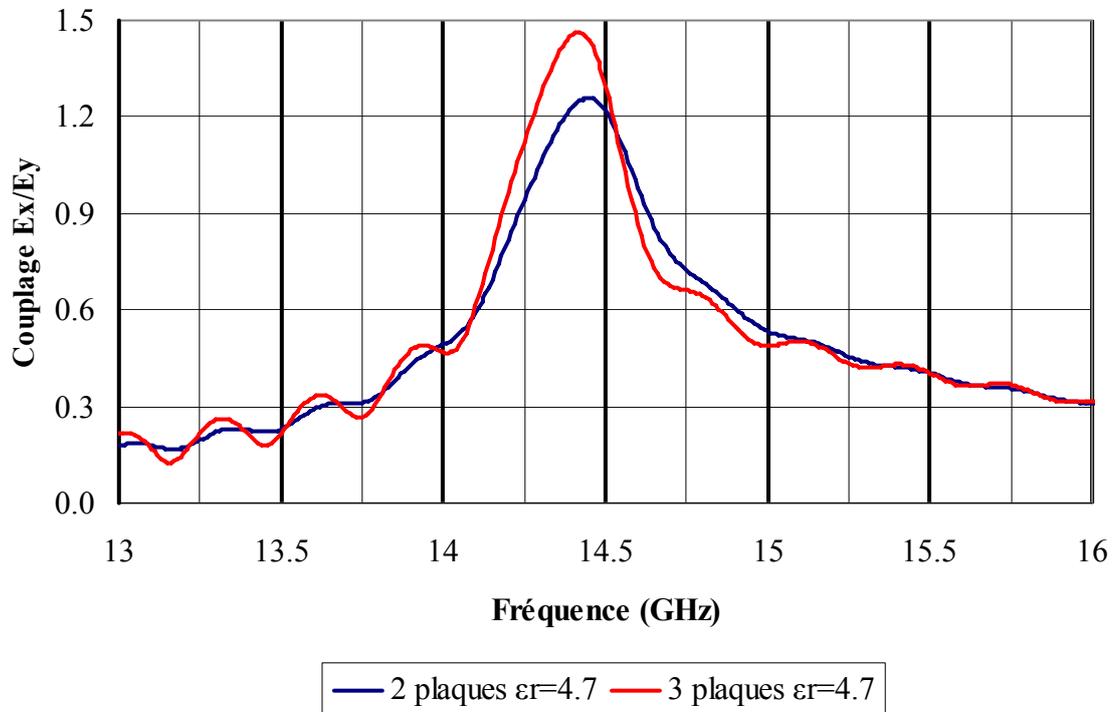


Figure II.35 : Couplage pour deux matériaux présentant deux Q différents.

Sur la figure précédente, le couplage a tendance à croître avec un nombre de plaques plus grand. Le matériau a tendance à amplifier plus la composante « directe » E_y par rapport à celle « couplée ». La fréquence, quant à elle, est quasi-identique ce qui confirme à nouveau que seule la dimension Δx permet de modifier ce paramètre. Voyons à présent quelle est l'influence d'un changement de facteur de qualité sur le taux d'ellipticité (**Figure II.36**).

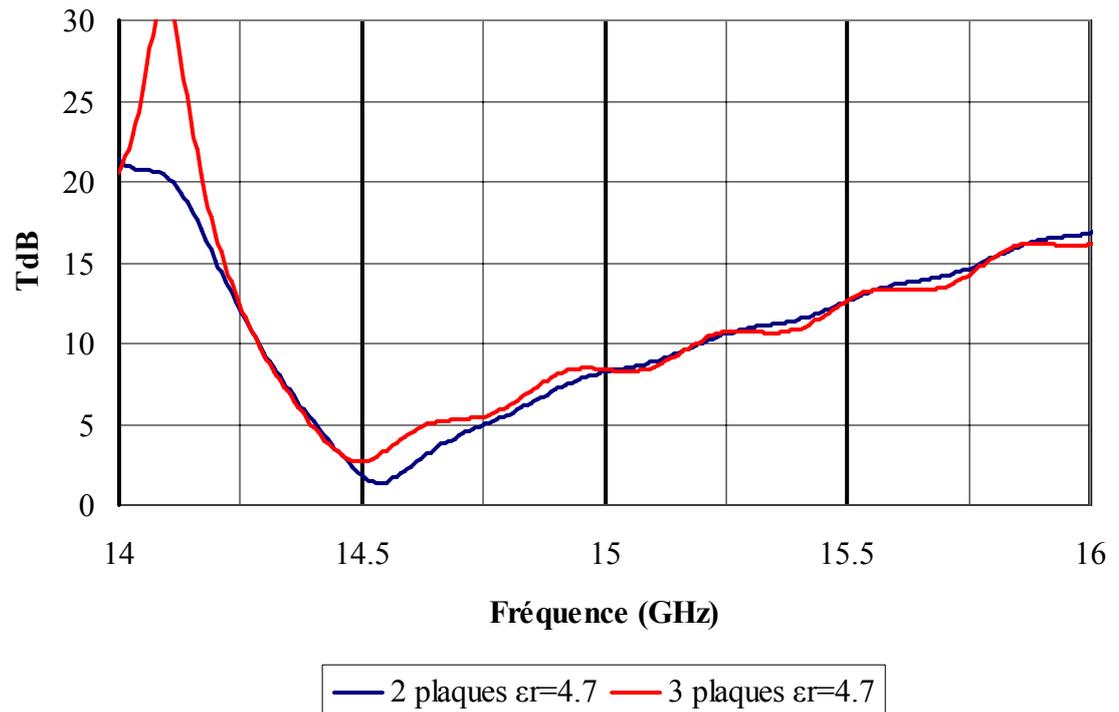


Figure II.36 : Taux d'ellipticité pour deux Q différents.

Conformément à nos attentes, le taux d'ellipticité présente son minimum à la fréquence où le couplage était le maximum.

La conclusion de cette étude est que le fait d'avoir un patch fonctionnant correctement avec un matériau BIE présentant un certain facteur de qualité ne sera pas forcément bon avec matériau BIE présentant un facteur de qualité différent.

c) Conclusion.

De ces deux études sur le matériau, deux conclusions ont pu être tirées :

- Pour différents matériaux BIE ayant le même facteur qualité Q, le patch à encoches conservera ses propriétés et proposera la même qualité de polarisation circulaire.

- Pour des matériaux constitués du même substrat diélectrique mais n'ayant pas le même facteur de qualité Q , la composante électromagnétique du mode direct sera plus amplifiée que celle du mode couplé et modifiera ainsi le couplage. De ce fait, le taux d'ellipticité ne sera plus le même.

La conclusion générale est qu'il est nécessaire de prendre en compte les caractéristiques du substrat diélectrique. Il est alors impossible de faire l'étude du patch indépendamment du matériau BIE.

Il est donc temps de présenter l'application première, à savoir une antenne BIE présentant un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB avec une directivité de l'ordre de 20 dB autour de 14.6 GHz.

VI. VALIDATION.

VI.1. Présentation de l'antenne.

Le substrat diélectrique choisi pour faire le matériau BIE sera du plexiglas de permittivité relative 2.5. L'agencement du matériau BIE sera le même que précédemment. Les dimensions de l'antenne globale sont présentées **Figure II.37**.

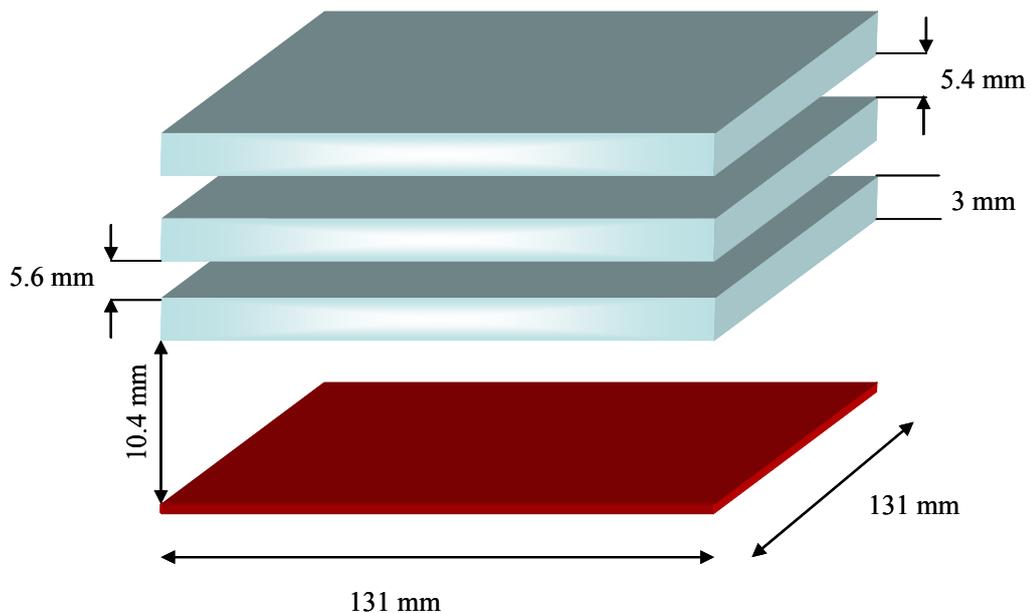


Figure II.37 : Schéma de l'antenne 14.6 GHz dimensionnée.

Pour la source d'excitation, nous disposons d'un substrat Arlon AD 250 de permittivité relative 2.5 et de hauteur 608 μm . L'antenne patch est sur un substrat non limité au patch. Les dimensions du patch sont données **Figure II.38**. La taille des encoches est de 0.715 mm.

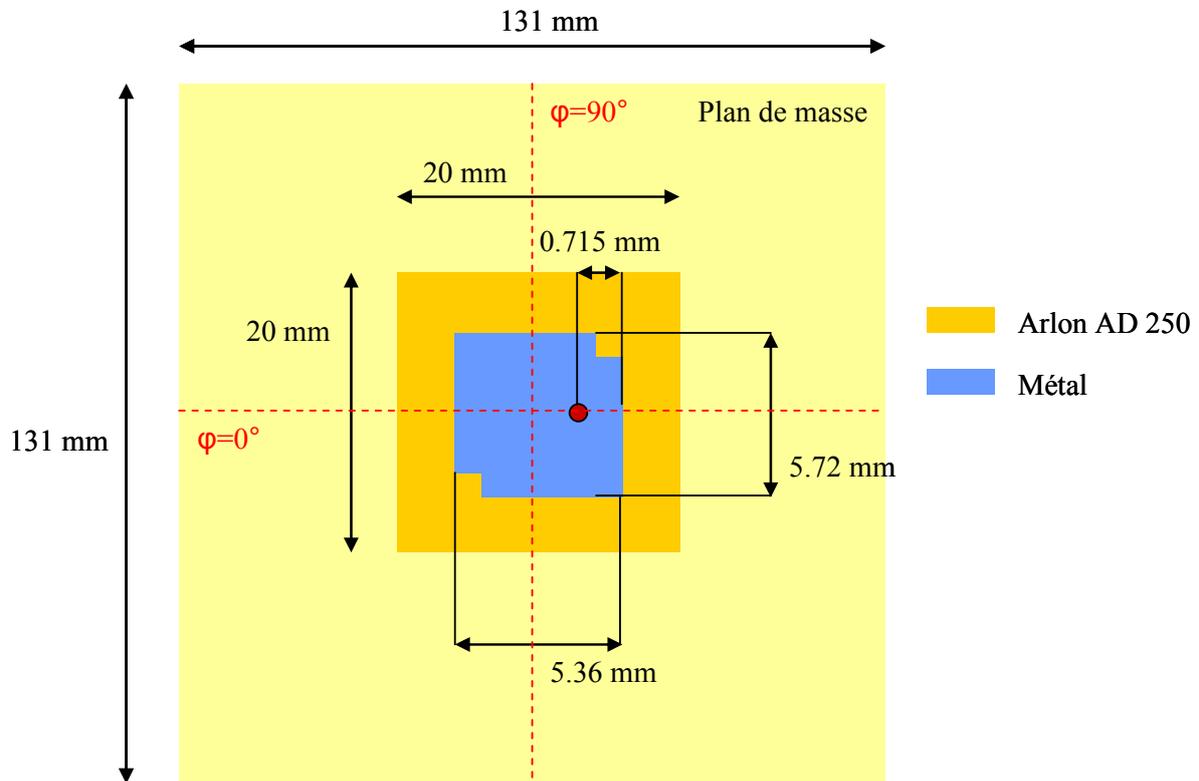


Figure II.38 : Dimensions du patch.

La sonde coaxiale utilisée est un connecteur SMA d'âme centrale 0.25 mm (**Annexe 4**).

VI.2. Résultats théoriques.

Dans un premier temps, les diagrammes de rayonnements dans les deux plans sont donnés **Figure II.39** (plan de la sonde) et **Figure II.40** (plan perpendiculaire de la sonde) pour trois fréquences.

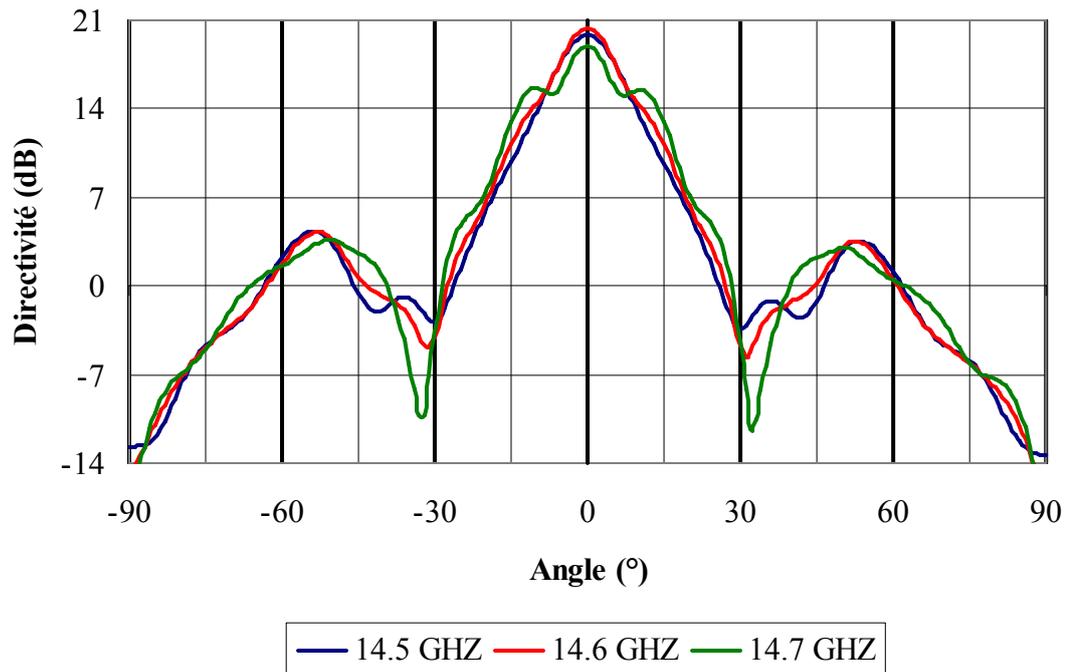


Figure II.39 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\varphi=0^\circ$.

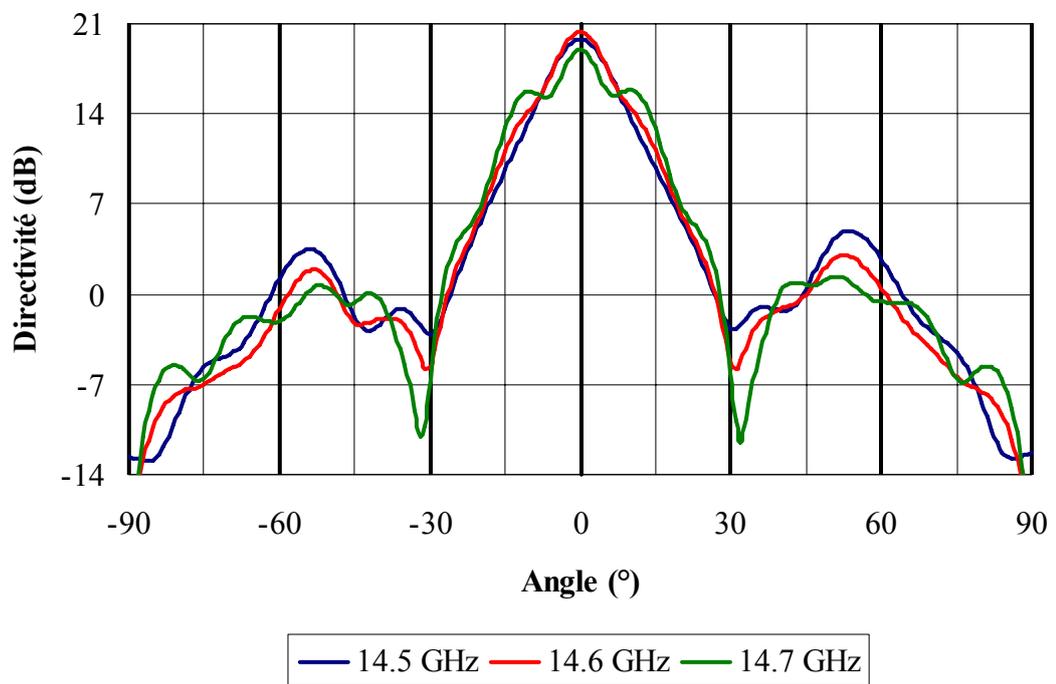


Figure II.40 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\varphi=90^\circ$.

Les diagrammes de rayonnement dans les deux plans donnent des résultats cohérents à nos attentes avec un maximum de directivité de 20.5 dBi autour de 14.6 GHz. Il est important de regarder la bande passante en rayonnement (**Figure II.41**).

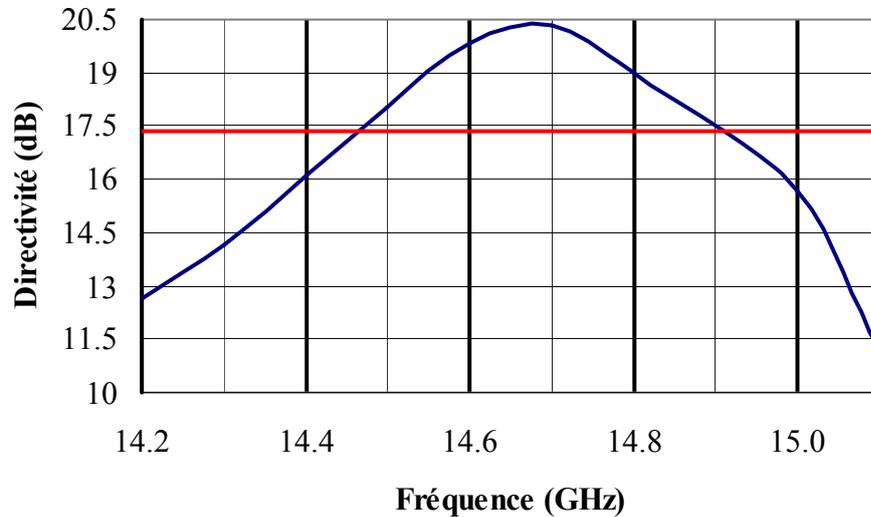


Figure II.41 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence.

Cette représentation permet de voir que la bande passante en rayonnement définie à -3 dB du maximum est de l'ordre de 3.1 % ce qui est plus faible que les cas en polarisation linéaire [II.5]. Regardons à présent si l'étude paramétrique a été concluante au niveau du taux d'ellipticité (**Figure II.42**) aux mêmes fréquences que pour les diagrammes de rayonnements.

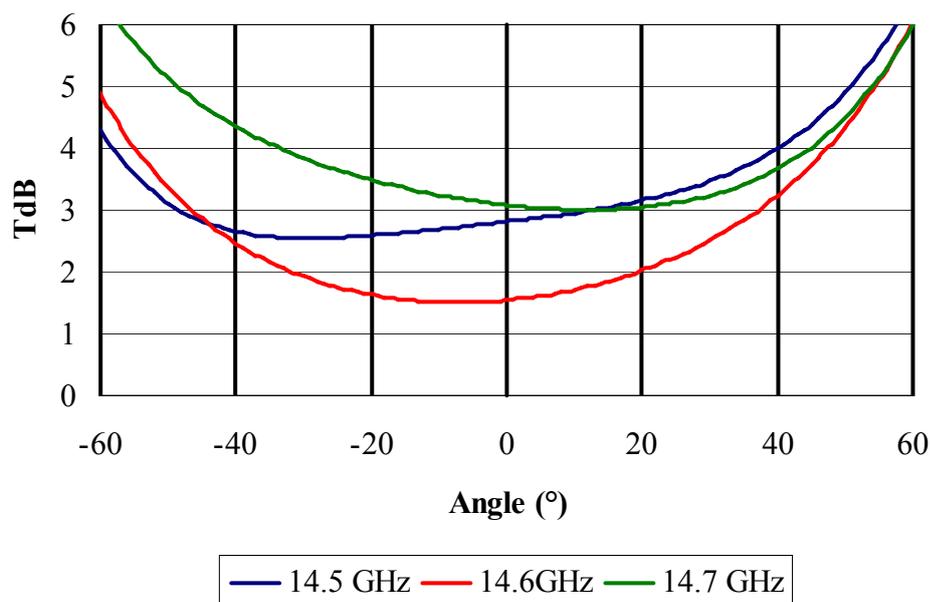


Figure II.42 : Taux d'ellipticité à trois fréquences.

Il est donc intéressant de comparer les résultats de l'antenne complète avec ceux de l'étude paramétrique (**Figure II.43**).

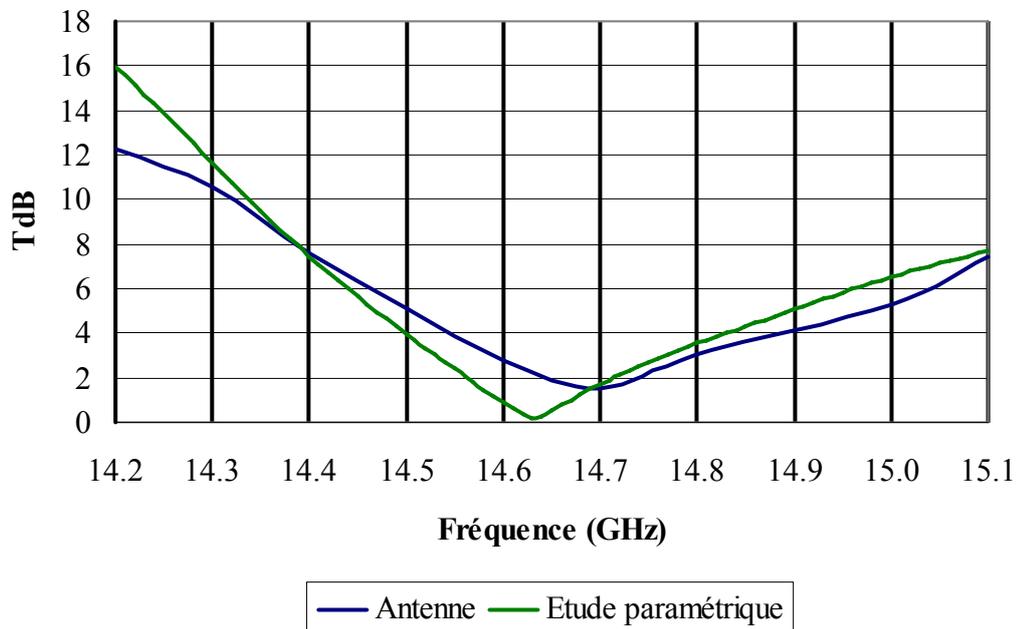


Figure II.43 : Comparaison du taux d'ellipticité entre l'antenne et l'étude théorique.

Les deux courbes suivent la même évolution à la différence que le meilleur taux d'ellipticité obtenu est différent. Durant l'étude paramétrique, la présence des PML nous permettait de faire abstraction des effets de diffractions des arêtes et de la présence des autres modes de cavité. La bande passante où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB est égale à 1.4%. De plus, la topologie du patch entraîne une polarisation circulaire droite.

Nous pouvons donc dire que les résultats entre l'étude paramétrique et ceux de l'antenne finie concordent. Le fait de faire une étude dans les PML permet de diminuer considérablement le temps de calcul. Il est donc tout à fait possible de concevoir une antenne BIE alimentée par un patch à encoches en faisant attention de prendre en compte les différences qui peuvent exister entre deux matériaux pourtant si similaires au départ. Pour conclure cette validation, un prototype a été réalisé. La prochaine étape consiste à comparer les résultats théoriques et expérimentaux.

VI.3. Résultats expérimentaux.

VI.3.1. Présentation de l'antenne.

Pour concevoir cette antenne, le matériau BIE choisi est composé de trois plaques de plexiglas d'épaisseur standard 3mm. Les dimensions latérales de l'antenne sont de 13 cm. Le patch a les dimensions définies auparavant avec un substrat de dimension, non plus de 20 mm mais de 30 mm pour une facilité de réalisation. Le substrat utilisé est de l'ARLON AD250 de permittivité relative 2.5 et d'épaisseur 608 μm . Les sondes d'alimentation sont des connecteurs SMA de diamètre central de 0.25 mm. Le prototype ainsi réalisé est présenté **Figure II.44**. Il est important de noter que les encoches ne se trouvent pas sur la même diagonale que pour les simulations. De ce fait, le sens de la polarisation circulaire ainsi obtenue sera gauche.

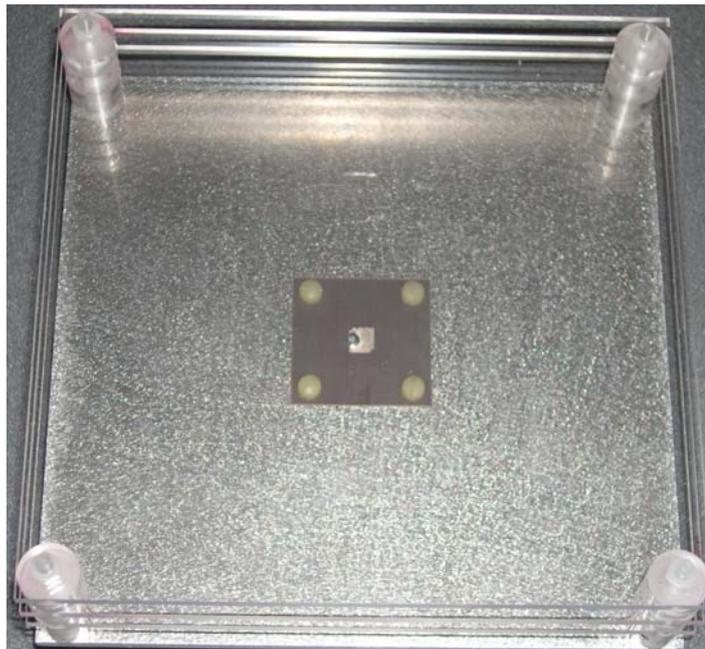


Figure II.44 : Photographie de l'antenne réalisée.

Les premières mesures effectuées avec une hauteur de 10.4 mm ne nous donnent pas entière satisfaction ni sur le gain intrinsèque ni sur le déphasage entre les deux composantes. Avec de tels résultats, il est impensable d'obtenir des résultats cohérents avec la théorie en ce

qui concerne le taux d'ellipticité. Des modifications sur la hauteur de cavité nous ont permis d'obtenir des résultats satisfaisants avec une cote de 9.6 mm. Avec cette nouvelle valeur, un léger décalage fréquentiel est apparu et notre fréquence de travail est donc, à présent, de 15.075 GHz.

Dans un premier temps, nous allons présenter les diagrammes de rayonnement obtenus dans les deux plans à 15.075 GHz. De ces mesures, nous pourrons alors trouver les bandes passantes en rayonnement et en taux d'ellipticité.

VI.3.2. Diagrammes de rayonnement.

La **Figure II.45** présente l'allure des diagrammes de rayonnement à 15.075 GHz vues dans les plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$.

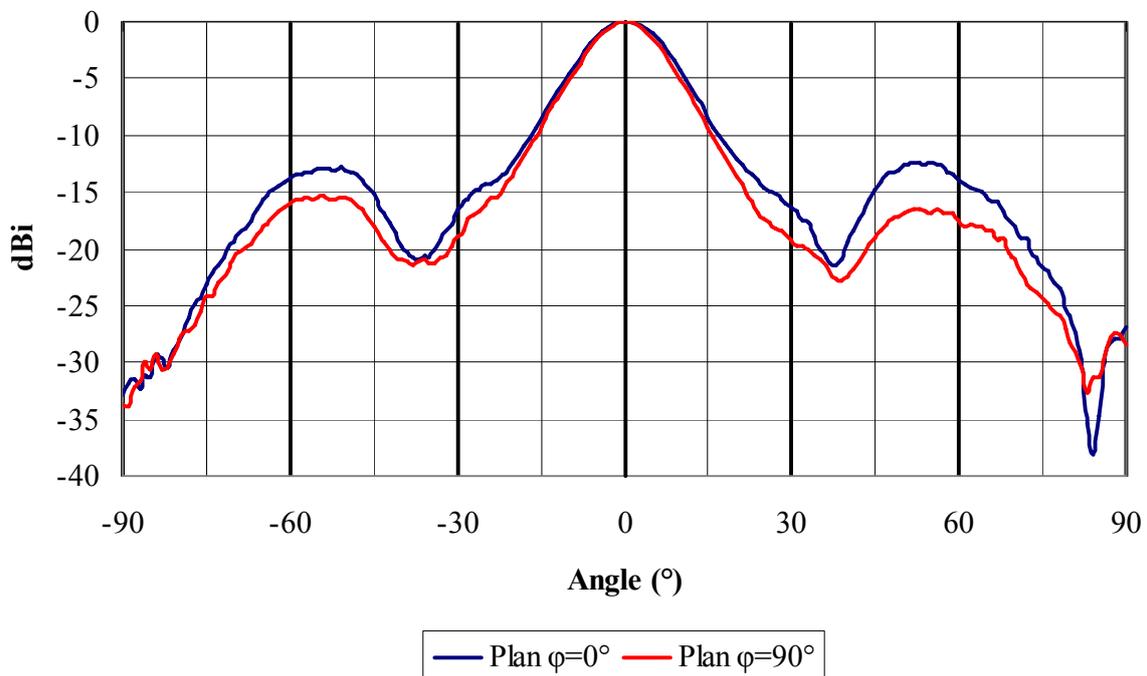


Figure II.45 : Diagrammes de rayonnement à 15.075 GHz.

Le gain intrinsèque est de 18.2 dBi en mesure à 15.075 GHz contre 20 dBi en simulation à 14.6 GHz. De plus, la bande passante en rayonnement est de 3 % pour cette antenne ce qui reste conforme aux simulations. Des lobes secondaires apparaissent autour de $\pm 50^\circ$ dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$. Ces remontées de lobes sont dues au filtrage spatial réalisé par le matériau BIE autour de l'angle de Brewster vis-à-vis de la polarisation TM [II.6]. Ce type de filtrage n'est exercé que sur la composante de champ E_θ rayonnée par la source. Notre patch, fonctionnant en polarisation circulaire, présente une composante E_θ dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ ce qui peut expliquer cette remontée de lobes secondaires dans les deux plans φ . Regardons à présent les résultats obtenus pour le taux d'ellipticité. (**Figure II.46**)

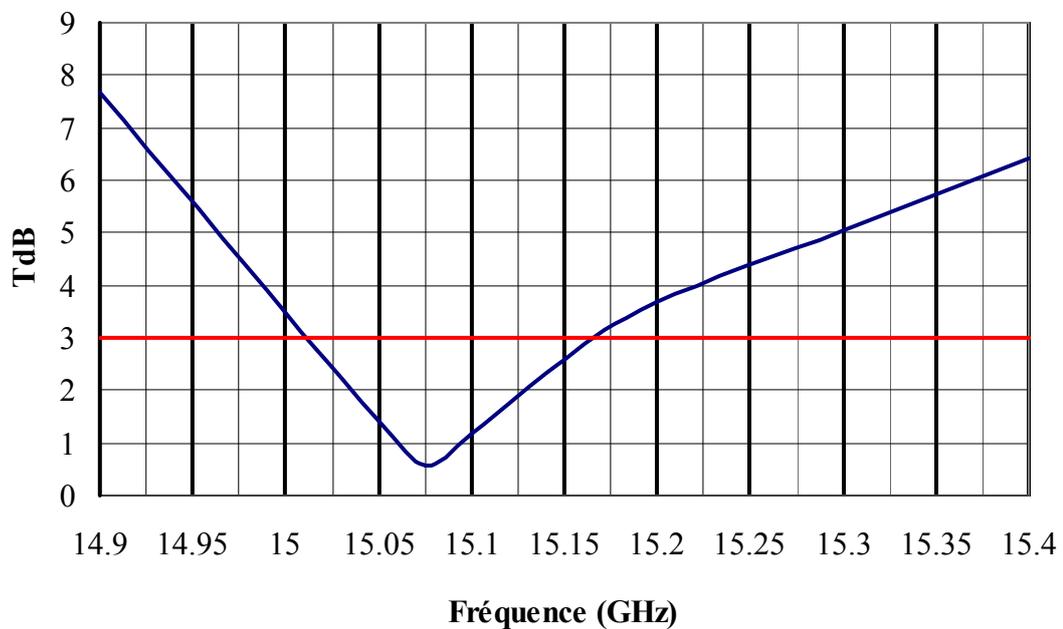


Figure II.46 : Evolution du taux d'ellipticité.

Le taux d'ellipticité atteint son minimum avec une valeur de 0.6 dB pour la fréquence de 15.075 GHz. Le maximum de gain correspond donc à la valeur minimale du taux d'ellipticité conformément à la théorie. La bande passante, où le taux d'ellipticité est inférieur est de l'ordre de 1.1 %. Cette valeur est légèrement inférieure à celle obtenue en théorie.

Ce prototype valide donc le concept de l'antenne BIE excitée par un patch à encoches. Le seul inconvénient de cette réalisation est le changement de fréquence qui n'est plus à 14.6

GHz comme prévu mais de 15.075 GHz. Il est donc nécessaire d'apporter quelques explications sur cette variation de fréquence.

VI.3.3. Commentaires.

Pour concevoir ce type d'antennes, nous avons rencontré plusieurs difficultés.

a) Difficultés en simulation.

Cette antenne générant un gain de l'ordre de 20 dB nécessite des dimensions latérales relativement grandes par rapport à la taille des encoches du patch.

Il a donc été nécessaire de prendre des tailles de mailles en simulation FDTD, qui permettait de créer à la fois la taille des encoches ainsi que celle du patch sans pour autant avoir besoin d'un nombre inconsidérable de mailles pour les dimensions latérales du matériau BIE. Ces simulations deviendraient alors fort coûteuses sur la machine de l'IDRIS à Paris.

b) Difficultés de réalisation.

Le substrat diélectrique AD 250, utilisé pour le patch, a des caractéristiques électromagnétiques valables pour des fréquences inférieures à 10 GHz. La permittivité relative est donnée à 2.5 ± 0.05 . De plus, le plexiglas composant le matériau BIE est donné avec $\epsilon_r = 2.5$ ce qui peut entraîner une certaine variation de fréquence supplémentaire en réalisation.

Un autre problème, plus gênant, est la bonne tenue des côtes du patch. Un masque est nécessaire pour la réalisation du patch par insolation. Par des simulations, une erreur relative de 3 % sur toutes les dimensions du patch nous permettrait d'obtenir les résultats trouvés en

mesure. La partie réalisation de la source excitatrice est donc un point important à ne pas négliger pour l'obtention de résultats cohérents avec la théorie.

Ces explications permettent de comprendre la légère divergence entre les résultats théoriques et expérimentaux obtenus. Pour pouvoir analyser les résultats pratiques, il est important de connaître les tolérances sur les circuits imprimés.

VII. CONCLUSION.

Dans ce chapitre, il a été mis en avant la conception d'un patch à encoches générant de la polarisation circulaire. Différentes conclusions sur l'influence des dimensions du patch ont pu être tirées de cette étude. La dimension du mode couplé Δx permet de fixer la fréquence où le taux d'ellipticité est susceptible d'être le meilleur. Les dimensions des encoches Δe permettent de modifier la valeur du couplage entre les modes sans pour autant affecter la fréquence de fonctionnement. Enfin, la dimension Δy permet, quant à elle, de rapprocher ou d'éloigner la résonance du mode direct par rapport au mode couplé, dans l'optique d'améliorer l'adaptation.

Une étude analogue avec la présence d'un matériau BIE nous a permis d'obtenir les mêmes conclusions sur l'influence de chaque paramètre du patch. A partir de là, différentes études ont été réalisées pour comprendre l'influence des différences caractéristiques du matériau BIE. Il est ainsi possible de dire que pour différents matériaux BIE présentant des facteurs de qualité identiques, le couplage n'est que très légèrement modifié et n'altère pas la qualité du taux d'ellipticité. D'autre part, pour des matériaux composés de plusieurs couches de diélectrique identique, et par conséquent présentant des facteurs de qualité différents, le patch excitateur ne sera pas le même. Ces études ont permis de dire qu'il était impossible de faire l'étude du patch sans prendre en compte les effets du matériau BIE.

Une étude théorique du patch avec un empilement de plexiglas a permis d'obtenir un gain de l'ordre de 20 dBi le tout en ayant un taux d'ellipticité de 1 dB. Une réalisation a permis de valider le concept en obtenant des résultats proches de la théorie.

Cette antenne a pour avantage de générer la polarisation circulaire avec un fort gain sans pour autant avoir recours à des réseaux de patches. Pour obtenir un résultat similaire avec un réseau, il serait nécessaire d'avoir plusieurs dizaines de patches ce qui entraîneraient une conception relativement complexe du réseau d'alimentation mais aussi une réelle difficulté de réalisation. Outre le fait que cette antenne présente un fort gain avec la présence d'un unique patch, par une commutation de diagonale par les encoches avec les mêmes dimensions de patch, il est aussi possible de générer les deux sens de polarisation circulaire.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II

[II.1] J.R.JAMES, P.S.HALL, C.WOOD

"Microstrip antenna theory and design"

I.E.E. Electromagnetic Waves Series 12- Peter Peregrinus LTD – 1981.

[II.2] S. SOLIGNAC

"Etudes 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.

[II.3] G. TROUILLARD

"Contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques liés aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne à bord de véhicules automobiles. Conception, réalisation et test des antennes correspondantes"

Thèse de doctorat-n°34-2003-Université de Limoges-29 octobre 2003.

[II.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.

[II.5] L.LEGER, C.SERIER, R.CHANTALAT, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"1D Dielectric EBG resonator antenna design"

Annales des télécommunications Vol.59, n°3-4, mars-avril 2004, p242-260, Contributions.

[II.6] J.DROUET, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Nouvel outil de conception pour antennes planaires à Bande Interdite Electromagnétique"

JNM 2005, 11-13 Mai 2005, Nantes.

CHAPITRE III

Application d'antennes BIE diélectriques à polarisation circulaire.

❖ Introduction

❖ Antenne BIE multimodale à polarisation circulaire

❖ Antenne BIE à polarisation circulaire à diversité de polarisation

❖ Conclusion

I. INTRODUCTION.

La méthode de conception des antennes BIE excitée par un patch à encoches va être, dans ce chapitre, étendue à deux applications : les antennes BIE **multibandes à polarisation circulaire** et les antennes BIE à **diversité de polarisation**.

L'étude sur les antennes BIE multimodales s'inscrit dans la suite logique des travaux effectués au sein du département O.S.A. [III.1] [III.2] [III.3] [III.4]. Le nouvel objectif est de pouvoir combiner les propriétés multimodales du matériau BIE avec une excitation en polarisation circulaire sur les différentes sous-bandes. Nous nous sommes donc attachés, dans ce chapitre, à créer une antenne BIE bibande à 3.62 GHz et 7.15 GHz générant de la polarisation circulaire sous les deux sous bandes. Cette partie se déroulera en trois étapes. Nous rappellerons, dans un premier temps, la mise au point d'un matériau BIE multimodal. Nous ferons alors un aparté pour spécifier la mise en place au sein de la cavité d'un élément perturbateur permettant de fixer correctement les bandes de fréquences. A partir de là, une étude analogue au chapitre précédent sera menée pour obtenir les meilleures dimensions du patch à double toit. Nous présenterons dans une dernière partie les résultats théoriques de l'antenne ainsi conçue pour les diagrammes de rayonnement et les taux d'ellipticité.

La deuxième application abordée dans ce chapitre portera sur la diversité de polarisation à l'aide d'une excitation multisources. En effet, le but est d'obtenir de la polarisation circulaire gauche ou droite par le simple fait de commuter les alimentations. Pour ce faire, nous utiliserons deux patches ayant leurs encoches diagonalement opposées. Cette étude sera menée à une fréquence de 14.6 GHz. Une première partie sera consacrée à la présentation des différents procédés utilisés dans le domaine de la diversité. Une deuxième partie sera consacrée à la conception avant de présenter les résultats théoriques et expérimentaux de cette antenne.

II. ANTENNE BIE MULTIMODALE A POLARISATION CIRCULAIRE.

II.1. Principe du multibande.

Le fait d'avoir un système multifréquence requiert que le matériau BIE possède autant de bandes permises que de bandes de fréquence souhaitées. Il existe plusieurs manières de réaliser ce concept, nous ne nous intéresserons qu'à deux d'entre elles [III.4]:

- Il est possible d'utiliser les propriétés propres au matériau BIE qui permettent d'obtenir une périodicité de la bande permise aux multiples impairs de la fréquence fondamentale f_0 (**Figure III.1**).

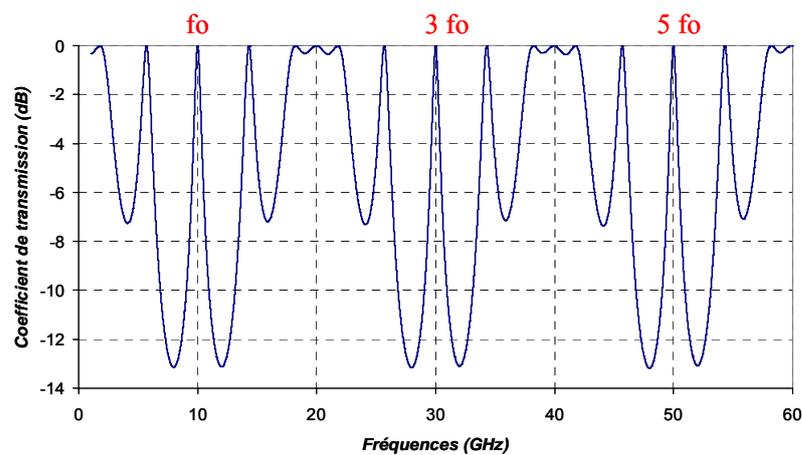


Figure III.1 : Coefficient de transmission d'une structure ayant des bandes permises aux multiples impairs de fréquence fondamentale.

- L'autre solution envisagée est l'utilisation des différentes bandes permises au sein de la même bande de fréquence interdite (**Figure III.2**).

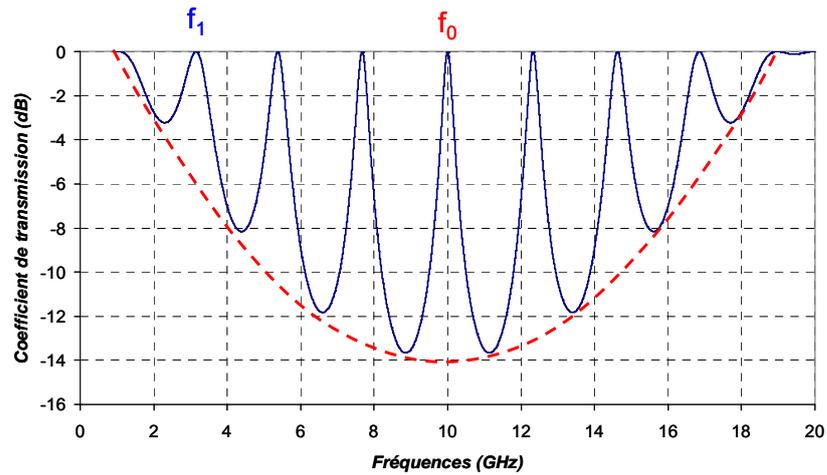


Figure III.2 : Différentes bandes permises au sein de la même bande interdite.

Par la suite, seule la deuxième solution va être retenue. Une description plus en détail va donc être présentée.

Pour créer plusieurs bandes permises au sein de la même bande interdite, le matériau créé ne doit plus posséder un défaut en λ_0 synonyme de la fréquence centrale f_0 mais en λ_1 avec f_1 fréquence centrale de la bande permise. A l'aide du matériau présentée **Figure III.3**, plusieurs bandes permises vont être créées comme représenté sur la **Figure III.2**.

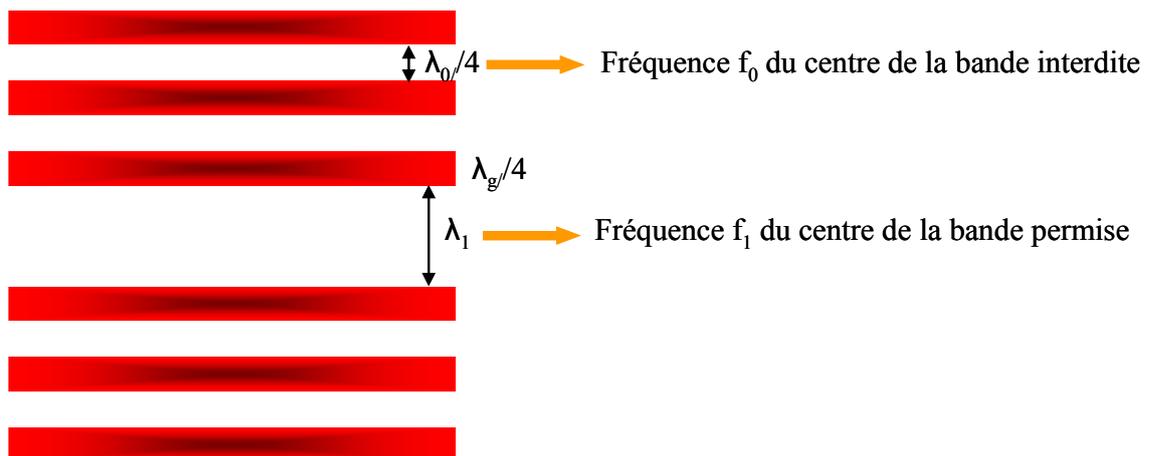


Figure III.3 : Topologie du matériau BIE utilisé pour l'apparition de plusieurs bandes interdites.

A l'aide de ce matériau, nous nous apercevons que plusieurs pics au sein de la même bande interdite apparaissent. Parmi ceux là, le pic central correspond à la fréquence f_0 des plaques diélectriques et deux pics correspondant à la fréquence induite par la hauteur de cavité f_1 . Il est donc important de vérifier que ces fréquences soient compatibles avec un fonctionnement antenne. Pour cela, nous allons analyser les différentes répartitions des champs au sein du défaut pour pouvoir insérer un plan de masse en adéquation avec la théorie des images. Cette étude va être menée avec le cas représenté précédemment (**Figure III.4**).

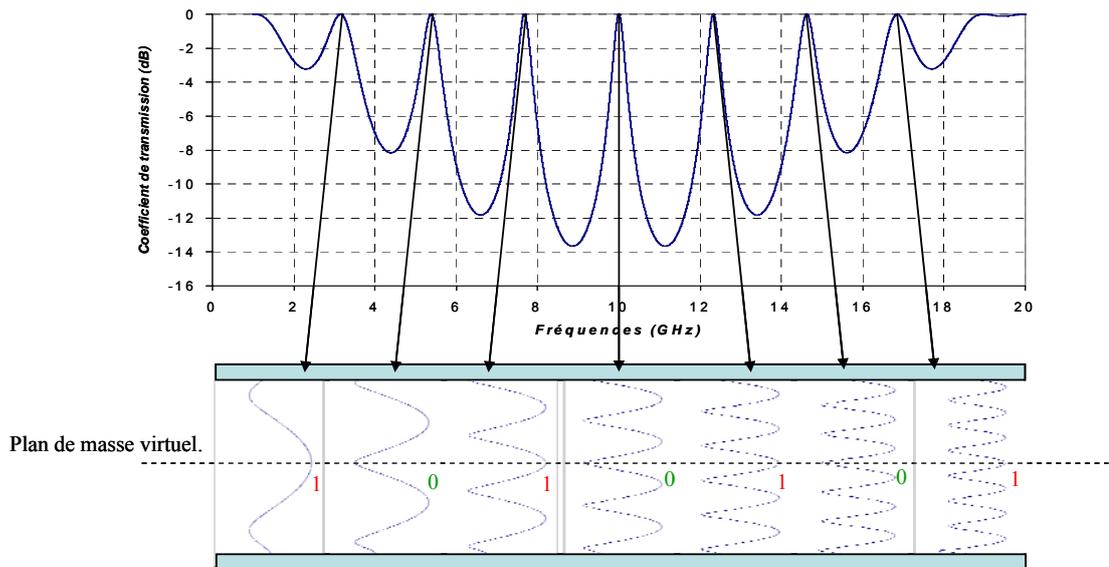


Figure III.4 : Répartition des champs tangentiels au sein des différentes bandes de fréquences permises.

Au vu de la figure précédente, seuls les modes ayant une annulation de champ au centre de la cavité sont susceptibles de fonctionner en mode antenne avec l'insertion d'un plan de masse métallique.

Cette technique de créer plusieurs bandes permises au sein de la même bande interdite présente toutefois un inconvénient majeur. Les fréquences des bandes permises sont tributaires du matériau choisi. Il est rare, voire impossible, que les bandes permises créées correspondent aux attentes d'applications multibandes. Pour pouvoir ajuster correctement les fréquences, l'idée d'insérer un élément diélectrique perturbateur au sein de la cavité a été élaborée [III.4].

II.2. Élément perturbateur.

L'idée d'insérer un élément perturbateur s'inspire de la méthode des cavités résonantes permettant de caractériser le diélectrique (ϵ' , ϵ'') en fonction de la variation de la fréquence de résonance. Le substrat diélectrique à caractériser est placé au sein de la cavité résonante et provoque un changement de fréquence. C'est ce même principe qui va être appliqué pour l'antenne BIE multifréquences.

L'idée est d'insérer un élément diélectrique perturbateur au sein de la cavité et voir quelles sont les modifications. Cette méthode n'a pas pour but de fixer telle ou telle fréquence mais seulement de faire varier l'écart fréquentiel entre les modes de résonance.

Le changement de position de la lame perturbatrice par rapport à la lame du matériau BIE classique a permis de conclure sur le fait qu'il y avait une position privilégiée pour obtenir l'écart différentiel voulu. De cette manipulation, une constatation était apparue à savoir que la fréquence du deuxième mode était moins perturbée par la lame perturbatrice que celle du premier. Cette conclusion vient du fait que nous avons un maximum de champ pour le premier mode et un minimum pour le deuxième mode pour un position de lame bien précise [III.4]. La perturbation aura donc un effet de moindre effet sur le second mode par rapport au premier mode. Pour pouvoir appuyer cette analyse, une série de paramétrages sur le matériau (épaisseur, permittivité) a été réalisée. Il est apparu que pour les deux cas qu'il n'y avait qu'une très faible influence sur la fréquence du deuxième mode (de l'ordre de 1% au maximum) tandis que pour la fréquence du premier, la variation pouvait atteindre des pourcentages de l'ordre de 15%.

De ce fait, la conception d'une antenne multimodale est plus aisée. En effet, l'insertion d'une lame perturbatrice au sein de la cavité n'altérant que très peu la fréquence du second mode, la solution envisagée est de fixer dans un premier temps la fréquence du second mode à l'aide du défaut. Par la suite, il est possible, à l'aide des propriétés de la lame perturbatrice (épaisseur, permittivité relative), de modifier l'écart fréquentiel entre les deux modes et ainsi d'ajuster au mieux la fréquence du premier.

Pour illustrer cette technique, nous allons présenter une antenne multibande en polarisation circulaire fonctionnant aux fréquences de 3.62 GHz et 7.2 GHz. Ces deux valeurs

ont été choisies pour une étude de faisabilité. Une priorité a donc été de trouver un matériau permettant de pouvoir satisfaire à ces deux fréquences tout en minimisant le temps de calcul pour les simulations FDTD.

II.3. Présentation du matériau.

Pour pouvoir obtenir les deux fréquences voulues, plusieurs simulations ont été nécessaires en appliquant les conclusions précédentes. La forme globale du matériau est présentée **Figure III.5**.

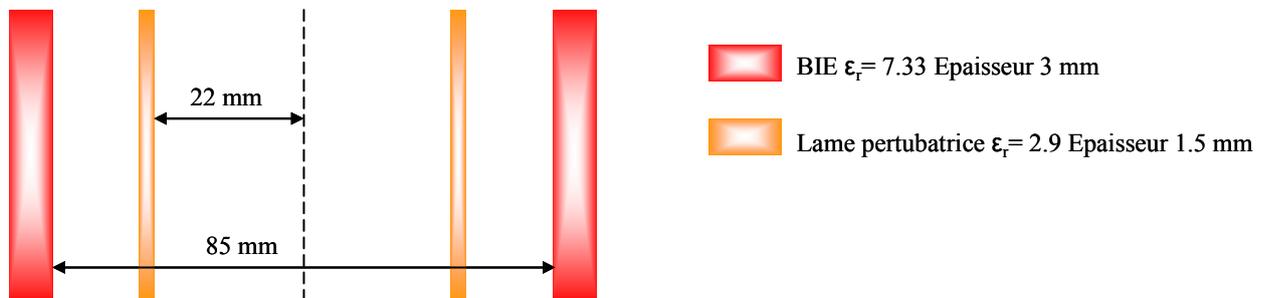


Figure III.5 : Dimensions de la structure.

De ce matériau, il a été possible de déterminer le coefficient de transmission de la structure avec et sans élément perturbateur (**Figure III.6**).

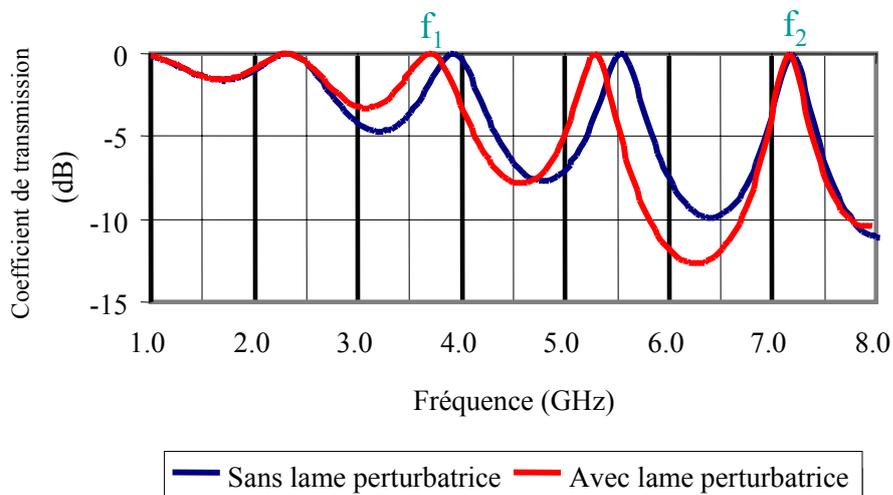


Figure III.6 : Coefficients de transmission sans et avec perturbation.

Sur la figure précédente, il est possible de voir que le fait d'avoir rajouté la lame perturbatrice ne modifie pas la fréquence f_2 . Cette méthode nous a permis d'obtenir les deux bandes permises aux fréquences souhaitées.

Il est important de s'intéresser au facteur de qualité aux deux fréquences f_1 et f_2 pour connaître la directivité maximum qu'il est possible d'obtenir. Pour la première fréquence f_1 , le facteur de qualité est de l'ordre de 5 ce qui nous laisse présager une directivité maximum de 12 dBi. En ce qui concerne la deuxième fréquence f_2 , le coefficient de qualité est de l'ordre de 24 ce qui est synonyme d'une directivité de 15 dBi.

La détermination du matériau adéquate à nos attentes étant à présent finie, une étude paramétrique analogue au chapitre précédent va être faite pour obtenir les directivités souhaitées le tout en générant de la polarisation circulaire de même sens sous les deux bandes.

II.4. Détermination de la taille du patch.

Pour pouvoir exciter en même temps les deux bandes, plusieurs solutions basées sur le principe des patches nous étaient offertes. Il était tout à fait concevable de positionner deux patches différents dans la cavité. Notre choix s'est porté sur un patch à double toit permettant d'obtenir les deux fréquences en n'utilisant qu'une sonde d'alimentation. Comme pour les études précédentes, les éléments métalliques seront de forme rectangulaire avec des encoches carrées. La sonde d'alimentation sera placée de telle sorte à pouvoir alimenter les deux patches en même temps. Le patch permettant d'exciter la fréquence basse aura un substrat étendu. Le patch fonctionnant à 7.2 GHz sera, quant à lui, sur substrat limité du fait de sa configuration. Le substrat utilisé pour les deux patches, aura une permittivité relative de 2.5 et une hauteur de 1 mm. Les différentes dimensions relatives aux deux patches ainsi que la forme globale de l'antenne excitatrice sont présentées **Figure III.7**. Comme pour l'étude du chapitre précédent, les dimensions seront respectivement Δx dans la direction x , Δy dans la direction y et Δe pour la taille des encoches. Les indices 1 et 2 affectés à chaque dimension illustrent la fréquence de travail. L'indice 1 correspond à la fréquence basse tandis que le 2 à la fréquence haute.

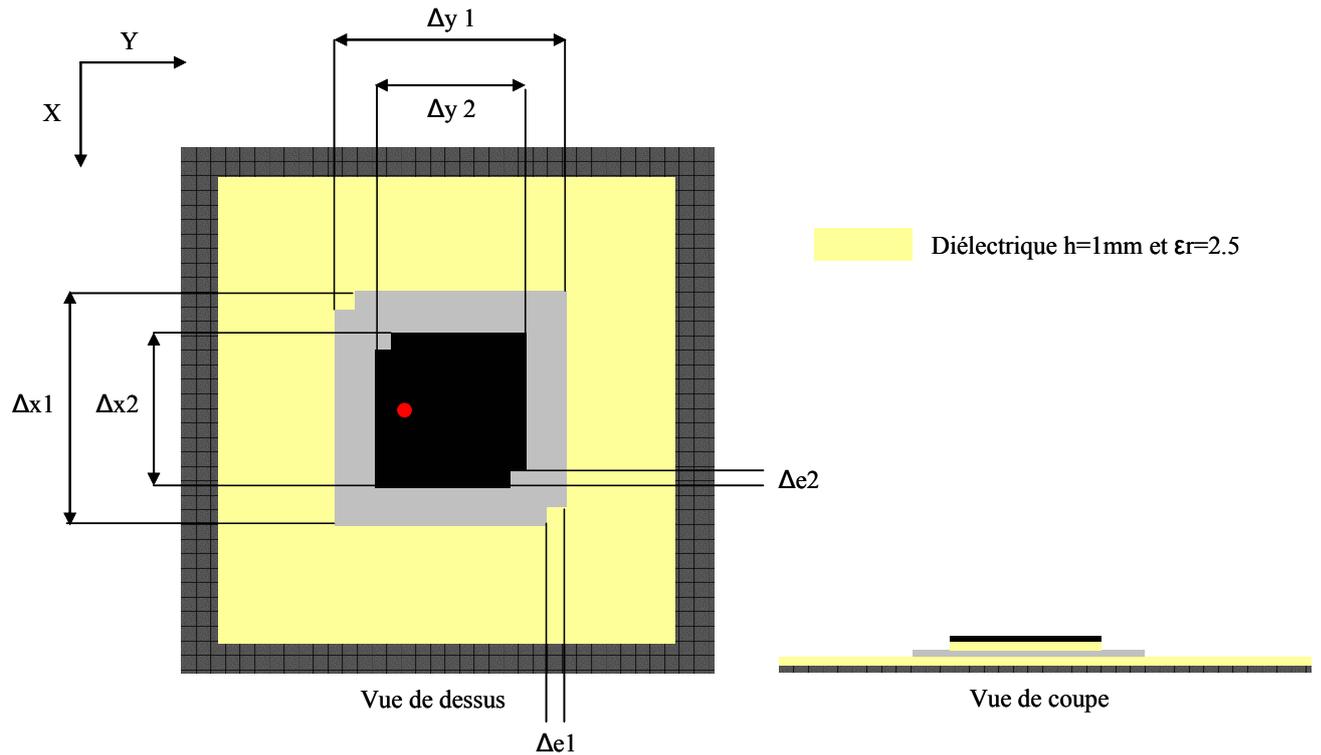


Figure III.7 : Topologie du patch double toit.

La présentation de l'élément rayonnant étant à présent faite, la méthode de simulation reste identique aux études précédentes. Les simulations ainsi réalisées devront dans tous les cas être faites avec la présence du patch double toit. L'étude ne peut pas être menée en ne prenant pas en compte les deux patches en même temps. Chaque patch a une incidence sur l'autre. De plus, le fait de changer une dimension sur un entraînera des modifications sur l'autre. Pour faire l'étude paramétrique, il est nécessaire de modifier les côtes des deux patches sur la même simulation. Le mode opératoire est donc de placer les deux patches sous le matériau BIE défini auparavant et de le rendre infini à l'aide de couches absorbantes de types PML (**Figure III.8**).

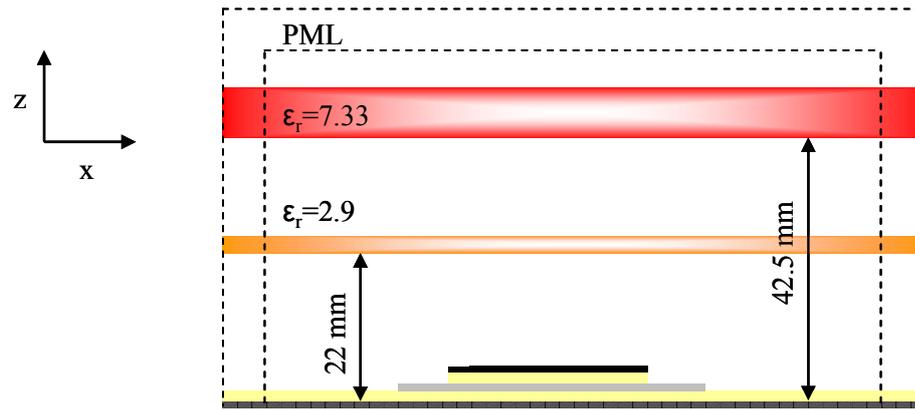


Figure III.8 : Méthode de simulation.

A l'aide cette méthode, il est aisé de déterminer, après une série de simulations, les dimensions du patch double toit. Dans un premier temps, nous allons présenter les résultats obtenus pour la fréquence basse.

II.4.1. Fréquence basse.

a) Présentation du patch.

Pour obtenir un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB à la fréquence de 3.62 GHz, les dimensions du patch pour la fréquence basse sont données **Figure III.9**.

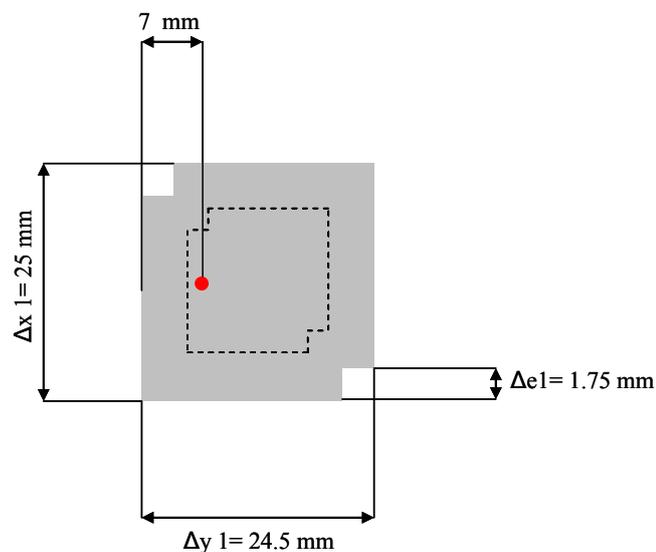


Figure III.9 : Dimensions du patch pour la fréquence basse.

b) Résultats.

Avec ces dimensions, il est possible de tracer le couplage E_x/E_y entre les composantes E_x et E_y (**Figure III.10**). Le couplage ainsi représenté est le rapport des modules des champs E_x et E_y . Sur cette courbe, le couplage est maximum avec une valeur de 0.9 à la fréquence du mode couplé 3.62 GHz. Ceci est conforme à nos attentes, en effet c'est la dimension Δx_1 qui fixe la fréquence du mode couplé.

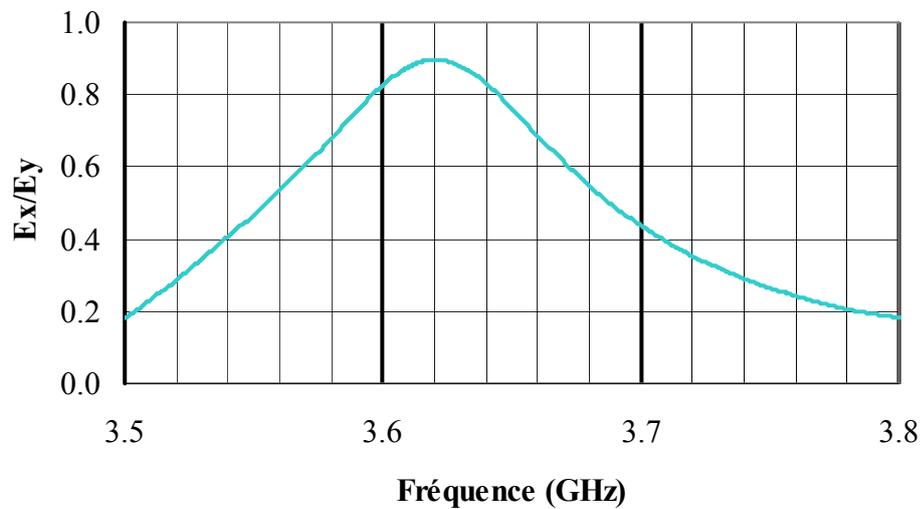


Figure III.10 : Représentation du couplage pour la fréquence basse f_1 .

Cette courbe nous laisse présager que la différence de phase entre les composantes de champs doit être proche de $\pm 90^\circ$ à la fréquence où le couplage est maximum (**Figure III.11**).

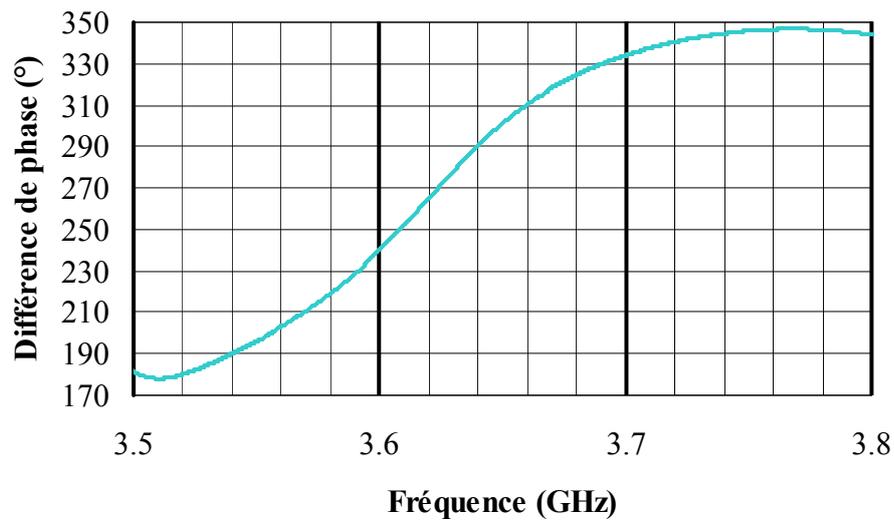


Figure III.11 : Différence de phase entre E_x et E_y à la fréquence basse f_1 .

Conformément à nos attentes, à 3.62 GHz, la différence de phase entre les deux champs est de -90° . Le fait d'avoir un patch à double toit ne modifie pas la méthode de conception du patch à encoches chargé par un matériau BIE. Les deux courbes précédentes laissent entrevoir que le taux d'ellipticité pour la fréquence basse f_1 sera proche de 0 dB (**Figure III.12**).

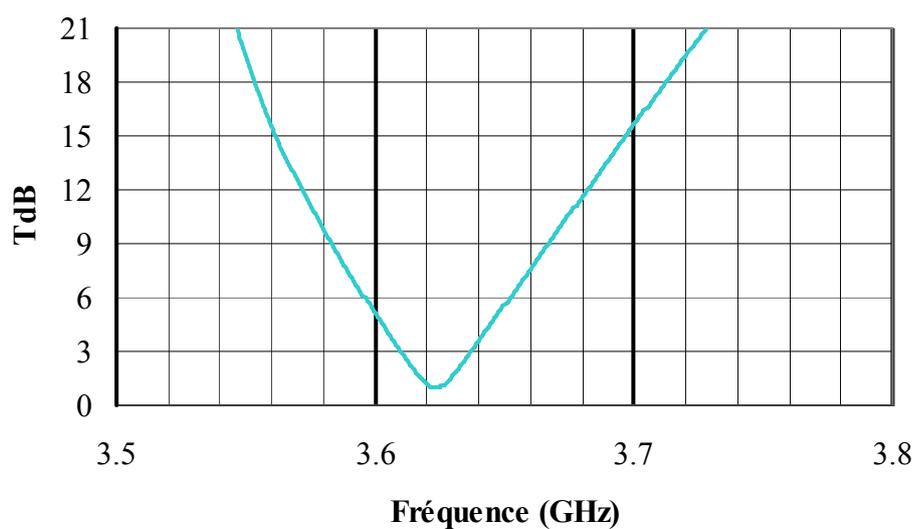


Figure III.12 : Taux d'ellipticité à la fréquence basse f_1 .

Conformément à nos attentes des résultats précédents, le taux d'ellipticité avec ce premier patch est de 1 dB à la fréquence de 3.62 GHz. La bande passante où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB est de l'ordre de 1 %. Les caractéristiques du patch inférieur étant à présent déterminées, une étude similaire pour le patch excitateur de la fréquence haute est faite.

II.4.2. Fréquence haute.

a) Présentation du patch.

L'étude paramétrique a permis de trouver les dimensions du patch pour la fréquence haute. Les dimensions de celui-ci sont données **Figure III.13**.

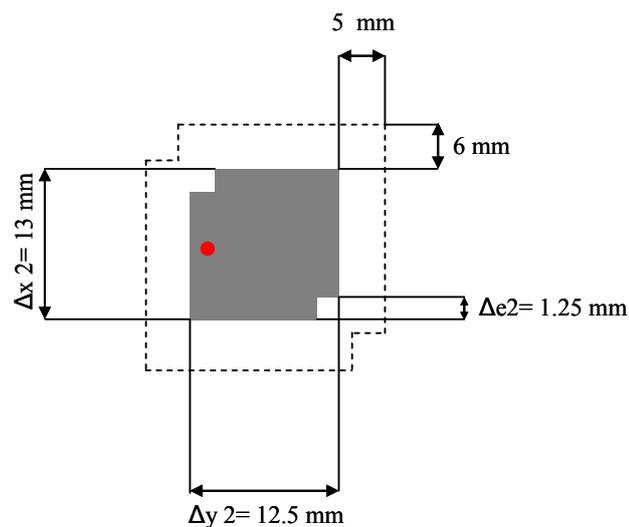


Figure III.13 : Dimensions du patch pour la fréquence haute.

b) Résultats.

Comme auparavant, ces simulations ont permis de tracer les différentes caractéristiques propres à la polarisation circulaire. Le premier résultat représente le couplage E_x/E_y (**Figure III.14**).

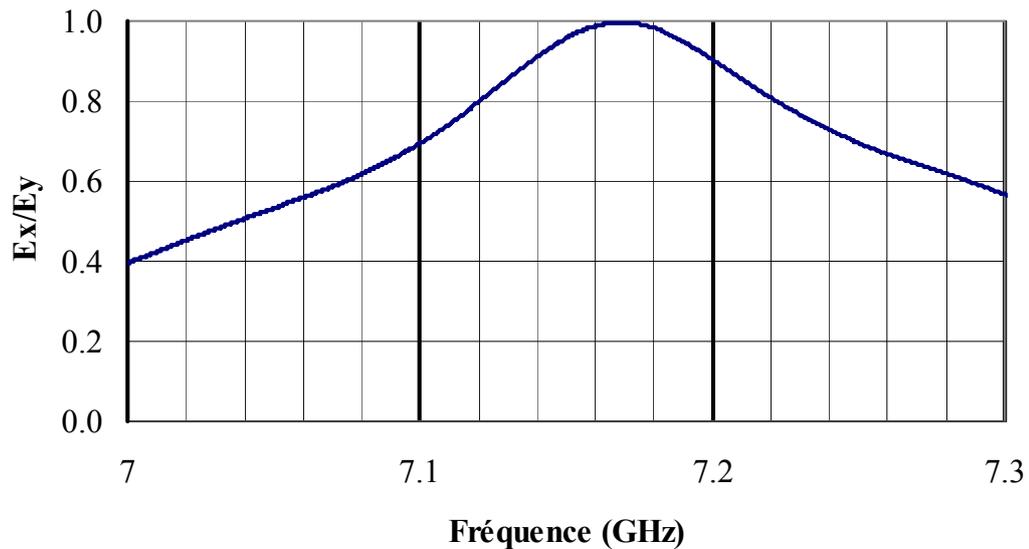


Figure III.14 : Couplage intermodal.

Sur la représentation précédente, il est possible de voir que le couplage est égal à 1 à la fréquence de 7.17 GHz. Cette fréquence correspond à la fréquence du mode couplé E_x . Le fonctionnement reste encore une fois identique aux cas précédents. Pour confirmer ces résultats, il est important de regarder l'évolution de la différence de phase entre les deux composantes (**Figure III.15**).

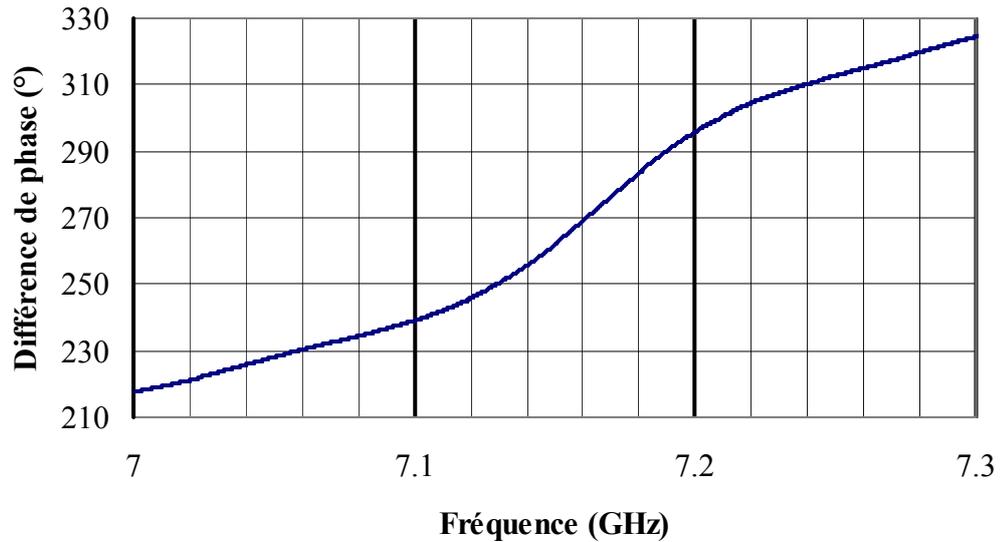


Figure III.15 : Différence de phase entre les champs E_x et E_y .

Cette courbe permet de confirmer que la méthode de conception élaborée dans le chapitre précédent reste valable encore une fois. En effet, la différence de phase est encore égale à -90° quand le couplage est égal à 1. Au vu de ces deux résultats, le taux d'ellipticité doit tendre vers 0 dB à la fréquence de 7.16 GHz (**Figure III.16**).

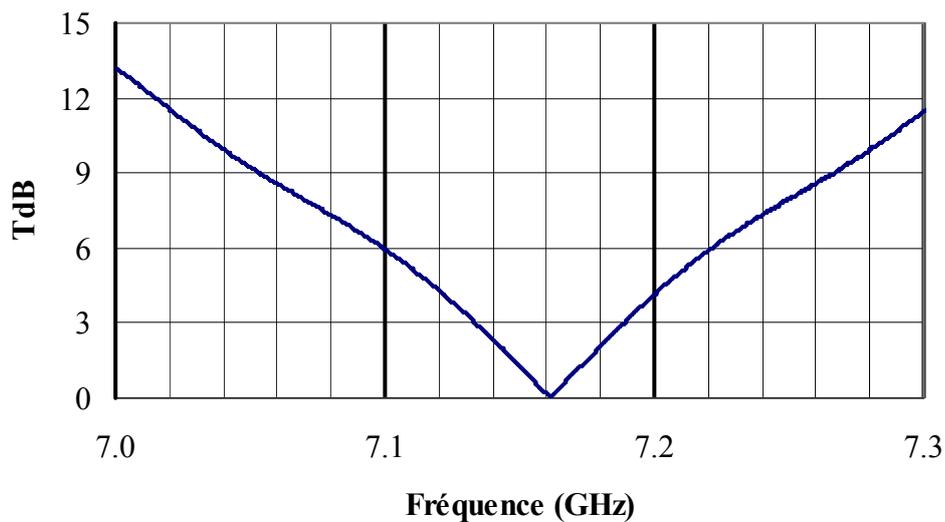


Figure III.16 : Taux d'ellipticité pour la fréquence f_2 .

La représentation du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence donne d'excellents résultats. A la fréquence de 7.16 GHz, le taux d'ellipticité est égal à 0 dB. La bande passante, où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB, est quand à elle de 1 %.

II.4.3. Conclusion.

Les études menées sur le patch double toit ont permis de dimensionner les deux patches. Les résultats obtenus sont très convaincants avec un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB sur une bande de 1% pour les deux bandes. Les meilleurs taux d'ellipticité sont de 1 dB pour la fréquence basse et de 0 dB pour la fréquence haute. Il est temps à présent de voir le fonctionnement en antenne au niveau du diagramme de rayonnement et du taux d'ellipticité.

II.5. Antenne multifréquence.

II.5.1. Présentation de l'antenne.

Au vu des gains potentiels proposés par les deux sous bandes, les dimensions latérales nécessaires ne seront pas les mêmes. Les dimensions optimales devraient être de l'ordre de 10 cm pour la bande fréquence basse et de 8,4 cm pour les fréquences hautes. Dans notre cas, nous utiliserons les mêmes dimensions latérales que ce soit pour le matériau BIE ou pour l'élément diélectrique perturbateur. Les dimensions latérales de l'antenne seront donc de 10 * 10 cm. Le matériau BIE est le même que présenté précédemment. La configuration de l'antenne est présentée **Figure III.17.**

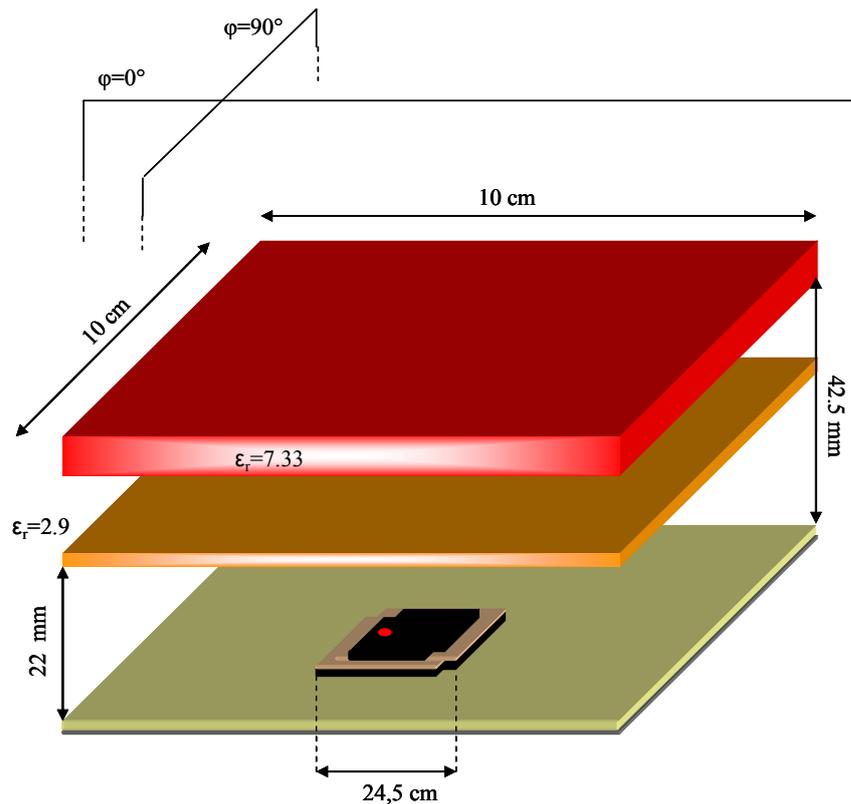


Figure III.17 : Représentation de l'antenne simulée.

Pour cette antenne, nous allons nous intéresser à deux caractéristiques essentielles pour notre application : la bande passante en taux d'ellipticité mais aussi l'allure du diagramme de rayonnement. La première partie sera consacrée aux résultats obtenus pour la fréquence basse.

II.5.2. Fréquence basse.

a) Taux d'ellipticité.

La **Figure III.18** représente le taux d'ellipticité obtenu pour cette antenne pour la fréquence basse.

La figure suivante permet de dire que l'étude paramétrique sur le patch permet de diminuer considérablement le temps de calcul en ayant toutefois des résultats analogues dans les deux cas. La bande passante pour laquelle le taux d'ellipticité est inférieure à 3 dB est égale à 0.9 %. Cette valeur est légèrement inférieure à celle obtenue dans la chapitre précédent du fait de la présence du patch double toit qui a tendance à modifier quelque peu le comportement.

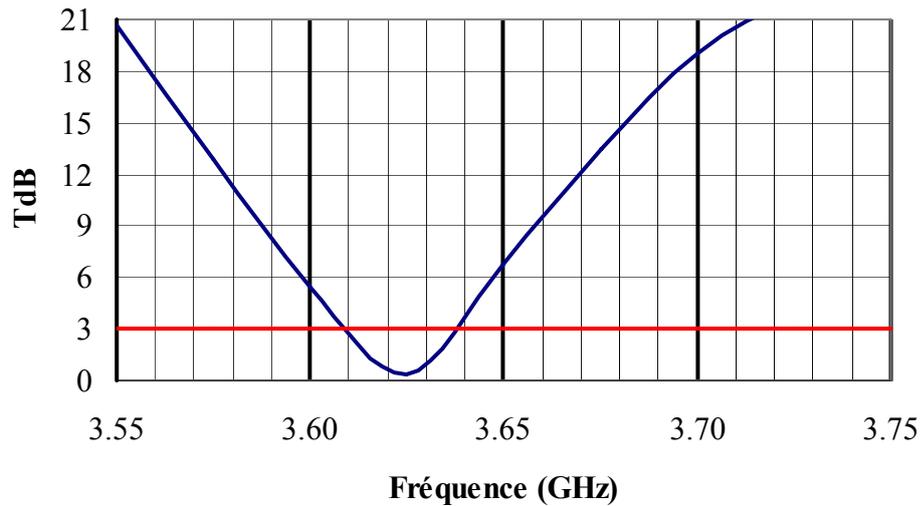


Figure III.18 : Représentation du taux d'ellipticité.

b) Diagramme de rayonnement.

Reste à présent à savoir l'allure du diagramme de rayonnement avec l'utilisation d'un patch double toit. Cette représentation sera faite dans les deux plans φ à la fréquence de 3.62 GHz (**Figure III.19**).

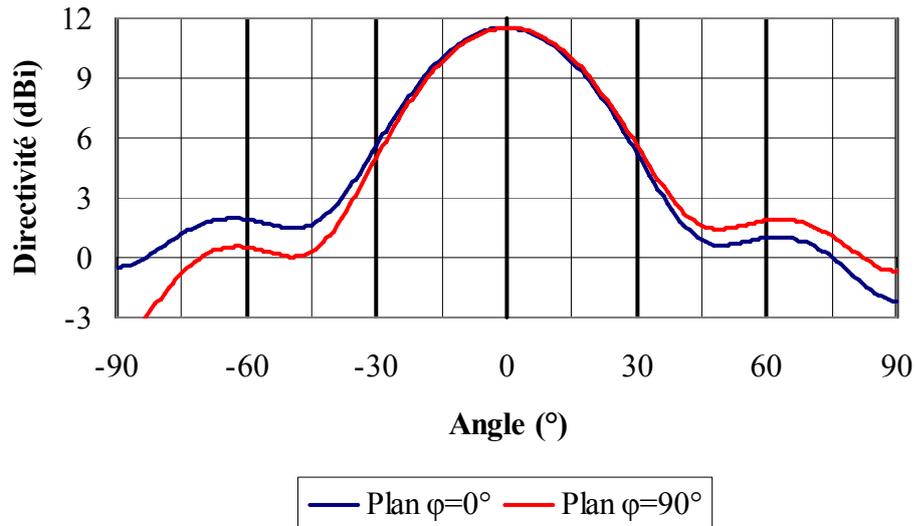


Figure III.19 : Représentation du diagramme de rayonnement à 3.62 GHz.

Le diagramme de rayonnement dans les deux plans est conforme à nos attentes. A la fréquence de 3.62 GHz, la directivité obtenue est de l'ordre de 11.5 dBi. De plus, le fait d'avoir un patch double toit n'altère en rien la forme du diagramme. Une présentation analogue est donc à faire pour la bande en fréquence haute.

II.5.3. Fréquence haute.

a) Taux d'ellipticité.

Une représentation de l'évolution du taux d'ellipticité pour la bande de fréquence haute est faite **Figure III.20**.

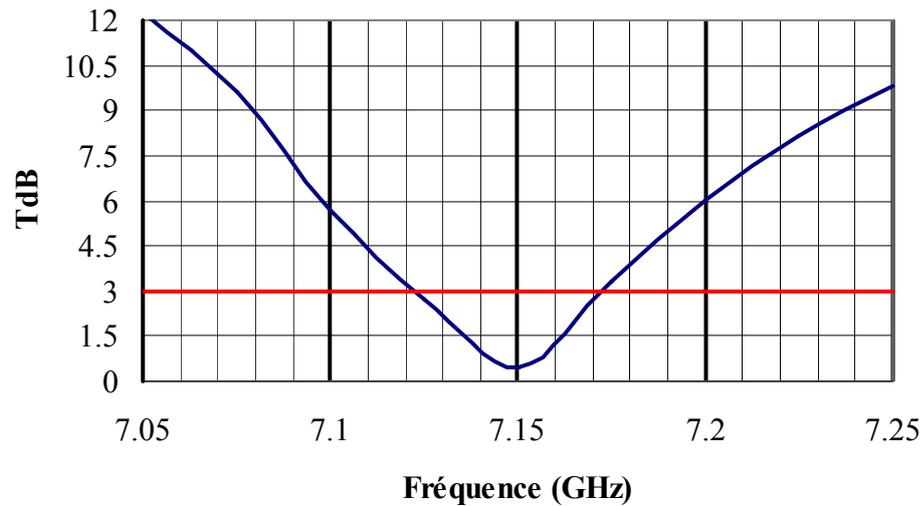


Figure III.20 : Représentation du taux d'ellipticité.

Sur la figure précédente, le minimum obtenu est de l'ordre de 0.4 dB autour de 7.15 GHz. La bande passante pour laquelle le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB est égale à 0.7 %. Cette valeur est semblable à celle de la fréquence basse à 0.2 % près. Il est possible que cette bande soit inférieure du fait de la configuration double toit qui a tendance à détériorer le comportement des patches.

Pour les taux d'ellipticité, il est possible de dire que la méthode de conception est donc validée pour un patch double toit.

b) Diagramme de rayonnement.

La représentation du diagramme de rayonnement à 7.15 GHz est faite **Figure III.21**.

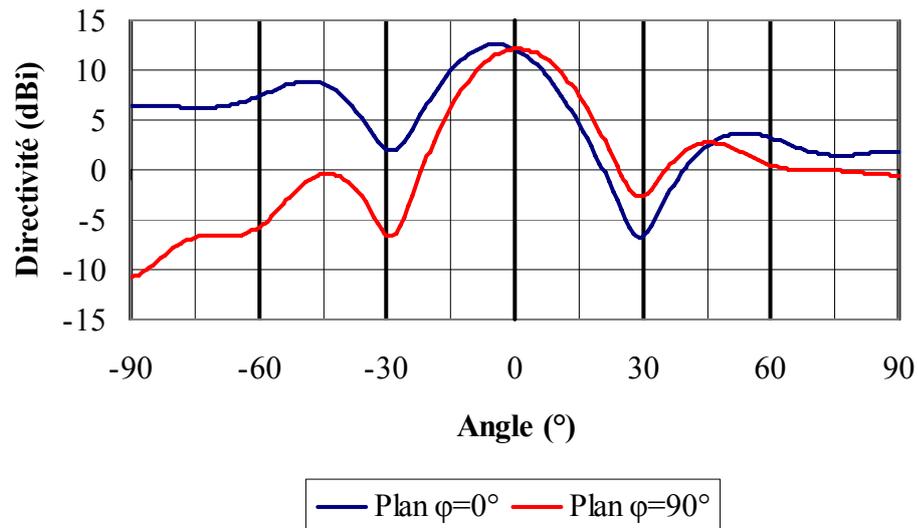


Figure III.21 : Allure du diagramme de rayonnement à 7.15 GHz.

Sur cette figure, il est possible de voir qu'outre la perturbation due à la sonde d'alimentation dans le plan $\varphi=0^\circ$, le rayonnement est fortement chahuté par la présence du patch à double toit. La solution de mettre un double toit permet d'obtenir un bon taux d'ellipticité mais dégrade fortement le rayonnement, il faudrait une étude plus approfondie pour diminuer le couplage entre les deux patches. De plus, le patch servant à la bande inférieure est sur substrat étendu contrairement à son homologue ce qui a pour effet d'augmenter le couplage. Pour valider à la fois le rayonnement et le taux d'ellipticité de cette structure multifréquence, une étude en excitant indépendamment les deux sous bandes va être réalisée.

II.6. Antenne multifréquence excitée par deux patches indépendants.

La configuration double toit pour le patch n'étant plus d'actualité, les dimensions des du patch fonctionnant sur la bande de fréquence haute ne seront pas les mêmes que précédemment. Il est donc nécessaire de faire une étude comme auparavant. Les dimensions

du matériau BIE sont, quant à elles, identiques aussi bien transversalement que latéralement. Cette démonstration va se faire en deux étapes : les fréquences basses puis les fréquences hautes.

II.6.1. Fréquence basse.

a) Dimensions du patch.

Les dimensions de l'aérien sont identiques à la **Figure III.9** du fait que les résultats ne sont que très peu modifiés par la présence du patch fonctionnant pour les fréquences hautes.

b) Résultats.

Une présentation du taux d'ellipticité est faite **Figure III.22**.

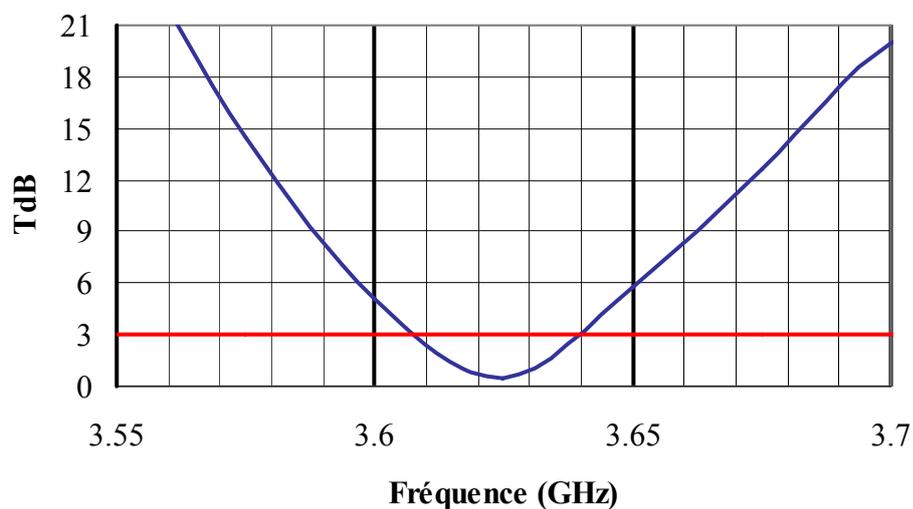


Figure III.22 : Evolution du taux d'ellipticité pour les fréquences basses.

Comme pour le cas du patch à double toit, le taux d'ellipticité suit la même tendance. La bande passante pour le taux d'ellipticité est cette fois égale à 1%. Nous retrouvons dans ce

cas, un fonctionnement qui se rapproche plus des différents cas exposé durant la chapitre II. Toutefois, nous n'atteignons pas 1.5 % ce qui est dû à la présence de l'élément perturbateur. Le problème, le plus important à résoudre était l'allure du diagramme de rayonnement. En ce qui concerne les fréquences basses, la forme du diagramme correspondait à nos attentes. Le patch étant de même dimension que précédemment, il est intéressant de savoir si l'allure du diagramme de rayonnement n'a pas été modifiée par l'absence du patch double toit qui pouvait venir perturber le rayonnement (**Figure III.23**).

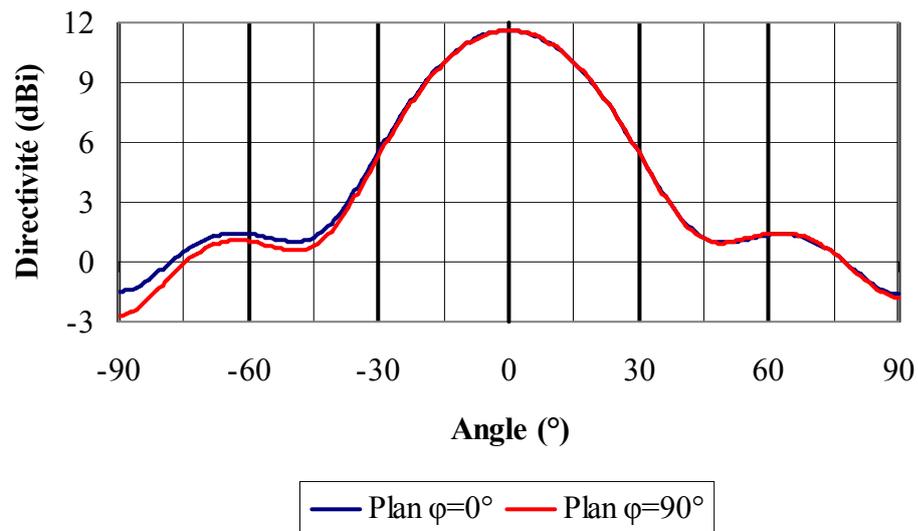


Figure III.23 : Diagramme de rayonnement à 3.62 GHz.

Pour le fonctionnement en fréquences basses, il est possible de dire que le fait de ne pas avoir un patch double toit ne modifie en rien le fonctionnement électromagnétique. En effet, que ce soit pour le taux d'ellipticité ou pour la forme du diagramme de rayonnement, les résultats sont identiques. Passons à présent à l'étude des fréquences hautes, où le problème du diagramme de rayonnement est apparu.

II.6.2. Fréquence haute.

a) Dimensions du patch.

Le fait de ne plus avoir l'élément rayonnant pour les fréquences basses modifie légèrement les dimensions latérales du patch ainsi que la taille des encoches. Après une étude

paramétrique analogue aux précédentes, les nouvelles dimensions de l'aérien sont données **Figure III.24**.

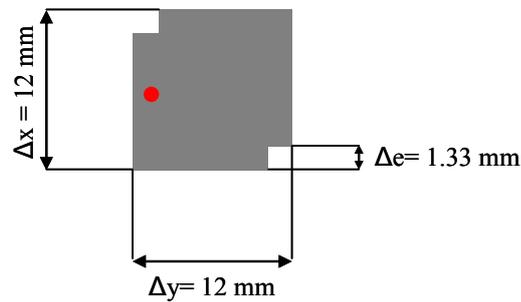


Figure III.24 : Présentation du patch pour les fréquences hautes.

b) Résultats.

Le taux d'ellipticité pour les fréquences hautes est présenté **Figure III.25**.

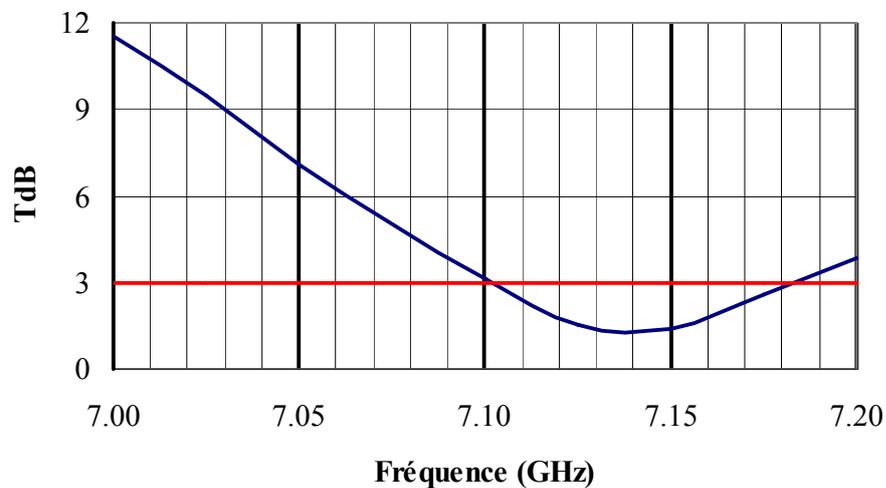


Figure III.25 : Evolution du taux d'ellipticité pour les fréquences hautes.

Sur la représentation précédente, il est possible de voir que le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB autour de la fréquence de 7.15 GHz. La bande passante pour le taux d'ellipticité est de 1.1 % ce qui se rapproche de l'étude avec la matériau BIE sans élément perturbateur. Le fait que nous n'ayons pas 1.5 % est dû une nouvelle fois à la présence de la

perturbation. Notre principal souci ne se situait pas au niveau du taux d'ellipticité mais plutôt sur le diagramme de rayonnement (**Figure III.26**).

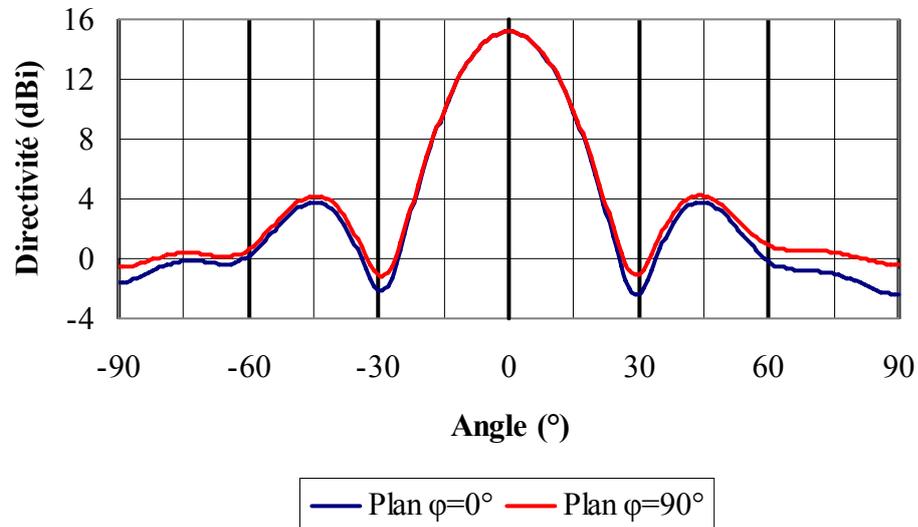


Figure III.27 : Diagramme de rayonnement à 7.15 GHz.

Cette figure prouve qu'il est tout à fait possible de s'affranchir du problème de distorsion du diagramme de rayonnement en utilisant un autre type de source. En effet, utiliser deux sources indépendantes revient à utiliser une source large bande ayant les mêmes propriétés. Aussi bien au niveau du taux d'ellipticité que sur le plan des diagrammes de rayonnement, les résultats obtenus sont en totale adéquation avec nos attentes.

II.7. Conclusion.

Le fait d'avoir un matériau BIE multimodal permet d'obtenir, comme pour la polarisation linéaire [III.1], une antenne bibande. L'originalité de cette étude est qu'il est possible, avec la même méthode que dans le chapitre précédent, de paramétrer deux patches à encoches pour obtenir une antenne BIE bibande à polarisation circulaire.

Les résultats trouvés donnent entière satisfaction sur la qualité de la polarisation circulaire avec des taux d'ellipticité inférieur à 3 dB sur une bande de fréquence de 1 %. Seul le problème du diagramme de rayonnement pour la bande de fréquence haute est apparu. En effet, il est très difficile avec un patch double toit d'obtenir un diagramme de rayonnement parfaitement propre pour la bande de fréquence générée par le patch supérieur. La solution a donc été de scinder l'alimentation en deux patches indépendants fonctionnant chacun sur sa propre bande de fréquence. Les nouveaux résultats trouvés sont analogues, sur la qualité de la polarisation circulaire à ceux alimentés par le patch double toit.

Ces différentes analyses nous permettent de dire que plusieurs perspectives peuvent être envisagées pour réaliser une antenne BIE bibande à polarisation circulaire :

- La possibilité d'exciter le matériau BIE bibande à défaut à l'aide d'un patch double toit à encoches correctement paramétrés pour s'affranchir du problème de dissymétrie existant sur les diagrammes de rayonnement.

- La possibilité de mettre deux patches à encoches au sein du défaut. Ces deux patches exciteraient alors indépendamment leur bande de fréquence. Cette solution aurait pour avantage d'avoir, avec la même structure, soit un fonctionnement monomodal ou multimodal en fonction des patches alimentés.

- La possibilité d'alimenter l'antenne BIE avec une source présentant une large bande en polarisation circulaire.

La partie consacrée à l'antenne BIE multimodale à polarisation circulaire étant finie, nous nous sommes aussi intéressés à une autre application à l'aide des patches à encoches, à savoir : la diversité de polarisation.

III. ANTENNE BIE A POLARISATION CIRCULAIRE A DIVERSITE DE POLARISATION.

Les transmissions de signal RF entre deux antennes sont confrontées à des pertes de puissance qui sont d'origines incontrôlables par l'homme : affaiblissement de l'onde

électromagnétique émise avec la distance, la nature du milieu de propagation (végétation, météorologie, ...), mais et surtout aux phénomènes d'évanouissements des multi-trajets de l'onde électromagnétique. Pour pouvoir contrer ces phénomènes, le moyen le plus simple est de redimensionner les antennes pour une augmentation de gain en apportant parallèlement une plus grande puissance d'émission. Cette technique, ayant fait ses preuves, présente tout de même un léger inconvénient : le coût. Pour remédier à ce problème, un système plus attrayant est de combiner plusieurs récepteurs, c'est la technique de la diversité.

III.1. La diversité.

III.1.1. Les techniques de diversité.

L'imagination des chercheurs a permis de mettre au point différentes techniques de diversité :

a) La diversité de fréquence.

Celle-ci permet de générer un même signal à des fréquences différentes. Le milieu de propagation n'ayant pas les mêmes caractéristiques, les signaux à la réception seront ainsi décorrélés. Cette solution souffre du faible espace libre sur le spectre des fréquences.

b) La diversité temporelle.

Le même signal est envoyé à des instants différents proches les uns des autres. Cette méthode est plus généralement utilisée pour les transmissions numériques ce qui entraîne un traitement du signal complexe qui la rend relativement coûteuse et difficile à mettre au point.

c) La diversité d'antenne.

Cette technique est la plus représentative des propriétés électromagnétiques des antennes. Elle comporte trois sous ensembles :

- Diversité d'espace : Elle est directement liée à l'écart entre deux antennes identiques. Elles doivent être à une distance d'au moins la distance de cohérence représentant l'écart qui permet d'avoir des évanouissements indépendants. Ces distances sont de nos jours évalués entre 0.4 et 0.6 fois la longueur d'onde [III.5]. En dessous de cette distance, nous préférons utiliser les deux autres types de diversité d'espace.

- Diversité de polarisation : Elle consiste à utiliser deux récepteurs identiques selon deux polarisations orthogonales et en les espaçant faiblement. Son but est de minimiser l'effet de dépolarisation de l'onde. Cette technique peut aussi être utilisée en polarisation circulaire avec l'utilisation des deux sens de polarisation. Cette solution sera envisagée dans la suite de ce rapport.

- Diversité de rayonnement : Celle-ci repose sur la différence de diagrammes de rayonnement de deux antennes différentes. Elle a pour but de favoriser les directions de certains trajets par rapport à d'autres. Cette technique présente l'avantage d'être de faible encombrement avec l'absence de contrainte d'espacement.

Ces différentes solutions étant à présent définies, il est nécessaire de connaître les techniques permettant d'évaluer la qualité des diversités.

III.1.2. Coefficient de corrélation d'enveloppe (ρ_e).

C'est la grandeur mesurée dans les expérimentations ayant trait à la diversité d'antenne. Il exprime au mieux la corrélation existante entre les enveloppes [III.6].

C'est un terme qui prend ses valeurs entre 0 et 1. Une parfaite décorrélation correspond à une valeur de coefficient de 0 qui traduit une parfaite indépendance entre les deux signaux arrivant sur les deux ports du système de diversité. Cette valeur ne peut en réalité jamais être

atteinte en pratique du fait que les signaux ne sont jamais totalement indépendants. En théorie [III.5][III.6][III.7], la valeur maximale que doit prendre le coefficient de corrélation ne doit pas excéder 0.7. Nous pourrions dire qu'un système présente une bonne diversité lorsque ce coefficient tendra vers 0.

Ce coefficient est calculé selon [III.7]:

$$\rho_e = \frac{\left| \int \left(XPR E_{\theta 1}(\Omega) E_{\theta 2}^*(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi 1}(\Omega) E_{\phi 2}^*(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \right|^2}{\left(\int \left(XPR G_{\theta 1}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 1}(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \cdot \int \left(XPR G_{\theta 2}(\Omega) P_{\theta}(\Omega) + G_{\phi 2}(\Omega) P_{\phi}(\Omega) \right) d\Omega \right)} \quad (\text{III.1})$$

Avec : - XPR : le taux de polarisation croisée.

- $\Omega = (\theta, \varphi)$

- $d\Omega = \sin \theta d\theta d\varphi$

- $G_{\theta} = E_{\theta}(\Omega) E_{\theta}^*(\Omega)$ et $G_{\phi} = E_{\phi}(\Omega) E_{\phi}^*(\Omega)$

- $E_{\theta 1}(\Omega)$, $E_{\theta 2}(\Omega)$ sont respectivement les diagrammes de rayonnement en champs complexes en θ des antennes 1 et 2 du système de diversité à deux ports.

- $E_{\phi 1}(\Omega)$, $E_{\phi 2}(\Omega)$ sont respectivement les diagrammes de rayonnement en champs complexes en φ des antennes 1 et 2.

- $P_{\theta}(\Omega)$, $P_{\phi}(\Omega)$ sont les puissances incidentes pour les deux types de polarisation ou fonctions densités de probabilité d'angle d'arrivée de l'onde incidente sur le système de diversité.

Sous conditions d'un XPR égal à 1 et d'une distribution uniforme des probabilités d'angle d'arrivée, l'expression (III.1) devient [III.8] [III.9] :

$$\rho_e = \frac{\left| \int_{4\pi} [F_1(\theta, \varphi) \bullet F_2(\theta, \varphi)] d\Omega \right|^2}{\int_{4\pi} |F_1(\theta, \varphi)|^2 d\Omega \int_{4\pi} |F_2(\theta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (\text{III.2})$$

Avec : - $F_i(\theta, \phi) = \vec{E}_{\theta i}(\theta, \phi) + \vec{E}_{\phi i}(\theta, \phi)$ représentant le vecteur champ rayonné par le système de diversité quand le port i est excité.

Pour notre étude, nous allons nous intéresser au coefficient de corrélation d'un système de diversité présentant deux patches à encoches en polarisation circulaire gauche et droite chargés par un matériau BIE.

III.2. Antenne BIE à polarisation circulaire gauche et droite.

III.2.1. Génération de la polarisation circulaire gauche et droite.

Les antennes patch à encoches présentent l'avantage de pouvoir générer les deux styles de polarisations circulaires par une simple commutation des encoches selon leur diagonale. Dans le cas d'un patch carré, seul le changement de médiane pour la sonde permet de modifier le sens de polarisation. Dans notre cas, le patch étant rectangulaire, pour une même fréquence de fonctionnement, les dimensions latérales du patch ainsi que la taille des encoches ne sont pas modifiées. Les résultats obtenus pour les deux différents patches seront alors analogues. Une représentation des patches nécessaires pour l'obtention de la polarisation circulaire gauche et droite est faite **Figure III.28**.

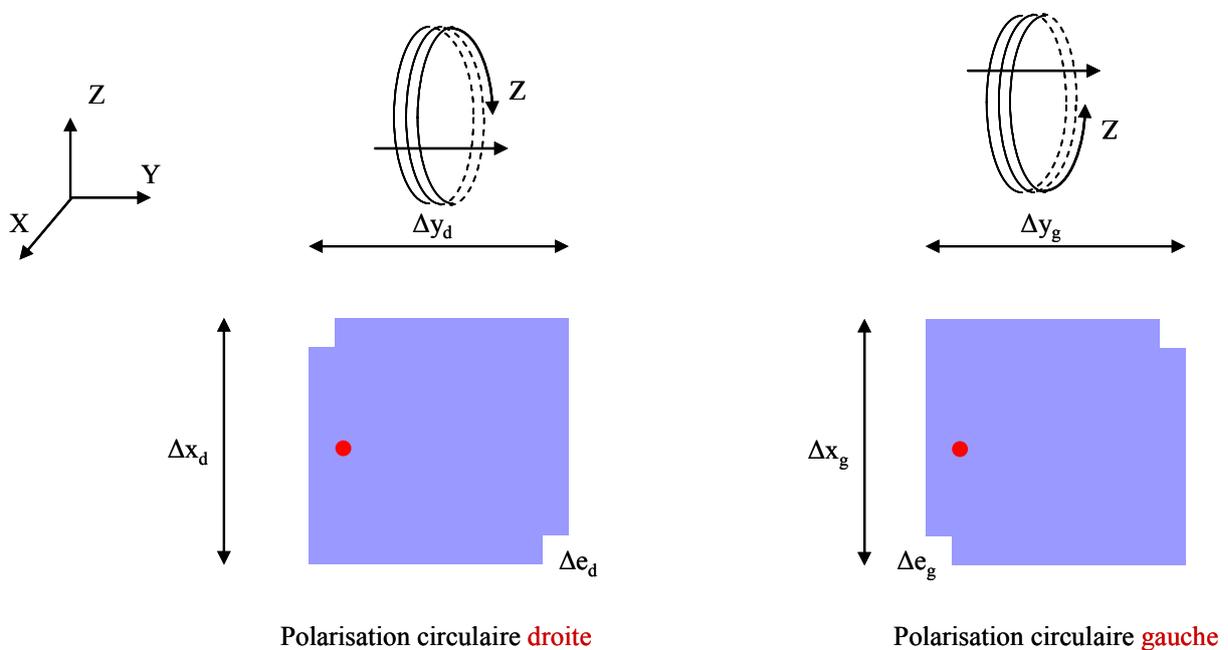


Figure III.28 : Topologie des patches à encoches générant les deux sens de polarisation circulaire.

Le but de cette application est de créer une antenne à matériau BIE capable de générer à la fois la polarisation circulaire gauche et droite à la fréquence de 14.6 GHz. Pour ce faire, l'antenne utilisée par la suite sera composée du même matériau BIE que dans le **chapitre II** (à savoir trois plaques de plexiglas de permittivité relative 2.5) et deux patches à encoches.

III.2.2. Présentation de l'antenne BIE à double polarisation circulaire.

Pour créer une antenne ayant les deux sens de polarisation circulaire à 14.6 GHz, l'utilisation de deux patches ayant comme dimensions $\Delta x_d = \Delta x_g = 5.72$ mm, $\Delta y_d = \Delta y_g = 5.36$ mm et $\Delta e_d = \Delta e_g = 0.715$ mm est nécessaire. Une présentation de l'antenne ainsi conçue est faite **Figure III.29**. La dimension interpatch est notée Δl . Une explication sur cette valeur sera donnée dans la suite de ce rapport.

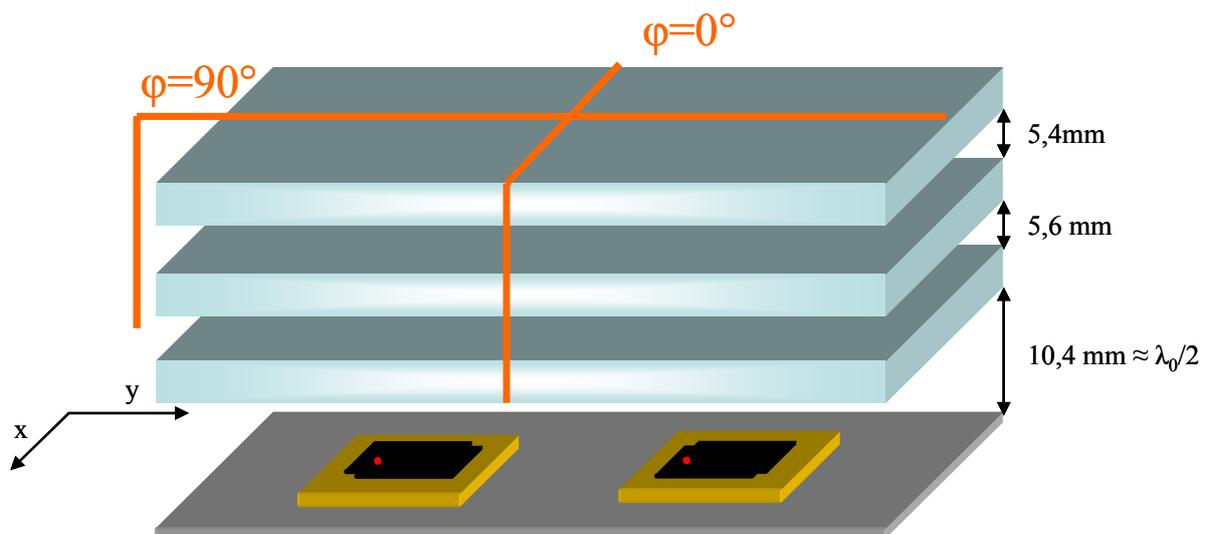


Figure III.29 : Allure générale de l'antenne BIE à diversité de polarisation.

La représentation plus précise des antennes patchs à encoches est faite **Figure III.30**.

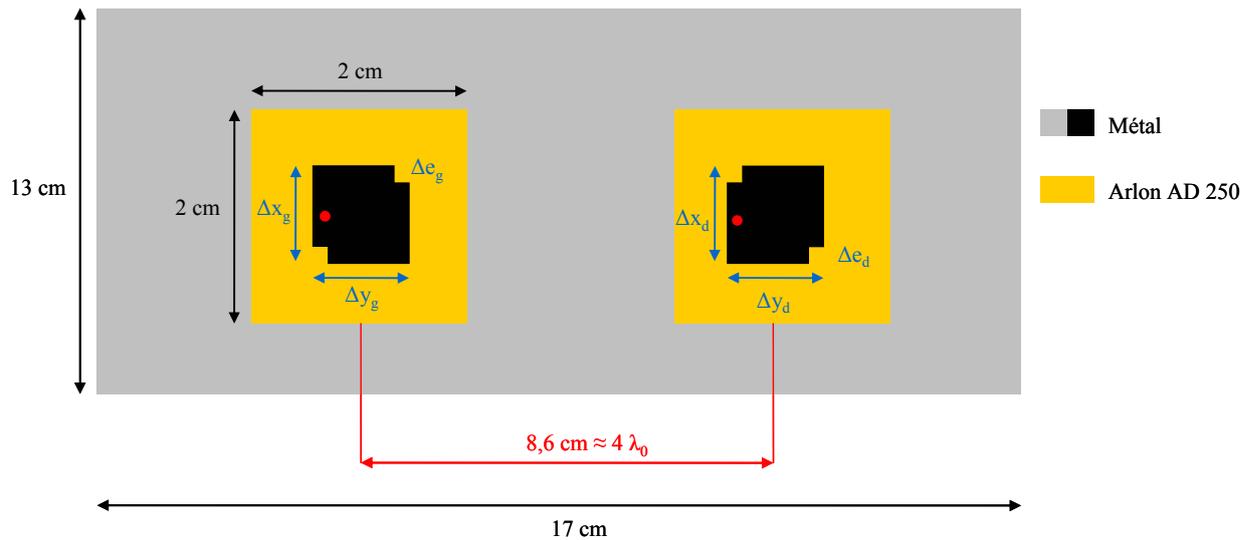


Figure III.30 : Topologie des patches sur plan de masse.

La dimension Δl , de l'ordre de $4 \lambda_0$, n'a pas été choisie au hasard. En effet, des études [III.10] ont prouvé qu'il était préférable d'avoir des multiples de $\lambda_0/2$ entre deux éléments rayonnants pour obtenir de très faibles coefficients de corrélation. Nous aurions pu ne prendre que $\lambda_0/2$ entre les deux patches s'il n'y avait pas eu la présence du matériau BIE. En effet, le matériau BIE a tendance à perturber la répartition de l'énergie au sein de la cavité. Cette remarque nous incite donc à agrandir cette dimension de telle sorte à n'avoir qu'un très faible couplage entre les deux patches. Une visualisation de la répartition des champs E_x et E_y pour les deux patches à la fréquence d'utilisation, 14.6 GHz, nous permet de comprendre les phénomènes créés au sein de la cavité (**Figure III.31** et **Figure III.32**).

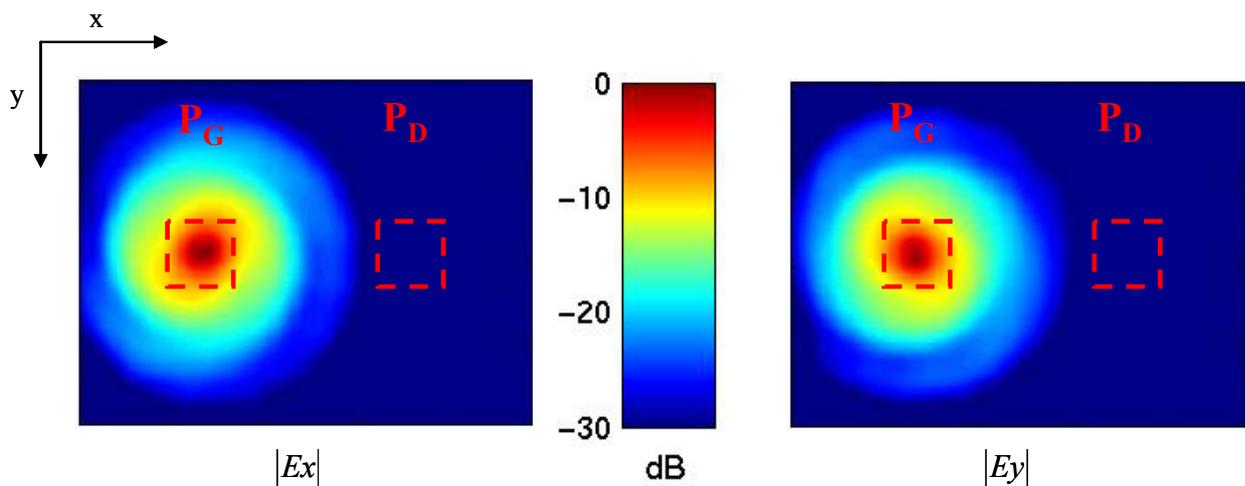


Figure III.31 : Cartographies des modules des champs E_x et E_y pour le patch à polarisation circulaire gauche à la fréquence de 14.6 GHz.

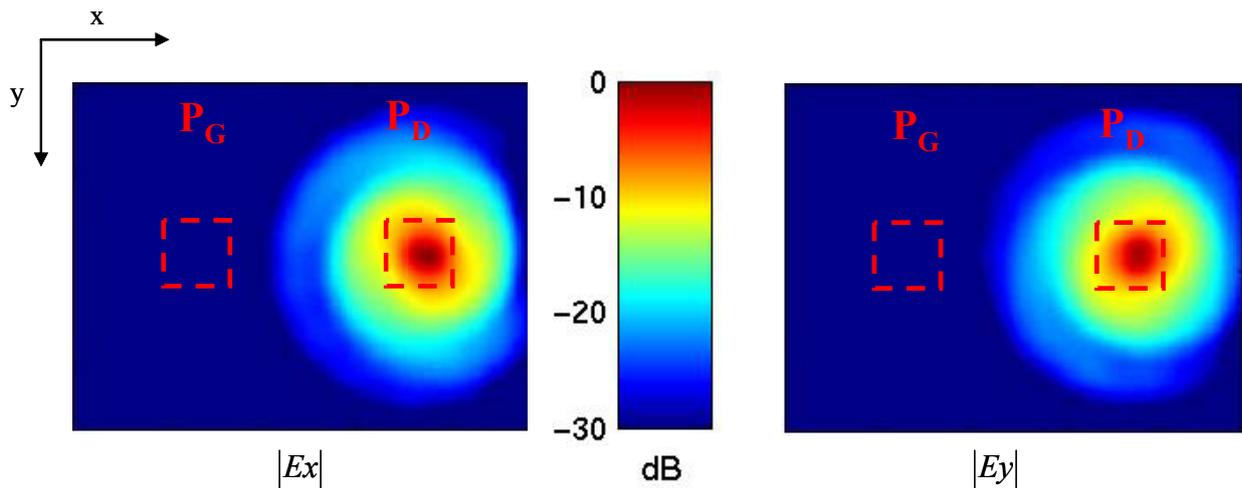


Figure III.32 : Cartographies des modules des champs E_x et E_y pour le patch à polarisation circulaire droite à la fréquence de 14.6 GHz.

A l'aide des figures précédentes, nous pouvons dire qu'il n'y a aucune influence d'un patch sur son homologue. Le problème, plus gênant, est le niveau de champs sur les bords de l'antenne. Ce niveau pourtant faible, de l'ordre de -20 dB, aura comme effet de créer un léger dépointage dans la direction opposée comme nous le verrons dans la présentation des diagrammes de rayonnement. La présentation de la structure étant à présent finie, les résultats théoriques, tels que les diagrammes de rayonnement et le taux d'ellipticité, vont être présentés pour les deux patches.

III.2.3. Résultats théoriques.

a) Patch à polarisation circulaire gauche.

Le premier résultat présenté sera l'allure du diagramme de rayonnement dans les plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$, pour différentes fréquences (**Figure III.33a** et **Figure III.33b**).

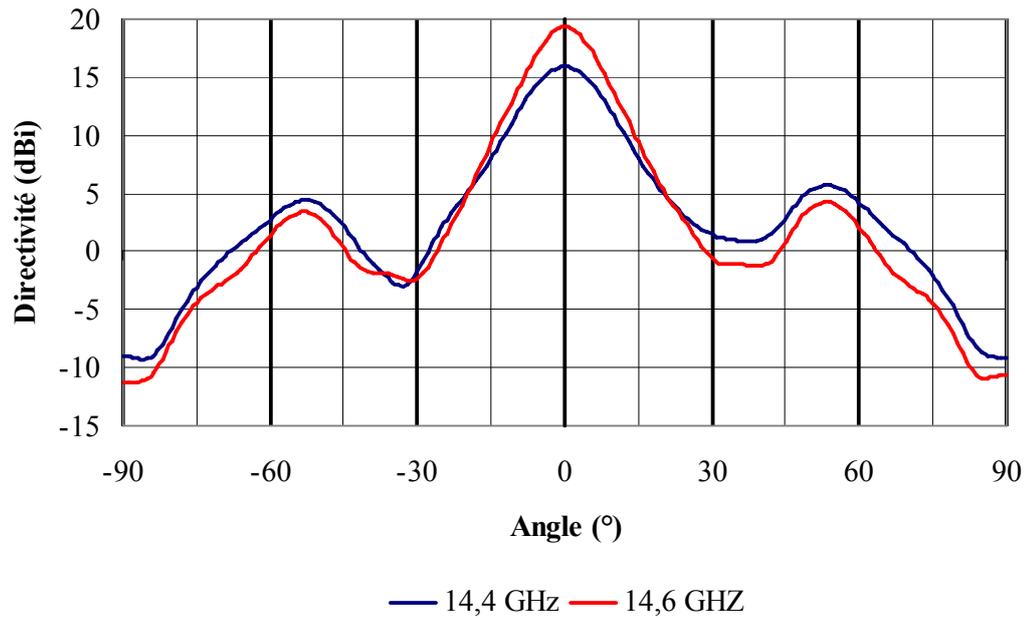


Figure III.33a : Diagramme de rayonnement du patch en polarisation circulaire gauche pour le plan $\phi=0^\circ$.

Sur la représentation précédente ; il est possible de voir que notre directivité maximum (19.3 dBi) est obtenue à la fréquence de 14.6 GHz comme voulu. Il est intéressant de présenter les diagrammes de rayonnement dans le plan $\phi=90^\circ$ où le phénomène des effets de bords a été présenté.

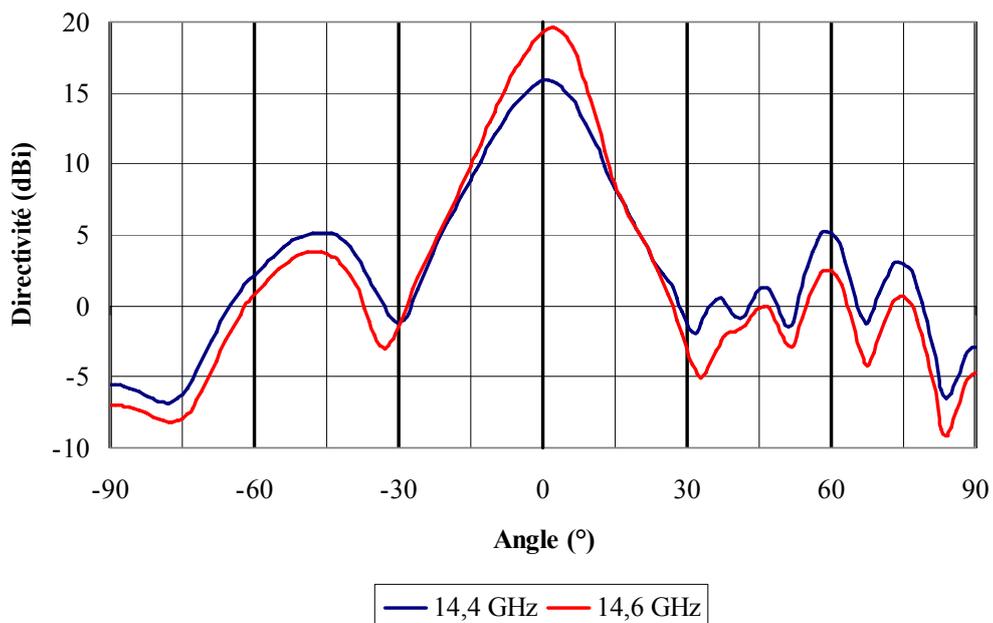


Figure III.33b : Diagramme de rayonnement du patch en polarisation circulaire gauche pour le plan $\phi=90^\circ$.

Sur la représentation précédente, avant la fréquence de résonance du premier mode, à 14.4 GHz, le diagramme de rayonnement n'est pas perturbé par la présence de l'autre patch. A la fréquence de travail 14.6 GHz, un léger dépointage de $\theta = +2^\circ$, apparaît avec un maximum de directivité de 19.7 dBi. Cette constatation provient du fait de la présence d'un autre patch dans la cavité BIE mais aussi de l'effet de bord. Du fait de la dissymétrie du système dans un plan, l'énergie n'est pas répartie de façon homogène selon les deux directions. La répercussion immédiate est donc l'apparition d'un dépointage du diagramme de rayonnement dans ce plan.

Voyons à présent l'évolution du taux d'ellipticité à $\theta=0^\circ$ pour le patch fonctionnant en polarisation circulaire gauche (**Figure III.34**).

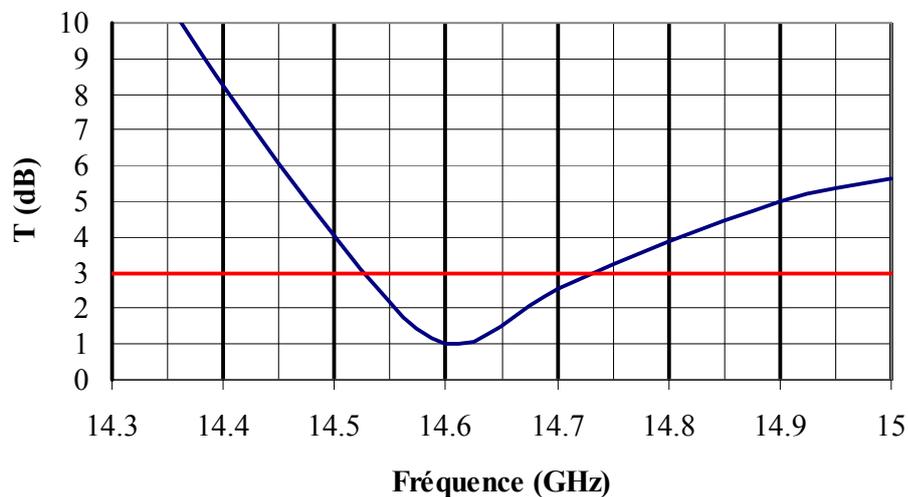


Figure III.34 : Taux d'ellipticité pour la polarisation circulaire gauche.

La méthode de conception du patch étudié au chapitre précédent est donc valable pour cette application. En effet, la fréquence de 14.6 GHz où le taux d'ellipticité est le minimum (1 dB) correspond à celle où la directivité est maximum. De plus la bande passante où le taux d'ellipticité est inférieure à 3 dB est de l'ordre de 1.4 % conformément aux résultats obtenus dans le cas d'une simple alimentation. Intéressons nous à la valeur de la bande passante en rayonnement pour connaître l'influence d'une excitation multi-source (**Figure III.35**).

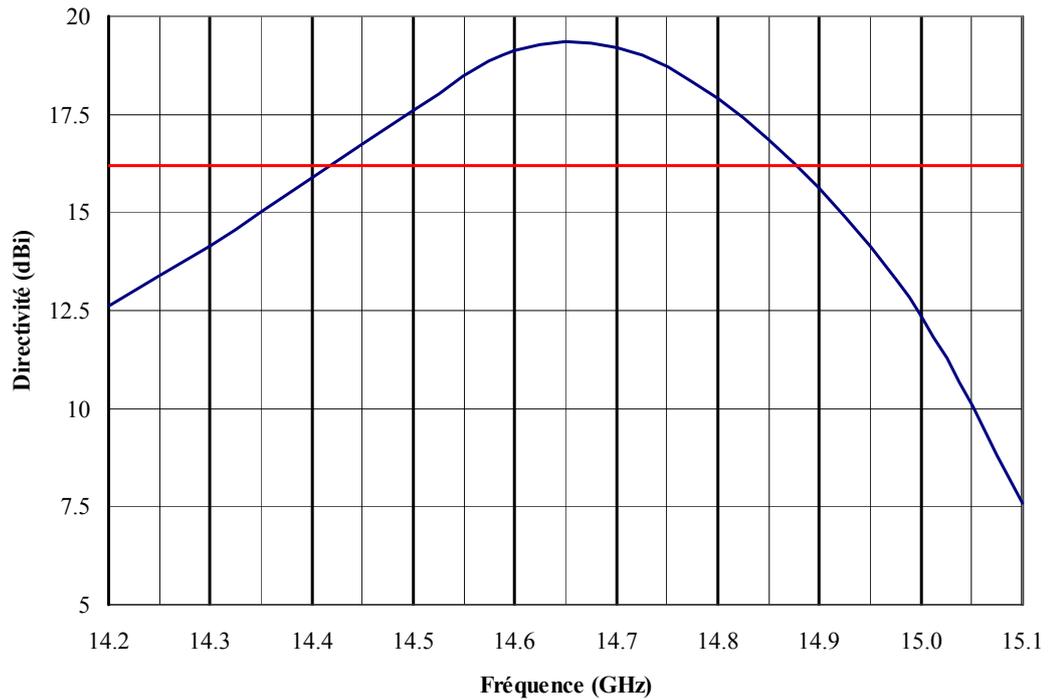


Figure III.35 : Evolution de la directivité pour la polarisation circulaire gauche.

La bande passante en rayonnement à -3 dB du maximum de cette antenne est de l'ordre de 3 % ce qui est analogue à l'antenne monosource du chapitre II. La conclusion possible est que le fait de travailler en excitation multi-source ne modifie pas la valeur de bande passante.

Il est nécessaire à présent de vérifier si les résultats sont similaires en excitant, cette fois, le patch à encoches générant la polarisation circulaire droite.

b) Patch à polarisation circulaire droite.

Comme pour le cas précédent, nous allons nous intéresser, dans un premier temps, à l'allure des diagrammes de rayonnement dans les plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$ (**Figure III.36a** et **Figure III.36b**).

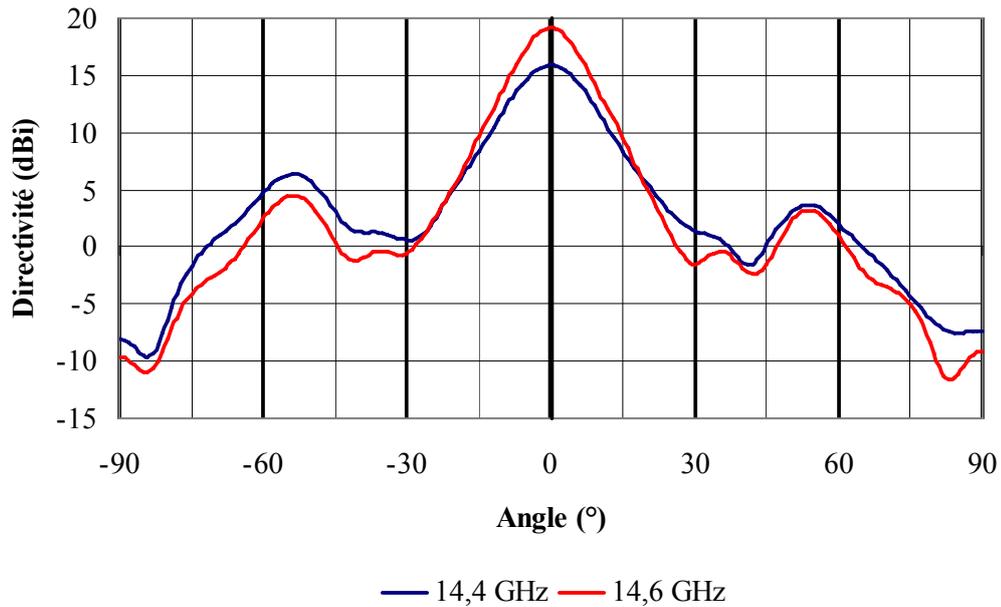


Figure III.36a : Diagramme de rayonnement du patch en polarisation circulaire droite pour le plan $\phi=0^\circ$.

Comme pour le patch en polarisation circulaire gauche, les mêmes conclusions peuvent être données. Le maximum de directivité dans ce cas est toujours de 19.3 dBi pour la fréquence d'utilisation de 14.6 GHz. Regardons à présent l'allure des diagrammes de rayonnement pour le plan $\phi=90^\circ$. Selon les conclusions du paragraphe précédent, un léger dépointage vers les θ négatifs doit avoir lieu.

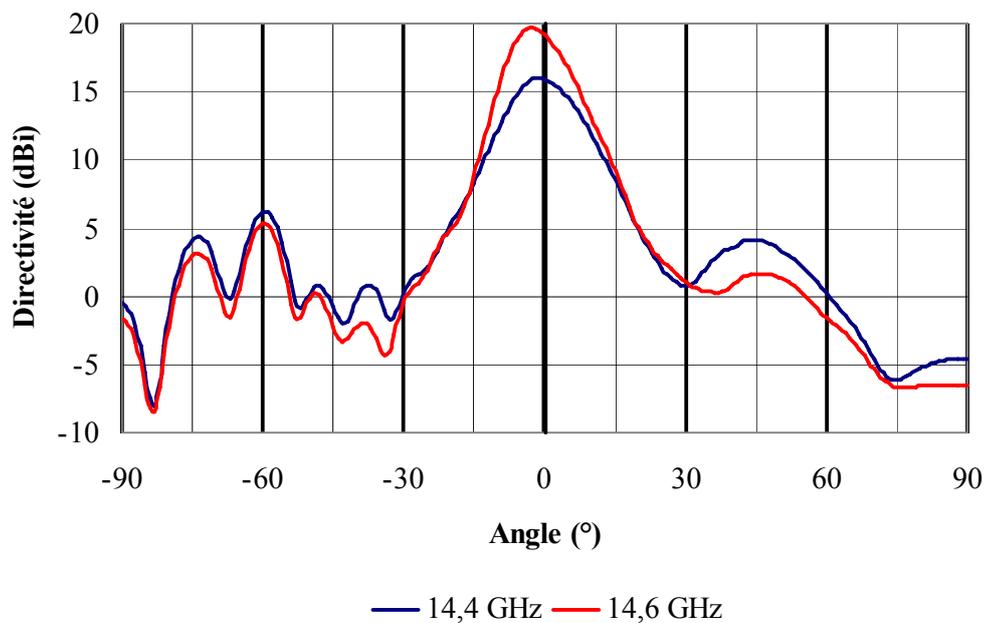


Figure III.36b : Diagramme de rayonnement du patch en polarisation circulaire droite pour le plan $\phi=90^\circ$.

Comme pour le premier patch, un léger dépointage vers l'autre patch apparaît. A la fréquence de travail de 14.6 GHz, le lobe principal a une directivité maximale de l'ordre de 19.9 dBi pour un angle $\theta = - 2^\circ$. Regardons à présent l'évolution du taux d'ellipticité pour connaître la bande passante (**Figure III.37**).

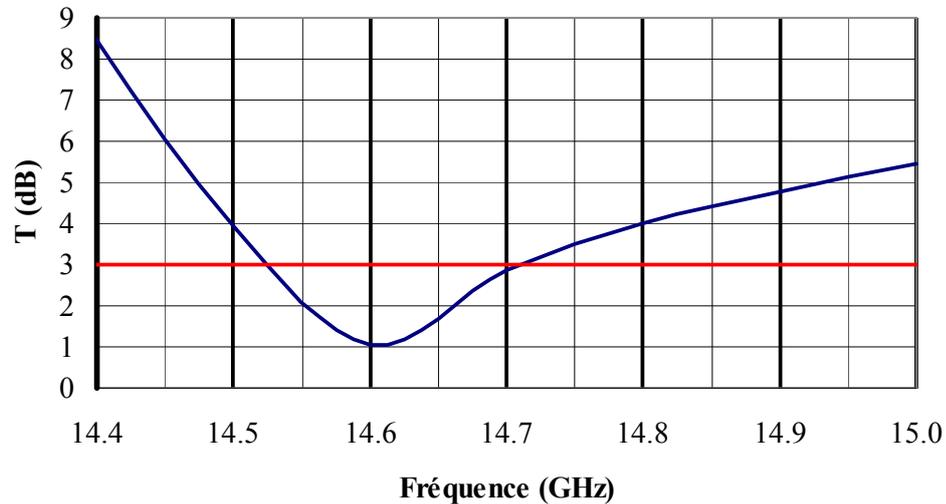


Figure III.37 : Taux d'ellipticité pour la polarisation circulaire droite.

A l'aide la représentation précédente, la bande passante où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB est de l'ordre de 1.5 %. Cette structure, sur les premiers résultats obtenus, est donc de forme symétrique. Regardons à présent si la directivité obtenue suit la même évolution que précédemment (**Figure III.38**).

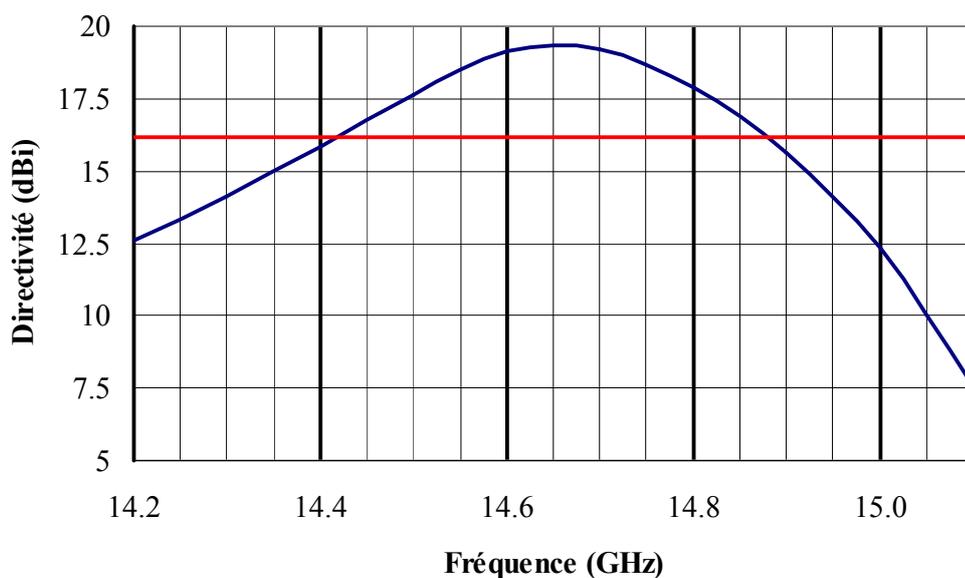


Figure III.38 : Evolution de la directivité pour la polarisation circulaire droite.

La bande passante en rayonnement à -3 dB du maximum pour ce patch est la même que précédemment, de l'ordre de 3%. Les données sur les diagrammes de rayonnement ainsi que le taux d'ellipticité étant à présent finies, il est important de s'intéresser au calcul du coefficient de corrélation. Pour ce faire, nous avons fait le relevé des champs E_θ et E_ϕ tous les 10° pour l'angle ϕ quand les deux patches étaient alimentés séparément à la fréquence centrale de 14.6 GHz. A l'aide d'un calcul numérique, la valeur du coefficient de corrélation, calculé selon la formule III.1, est de **0.25**. Avec les résultats de simulation, il est possible de dire que notre système présente une très bonne décorrélation. Au vu de cette valeur, nos deux antennes présente une parfaite diversité de polarisation. Pour pouvoir valider ces simulations, un prototype a été réalisé. Nous allons donc nous intéresser aux résultats expérimentaux d'un tel système.

III.2.4. Résultats expérimentaux.

a) Présentation de l'antenne.

Pour faire cette antenne, nous avons choisi trois plaques de plexiglas d'épaisseur standard de 3 mm. Les dimensions latérales de l'antenne sont de 17 cm pour la longueur et de 13 cm pour la largeur. Les patches sont de dimensions définies dans les paragraphes précédents à la différence près que le substrat ne fait plus 20 mm comme prévu mais 30 mm pour des soucis de réalisation. Le substrat utilisé est de l'ARLON AD250 d'épaisseur 608 μm . Le prototype ainsi réalisé est présenté **Figure III.39**. Les deux patches sont excités par des connecteurs SMA de diamètre central 0.25 mm (**Annexe 4**).

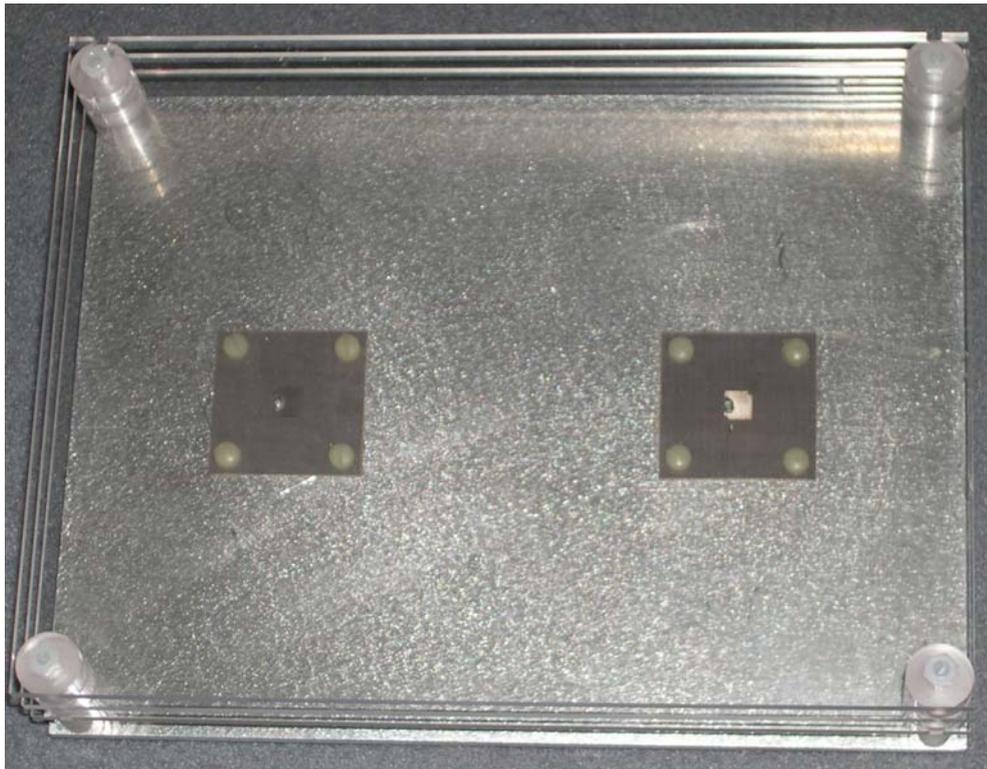


Figure III.39 : Photographie de l'antenne à diversité de polarisation.

Les premières mesures effectuées avec une hauteur de 10.4 mm ne nous donnent pas entière satisfaction ni sur le gain intrinsèque ni sur le déphasage entre les deux composantes. Avec de tels résultats, il est impensable d'obtenir des résultats cohérents avec la théorie en ce qui concerne le taux d'ellipticité. Des modifications sur la hauteur de cavité nous ont permis d'obtenir des résultats satisfaisants avec une cote de 9.8 mm. Avec cette nouvelle valeur, un léger décalage fréquentiel est apparu et notre fréquence de travail est donc, à présent, de 14.9 GHz.

Dans un premier temps, nous allons nous intéresser au diagramme de rayonnement pour les deux patchs dans les deux plans ainsi qu'à la directivité. Nous définirons par la suite la bande passante en taux d'ellipticité. La dernière partie sera consacrée au calcul du coefficient de corrélation.

b) Diagramme de rayonnement.

Les premiers résultats présentés concernent le patch générant de la polarisation circulaire gauche dans les plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$ (**Figure III.40**).

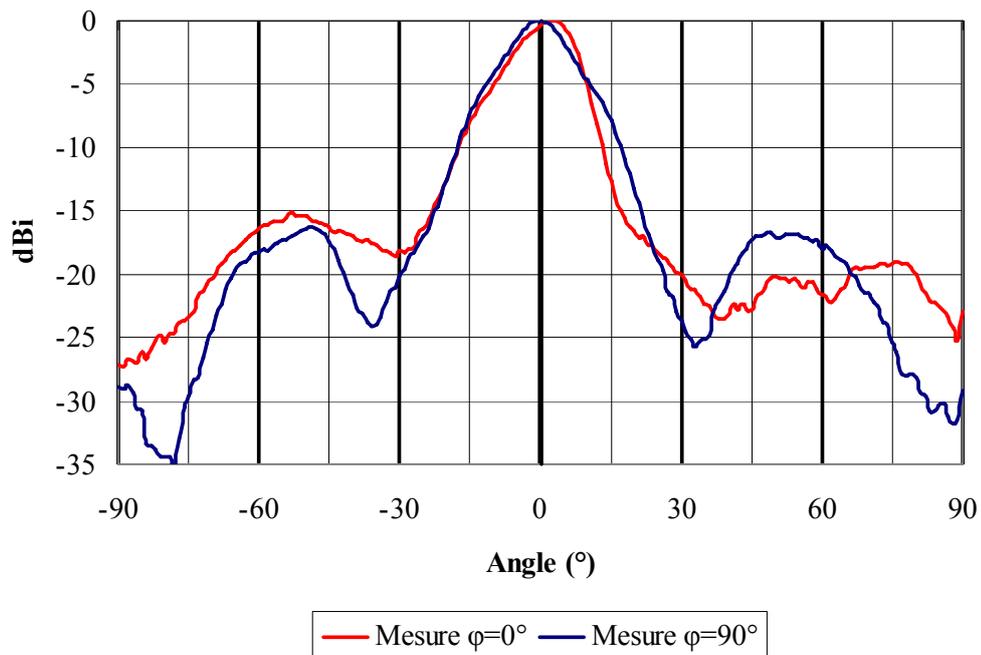


Figure III.40 : Diagrammes de rayonnement dans les plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$.

Le gain intrinsèque pour la réalisation est de 18.7 dBi (contre 19.3 dBi en théorie à la fréquence de 14.6 GHz) pour le plan $\varphi=0^\circ$ et de 19.2 dBi (contre 19.7 dBi en théorie) pour le plan $\varphi=90^\circ$. La bande passante en mesure pour cette antenne est de 2.7 % ce qui est du même ordre qu'en théorie. Regardons à présent les résultats obtenus pour le patch générant de la polarisation circulaire droite (**Figure III.41**).

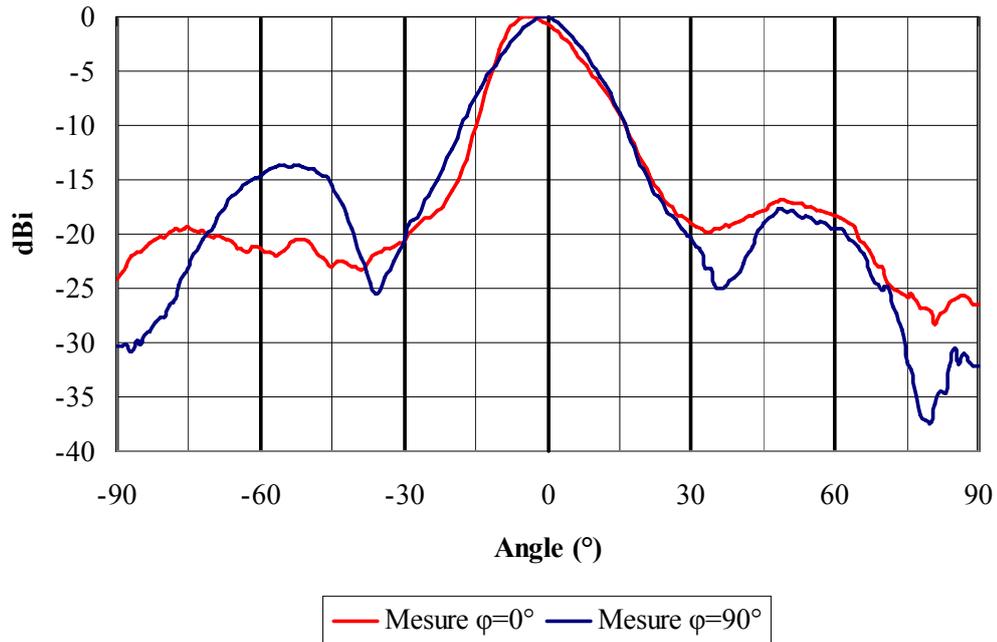


Figure III.41 : Diagrammes de rayonnement dans les plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$.

Le gain intrinsèque pour la réalisation est de 18.6 dBi (contre 19.3 dBi en théorie) pour le plan $\varphi=0^\circ$ et de 19.1 dBi (contre 19.9 dBi en théorie). La bande passante en mesure pour cette antenne est de 2.7 % ce de même que pour l'autre patch. Nous allons à présent nous intéresser à la directivité obtenue à 14.9 GHz pour les deux alimentations à l'aide des mesures réalisées.

c) Directivité.

La **Figure III.42** représente les directivités à l'aide de courbe isoniveau permettant de voir l'évolution des champs en fonction de l'angle φ . A l'aide de cette figure, il est possible de voir que, dans le plan $\varphi=0^\circ$, il a un léger dépointage vers l'autre patch. Nous pouvons voir que les courbes sont antisymétriques et que les variations autour du patch ne sont pas concentriques.

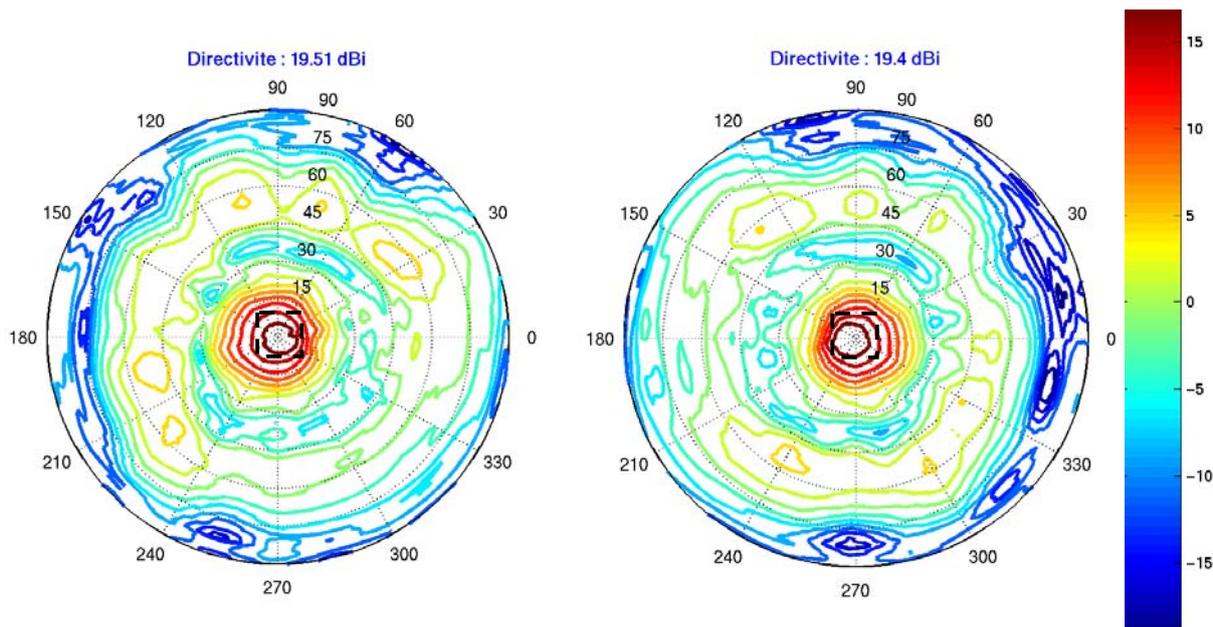


Figure III.42 : Distribution de la directivité pour les deux sources à 14.9 GHz.

A l'aide de la figure précédente et des gains intrinsèques trouvés en mesure, il est tout à fait possible de trouver les pertes dues au matériau BIE. En effet, la différence entre la directivité et le gain intrinsèque est de 0.3 dB pour les deux patches.

d) Taux d'ellipticité et coefficient de corrélation.

Une autre caractéristique importante de cette antenne est de pouvoir générer la polarisation circulaire. Les prochains résultats présentent la variation du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence pour les deux polarisations circulaires (**Figure III.43**).

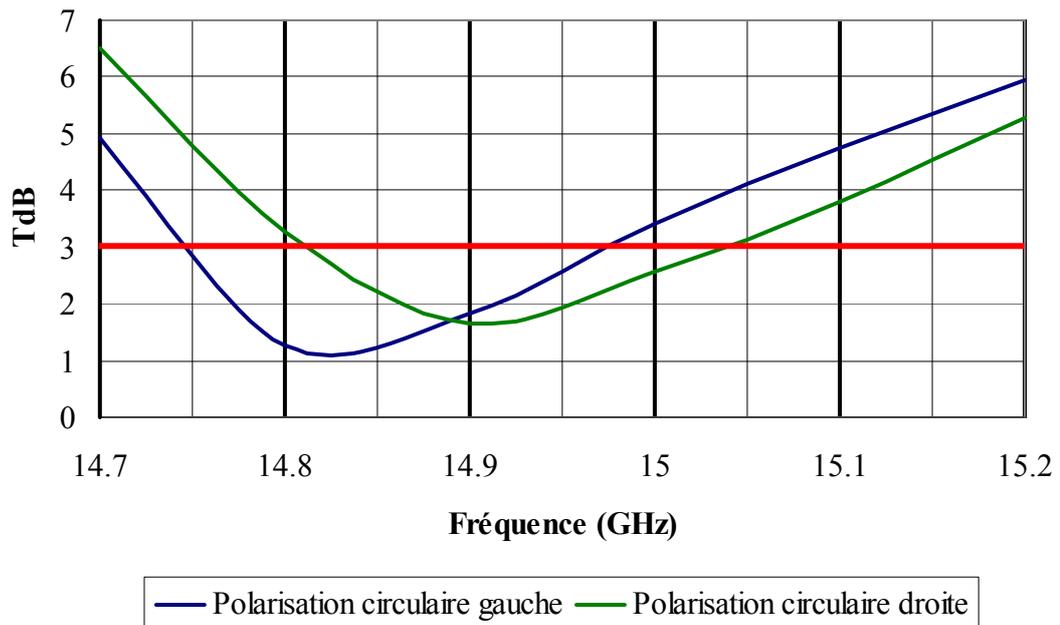


Figure III.43 : Taux d'ellipticité pour les deux polarisations circulaires.

Sur la figure précédente, les deux taux d'ellipticité évoluent selon la même tendance. Les deux minimums obtenus sont de 1 dB à la fréquence de 14.8 GHz pour la source en polarisation circulaire gauche et de 1.6 dB à 14.9 GHz pour la droite. Les bandes passantes où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB sont identiques et égales à 1.5 %. Cette valeur est similaire à celle trouvée durant les simulations.

Pour conclure sur les résultats expérimentaux, il est intéressant de connaître le coefficient de corrélation pour savoir si nos deux antennes sont parfaitement décorrélées. Pour ce faire, nous avons relevé les champs E_θ et E_φ pour tous les plans φ multiples de 15° . Ces différentes mesures nous ont permis de trouver un coefficient de corrélation de **0.22**, ce qui est en parfaite adéquation avec les résultats théoriques.

Les mesures effectuées valident donc le concept d'antenne à diversité de polarisation circulaire. Un seul bémol apparaît dans ces résultats. En effet, la fréquence trouvée n'est pas celle escomptée lors des simulations. Les raisons évoquées dans le chapitre précédent peuvent être une nouvelle fois mises en cause. La seule différence existante est la variation de fréquence qui est plus faible dans ce cas. En effet, pour le prototype du patch seul, une réalisation plus grossière avait été faite. Pour ce cas, un masque plus précis a été conçu, ce qui

réduit considérablement l'erreur de réalisation. Avec une nouvelle série de simulation, une simple erreur de 2% sur les côtes du patch en réalisation avec une hauteur de cavité de 9.8 mm, permet de retrouver les résultats obtenus en mesure.

IV. CONCLUSION.

Ce chapitre a permis, dans un premier temps, de mettre en évidence la faisabilité d'une antenne bibande à polarisation circulaire en appliquant la même méthode de conception que dans le chapitre précédent. De plus, ce genre de structure, présente comme avantage de pouvoir générer le même sens de polarisation circulaire sous les deux sous bandes ou de créer une antenne bibande présentant un sens de polarisation circulaire propre à la sous bande. Un exemple de cette antenne a donc été présenté pour un même sens de polarisation avec des taux d'ellipticité atteignant des valeurs minimales de l'ordre de 1 dB. L'utilisation d'un patch double toit a pour effet de créer une dissymétrie du diagramme de rayonnement pour les fréquences hautes. Pour s'affranchir de ce phénomène, il serait donc important de pouvoir exciter les deux sous-bandes à l'aide de la même antenne.

Dans un deuxième temps, un système de diversité de polarisation a pu être mis au point par l'utilisation de deux patches à encoches permettant de générer indépendamment le polarisation circulaire gauche ou droite [III.11]. Par un écartement entre les patches multiples de $\lambda_0/2$, il est possible d'obtenir des diagrammes de rayonnement directifs dans l'axe avec un taux d'ellipticité tendant vers 1 dB à la fréquence centrale le tout en ayant un coefficient de corrélation très faible. Enfin pour valider ce concept, un prototype a été réalisé et mesuré. Les résultats obtenus sont très convaincants quant à la conformité de la théorie.

De ces deux types d'applications pourrait naître une antenne regroupant les deux concepts. Il serait alors tout à fait envisageable de créer une antenne bibande ayant les deux sens de polarisation circulaire.

BIOGRAPHIE CHAPITRE III.

[III.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

[III.2] R.GRANGER

"Etude d'antenne BIP bbandes. Application à la détection des personnes enfouies sous la neige"

Rapport de stage de DESS, Limoges 2002

[III.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 œuvre ces antennes"

Brevet n°FR 02 13326 – 24 Octobre 2002

[III.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

[III.5] V.PICLANIC

"Antenna diversity studies and evaluation"

Master of Science Thesis, Department of Electrosience, Lund University, May 2004

[III.6] R.G.VAUGHAN, J.BACH ANDERSEN

"Antenna diversity in Mobile Communications"

IEEE Transactions on Vehicular Technology, Nov 1987, Vol-vt-36, n°4

[III.7] T.W.C BROWN

"Antenna diversity for mobile terminals"

Thèse de doctorat- University of Surrey- 16 novembre 2002

[III.8] S.DOSSCHE, J.ROMEU, S.BLANCH

"Representation of the envelope correlation as a function of distance and frequency for a two-port antenna system"

Electromagnetic & Photonics Engineering Group, Universitat Politècnica de Catalunya

[III.9] S.BLANCH, J.ROMEU, I.CORBELLA

"Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description"

Electronics Letters, Vol.39, n°9, May 2003

[III.10] A.KPAKPO-TOUNOU

"Etudes théorique et expérimentales des techniques de diversité d'antennes"

Rapport de stage de Master Recherche 2ème année. Juillet 2005

[III.11] M.DIBLANC, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Design of a multi-source EBG antenna for diversity of polarization"

Antem- St-Malo-15-17 June 2005

CHAPITRE IV

Antenne BIE métallique autopolarisante.

- ❖ Introduction
- ❖ Antenne BIE métallique
- ❖ Polariseur
- ❖ Système BIE autopolarisant
- ❖ Antenne BIE autopolarisante
- ❖ Potentialités de polarisation
- ❖ Conclusion

I. INTRODUCTION.

Dans les chapitres précédents, nous ne nous sommes qu'intéressé à des antennes BIE à défaut excitées par des sources en polarisation circulaire.

Or, dans ce chapitre, nous allons nous attacher à présenter un système ayant une **source en polarisation linéaire** et par l'intermédiaire d'un **matériau BIE métallique**, correctement étudié, générer de la polarisation circulaire le tout en ayant une directivité de l'ordre de 20 dBi.

Nous donnerons, dans un premier temps, les caractéristiques du **matériau BIE métallique**. A partir de là, une conception d'antenne en polarisation linéaire autour de 5 GHz sera faite. La deuxième étape consistera à présenter le principe d'un **polariseur composé de tiges métalliques**. Nous combinerons alors ces deux systèmes dans l'optique de pouvoir créer une antenne générant une **directivité de l'ordre de 20 dBi** aux alentours de 5 GHz tout en générant de la **polarisation circulaire**. Une réalisation de prototype à cette même fréquence sera alors présentée.

Nous montrerons, dans une dernière partie, les **potentialités** de cette structure sur les **différentes polarisations** possibles.

II. ANTENNE BIE METALLIQUE.

Pour pouvoir réaliser le système final, il est indispensable de connaître les caractéristiques propres à l'antenne BIE métallique. Ces divers renseignements nous permettront de connaître l'influence de chaque paramètre sur la conception d'une antenne.

II.1. Configuration.

Les matériaux BIE métalliques ne peuvent présenter que des structures 2D et 3D. Les structures 2D sont composées de tiges métalliques parallèles d'une **épaisseur (h)**, d'une **largeur (a)** et d'un **périodicité (p)** [IV.1]. Les structures 3D sont des entrelacements dans les deux directions de tiges parallèles. Pour ces deux types de structures, il existe deux types de polarisation : **TE** et **TM**.

II.1.1. Polarisation TM.

On parle de polarisation TM lorsque le champ électrique E est parallèle à l'axe des tiges métalliques (dans le cas d'un matériau BIE 2D) ou lorsque les tiges, dans deux directions orthogonales, sont connectées entre elles (pour les matériaux BIE 3D) (**Figure IV.1**).

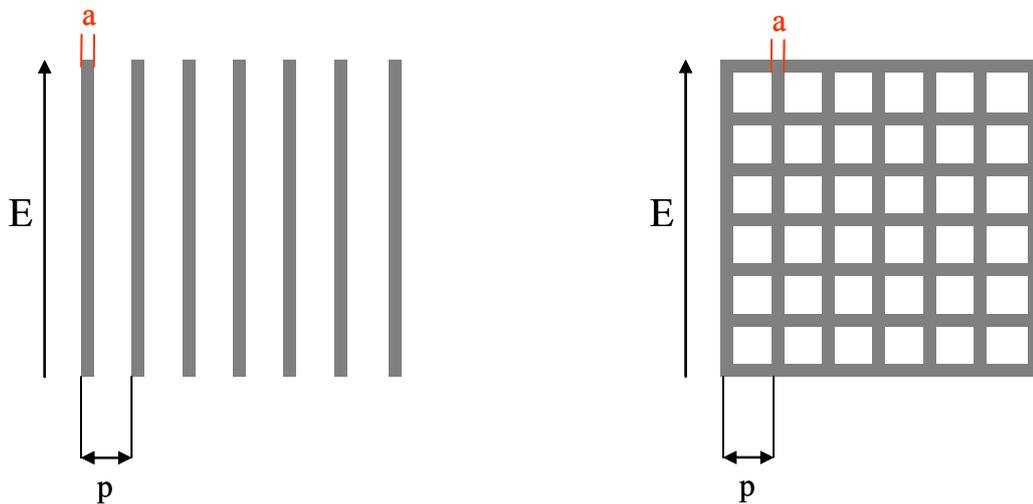


Figure IV.1 : Polarisation TM pour un matériau BIE métallique 2D et 3D.

II.1.2. Polarisation TE.

Les configurations des matériaux en polarisation TE sont complémentaires de celles en polarisation TM (**Figure IV.2**). Pour les matériaux 2D en polarisation TE, le champ devient alors perpendiculaire à la direction des tiges métalliques. En ce qui concerne les matériaux 3D, les éléments périodiques sont alors déconnectés entre eux.

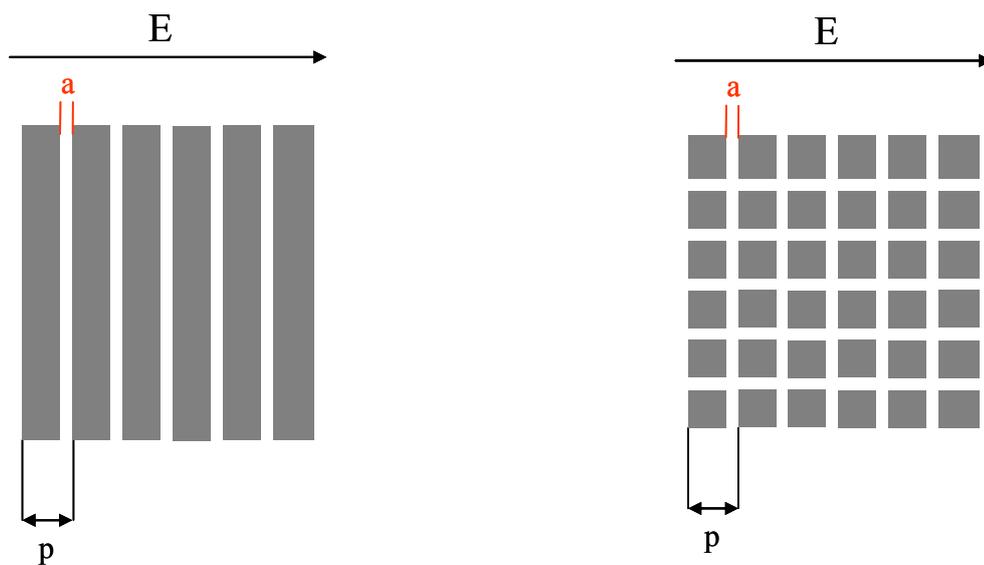


Figure IV.2 : Polarisation TE pour un matériau BIE métallique 2D et 3D.

II.1.3. Comportement fréquentiel des matériaux BIE TE et TM.

Une façon pour voir si les matériaux sont semblables, en fonction des deux polarisations, est d'observer le coefficient de réflexion (**Figure IV.3**). En effet, une variation fréquentielle similaire des coefficients de réflexions des matériaux permettrait d'avoir le même comportement en mode antenne.

Les résultats présentés, sur la figure suivante, montrent que les matériaux en polarisation TE et TM se comportent de façon opposée. Il est alors possible de dire que ses structures sont sensibles à la polarisation. Pour pouvoir rendre cette structure isotrope, quelque soit la polarisation de l'onde, telle que la polarisation circulaire, la solution

envisageable est d'utiliser un système 3D ayant les mêmes caractéristiques dans les deux directions.

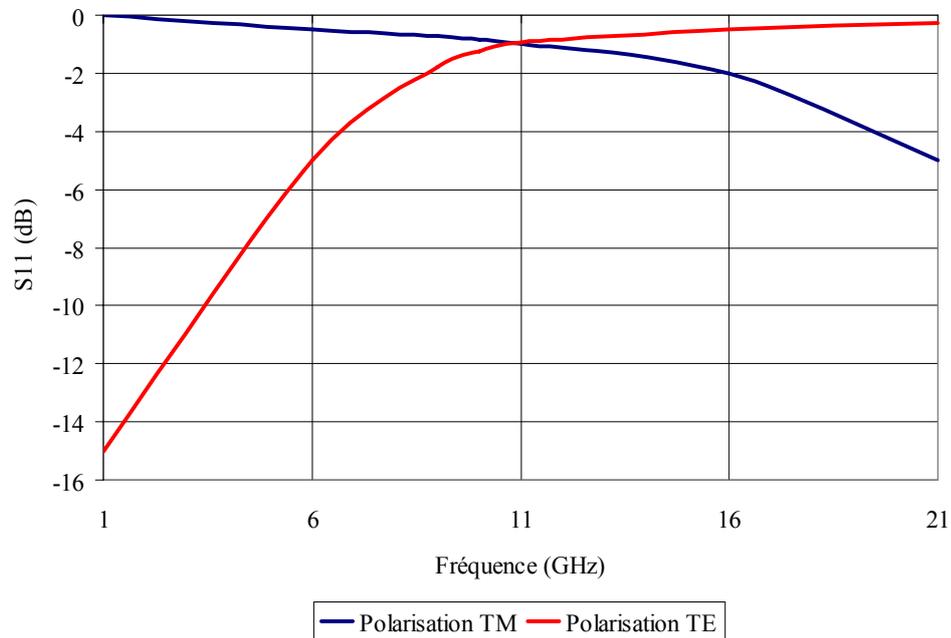


Figure IV.3 : Module du coefficient de réflexion des matériaux BIE 2D en polarisation TE et TM.

Outre ces caractéristiques géométriques et passives de ces matériaux, il est intéressant de donner les définitions et le champ d'application de nouvelles données nécessaires à l'application des matériaux BIE métalliques dans les antennes.

II.2. Paramètres.

Un paramètre apparaît être essentiel par rapport aux autres : **le coefficient de réflexion**. En effet, comme nous le verrons par la suite, c'est à partir de lui que la conception d'une antenne BIE métallique est rendue possible.

II.2.1. Coefficient de réflexion.

Cette grandeur est de nature complexe avec un module oscillant entre 0 et 1 et une phase entre 0° et 180° et noté $r_1 e^{j\phi_1}$.

Le couple module-phase du coefficient de réflexion joue un rôle prépondérant sur les potentialités futures d'une antenne. En effet, il est directement lié au calcul du facteur de qualité lui-même représentatif de la directivité.

II.2.2. Facteur de qualité du matériau BIE.

De la même manière que pour le matériau BIE diélectrique, **la Figure I.14 du Chapitre I** représentant la directivité en fonction du gain est valable pour les matériaux BIE métalliques. En fonction du demi-matériau étudié, un coefficient de réflexion (module, phase) sera obtenu. Le matériau sera alors composé de deux demi-matériaux identiques (**Figure IV.4**).

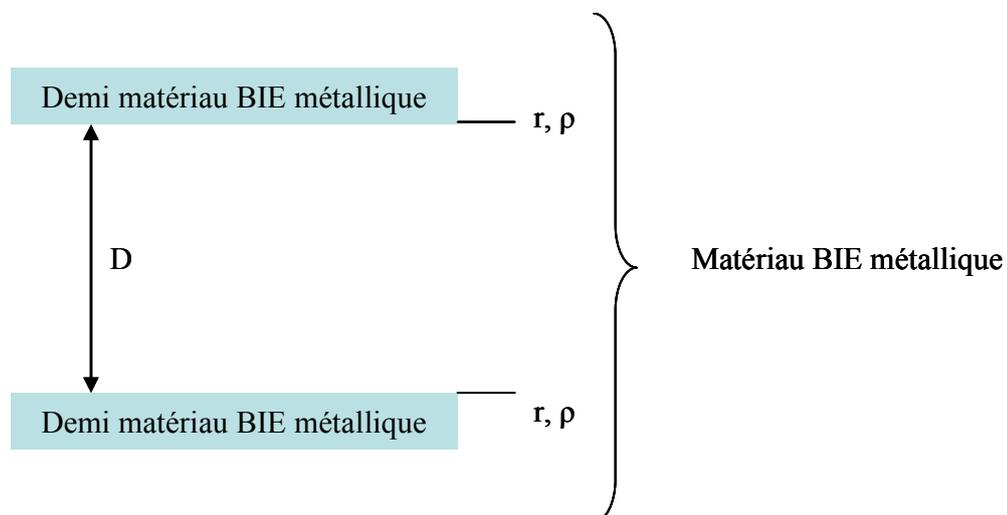


Figure IV.4 : Présentation du matériau BIE métallique.

A l'aide de la formule (IV.1) [IV.2], il sera aisé de trouver le coefficient de qualité permettant de connaître la directivité potentielle.

$$Q = \frac{(r_1 r_2)^{1/2}}{1 - r_1 r_2} \left[\pi + \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} \right] \quad (\text{IV.1})$$

Avec : - $r_1=r_2=r$; module du coefficient de réflexion des deux demi-matériaux.

- $\rho_1=\rho_2=\rho$; phase du coefficient de réflexion des deux demi-matériaux en radian.

Pour pouvoir obtenir une valeur de directivité souhaitée, il est nécessaire de modifier les paramètres de la grille dans le but d'obtenir un coefficient de réflexion permettant d'avoir le bon facteur de qualité. Pour cela, un nouveau paramètre est à prendre en compte : **le taux de remplissage**.

II.2.3. Taux de remplissage et influence.

Comme déjà défini au paragraphe III.2.4.a du chapitre I, le taux de remplissage est défini comme le rapport entre la largeur de la tige métallique et la périodicité du réseau. On peut ainsi le noter τ_n (IV.2).

$$\tau_n = \frac{a_n}{p_n} \quad (\text{IV.2})$$

Avec : - a_n : largeur de la tige métallique selon la direction n.

- p_n : périodicité du réseau selon la direction n.

Une modification du taux de remplissage entraînera un changement sur les valeurs du coefficient de réflexion. Le **tableau IV.1** donne les influences du taux de remplissage sur le coefficient de réflexion pour une épaisseur constante [IV.2].

	τ_n augmente	τ_n diminue
Module du coefficient de réflexion (r_n)	 vers 1	 vers 0
Phase du coefficient de réflexion (ρ_n)	 vers 180°	
Facteur de qualité (Q)		
Bande passante en rayonnement (Δf)		

Tableau IV.1 : Influence du taux de remplissage.

Une explication sur les différents résultats donnés précédemment est nécessaire.

Regardons, dans un premier temps, le cas où le taux de remplissage augmente. Plus le taux de remplissage va être fort, plus le matériau 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 réfléchiée avec un déphasage de 180° . La partie de l'énergie réfléchiée va donc se retrouver dans une cavité qui par une multitude de réflexion 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, le réseau de tiges métalliques 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 le matériau BIE ainsi réalisée aura un très faible facteur de qualité ce qui entraînera par la suite une directivité potentielle très faible. La bande passante d'un tel matériau sera quant à elle très grande.

Les influences du taux de remplissage étant présentées, il est nécessaire de voir quelles modifications apportent la prise en compte de l'épaisseur des tiges métalliques (h).

II.2.4. Influence de l'épaisseur h.

Nous allons donc présenter dans le **tableau IV.2** l'influence de l'épaisseur (h) du métal pour une valeur de taux de remplissage donné et une valeur de référence pour laquelle nous appliquerons un indice r [IV.3].

τ_n constant	h fin	h référence	h épais
Module du coefficient de réflexion (r_n)	 vers 0	r_r	 vers 1
Phase du coefficient de réflexion (ρ_n)		ρ_r	
Facteur de qualité (Q)		Q_r	
Bande passante en rayonnement (Δf)		Δf_r	

Tableau IV.2 : Influence de l'épaisseur.

Pour un taux de remplissage donné, l'épaisseur du métal a une forte influence sur le coefficient de réflexion. Un matériau composé de tiges métalliques ayant une faible épaisseur se comportera donc comme un matériau ayant une épaisseur plus élevée mais avec un taux de remplissage plus faible. Cette constatation permet de dire qu'il est indispensable de prendre en compte, pour une réalisation, les épaisseurs de métallisation.

Il est temps à présent de s'intéresser au mode antenne en définissant la hauteur de la cavité entre le plan de masse et le matériau BIE métallique.

II.2.5. Hauteur de cavité D.

Pour pouvoir concevoir l'antenne BIE métallique, le seul paramètre manquant est la hauteur de cavité D comprise entre le plan de masse et le matériau BIE. Selon la relation (IV.3), il est possible de calculer cette dimension à une fréquence d'utilisation f_0 . Pour cela, il est nécessaire de connaître la valeur du coefficient de réflexion complexe [IV.2].

$$D = \frac{c}{2f_0} \left(\frac{\rho_1 + \rho_2}{2\pi} \right) \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

- ρ_1 et ρ_2 respectivement la phase du coefficient de réflexion du matériau BIE et du plan de masse.

- c : célérité de la lumière dans le vide.

Les différents paramètres des matériaux BIE métalliques avec leur influence sur la conception d'une antenne BIE métallique 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 5 GHz avec un métal d'épaisseur 1 mm. Notre but est d'obtenir une antenne en polarisation linéaire présentant une directivité de 20 dBi.

II.3. Exemple d'une antenne de directivité 20 dBi en polarisation linéaire à 5 GHz.

II.3.1. Présentation de la cellule élémentaire.

Pour pouvoir concevoir notre matériau, nous nous sommes basés sur la forme représentée **Figure IV.5**.

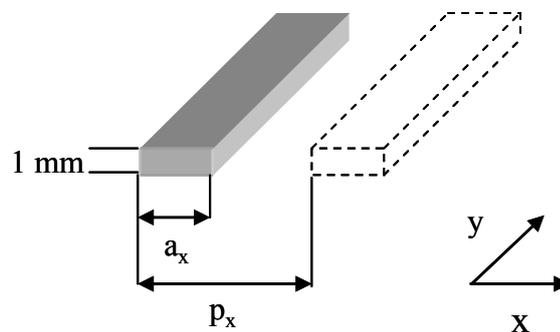


Figure IV.5 : Cellule élémentaire.

Selon la **Figure I.14 du Chapitre I**, le facteur de qualité nécessaire pour obtenir une directivité de 20 dBi doit être de l'ordre de 50. Cette valeur a pu être atteinte avec une cellule élémentaire ayant une largeur de barreau de 6.5 mm avec une périodicité de 21.1 mm. En effet, cette structure nous a permis d'obtenir un coefficient de réflexion $R_1 = 0.935e^{j156^\circ}$ en illuminant le matériau selon la polarisation TM.

A partir de là, il a été possible de pouvoir dimensionner l'antenne BIE métallique.

II.3.2. Dimensionnement de l'antenne.

La première dimension importante de cette antenne est la hauteur de cavité D . A l'aide de la formule (IV.3), il est ainsi possible de calculer cette valeur en prenant pour le plan de masse un coefficient de réflexion égal à $1e^{j180}$. Pour un fonctionnement optimal à la fréquence de 5 GHz, la hauteur de cavité D ainsi nécessaire est de 28 mm.

De là, il est donc nécessaire de s'intéresser à la valeur de la dimension latérale L . Selon différentes études [IV.3] faites jusqu'à présent, L doit être égale à 29 cm.

Les dimensions de l'antenne étant déterminées, une présentation de la structure ainsi réalisée avec son diagramme de rayonnement à 5 GHz va être faite pour valider la conception de l'antenne BIE métallique en polarisation linéaire.

II.3.3. Présentation de l'antenne et diagramme de rayonnement.

Pour exciter notre antenne, nous avons choisi d'utiliser un patch en polarisation linéaire de dimension 1.78 mm de côté sur un substrat de permittivité relative 2.5. Nous nous sommes attachés à ce que le champ E soit colinéaire à la direction des tiges métalliques pour se trouver en configuration TM.

Une présentation de l'antenne est faite **Figure IV.6**.

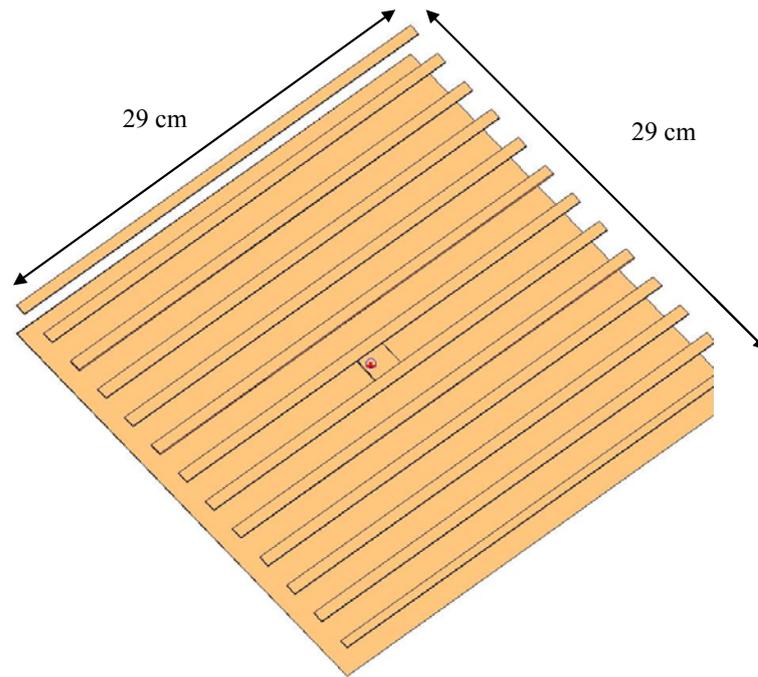


Figure IV.6 : Présentation de l'antenne BIE métallique en polarisation linéaire.

Il est très intéressant de s'intéresser au diagramme de rayonnement de l'antenne à 5 GHz en prenant bien soin de regarder la polarisation principale et la polarisation croisée dans le plan E (**Figure IV.7**).

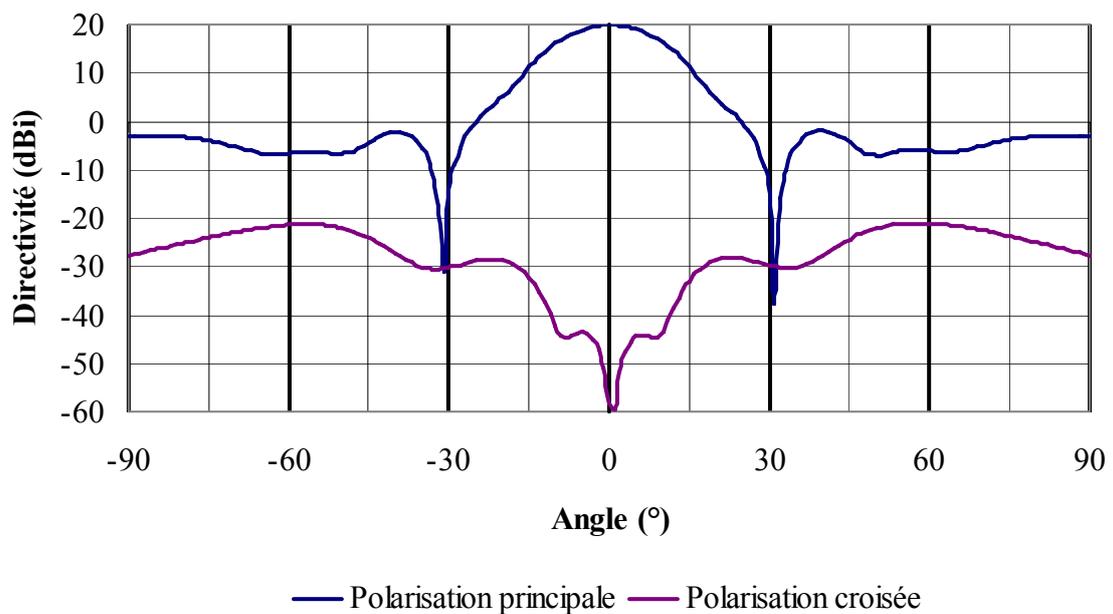


Figure IV.7 : Diagramme de rayonnement à 5 GHz.

Sur la représentation précédente, il est possible de voir que la directivité obtenue dans l'axe est de 20 dBi et que la polarisation croisée est de - 60 dBi.

Les résultats obtenus sont ainsi en parfaite concordance avec nos attentes. Il est donc possible d'affirmer que seule la connaissance du coefficient de réflexion complexe est nécessaire à la conception d'une antenne BIE métallique. A partir de là, en appliquant les formules (IV.1) et (IV.3), il sera ainsi possible de déterminer la directivité potentielle avec sa hauteur de cavité D nécessaire pour un fonctionnement optimal.

De plus, cette antenne présente un très grand avantage pour des applications en polarisation linéaire avec des niveaux de polarisation croisée très faibles.

Les paramètres du matériau BIE métallique avec une méthode de conception de l'antenne BIE métallique étant présentée, nous allons nous intéresser à un autre système métallique : **le polariseur**.

III. LE POLARISEUR.

Notre principal souhait étant de générer de la polarisation circulaire, une première idée avait été de concevoir une antenne BIE sur laquelle nous placerions un polariseur afin de transformer la polarisation linéaire sortant du BIE en polarisation circulaire. Notre démarche a été de comprendre quel était le principe du polariseur seul et quels paramètres influaient sur la qualité de la polarisation circulaire.

III.1. Configuration.

Avant d'expliquer le fonctionnement du polariseur [IV.5], il est important de faire une présentation de sa configuration (**Figure IV.8**).

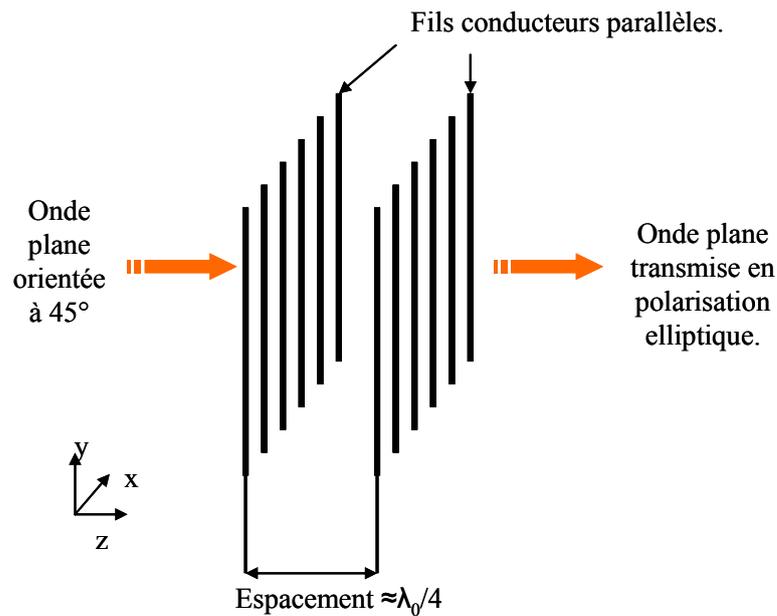


Figure IV.8 : Allure du polariseur.

A l'aide de cette figure, il va être possible d'expliquer plus en détail le fonctionnement du polariseur constitué de deux étages de fils métalliques parallèles identiques.

III.2. Principe.

Pour expliquer le polariseur, nous allons présenter les résultats connus avant de consacrer une plus grande partie à l'explication du principe avec ses potentialités sur le taux d'ellipticité.

III.2.1. Présentation de la problématique.

Il est important de rappeler que l'onde plane orientée à 45° se décompose en deux champs orthogonaux selon X et Y.

Intéressons nous, dans un premier temps, à la notion de phase entre les deux composantes E_x et E_y . Le système ne provoquera pas de déphasage ni de réflexion sur la composante X, seule la propagation dans l'air sera prise en compte. En ce qui concerne le

champ Y, par un choix judicieux du pas des fils et du fait de l'espacement de $\lambda_0/4$, il subit un déphasage de 45° à chaque passage de couches plus le déphasage dû à la propagation dans l'air. L'écart de phase entre les deux composantes est donc bien de 90° . Nous avons donc bien la première condition nécessaire à l'obtention de la polarisation circulaire.

L'autre condition nécessaire est d'avoir l'équiamplitude entre les deux champs. Le champ qui sera transmis perpendiculairement aux réseaux de lignes ne sera pas affecté d'un quelconque coefficient de transmission ou de réflexion. Son module sera donc identique à celui incident. Pour la composante de champ parallèle au réseau, elle subira une multitude de réflexions et de transmissions qui affecteront son module. C'est pour cette raison qu'il est nécessaire d'ajuster correctement le pas des lignes métalliques afin d'obtenir des coefficients de réflexions très faibles voire nuls. Cette condition permettra alors d'obtenir des composantes perpendiculaires sensiblement égales permettant ainsi de se placer dans les conditions optimales à l'obtention d'une polarisation circulaire.

Nous allons justifier ces résultats pour une fréquence f_0 . Nous allons supposer que les tiges métalliques sont fines, présentent les mêmes coefficients de réflexion et de transmission, et ne rajoutent pas de déphasage dans la direction perpendiculaire à celles-ci.

III.2.2. Justification.

Pour continuer, nous noterons $r_y = r_y e^{j\phi_y}$ et $t_y = t_y e^{j\tau_y}$ les coefficients de réflexion et de transmission en champ pour la composante parallèle Y au réseau de tiges. En ce qui concerne la composante X perpendiculaire aux tiges, le coefficient de réflexion sera nul et celui de transmission égal à 1. Rappelons notre objectif principal pour l'obtention de la polarisation circulaire, nous voulons avoir une équiamplitude et un déphasage de 90° entre les deux composantes.

Pour ce faire, il est possible de noter les coefficients de réflexion et de transmission en champ dans les deux composantes pour le système global [IV.2], [IV.3].

$$\text{- Ex : } R_x = 0 \qquad T_x = 1e^{-j\beta l} \qquad \text{(IV.4)}$$

$$\text{- Ey : } R_y = r_y + \frac{t_y^2 r_y e^{-j2\beta l}}{1 - r_y^2 e^{-j2\beta l}} \qquad T_y = \frac{t_y^2 e^{-j\beta l}}{1 - r_y^2 e^{-j2\beta l}} \qquad \text{(IV.5)}$$

Avec $l = \lambda_0/4$ à la fréquence de f_0 .

Pour pouvoir satisfaire aux conditions d'équiamplitude et de quadrature de phase entre les deux composantes, il est nécessaire d'avoir :

$$T_x T_y = 1e^{j\pm\frac{\pi}{2}} \qquad \text{(IV.6)}$$

Il est ainsi possible de trouver le couple nécessaire des coefficients de transmission et de réflexion des tiges métalliques :

$$t_y = 1e^{j\frac{\pi}{4}} \qquad \text{et} \qquad r_y = 0e^{j\rho_y} \qquad \text{(IV.7)}$$

Avec des tiges métalliques classiques, il est impossible d'obtenir les valeurs ci-dessus. De plus, le fait d'avoir un module nul pour le coefficient de réflexion permet de justifier que la phase peut alors être quelconque. C'est pour cette raison que la polarisation obtenue n'est pas parfaitement circulaire mais plutôt de nature elliptique.

Ayant une phase pour le coefficient de transmission τ_y de 45° et voulant que la phase de $T_x T_y$, $(2(-\beta l + \tau_y))$, soit égale à 90° , il est nécessaire que βl soit égal à 45° . Pour cela, la dimension l doit être égale à $\lambda_0/4$.

De nombreuses applications industrielles imposent des maximums en taux d'ellipticité. Nous allons donc nous intéresser pour quels couples coefficients de transmission-coefficient de réflexion, il est possible obtenir des taux d'ellipticité inférieur à 3 dB.

III.2.3. Couples transmission et réflexion.

Pour déterminer ces différents couples, nous considèrerons que le déphasage entre les deux composantes est toujours égal à 90° . Pour un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB, il est nécessaire que le module de $T_x T_y$ soit toujours supérieur à $1/\sqrt{2}$.

Le **tableau IV.3** présente, dans un premier temps, les caractéristiques nécessaires à l'obtention de taux d'ellipticité compris entre 0.5 dB et 3 dB avec un déphasage de 90° entre les deux composantes. De plus, nous considèrerons que le champ selon la polarisation X ne subit aucune atténuation ce qui revient à dire que le module du coefficient de transmission selon X est égal à 1.

TdB	$(T_x T_y)^2$	Ty avec $T_x=1$
<3 dB	0.5	0.7071
<2.5 dB	0.56	0.75
<2 dB	0.63	0.7943
<1.5 dB	0.71	0.8414
<1 dB	0.79	0.8912
<0.5 dB	0.89	0.944

Tableau IV.3 : Module de T_y en fonction du taux d'ellipticité.

Il est donc nécessaire de résoudre une équation pour chaque taux d'ellipticité désiré. Pour les différents taux d'ellipticité présenté précédemment, il sera nécessaire de résoudre :

$$T_x T_y = \{0.7071, 0.75, 0.7943, 0.8414, 0.8912, 0.944\} e^{j90^\circ} \quad (\text{IV.8})$$

A l'aide de ces valeurs, nous avons pu déterminer les différents couples coefficient de transmission-réflexion nécessaires selon la polarisation Y. Pour ce faire, nous avons fait varier le module du coefficient de réflexion et ainsi trouvé les valeurs en phase pour la réflexion et le couple module-phase pour la transmission.

Il a donc été possible de tracer les **Figure IV.9** et **Figure IV.10** représentant respectivement le module et la phase du coefficient de transmission en fonction du coefficient de réflexion pour différents taux d'ellipticité.

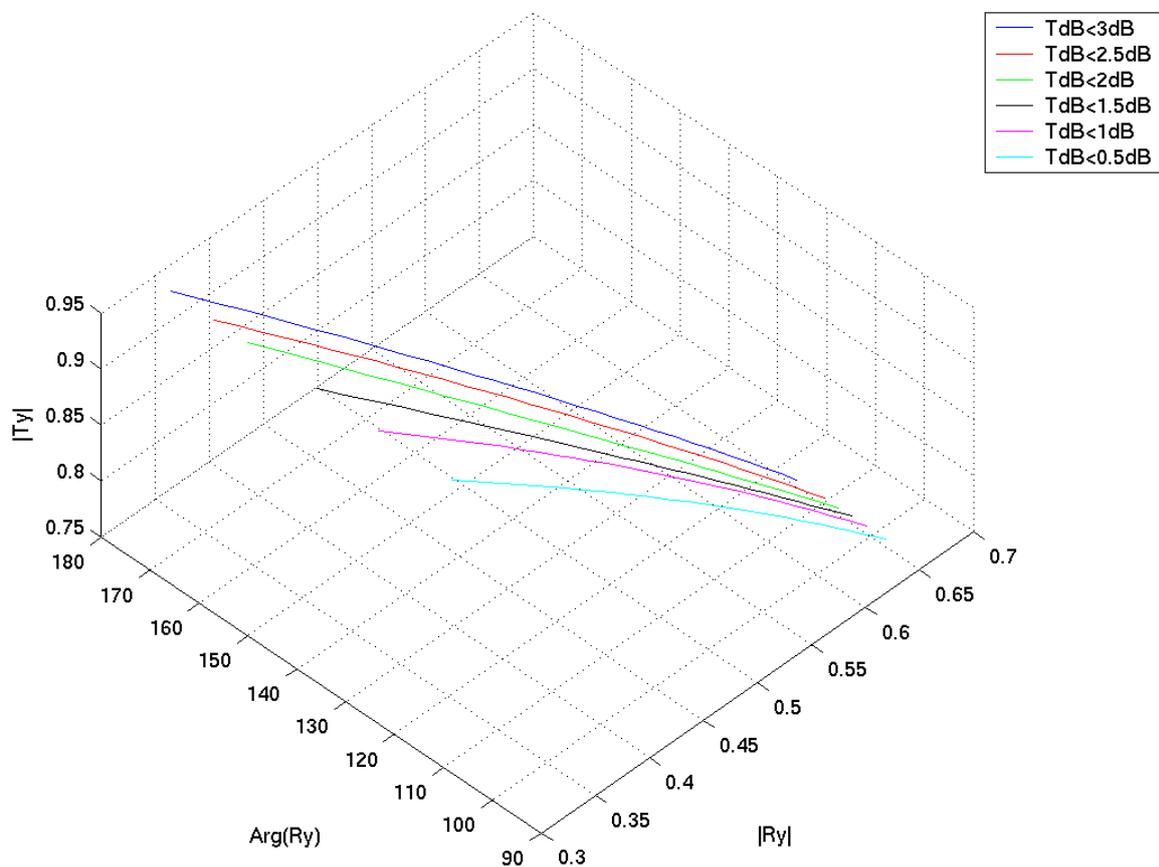


Figure IV.9 : Module du coefficient de transmission T_y .

Sur la représentation précédente, quelque soit le taux d'ellipticité choisi, à une valeur de module en coefficient de réflexion correspond toujours la même valeur de module de

coefficient de transmission. Seule la phase du coefficient de réflexion changera en fonction du taux d'ellipticité.

Sur la figure suivante, contrairement au module du coefficient de transmission, pour un module du coefficient de réflexion donné et pour différents taux d'ellipticité, la phase du coefficient de transmission sera alors différente. Il est intéressant de noter que la phase ne s'éloigne guère de sa valeur 45° pour laquelle le taux d'ellipticité parfait est obtenu.

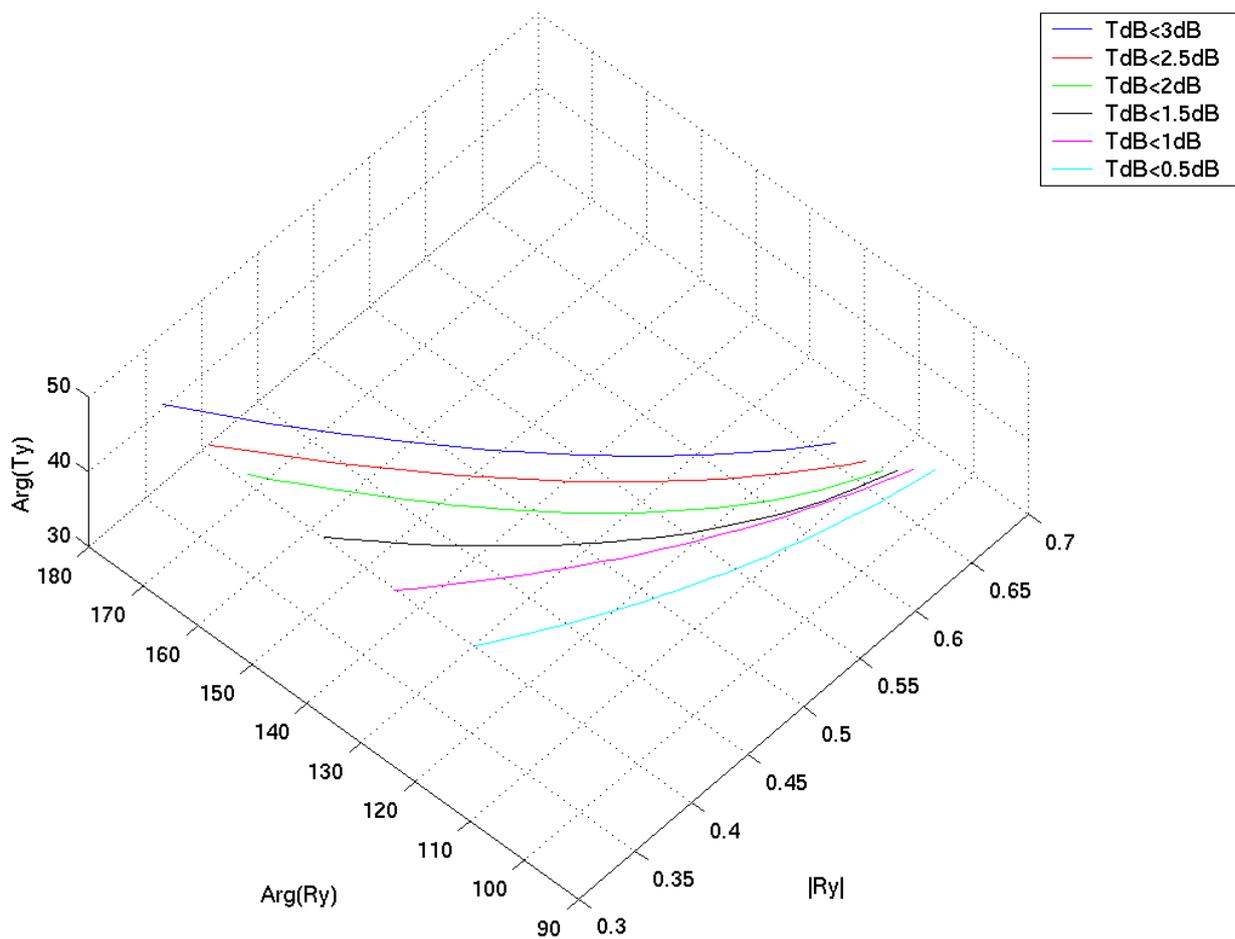


Figure IV.10 : Phase du coefficient de transmission.

A l'aide de ces abaques, il est ainsi possible de concevoir un polariseur ayant un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB. En effet, il est nécessaire de faire une étude sur un étage métallique de telle sorte à obtenir le couple coefficient de réflexion – coefficient de

transmission permettant d'obtenir le taux d'ellipticité voulu. De ce fait, par la recombinaison des deux étages, nous obtiendrons toujours un déphasage entre les deux composantes de 90° tout en ayant un rapport de module à la transmission toujours supérieur à $1/\sqrt{2}$.

Après avoir compris les différents paramètres influençant le comportement du polariseur, nous avons été interpellés par l'analogie au niveau structurel d'un matériau BIE et d'un polariseur. De cette constatation nous est alors venue l'idée de combiner les deux systèmes pour ainsi élaborer un matériau BIE polariseur (**Figure IV.11**).



Figure IV.11 : Obtention du matériau BIE polariseur.

Les définitions du matériau BIE métallique ainsi que du polariseur seul étant à présent finies, nous allons faire une présentation du système combinant les deux sous-ensembles : l'**antenne BIE autopolarisante**.

IV. SYSTEME BIE AUTOPOLARISANT.

IV.1. Problématique.

Des deux systèmes présentés précédemment est née l'idée de concevoir une antenne combinant le polariseur avec un matériau BIE métallique dans le but d'obtenir une antenne

fort gain générant de la polarisation circulaire. Pour des problèmes de réalisation avec l'épaisseur des éléments métalliques, nous nous sommes fixés comme objectif l'obtention d'une antenne ayant une directivité de 20 dBi avec une polarisation circulaire autour de 5 GHz. En effet, comme nous le verrons par la suite, les éléments métalliques nécessaires à la réalisation de cette antenne auront une épaisseur standard.

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° , nous nous sommes rendus compte qu'il était possible d'avoir le comportement BIE avec un déphasage, mais ceci que dans une polarisation. En effet, la polarisation perpendiculaire aux tiges métalliques ne subit aucun déphasage dû au polariseur et est indifférente à l'effet induit par le matériau BIE (**Figure IV.12**).

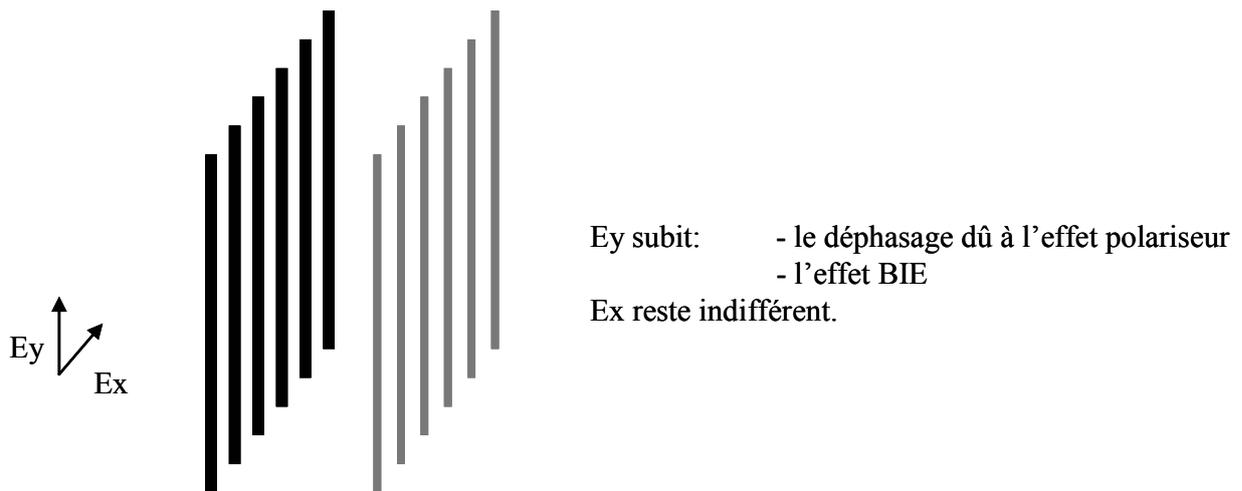


Figure IV.12 : Comportement des composantes E_x et E_y vis-à-vis du demi-matériau BIE polarisant.

Or, avec ce type de structure, il est impensable de pouvoir générer de la polarisation circulaire. Les deux champs en sortie de matériau n'auront pas un déphasage de 90° entre eux et surtout ne présenteront pas la même amplitude. Pour pouvoir remédier à ce problème, il est alors nécessaire de créer l'effet BIE selon la polarisation E_x (**Figure IV.13**).

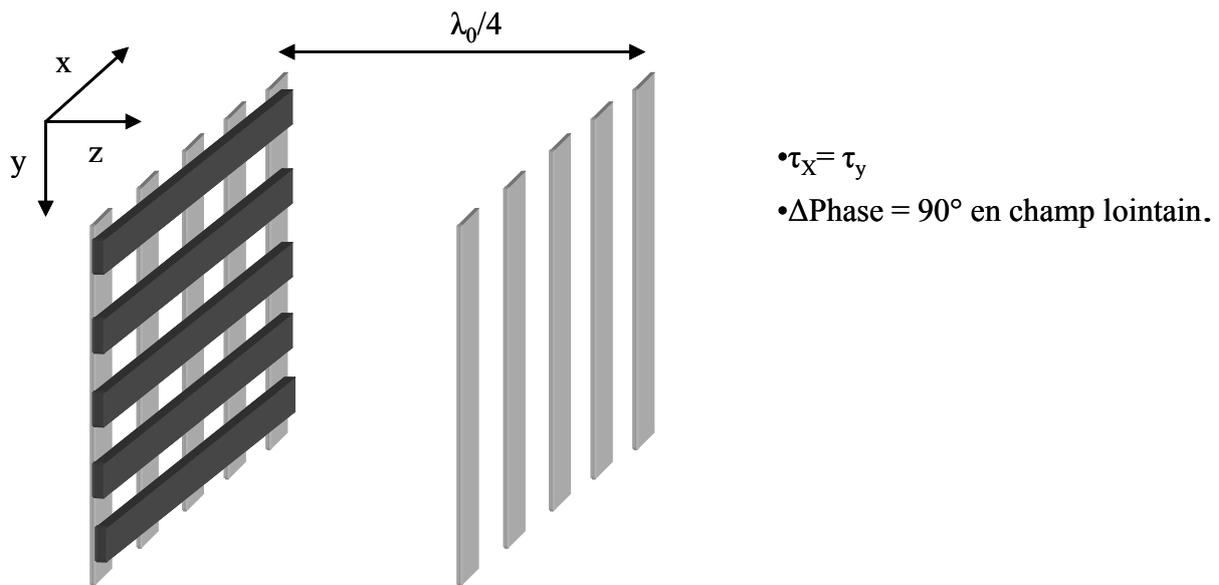


Figure IV.13 : Configuration du matériau BIE permettant de générer la polarisation circulaire.

Cette forme de structure sera alors valide si elle remplit certaines conditions aussi bien pour l'amplitude des champs que pour le déphasage existant entre eux.

En ce qui concerne l'équiamplitude des champs, il est nécessaire que le matériau présente le même facteur de qualité dans les deux polarisations E_x et E_y ce qui revient à avoir le même module de coefficient de transmission. Pour le déphasage de 90° nécessaire entre les deux composantes, les deux coefficients de transmission devront avoir une différence de phase de 90° pour le matériau BIE à défaut.

Pour pouvoir concevoir le matériau, la première étape consiste obtenir le même **coefficient de réflexion** complexe dans les deux polarisations E_x et E_y afin de pouvoir, selon la formule (IV.3), obtenir la même hauteur de défaut D dans les deux directions. A partir de là, une analyse sur le **coefficient de transmission** permettra de savoir si les deux champs E_x et E_y présentent la même amplitude tout en étant en quadrature de phase, conditions nécessaires à l'obtention d'une bonne polarisation circulaire.

Pour pouvoir continuer cette étude nous nous sommes fixés comme cahier des charges, l'obtention d'une antenne en polarisation circulaire avec une directivité de l'ordre de 20 dBi à la fréquence de 5.14 GHz. **Pour pouvoir obtenir une directivité de l'ordre de 20**

dBi, il est nécessaire d'avoir un module de coefficient de réflexion de 0.93. En effet, le facteur de qualité est dépendant du coefficient de réflexion. Or, selon la Figure I.14 du Chapitre I, la directivité potentielle d'une antenne est directement liée au facteur de qualité, lui-même dépendant du coefficient de réflexion.

Dans un premier temps, nous allons expliquer l'obtention du coefficient de réflexion.

IV.2. Coefficient de réflexion.

IV.2.1. Approche numérique.

Pour pouvoir faire cette étude, nous illuminons à l'aide d'une onde plane orientée à 45° le demi matériau afin d'accéder simultanément au coefficient de réflexion dans les deux polarisations (**Figure IV.14**).

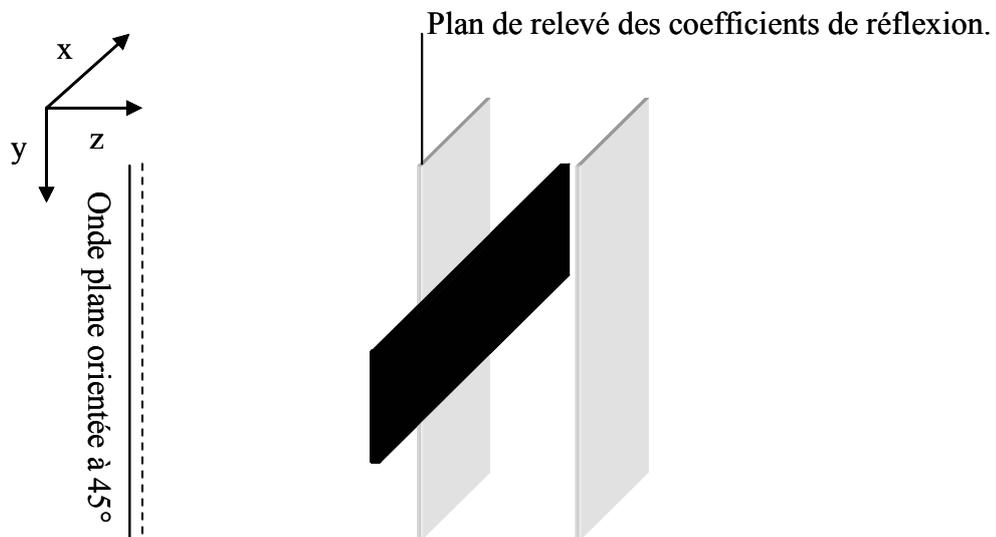


Figure IV.14 : Méthode de relevé des coefficients de réflexion.

Notre but est d'obtenir un coefficient de réflexion identique pour les deux polarisations E_x et E_y à 5.14 GHz. A l'aide d'une série de paramétrage selon la méthode de

calcul FDTD, il a été possible de déterminer les différentes côtes de la cellule élémentaire (**Figure IV.15**) pour obtenir la condition précédente.

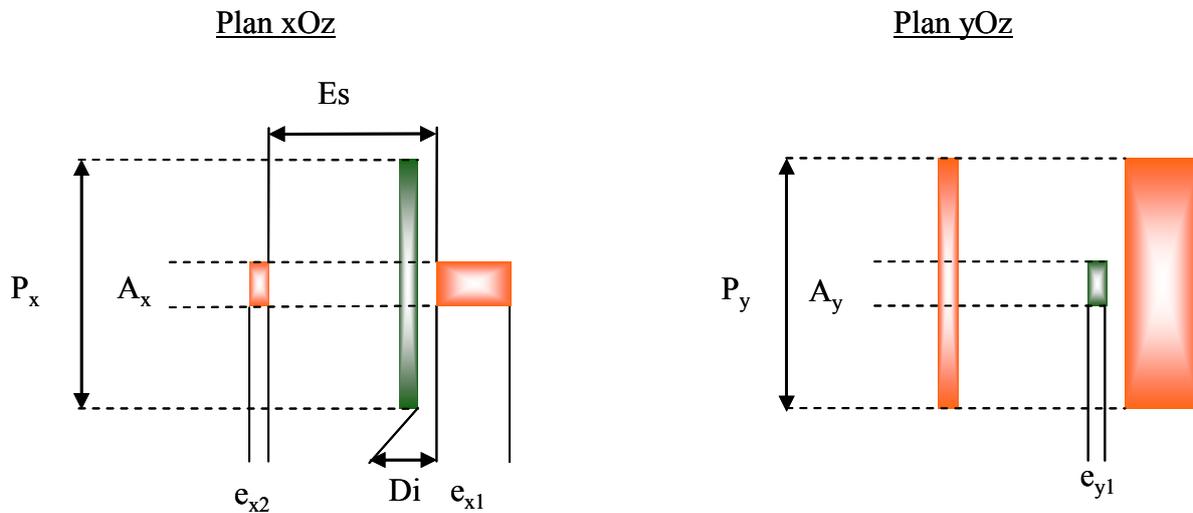


Figure IV.15 : Présentation de la cellule élémentaire.

Il est important de donner les dimensions des différentes côtes de la figure ci-dessus :

$Es=10.5$ mm ; $Di=0.5$ mm ; $e_{x1}=2.5$ mm ; $e_{x2}=1$ mm ; $e_{y1}=25$ mm ; $A_x=1.625$ mm ; $A_y=6.5$ mm ; $P_x=P_y=21.125$ mm.

A l'aide de cette cellule élémentaire, il a été ainsi possible de déterminer les coefficients de réflexion, selon les deux axes, à 5.14 GHz :

$$R_X = 0.928e^{j119.84^\circ} \quad R_Y = 0.925 \exp^{j118^\circ} \quad (\text{IV.9})$$

Les taux de remplissage sont donc respectivement 7.6 % pour X et 30.77 % pour Y. Cette différence peut s'expliquer par le fait que sur la direction X il y a deux étages de lames métalliques qui par recombinaison vont être équivalentes en terme de coefficient de réflexion à celui d'un étage dans la direction Y. Une explication plus en détail sera présentée dans la suite de ce rapport.

Les deux coefficients de réflexion étant quasiment égaux, nous allons nous attacher à retrouver ces résultats à l'aide d'une étude analytique.

IV.2.2. Etude analytique.

Pour pouvoir faire cette étude, nous avons appliqué la même méthode que précédemment et relevé les différents coefficients de réflexion et de transmission pour les différents étages du matériau global (**Figure IV.16**).

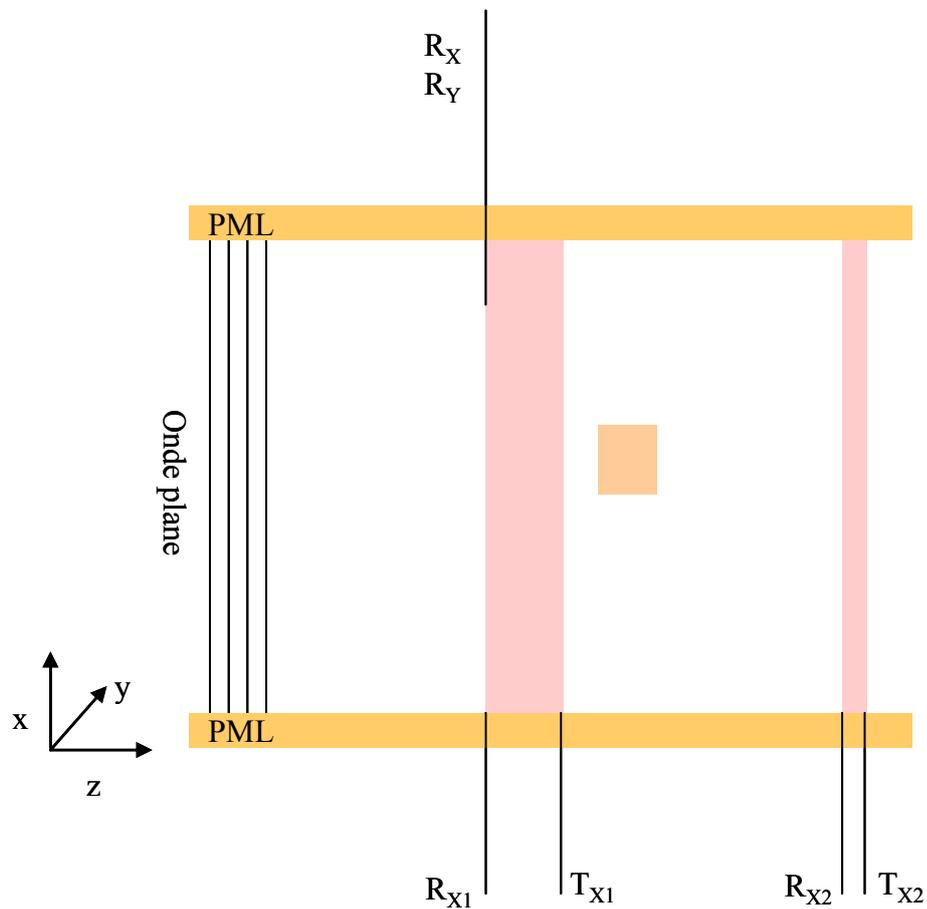


Figure IV.16 : Présentation des nomenclatures des coefficients de réflexion et de transmission.

Avec : - R_X, R_Y, T_X, T_Y , respectivement les coefficients de réflexion et de transmission selon les polarisations E_x et E_y .

- $R_{X1}, R_{X2}, T_{X1}, T_{X2}$, respectivement les coefficients de réflexion et de transmission des éléments composants la partie BIE – polariseur.

Nous avons pu ainsi relever les différentes valeurs données **Tableau IV.4** à la fréquence de 5.14 GHz.

	R_{x1}	T_{x1}	R_{x2}	T_{x2}
Module	0.7675	0.6408	0.6673	0.7464
Phase	128°	38°	126.58°	36.57°

Tableau IV.4 : Coefficient de réflexion et de transmission des différents étages.

Le fait de n’avoir qu’un étage selon Y dispense de faire l’étude dans cette direction. Seul le chaînage [IV.2], [IV.5], [IV.6] dans la direction X sera alors présenté.

Pour pouvoir continuer cette analyse, nous nous sommes basés sur la configuration suivante (**Figure IV.17**), pour laquelle nous illuminons les deux étages du matériau à l’aide d’une onde plane située à l’extérieur.

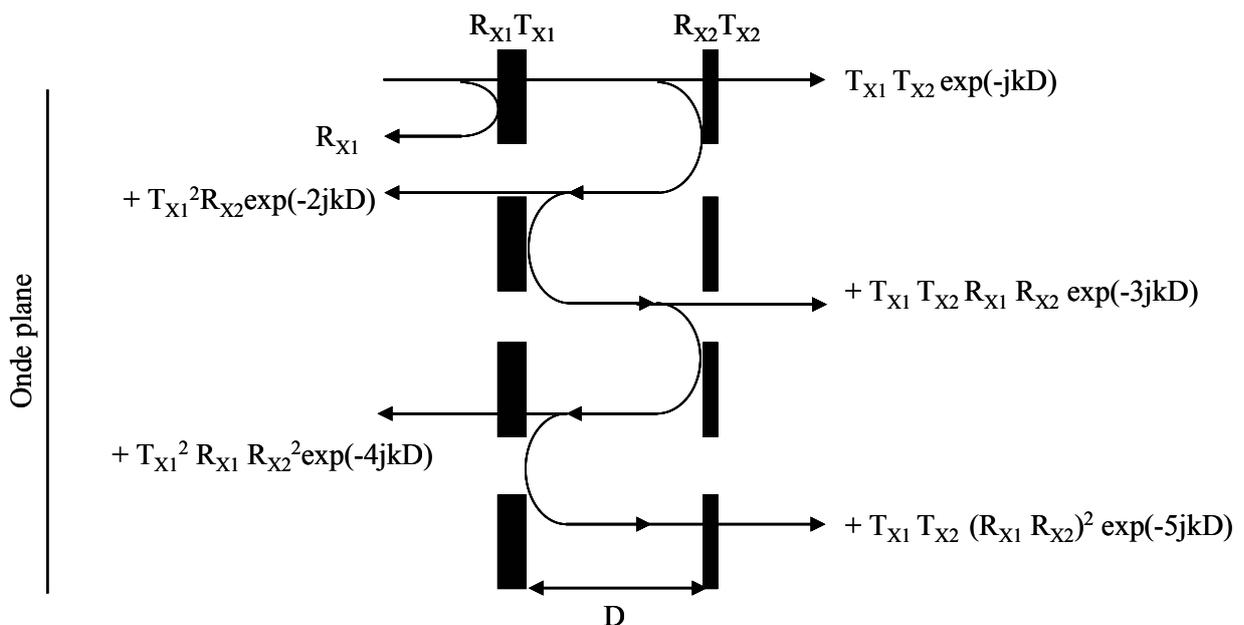


Figure IV.17 : Matériau BIE excitée par une onde plane.

De cette configuration, il a été possible par une sommation à l'infini des différentes ondes réfléchies et transmises et par une identification d'une suite géométrique d'obtenir le coefficient de réflexion (R_X) de la structure :

$$R_X = R_{X1} + T_{X1}^2 R_{X2} \exp(-2jkD) \sum_{n=0}^{\infty} R_{X1}^n R_{X2}^n \exp(-2njkD) \quad (\text{IV.10})$$

Ce qui est égal à :

$$R_X = R_{X1} + \frac{T_{X1}^2 R_{X2} \exp(-j2kD)}{1 - R_{X1} R_{X2} \exp(-j2kD)} \quad (\text{IV.11})$$

En appliquant les valeurs précédentes des différents étages (Tableau IV.4) dans la formule (IV.11), il est possible de retrouver le coefficient de réflexion du matériau BIE autopolarisant selon la direction X.

$$R_X = 0.9362e^{j120.56}$$

Aux vues des valeurs présentées ci-dessus, nous pouvons conclure sur une similitude entre les résultats de l'approche numérique et ceux de l'étude analytique obtenus par la méthode du chaînage.

La prochaine étape nécessaire à la conception du matériau BIE est la taille du défaut.

IV.3. Détermination de D : Hauteur du défaut.

En appliquant les coefficients de réflexion R_x et R_y déterminés durant l'étude numérique à 5.14 GHz, il est alors possible de déterminer la hauteur du défaut selon [IV.2]:

$$D = \frac{c}{2f_0} \left(1 + \frac{\rho_1 + \rho_2}{2\pi}\right) \quad (\text{IV.12})$$

Avec ρ_1 et ρ_2 les phases du coefficient de réflexion des deux demi-matériaux.

Ce qui nous donne :

$$D_x=49 \text{ mm} \quad \text{et} \quad D_y=48.8 \text{ mm}$$

Il apparaît que ces deux valeurs sont communes du fait de la similitude des coefficients de réflexion.

Pour la suite des études, nous appliquerons une valeur D de 50 mm comme valeur de défaut pour des raisons de maillage.

La dernière partie de cette étude est le comportement du matériau en transmission. Notre souhait est d'obtenir une équi-amplitude entre les champs E_x et E_y avec un déphasage de 90° .

IV.4. Coefficient de transmission.

IV.4.1. Approche numérique.

Pour faire cette étude, nous allons appliquer la même méthode que précédemment en illuminant le matériau à l'aide d'une onde plane orientée à 45° (**Figure IV.18**). De ce fait, nous pourrons alors déterminer le coefficient de transmission complexe des deux composantes E_x et E_y .

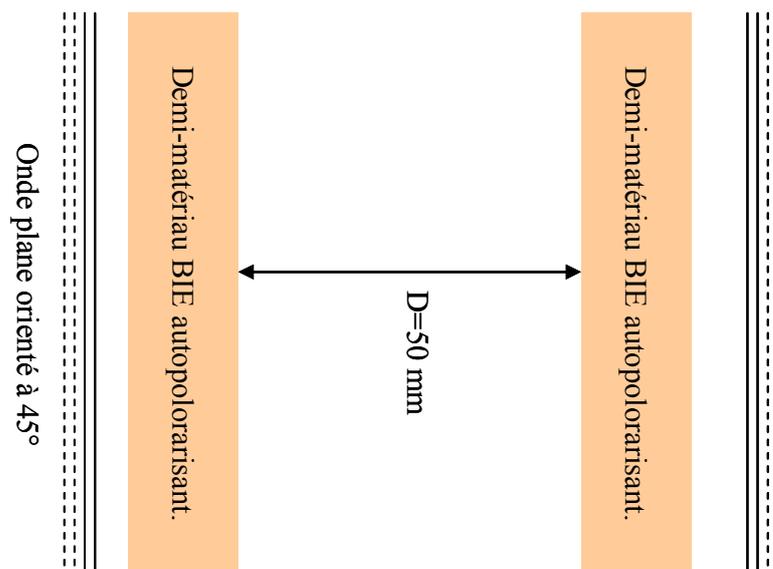


Figure IV.18 : Détermination des coefficients de transmission du matériau BIE.

A l'aide de cette simulation FDTD, il a été ainsi possible de déterminer le module du coefficient de transmission en dB (**Figure IV.19**) pour les deux polarisations ainsi que de déterminer la différence de phase entre les deux composantes (**Figure IV.20**).

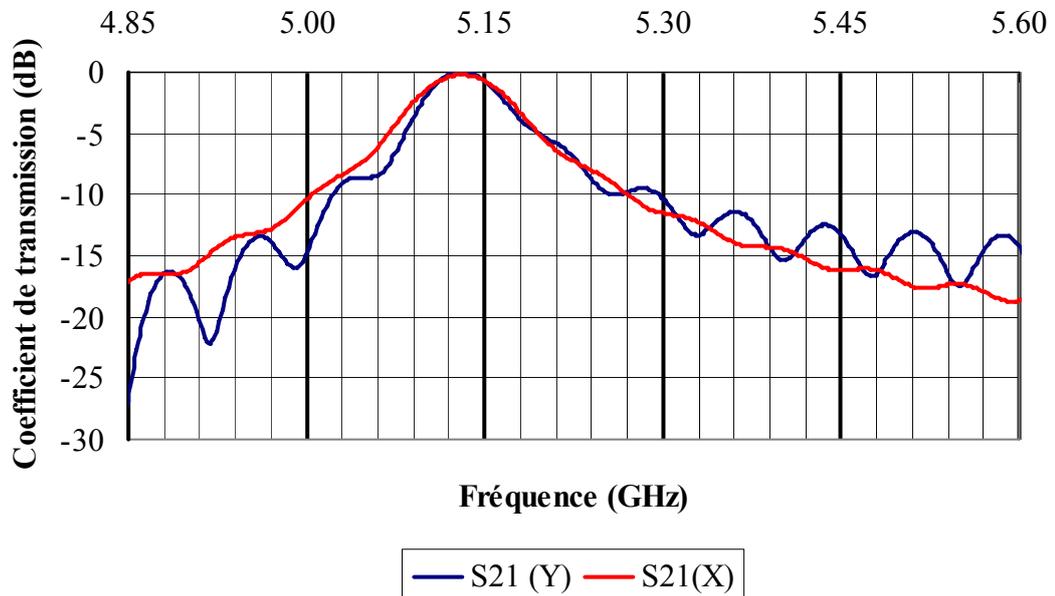


Figure IV.19 : Coefficient de transmission pour les deux polarisations Ex et Ey.

Sur la représentation précédente, les deux coefficients de transmissions sont semblables. Le maximum pour le pic de transmission est obtenu aux alentours de 5.15 GHz. Il est aussi possible de noter que les facteurs de qualité pour les deux composantes sont quasi identiques ce qui traduit alors une équiamplitude entre les deux champs Ex et Ey.

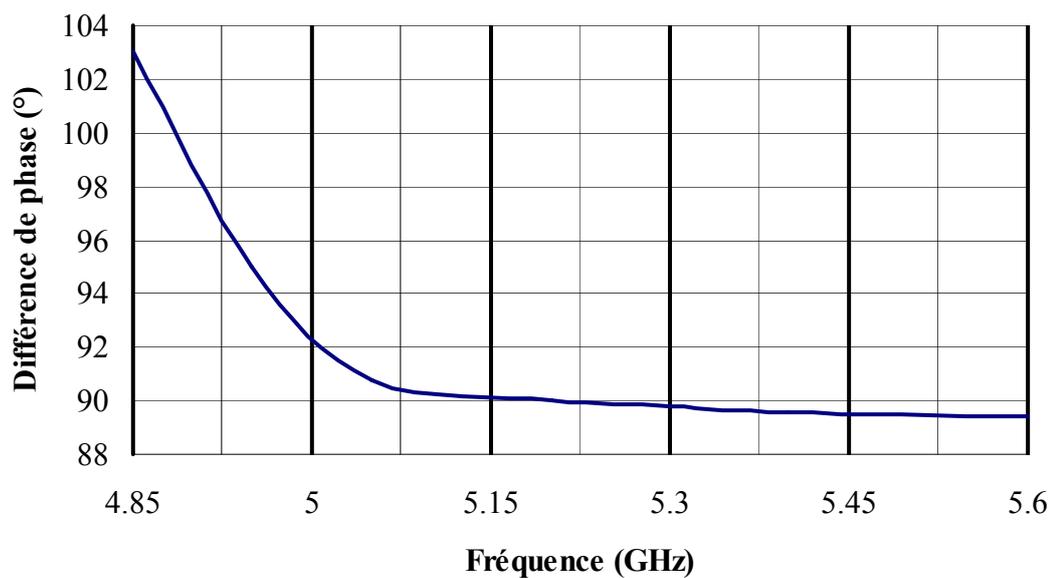


Figure IV.20 : Différence de phase entre les deux composantes.

Sur la courbe précédente, il est possible de voir que le déphasage entre les deux composantes est de 90° autour de 5.15 GHz. Il est aussi intéressant de voir que la bande passante où le déphasage ne varie que de $\pm 0.5^\circ$ autour de 90° est de l'ordre de 7%. Cette constatation nous permet de dire qu'à ces fréquences, il sera possible d'obtenir une antenne générant de la polarisation circulaire. Le déphasage entre les deux composantes proposant une large bande de fréquence, la bande passante où le taux d'ellipticité sera inférieur à 3 dB sera quand à elle tributaire de la bande passante en amplitude du matériau.

Pour pouvoir approfondir notre étude, nous allons appliquer le chaînage pour connaître les coefficients complexes de transmission.

IV.4.2. Etude analytique.

Pour faire cette étude, nous considérerons que le matériau est composé de deux demi-matériaux de coefficients R_X , T_X , R_Y , T_Y . De ce fait, nous appliquerons la même méthode que précédemment en considérant deux demi-matériaux de mêmes caractéristiques espacées de la distance D et illuminées par une onde plane venant de l'extérieur (**Figure IV.21**). Pour cette étude, nous ne nous intéresserons qu'au coefficient de transmission.

Pour les mêmes raisons que précédemment, avec N représentant soit la direction X soit Y , en sommant à l'infini les multiples ondes transmises et en identifiant la somme d'une série géométrique, on obtient alors le coefficient de transmission (T_N) du matériau BIE autopolarisant.

$$T_T = \frac{T_N^2 \exp(-jkD)}{1 - R_N^2 \exp(-j2kD)} \quad (\text{IV.13})$$

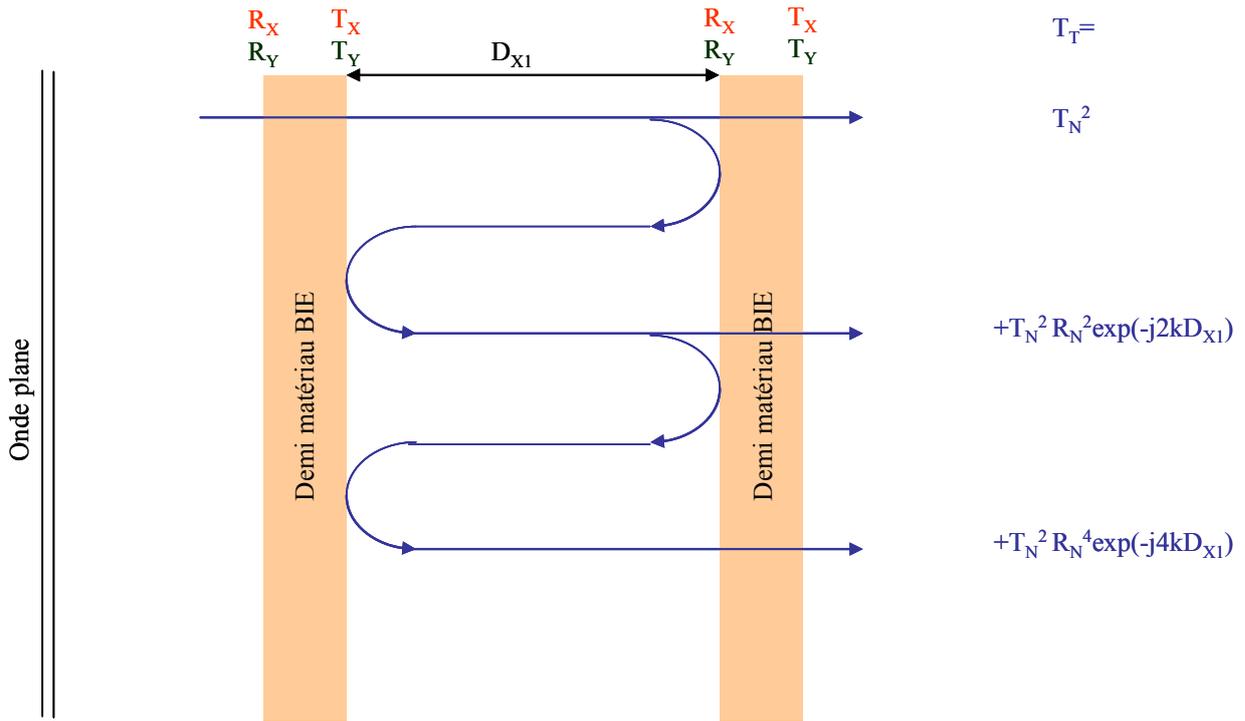


Figure IV.21 : Matériau BIE autopolarisant excité par une onde plane.

A l'aide de la formule (IV.13) et des différentes valeurs du **Tableau IV.4**, nous allons remonter aux coefficients de transmission dans les directions X et Y.

$$T_X = 0.1349e^{-j307.92^\circ} \quad T_Y = 0.1427 \exp^{-j393.7^\circ} \quad (\text{IV.14})$$

Il est possible de voir que le module des coefficients de transmission est semblable ce qui a tendance à confirmer l'équiamplitude entre les deux composantes E_x et E_y . De plus, le déphasage entre les deux polarisations est égal à 86° . Ces différentes valeurs nous permettent alors de dire que ce matériau est capable de générer de la polarisation circulaire.

Des différentes études réalisées précédemment, nous pouvons conclure qu'il est possible de créer un matériau permettant d'avoir les deux composantes E_x et E_y de même amplitude avec un déphasage de 90° . Une condition nécessaire à l'obtention de ce résultat est qu'il est impératif d'avoir une source en polarisation linéaire orientée à 45° excitant de la même façon le champ E_x et E_y .

De ce fait, il est possible de créer une antenne BIE métallique autopolarisante en appliquant la théorie des images. La hauteur de « cavité » entre le plan de masse et le demi-matériau sera alors de $D/2$.

Ces différentes études nous ont donc permis d'envisager une méthode de conception du matériau BIE autopolarisant.

IV.5. Méthode de conception du matériau BIE autopolarisant.

La méthode de conception de l'antenne BIE métallique autopolarisante peut être résumée par l'organigramme suivant (**Figure IV.22**).

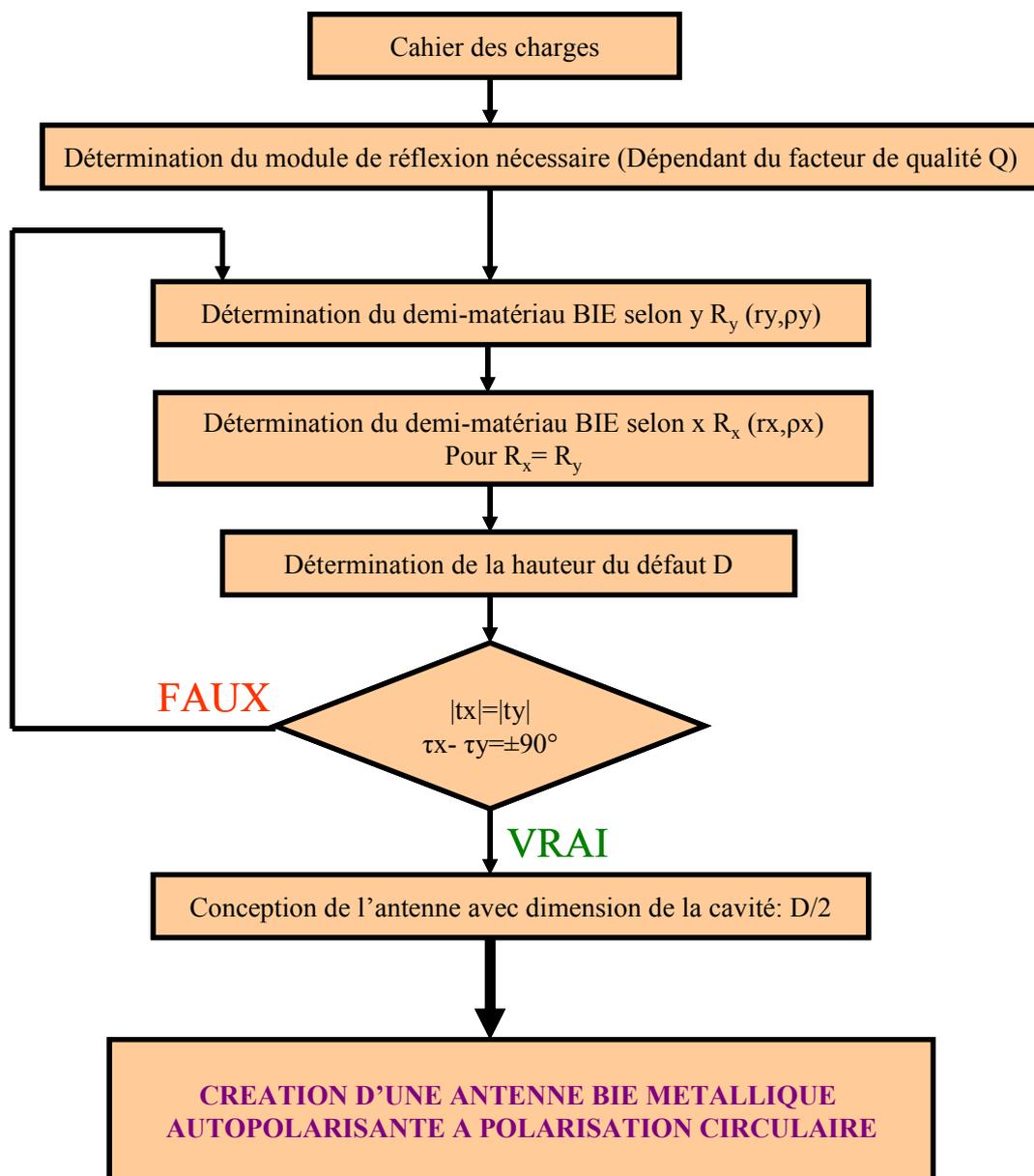


Figure IV.22 : Présentation de la méthode de conception.

La méthode de conception d'un matériau BIE autopolarisant étant finie, nous allons nous attacher à la présentation des résultats théoriques et pratiques de l'antenne conçue à l'aide du matériau cité précédemment.

V. ANTENNE BIE AUTOPOLARISANTE.

Dans un premier temps, nous présenterons la source d'excitation ainsi que la structure composée du matériau BIE autopolarisant. Les résultats de simulation, pour les diagrammes de rayonnements ainsi que les taux d'ellipticité, seront alors donnés. A partir de là, une réalisation de prototype viendra appuyer les résultats théoriques.

V.1. Présentation de la source d'excitation.

Pour ce style de structure, il est nécessaire d'avoir une excitation orientée à 45° de telle sorte à exciter les deux composantes de champs E_x et E_y en phase et en équiamplitude. Notre choix s'est donc porté sur une alimentation par patch carré alimenté sur sa diagonale (Figure IV.23).

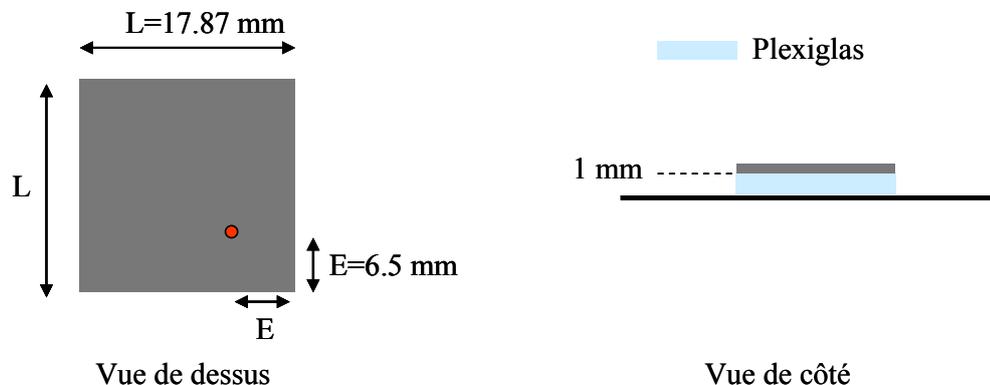


Figure IV.23 : Présentation de la source excitatrice.

La sonde d'alimentation du patch est un connecteur SMA de diamètre 0.25 mm.

Il est alors temps de présenter la forme globale de l'antenne BIE autopolarisante avec ses dimensions latérales ainsi que sa hauteur de cavité.

V.2. Présentation de l'antenne BIE autopolarisante.

V.2.1. Dimensions latérales.

Pour l'obtention d'une directivité de l'ordre de 20 dBi autour de 5 GHz, les dimensions latérales de l'antenne sont égales à 29 cm [IV.3]. Une présentation de l'antenne ainsi simulée est faite **Figure IV.24**.

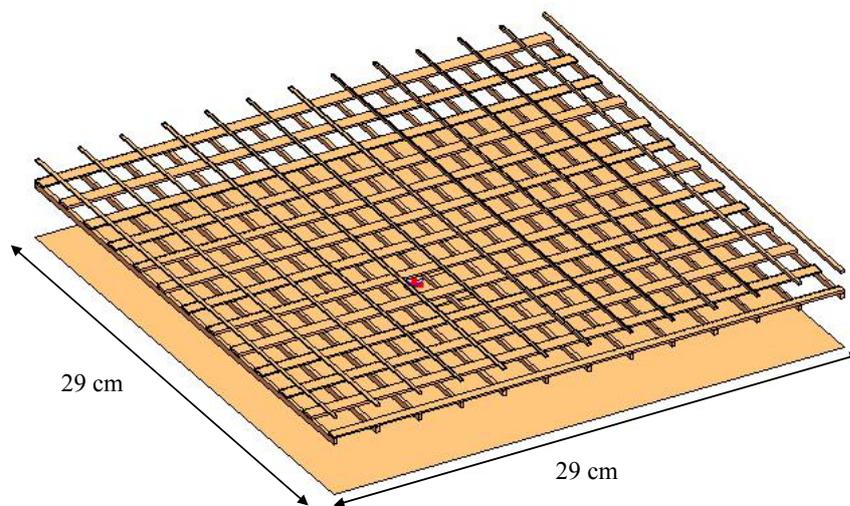


Figure IV.24 : Antenne simulée.

Les dimensions latérales de l'antenne étant connues, il est temps de s'intéresser à la hauteur de cavité.

V.2.2. Hauteur de cavité.

L'étude faite précédemment a montré qu'un défaut de 50 mm au sein du matériau BIE permettait d'obtenir les résultats voulus. Du fait de l'antisymétrie du champ tangentiel E et à l'aide de la théorie des images, la hauteur de « cavité » pour notre antenne est alors de 25 mm.

Le dimensionnement de l'antenne étant fini, nous allons nous intéresser, aux résultats de simulation de l'antenne ainsi réalisée.

V.3. Résultats théoriques.

V.3.1. Diagramme de rayonnement et bande passante.

Pour connaître la valeur de la fréquence où le gain est maximum, nous allons nous intéresser à l'évolution de la directivité en fonction de la fréquence (**Figure IV.25**).

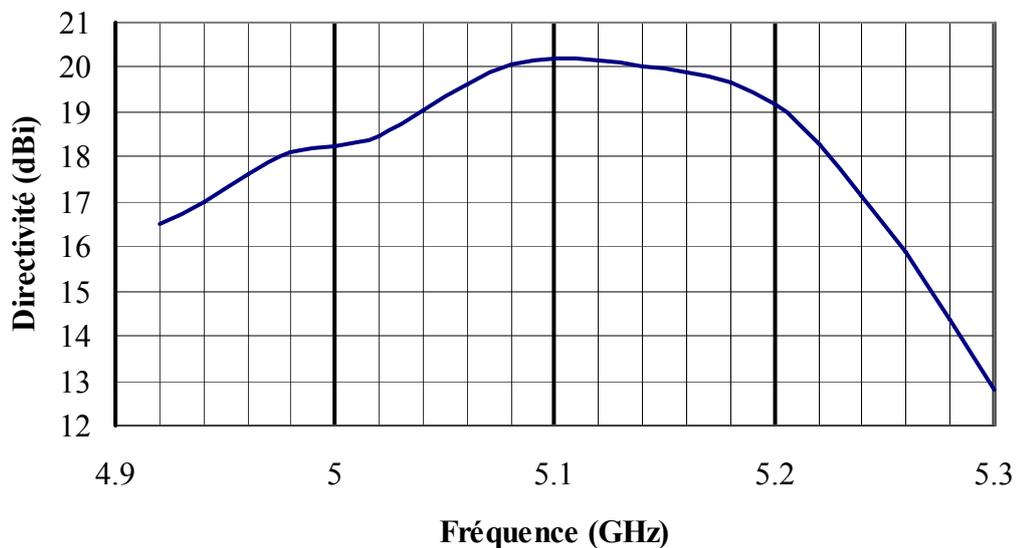


Figure IV.25 : Directivité en fonction de la fréquence.

En définissant la bande passante de rayonnement à -3 dB de la directivité maximum, nous trouvons une valeur de 6% avec une valeur maximale à la fréquence de 5.10 GHz. Nous allons donc regarder l'allure du diagramme de rayonnement aux fréquences de 5.10 GHz, 5.14 GHz et 5.16 GHz (**Figure IV.26**). Pour les trois fréquences, le maximum de directivité est de l'ordre de 20 dBi, avec des lobes secondaires à -11 dB. Ces légers épaulements qui apparaissent sur le lobe principal viennent du fait que nous sommes au-delà du mode fondamental.

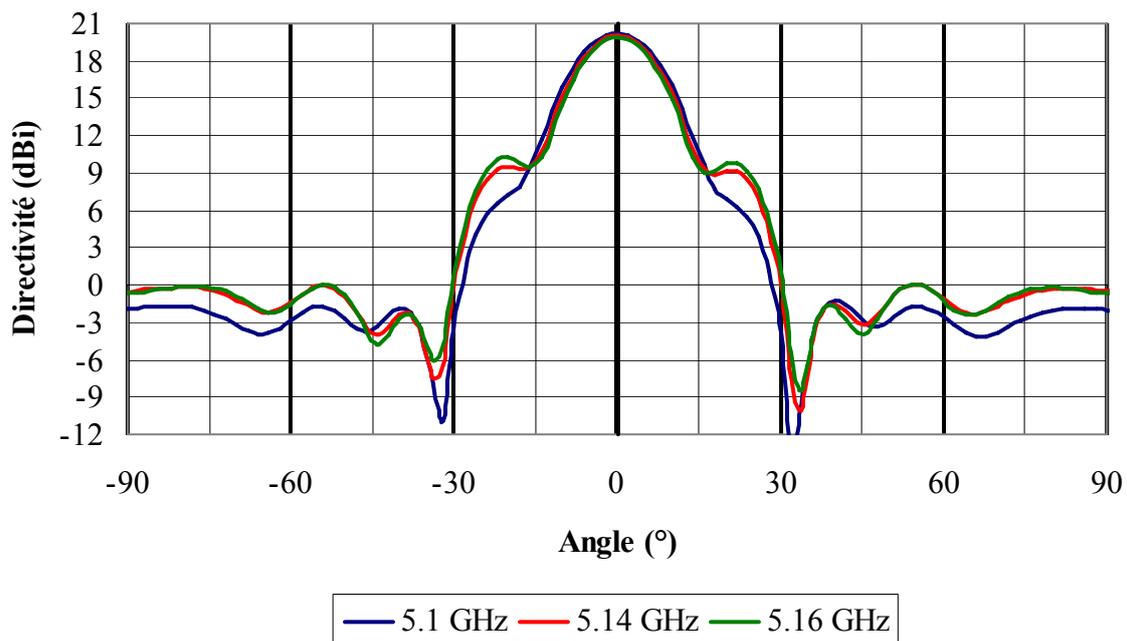


Figure IV.26 : Diagramme de rayonnement.

En ce qui concerne les diagrammes de phases, nous avons un déphasage de 90° entre les composantes E_θ et E_ϕ aux fréquences données ci-dessus.

V.3.2. Taux d'ellipticité.

Après avoir observé les diagrammes de rayonnement, il est important de nous intéresser à l'évolution du taux d'ellipticité en fonction de la fréquence (**Figure IV.27**).

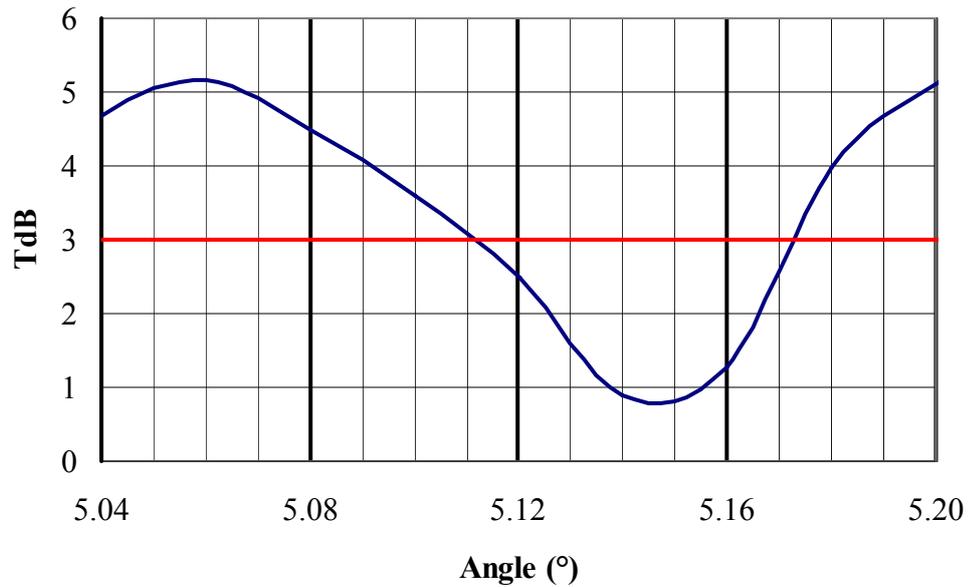


Figure IV.27 : Taux d'ellipticité.

Le minimum obtenu pour le taux d'ellipticité est de 0.9 dB à la fréquence de 5.14 GHz. De plus, la bande passante, où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB, est de l'ordre de 1.4 %.

Les résultats théoriques étant présentés, nous allons valider le concept par la réalisation d'un prototype.

V.4. Résultats expérimentaux.

Dans un premier temps, nous allons présenter la forme du prototype.

V.4.1. Antenne réalisée.

L'antenne réalisée est composée de trois rangées de réseaux métalliques d'épaisseurs standard (1 mm et 2.5 mm). Pour pouvoir consolider la structure sans pour autant avoir de

perturbations, la structure est enveloppée de matériau ROHACELL® de permittivité relative de 1.05. Le patch est constitué de plexiglas d'épaisseur 1 mm alimentée par un connecteur SMA de diamètre central 0.25 mm. L'antenne ainsi conçue est présentée **Figure IV.28**.

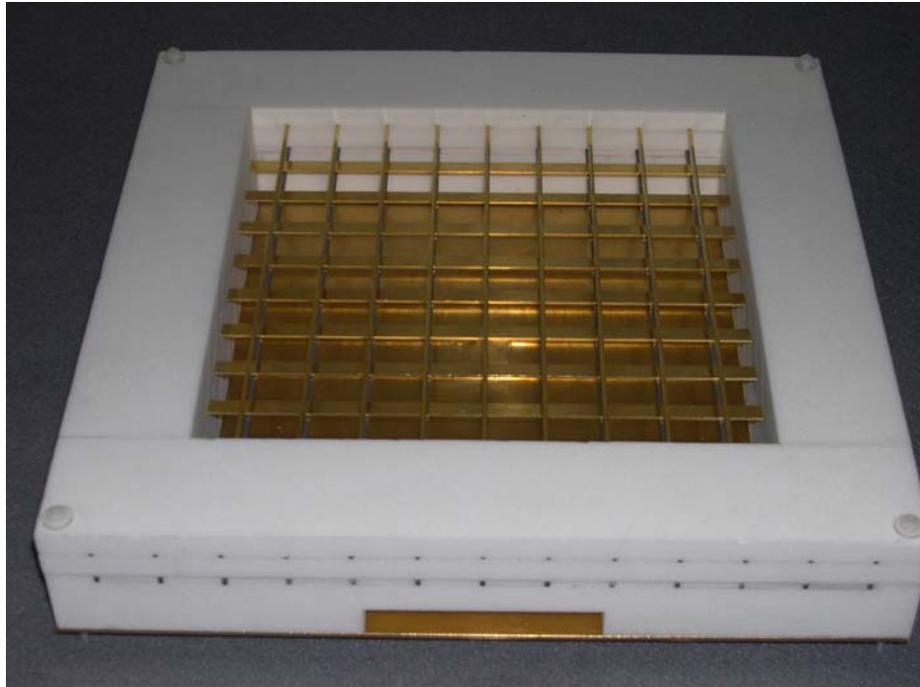


Figure IV.28 : Antenne réalisée.

V.4.2. Détermination de la fréquence d'utilisation.

Pour connaître la fréquence d'utilisation où le gain intrinsèque et le taux d'ellipticité sont les meilleurs, nous allons successivement nous intéresser à l'évolution du gain intrinsèque dans les plans $\varphi=0^\circ$ (E_x) et $\varphi=90^\circ$ (E_y) ainsi qu'à la différence de phase entre les deux composantes E_x et E_y . De cette étude, une analyse sera faite pour connaître la fréquence où les champs E_x et E_y sont égaux et ont une différence de phase de 90° entre eux. Ces conditions, respectées, permettraient alors d'obtenir un taux d'ellipticité tendant vers 0 dB.

Pour pouvoir connaître les gains intrinsèques dans les deux plans, il est intéressant dans un premier temps de connaître l'évolution de l'adaptation de cette structure réalisée (**Figure IV.29**).

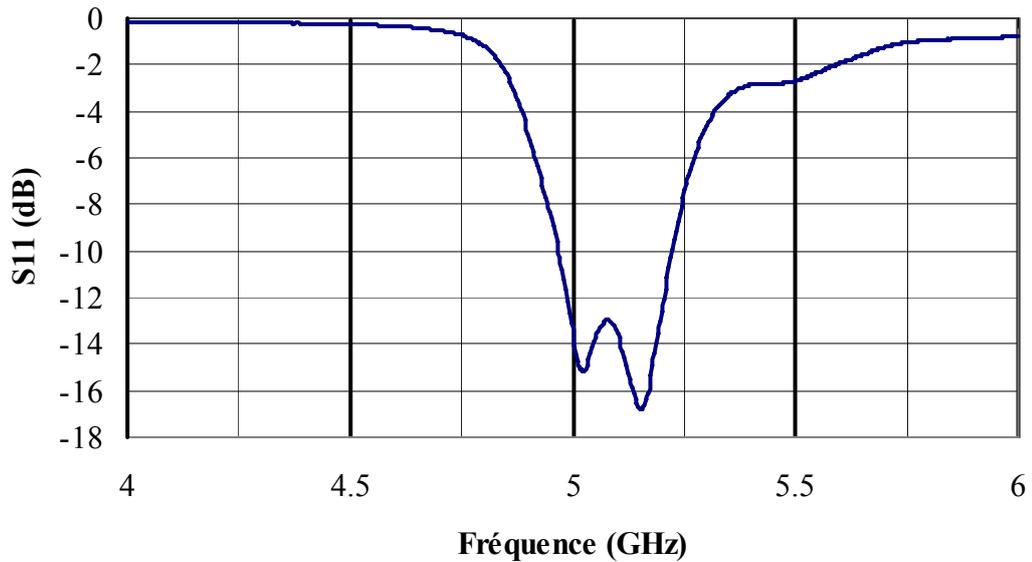


Figure IV.29 : Adaptation mesurée de l'antenne.

Il est possible de voir que notre antenne est adaptée à la fréquence de 5.14 GHz prévue, il est donc nécessaire de comparer l'évolution des gains intrinsèques dans les deux plans φ pour savoir s'ils ont égaux à la même fréquence (Figure IV.30).

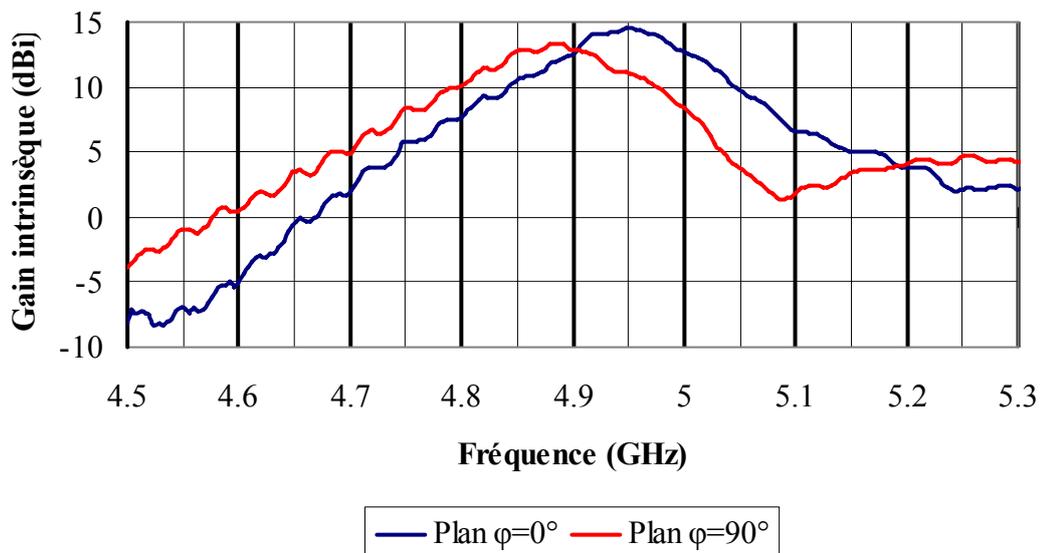


Figure IV.30 : Diagramme fréquentiel dans les deux plans $\varphi=0^\circ$ et 90° .

Sur la représentation précédente, il y a une parfaite équiamplitude des champs E_x et E_y à la fréquence de 4.9 GHz. Le s_{11} à cette fréquence est de -5db ce qui est synonyme d'une mauvaise adaptation. Ce système, dans le futur, nécessitera alors une étude pour améliorer cette caractéristique.

Pour l'obtention d'une bonne polarisation circulaire, il est intéressant de voir l'évolution de la différence de phase entre E_x et E_y et savoir quel est son comportement autour de 4.9 GHz (**Figure IV.31**).

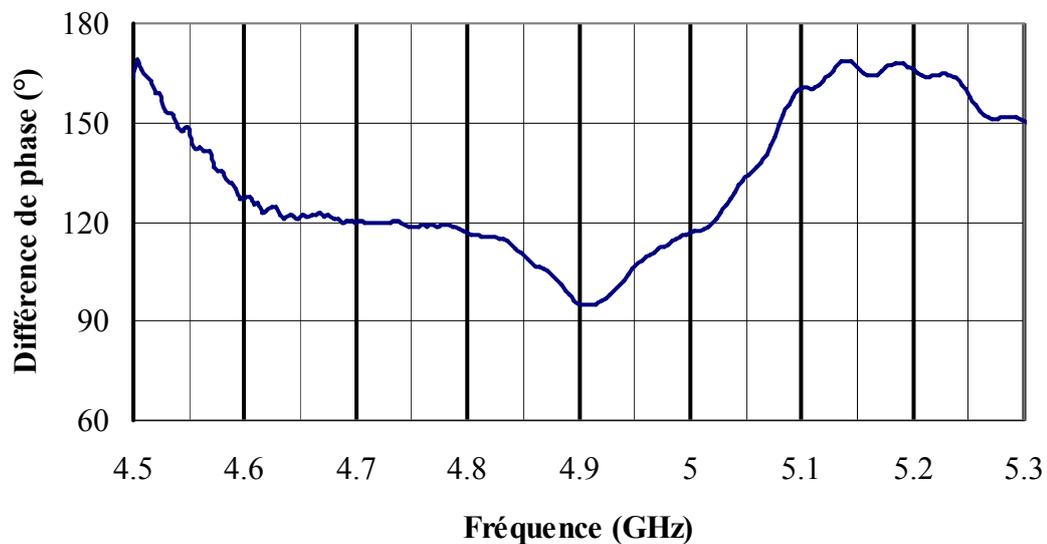


Figure IV.31 : Différence de phase entre les composantes E_x et E_y .

Des deux figures précédentes, il s'avère que la fréquence où les deux champs sont égaux avec une différence de phase proche de 90° est la même ; à savoir 4.9 GHz. Nous expliquerons, dans la suite du rapport, pour quelles raisons la fréquence trouvée en mesure diffère de la fréquence d'utilisation en simulation.

A partir de ces deux courbes fréquentielles, nous avons pu déterminer les bandes passantes en rayonnement et en taux d'ellipticité de ce système.

V.4.3. Diagramme de rayonnement et bande passante en rayonnement.

Pour commencer, nous allons présenter l'allure du diagramme de rayonnement circulaire à 4.9 GHz en gain réalisé et en gain intrinsèque (**Figure IV.32**).

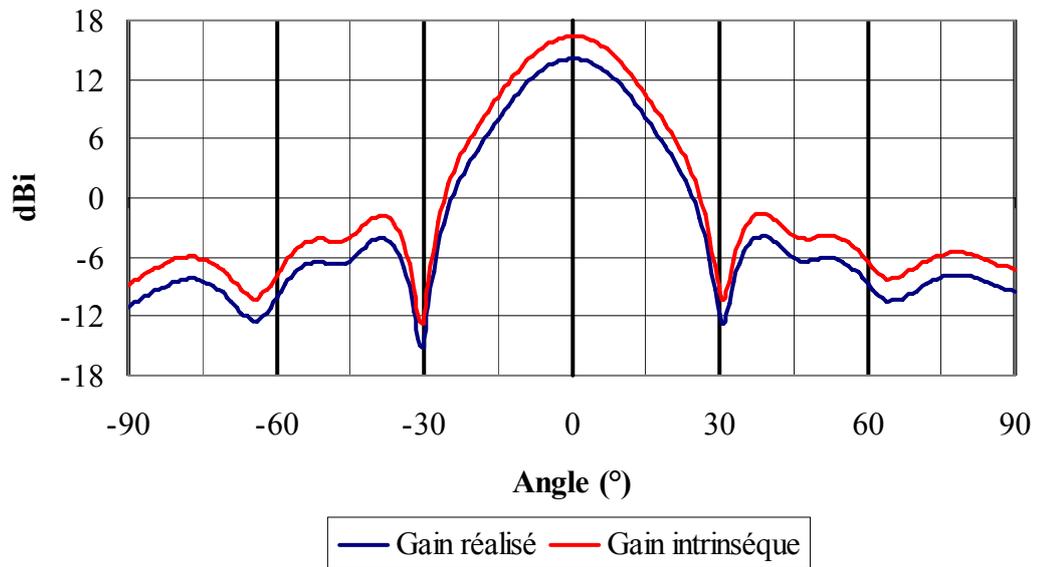


Figure IV.32 : Diagramme de rayonnement à 4.9 GHz.

Le premier commentaire, sur cette figure, est le maximum de gain obtenu à l'aide de cette structure : 16.3 dBi. De plus, les lobes secondaires se trouvent à -20 dB du maximum. L'explication sur le fait que nous n'ayons pas les 20 dBi comme pour la théorie viendra compléter celle prévue pour le décalage fréquentiel. Intéressons nous à présent à la bande passante en rayonnement de cette structure (**Figure IV.33**).

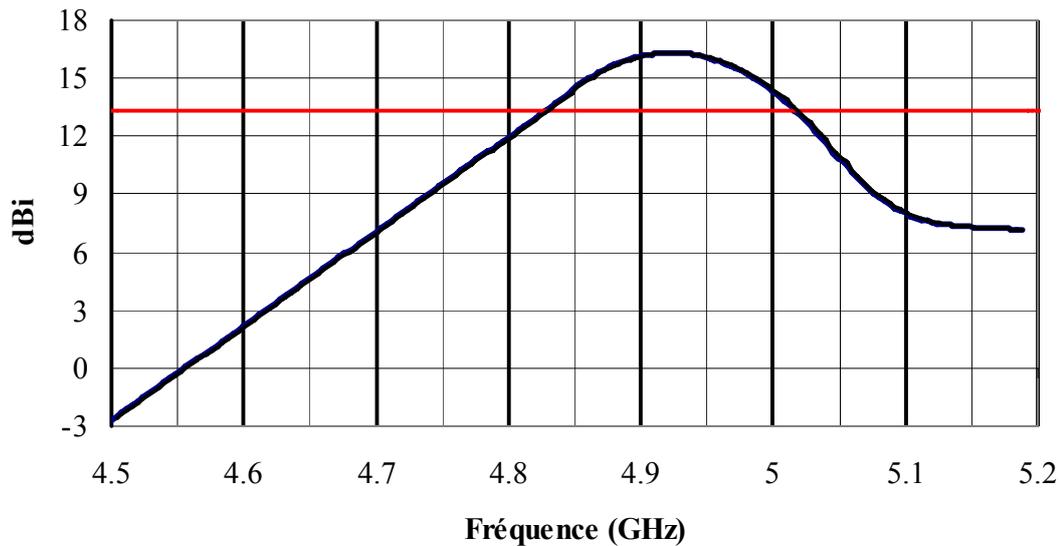


Figure IV.33 : Gain intrinsèque en fonction de la fréquence.

En considérant la bande passante en rayonnement à -3 dB du maximum, nous trouvons une valeur de 4.1 %.

De cette réalisation, il ne nous reste plus qu'à analyser l'évolution du taux d'ellipticité et ainsi de déterminer sa bande passante pour laquelle T_{dB} est inférieur à 3 dB.

V.4.4. Taux d'ellipticité.

En analysant les **Figures IV.30** et **IV.31**, il est apparu que les champs E_x et E_y étaient égaux à la fréquence de 4.9 GHz où la différence de phase était la plus proche de 90° . De ce fait, le meilleur taux d'ellipticité devrait être obtenu à cette même fréquence (**Figure IV.34**).

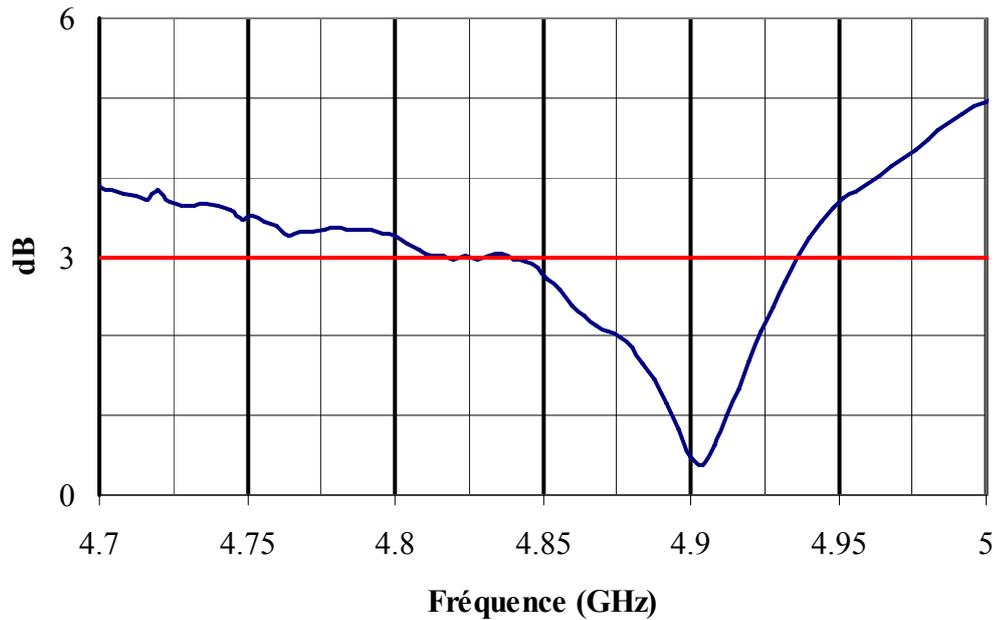


Figure IV.34 : Evolution du taux d'ellipticité.

La figure précédente permet de connaître la valeur de la bande passante où le taux d'ellipticité est inférieur à 3dB : **2.2 %**. Cette valeur est légèrement supérieure à celle de l'étude théorique. L'explication est le fait que nous ayons une antenne avec un gain plus faible à tendance à élargir la bande de rayonnement dans les deux directions X et Y. De plus, la différence de phase entre les deux composantes reste proche de 90° sur une plus large bande. L'équiamplitude et la différence de phase proche de 90° sur une plus large bande ont donc tendance à augmenter la bande passante du taux d'ellipticité.

Les résultats expérimentaux sont en accord avec les résultats théoriques. Nous obtenons à la même fréquence le meilleur taux d'ellipticité avec le meilleur gain. De ces résultat, seul un petit problème reste à élucider : le décalage fréquentiel et ses conséquences.

V.4.5. Décalage fréquentiel et conséquences.

Pour essayer de retrouver les causes d'un tel décalage fréquentiel, nous avons augmenté la hauteur de la cavité de 2% pour essayer de revenir vers les fréquences plus

basses. Les résultats obtenus ont été l'obtention d'une directivité de 17 dBi avec un taux d'ellipticité de 1.75 dB à la fréquence de 5.04 GHz.

Un décalage de 2% équivaut à une erreur de hauteur de cavité de 0.5 mm. Pour pouvoir atteindre la fréquence de 4.9 GHz, nous pouvons alors supposer que la hauteur de cavité n'est plus de 25 mm mais de 26 mm. Cette différence de hauteur en réalisation pourrait être due au contour en ROHACELL® et aux quatre vis en coins qui exercent une certaine pression vers le centre de la structure. Cet effet a pour conséquence de rendre le matériau BIE convexe. De ce fait, la hauteur de la cavité ne permettrait pas d'être dans les conditions optimales de fonctionnement de l'antenne.

En effet, les coefficients de transmission et de réflexion n'ont plus les mêmes valeurs à cette fréquence et modifient alors le facteur de qualité du matériau. De plus, les dimensions latérales étant les mêmes dans les deux cas, l'ouverture rayonnante équivalente pour les fréquences basses sera trop grande et induira des pertes dues aux effets de bords.

Le fonctionnement étant présenté avec les résultats théoriques et pratiques, nous allons nous intéresser, à l'aide de cette antenne, à créer un système multipolarisation.

VI. POTENTIALITES DE POLARISATION DE LA STRUCTURE.

Cette structure étant un assemblage particulier de deux matériaux BIE fonctionnant en polarisation linéaire, une excitation adéquate nous permettrait alors d'obtenir les polarisations verticales et horizontales ainsi que les polarisations circulaires gauches et droites.

Nous allons, dans un premier temps, présenter le patch excité par deux sondes d'alimentation et les différentes configurations pour le choix de la polarisation d'excitation.

VI.1. Source d'excitation.

Le patch alimenté par deux sources est représenté **Figure IV.35**.

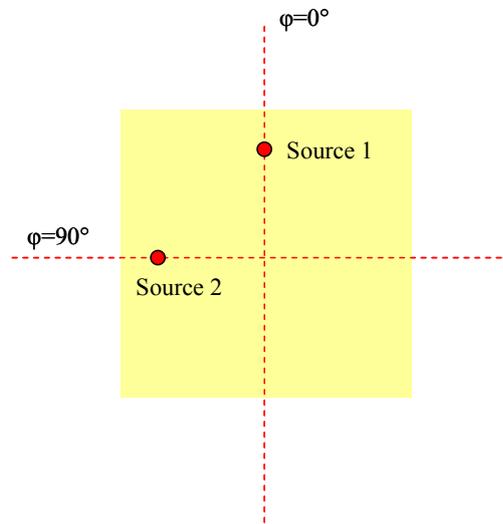


Figure IV.35 : Patch à deux sondes d'alimentation.

Il est nécessaire de présenter les différentes polarisations possibles du patch en alimentant les deux sources selon différentes configurations (**Tableau IV.5**).

Configuration	Source 1		Source 2		Polarisation	
	Amplitude	Phase	Amplitude	Phase		
1	1	X	0	X	↓	Verticale
2	0	X	1	X	→	Horizontale
3	1	0°	1	0°	↘	Oblique à 45°
4	1	0°	1	180°	↙	Oblique à -45°

Tableau IV.5 : Différentes configurations du patch.

Avant de présenter les résultats avec les différentes configurations, présentons une cellule élémentaire au dessus du patch (**Figure IV.36**). Rappelons que la taille de la cellule élémentaire ainsi que les taux de remplissage sont identiques à la structure précédente.

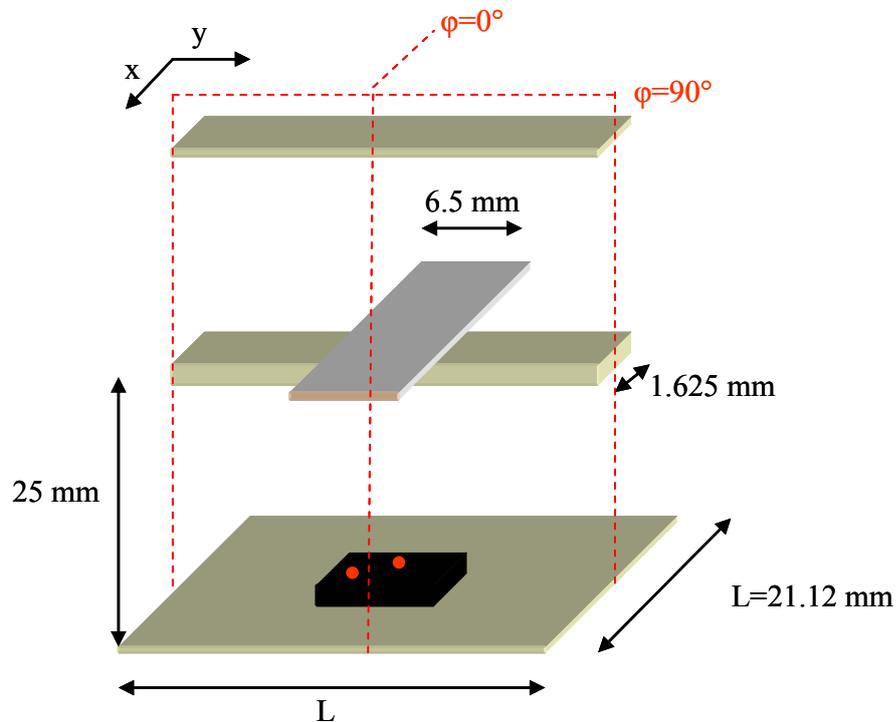


Figure IV.36 : Présentation de la source d'excitation avec la cellule élémentaire.

Nous allons successivement nous intéresser aux différentes configurations et présenter à chaque fois la bande passante en rayonnement ainsi que le diagramme de rayonnement à la fréquence d'utilisation dans les deux plans φ . Pour les configurations 3 et 4, nous présenterons l'évolution du taux d'ellipticité en indiquant sa bande passante ainsi que son sens de rotation.

VI.2. Configuration 1.

VI.2.1. Diagramme de rayonnement.

Pour mettre en avant le fait que nous sommes en polarisation linéaire, nous allons regarder le diagramme en champ dans les deux plans φ à la fréquence de 5.14 GHz , où le taux d'ellipticité était le meilleur précédemment (**Figure IV.37**).

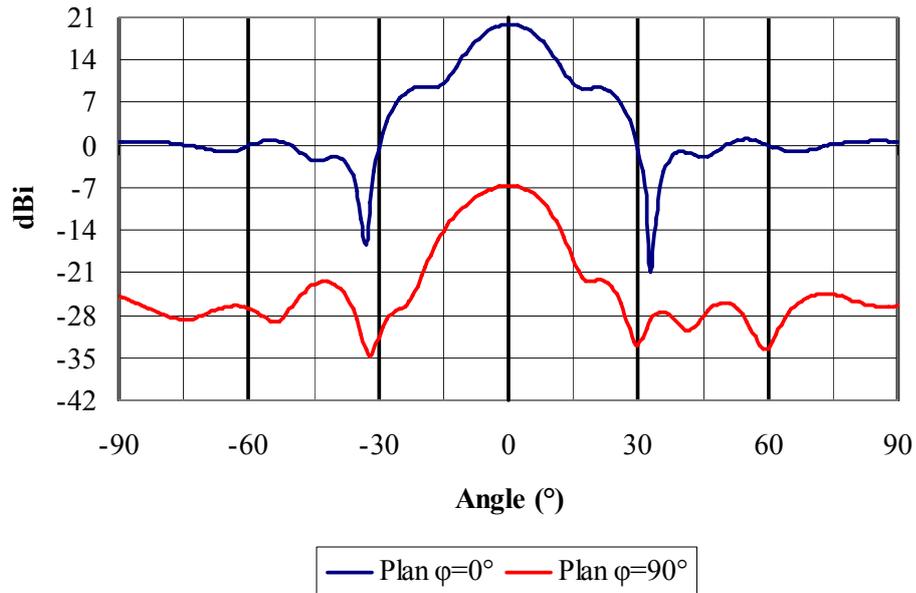


Figure IV.37 : Diagramme de rayonnement en champ à 5.14 GHz.

Nous pouvons voir sur la figure précédente qu'avec cette configuration, nous obtenons une polarisation linéaire verticale. La directivité obtenue est de l'ordre de 20.5 dBi avec une polarisation croisée à -28 dB. L'apparition des épaulements sur le lobe principal est due au fait que nous ne sommes plus à la fréquence du mode fondamental de la cavité. Intéressons nous à présent à la bande passante de cette antenne.

VI.2.2. Bande passante en rayonnement.

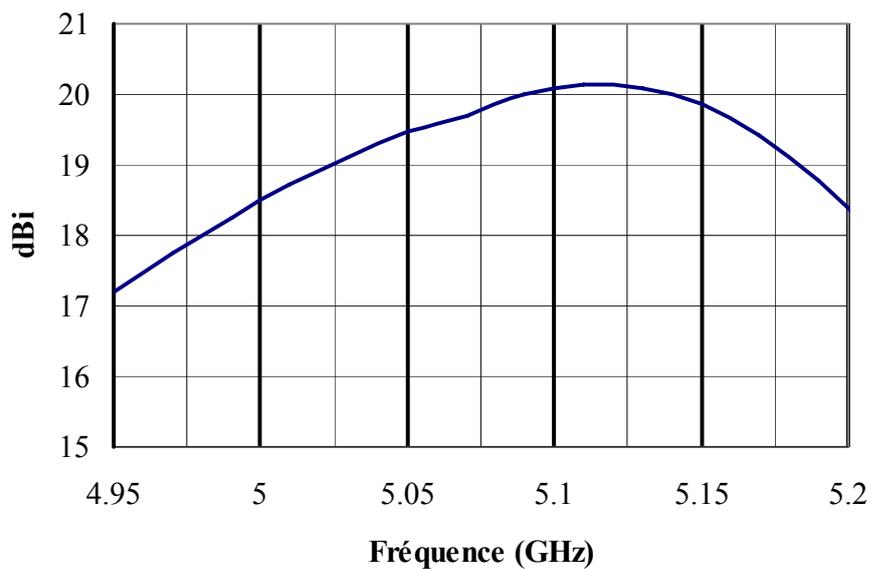


Figure IV.38 : Bande passante de l'antenne en polarisation linéaire verticale.

Sur la **Figure IV.38**, il est possible de voir que la bande passante à -3 dB en rayonnement est égale à 5.3 % avec un maximum de 20.5 dBi à 5.12 GHz. Cette valeur est conforme aux résultats obtenus à l'aide d'un diélectrique [IV.3]. Pour confirmer le fait qu'il est possible de générer les deux polarisations linéaires orthogonales, nous allons considérer le cas où seule la source 2 est alimentée.

VI.3. Configuration 2.

VI.3.1. Diagramme de rayonnement.

Comme pour le cas de la polarisation linéaire verticale, une présentation des diagrammes de rayonnement en champ va être faite à 5.14 GHz (**Figure IV.39**).

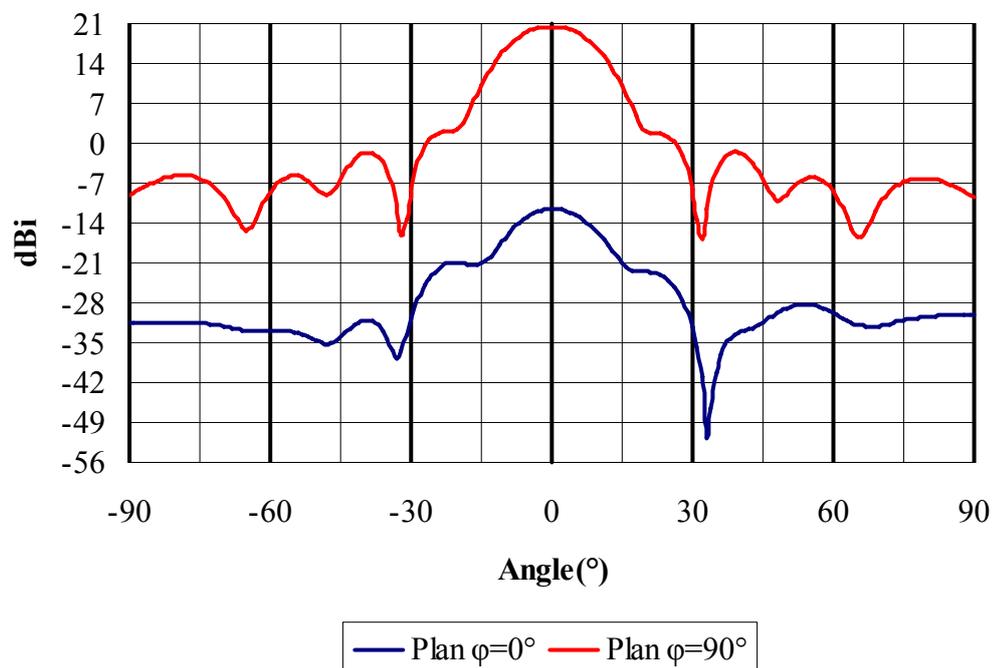


Figure IV.39 : Diagramme de rayonnement en champ à 5.14 GHz.

Sur cette représentation, nous obtenons un directivité maximal de 20.5 dBi avec un polarisation croisée à -35 dB. Le même phénomène d'épaulement sur le lobe principal apparaît de nouveau pour les mêmes raisons. A présent, nous avons une polarisation linéaire horizontale.

VI.3.2. Bande passante en rayonnement.

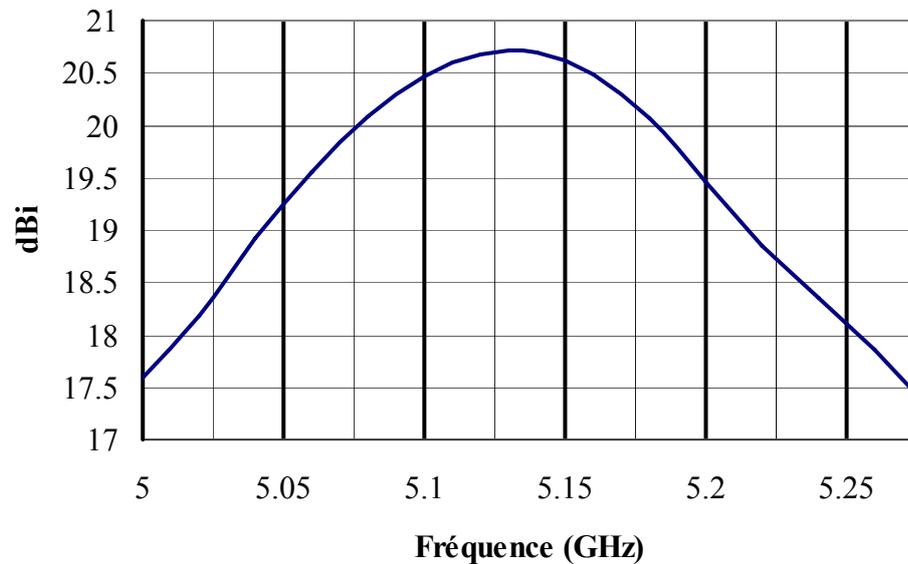


Figure IV.40 : Bande passante de l'antenne en polarisation linéaire horizontale.

Sur la **Figure IV.40** ; la bande passante en rayonnement est de l'ordre de 5.3 % ce qui reste semblable au cas précédent. La maximum de directivité (20.75 dBi) est atteint à la fréquence de 5.13 GHz.

Les configurations nécessaires à l'obtention des polarisations linéaires orthogonales étant à présent étudiées, nous allons étudier l'obtention des deux sens de la polarisation circulaire.

VI.4. Configuration 3.

VI.4.1. Diagramme de rayonnement.

Nous allons dans un premier temps présenter l'allure du diagramme de rayonnement à la fréquence de 5.14 GHz (**Figure IV.41**).

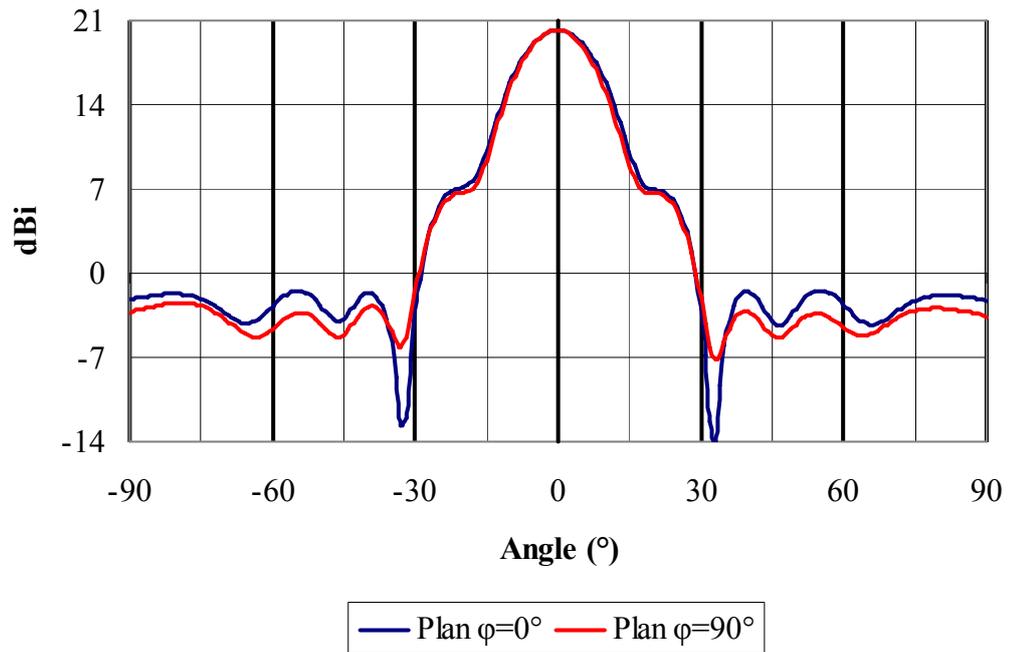


Figure IV.41 : Diagramme de rayonnement à 5.14 GHz dans les deux plans ϕ .

Comme pour le cas du patch alimenté par une seule sonde, la directivité obtenue est de l'ordre de 20.2 dBi. L'allure du diagramme de rayonnement est similaire dans les deux plans avec la présence d'épaulement sur le lobe principal. Regardons si la bande passante en rayonnement est modifiée par la présence d'un patch à double alimentation.

VI.4.2. Bande passante en rayonnement.

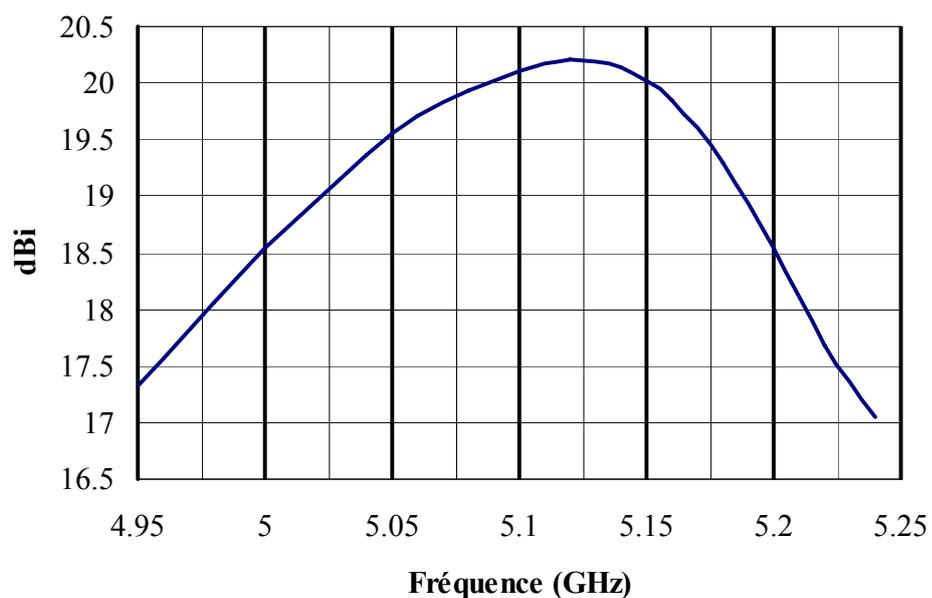


Figure IV.42 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence.

A partir de la **Figure IV.42**, nous avons pu déterminer la bande passante en rayonnement à -3 dB du maximum : 5.5 %. Cette valeur est identique à celle obtenue avec l'utilisation d'un patch n'ayant qu'une sonde d'alimentation. Il est alors important de vérifier si le taux d'ellipticité n'est pas affecté par ce type d'excitation.

VI.4.3. Taux d'ellipticité et sens de la polarisation circulaire.

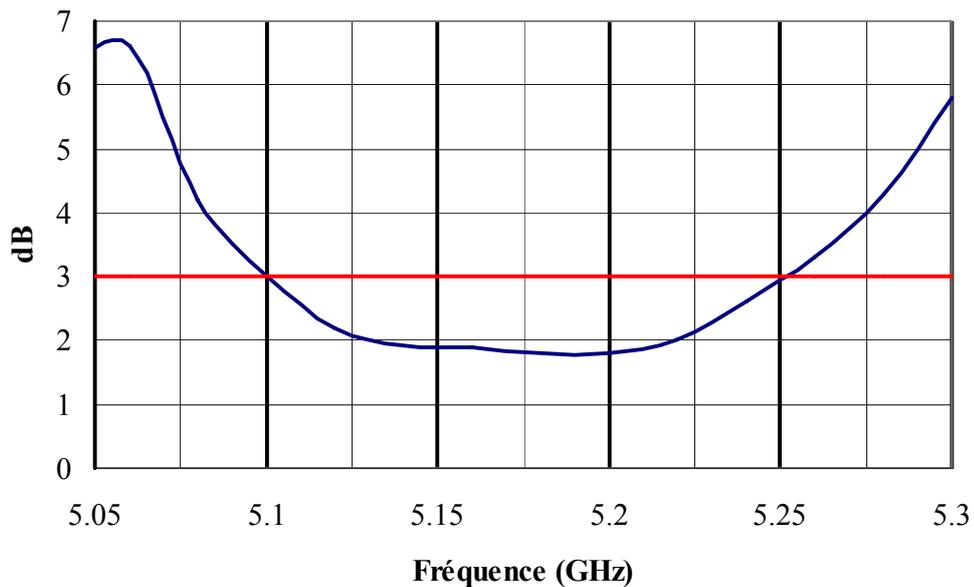


Figure IV.43 : Evolution du taux d'ellipticité.

La bande passante où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB est de 2.9 %. Cette valeur se rapproche de celle obtenue en mesure.

Nous avons créé, à l'aide de cette configuration, à une polarisation circulaire **droite**. En effet, pour connaître le sens de rotation de la polarisation circulaire, il faut connaître la différence de phase entre le champ dans le plan $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$. Dans le cas où ce $\Delta\varphi$ est positif, nous avons une polarisation circulaire droite et dans le cas où $\Delta\varphi$ négatif une polarisation circulaire gauche. Il est temps de s'intéresser à l'alimentation des deux sondes avec un déphasage entre elles de 180° .

VI.5. Configuration 4.

VI.5.1. Diagramme de rayonnement.

La Figure IV.44 présente l'allure du diagramme de rayonnement dans les deux plans φ à la fréquence de 5.12 GHz.

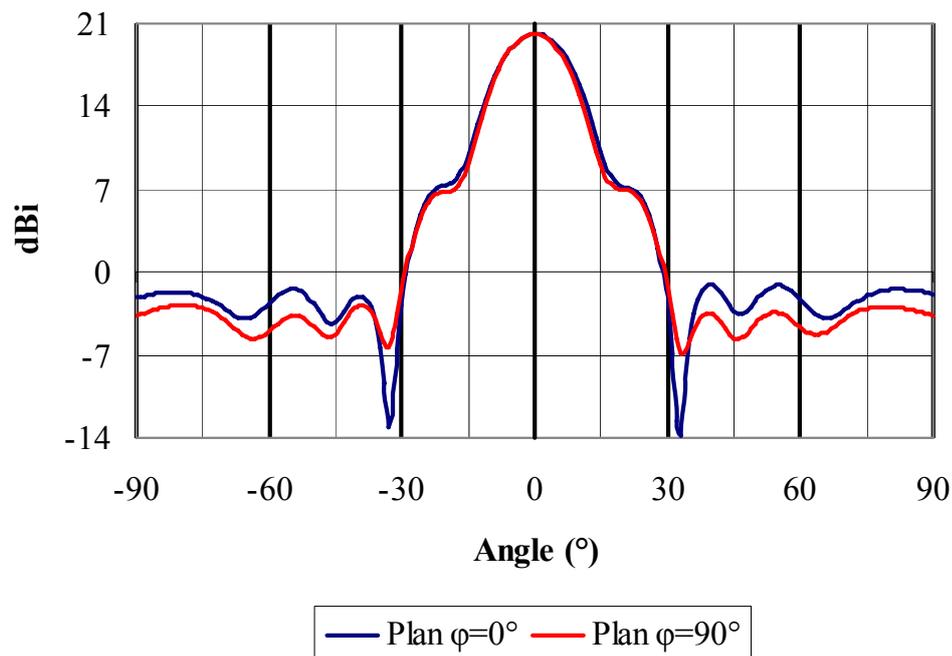


Figure IV.44 : Diagramme de rayonnement à la fréquence de 5.14 GHz.

Comme pour son homologue en polarisation circulaire droite, le maximum de directivité avec ce système est de 20.25 dBi. Il apparaît les mêmes épaulements sur le lobe principal que pour l'étude précédente. Ce système réagit donc de la même façon quelque soit la polarisation oblique du patch. Confirmons ce résultat par la présentation de la bande passante en rayonnement.

VI.5.2. Bande passante en rayonnement.

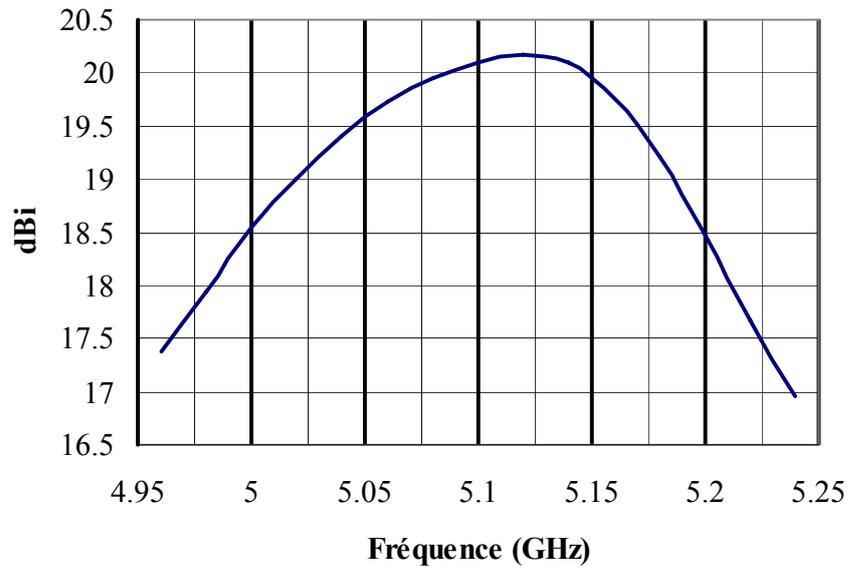


Figure IV.45 : Directivité en fonction de la fréquence.

A l'aide de la **Figure IV.45** ; il a été possible de déterminer la bande passante en rayonnement de l'antenne dans cette configuration : 5.45 %. Les bandes passantes obtenues pour les deux configurations sont identiques. Intéressons nous à présent à la variation du taux d'ellipticité.

VI.5.3. Taux d'ellipticité et sens de la polarisation circulaire.

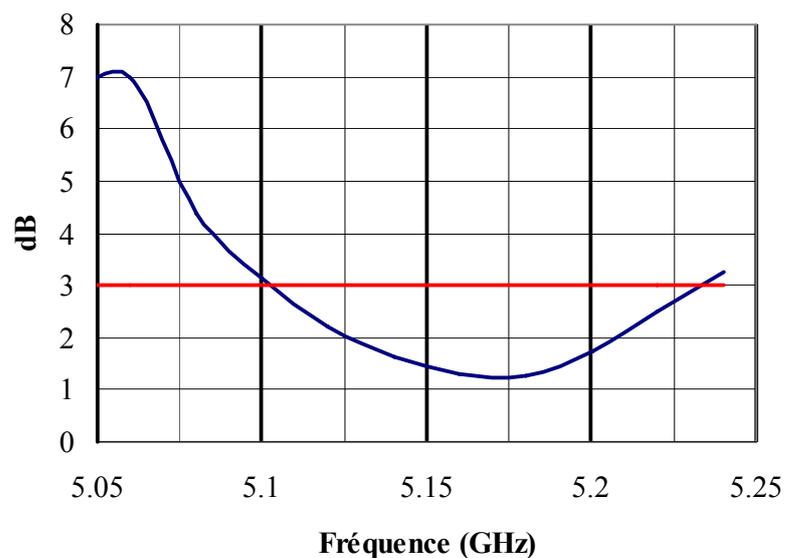


Figure IV.46 : Evolution du taux d'ellipticité.

La bande passante où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB est égal à 2.7%. Nous obtenons les mêmes résultats que pour le cas où les deux sources sont alimentées en phase.

Nous avons ainsi pu réaliser une antenne générant de la polarisation circulaire **gauche**. Pour les mêmes raisons que précédemment, la différence de phase $\Delta\phi$ est négative.

VI.6. Conclusion sur les potentialités.

De ce système, il est possible de retenir qu'il est aisé de générer quatre types de polarisations : deux linéaires orthogonales et deux circulaires de sens opposés.

Dans le cadre des polarisations linéaires, les résultats obtenus sont très satisfaisants avec des niveaux de directivité semblables à des fréquences proches. De plus, quelque soit la polarisation linéaire, la bande passante en rayonnement est de l'ordre de 6 %.

En ce qui concerne les polarisations circulaires, les directivités ainsi que les bandes passantes sont identiques dans les deux cas. Les taux d'ellipticités minimum trouvés sont égaux à 1.8 dB dans les deux cas.

Ce système propose donc de nombreuses potentialités en fonction des excitations introduites à l'aide du patch à double alimentation. Il est tout à fait pensable qu'en changeant les pondérations de phase, nous puissions obtenir n'importe quelle angle de polarisation linéaire.

VII. CONCLUSION.

Les différentes études réalisées dans ce chapitre ont permis de comprendre successivement le principe d'une antenne à matériau métallique en analysant les différents paramètres permettant de répondre à un cahier des charges.

De plus, nous avons pu mettre en avant le principe de fonctionnement d'un polariseur composé de deux réseaux de tiges métalliques. A cela, nous avons pu, à l'aide d'une étude analytique, déterminer les différents couples en réflexion et en transmission permettant de concevoir un polariseur avec un taux d'ellipticité voulu.

De ces deux systèmes est né l'idée de concevoir un matériau BIE autopolarisant permettant de s'affranchir de la source d'excitation en polarisation circulaire. En effet, une incidence oblique à $\pm 45^\circ$ permet d'exciter convenablement le matériau et ainsi générer de la polarisation circulaire.

Les résultats, obtenus en simulation ou en expérimentation, sont tout à fait satisfaisants. En effet, cette structure nous permet d'obtenir des gains élevés (de l'ordre de 20 dBi) avec comme nouvelle aptitude la capacité à générer de la polarisation circulaire (TdB= 0.9 dB) [IV.7], [IV.8].

Ce nouveau type de structure nous a donc ouvert de nouvelles orientations. Nous avons pu ainsi réaliser théoriquement un système générant deux polarisations linéaires orthogonales ainsi que les deux sens de polarisation circulaire en excitant le matériau à l'aide d'un patch à double sonde d'alimentation. Les résultats trouvés sont éloquentes. Pour les quatre types de polarisations, la bande passante pour une directivité de l'ordre de 20 dBi est de 6 % avec une bande passante en taux d'ellipticité de 2.5 % pour les cas fonctionnant en polarisation circulaire.

BIOGRAPHIE CHAPITRE IV.

[IV.1] T.JAFFRE

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

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

[IV.2] R.SAULEAU

"Fabry Perot resonators"

Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, Ed K.Chang, John Willey & Sons, Inc., Vol.2, pp 1381-1401, May 2005.

[IV.3] 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.4] J.ROGER

Technique de l'ingénieur, Electron, vol 3, pp 12-12

[IV.5] H.BOUTAYEB

"Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles"

Thèse de doctorat- n°2942- Université de Rennes- 12 décembre 2003

[IV.6] J. DROUET

"Nouvelles techniques pour étudier les modes de fonctionnement de l'antenne BIP résonante à défaut"

Rapport de DEA, Université de Limoges, Juillet 2004.

[IV.7] M.DIBLANC, E.RODES, E.ARNAUD, T.JAFFRE, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"New concept of circularly polarized EBG antenna: development of a metallic EBG material for generating the circular polarization"

28th Esa Antenna Workshop on Space Antennas and Technologies, ESTEC, Noordwijk, 31 May-3 June 2005.

[IV.8] M.DIBLANC, E.RODES, E.ARNAUD, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Circularly Polarized Metallic EBG Antenna"

IEEE Microwave and Wireless Components Letters, October 2005, Vol.15, Number 10, pp 638-640.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire a porté sur la conception d'une antenne BIE à polarisation circulaire. Il a été ainsi possible de créer deux méthodes de conception d'une antenne BIE à polarisation circulaire en excitant:

- Un matériau BIE isotrope à l'aide d'une source en polarisation circulaire.
- Un matériau BIE métallique anisotrope à l'aide d'une source en polarisation linéaire.

La première partie, qui a fait l'objet du chapitre 1, a permis de situer l'antenne BIE sur ses multiples potentialités et ses possibles capacités à générer ou à transmettre la polarisation circulaire. Pour des systèmes, où le matériau se comporterait de façon passive, une présentation des diverses antennes imprimées générant de la polarisation circulaire a été faite.

Au début de cette thèse, les antennes BIE à polarisation circulaire n'étaient pas encore très développées. La première idée a donc été de créer une antenne à l'aide d'un patch à encoches excitant un matériau BIE diélectrique. Le chapitre 2 a donc permis, dans un premier temps, de comprendre qu'elle était l'influence des différents paramètres du patch à encoches sur la qualité de la polarisation circulaire. De ces différentes analyses, une étude analogue a pu être menée en prenant en compte la présence du matériau BIE. Il est intéressant de voir, que le fait d'avoir le patch seul ou le patch en présence du matériau BIE, les différents paramètres du patch influent de la même manière. De plus, à l'aide de cette étude, il a été possible de montrer que la nature du matériau modifiait le comportement. De ces différentes analyses, il est possible de dire qu'il est impensable de dissocier le patch du matériau BIE pour la conception d'une antenne BIE diélectrique à polarisation circulaire. Un exemple de conception d'une antenne à 14.6 GHz avec une réalisation a permis de valider cette méthode avec l'obtention d'une bande où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB est de 1.5 %.

A l'aide de cette méthode de conception et des différentes nécessités des réseaux de télécommunications sans fil, il a ainsi été possible d'envisager deux types d'application : l'antenne BIE diélectrique bibande à polarisation circulaire et l'antenne BIE diélectrique à diversité de polarisation. Le chapitre 3 décrit alors ces deux concepts. Le système multifréquence a pu être mis au point en utilisant la propriété que le matériau BIE proposait

plusieurs bandes permises au sein de la même bande interdite. De plus, en insérant un élément perturbateur au sein de la « cavité », l'écart fréquentiel entre les deux sous bandes peut ainsi être ajusté de façon précise. En appliquant la même méthode que dans le chapitre 2, il a été ainsi possible de concevoir une antenne BIE excitée par un patch double toit à encoches. Les résultats trouvés ont été concluants sur la qualité de la polarisation circulaire mais présentent une dissymétrie sur des diagrammes de rayonnement. Outre cette application, à l'aide des dimensions trouvées dans le chapitre 2, la conception d'une antenne à diversité de polarisation a été possible. En ajustant correctement la distance entre les patches, le système ainsi créé permet d'obtenir un système à diversité de polarisation proposant les deux sens de rotation de la polarisation avec des bandes où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB de l'ordre de 1%. Un prototype a été réalisé à 14.6 GHz afin de valider le principe.

Une autre solution envisagée, durant cette thèse, a été de concevoir une antenne BIE à l'aide d'un matériau anisotrope permettant d'avoir les deux composantes orthogonales de même amplitude mais en quadrature de phase. Le [chapitre 4](#) explique par quels moyens il a été possible de combiner un matériau BIE classique avec un polariseur afin d'obtenir un matériau BIE autopolarisant. Des approches numériques et analytiques ont abouti à la conception d'une antenne BIE métallique permettant de générer de la polarisation circulaire en excitant le matériau à l'aide d'un patch en polarisation linéaire. Un prototype a été réalisé et a permis de mettre en avant la faisabilité d'un tel système. De plus, la génération des deux polarisations orthogonales linéaires (horizontale et verticale) et circulaires (gauche et droite) a été rendue possible par une excitation à l'aide de deux patches en appliquant des pondérations de phase.

Au cours de ce travail, le développement du concept de l'antenne à résonateur BIE a évolué en rajoutant une nouvelle potentialité : la génération de la polarisation circulaire.

Cependant, de nombreuses perspectives concernant la génération de la polarisation circulaire et leurs applications restent envisageables.

- Les bandes passantes, où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB, restent encore insuffisantes pour la plupart des applications. Une idée serait de pouvoir exciter le matériau BIE à l'aide d'une source présentant une large bande passante. L'objectif serait alors que la

bande passante du taux d'ellipticité ne soit pas limitée par la source mais par la nature du matériau BIE.

- Pour les systèmes applicatifs présentés durant ce mémoire, il est tout à fait possible d'améliorer certaines caractéristiques. En effet, pour le système multimodal, la solution patch double toit ne semble pas être la mieux adaptée, du fait de sa dissymétrie sur le diagramme de rayonnement. La solution envisageable serait de pouvoir exciter cette structure à l'aide d'une source proposant une assez large bande permettant de pouvoir couvrir les deux sous bandes. Une autre amélioration possible serait d'étudier le système à diversité de polarisation de telle sorte à ne plus avoir le dépointage qui se crée dans le plan des patches. Enfin, à l'aide de ces deux systèmes, il serait tout à fait envisageable de créer une antenne bibande à diversité de polarisation.

- Le matériau BIE autopolarisant proposant une large bande où la différence de phase est égale à 90° , il est alors pensable, en insérant une FSS au sein de la cavité, de créer une antenne multifréquence à polarisation circulaire. Ce système serait alors une alternative au système multifréquence présenté durant ce rapport.

- Les différentes antennes BIE permettant de générer de la polarisation circulaire proposent tous des caractéristiques différentes (bande passante en taux d'ellipticité, bande passante en rayonnement, ...). Il serait alors intéressant de comparer leurs performances et ainsi de déterminer quel serait la mieux appropriée pour telle ou telle application.

- Les systèmes à dépointage étant de plus en plus utilisés, il serait important de connaître la faisabilité d'une antenne BIE rayonnant en polarisation circulaire en incidence oblique.

ANNEXES

ANNEXE 1

- La méthode des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D.)

I. INTRODUCTION

L'étude d'aériens dans leur contexte requiert des méthodes de simulation rigoureuses. En effet, par définition, ces antennes nécessitent un calcul théorique sur une large bande de fréquence (souvent plus d'une octave) et ceci avec une grande précision. C'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser un outil développé au sein de l'équipe Electromagnétisme de l'IRCOM utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée **F.D.T.D.** pour Finite Difference in Time Domain. Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. La puissance de la méthode permet, en outre, la modélisation des sources d'excitation, la simulation de l'espace libre, le traitement de problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince, ...) et l'utilisation de divers types de matériaux (dispersifs, anisotropes, ...). Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne et son environnement proche.

L'utilisation de la méthode F.D.T.D. dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Yee en 1966 [A1.1]. L'amélioration des performances des calculateurs a permis le traitement numérique de problèmes à l'aide de cette méthode et la démonstration de la puissance des différences finies a été faite par Taflove en 1975 [A1.2]. Les premières études portaient essentiellement sur des problèmes de diffraction d'ondes électromagnétiques par des obstacles métalliques et de compatibilité électromagnétique. Puis le domaine d'application s'est élargi à la résolution de problèmes comportant des sources

localisées permettant entre autres le traitement rigoureux de discontinuités dans les lignes microrubans [A1.3] et l'étude des antennes imprimées [A1.4] [A1.5].

A la méthode à formulation rigoureuse, permettant la résolution de problèmes d'électromagnétisme en zone proche et dans le domaine temporel, ont été associées différentes techniques de calcul des champs électromagnétiques en zone lointaine pour des calculs de paramètres d'antennes (diagramme de rayonnement, gain, taux d'ellipticité,...). Il s'agit de techniques harmoniques principalement adaptées aux cas des antennes [A1.6], [A1.7]. Ainsi, nous obtenons un outil à formulation rigoureuse calculant dans le domaine temporel les champs proches et dans le domaine fréquentiel les champs lointains.

II. METHODE DES DIFFERENCES FINIES DANS LE DOMAINE TEMPOREL

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell à l'aide d'un schéma explicite aux différences finies centrées. La résolution des équations de Maxwell exprimées sous leur forme locale a été effectuée pour la première fois par Yee (1966). Cette résolution numérique nécessite une discrétisation spatio-temporelle. Le volume de l'espace est donc discrétisé en cellules simples (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques (**Figure A1.1**).

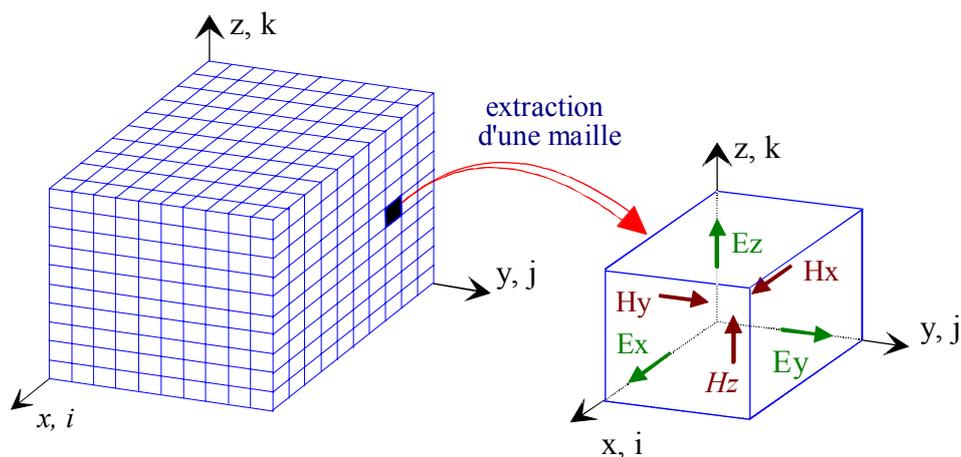


Figure A1.1 : Volume de calcul et cellule élémentaire.

L'espace physique considéré est ainsi divisé en cellules élémentaires dans lesquelles les six composantes des champs électromagnétiques sont calculées.

La discrétisation temporelle est effectuée avec des pas d'échantillonnage constants, Δt , comme représenté ci-dessous (**Figure A1.2**).

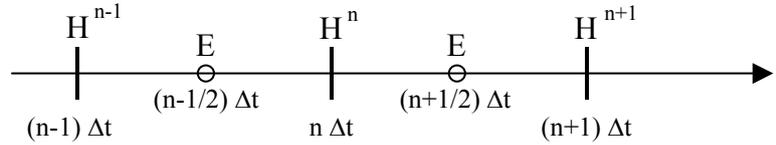


Figure A1.2 : Discrétisation temporelle

Les champs magnétiques sont évalués à des instants multiples pairs du demi-pas $\Delta t/2$ d'échantillonnage temporel et les champs électriques aux instants multiples impairs. Le choix de cette discrétisation spatio-temporelle est imposé par la nécessité de centrer les dérivées spatiales et temporelles.

Les expressions des équations de Maxwell discrétisées sont introduites dans l'algorithme de calcul présenté sur la **Figure A1.3**.

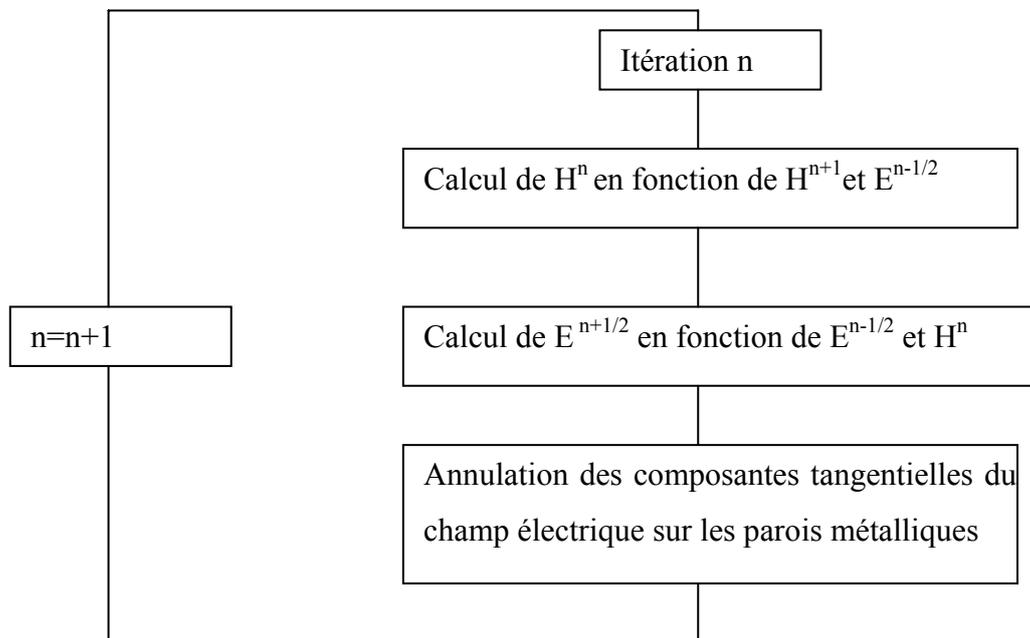


Figure A1.3 : Algorithme de calcul des champs

Pour être appliqué au cas spécifique des antennes, cet algorithme de calcul nécessite certaines extensions, comme la simulation de l'espace libre, le traitement des interfaces

diélectriques, la modélisation des fils, ou encore le calcul du champ rayonné à l'infini. Ces différentes méthodes sont brièvement décrites dans les paragraphes suivants.

II.1. PROBLEMES AUX LIMITES

Le volume de calcul utilisé par la méthode des différences finies comprend, outre le maillage de l'objet étudié, la discrétisation de l'espace autour de cet objet. Cette dernière est assez délicate puisqu'elle doit simuler un espace libre, supposé infini. Or, la capacité de calcul étant nécessairement finie, un problème survient dans le calcul des champs situés à la limite du volume. En effet, comme le montre la **Figure A1.4**, il est impossible de déterminer, par exemple, la composante E_x aux frontières du domaine discrétisé, car il serait nécessaire de connaître la valeur de H_z à l'extérieur de ce même volume.

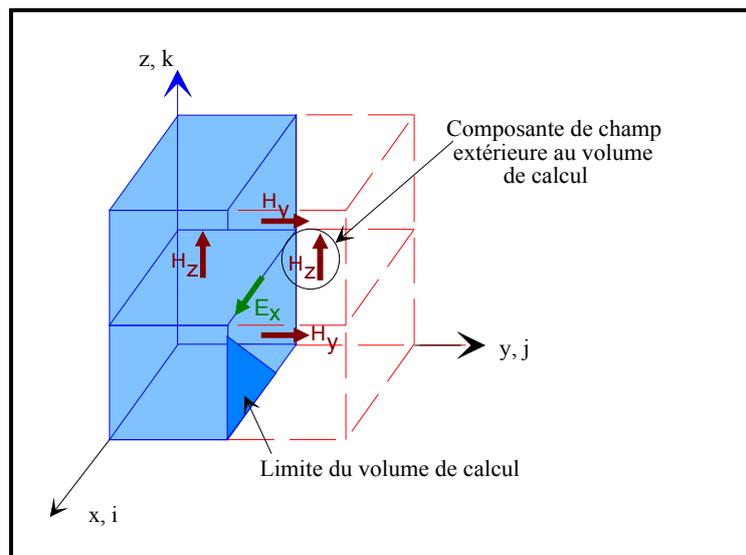


Figure A1.4 : Calcul de E_x aux frontières du maillage

Une annulation pure et simple de cette composante E_x équivaldrait à placer un court-circuit électrique qui créerait des réflexions parasites des ondes aux frontières du domaine de calcul et perturberait le calcul des champs électromagnétiques à l'intérieur de celui-ci.

Pour résoudre ce problème, il existe une méthode de calcul dite des « couches absorbantes », qui consiste à simuler l'espace infini par des couches placées aux limites de l'espace discrétisé, et atténuant les ondes réfléchies [A1.8].

A l'heure actuelle, les plus efficaces sont les couches absorbantes dites **P.M.L.** (Perfectly Matched Layers), développées par Bérenger [A1.9]. Précisons qu'il existe un autre type de couches absorbantes communément utilisées dans la littérature, appelées **A.B.C.** (Absorbing Boundary Condition) pour lesquelles les premiers travaux ont été publiés par Mur [A1.10] et Liao [A1.11].

Le principe théorique des couches P.M.L. est de traiter séparément les composantes des champs électriques et magnétiques dans la région absorbante, avec la possibilité d'y imposer des pertes différentes, pour chaque composante. Ces développements originaux ont permis de créer un milieu non physique, dont le coefficient de réflexion est indépendant de l'angle d'incidence et de la fréquence de l'onde à absorber. De ce fait, il n'est pas obligatoire de les placer loin de la structure pour faire une approximation de l'onde par une onde plane (**Figure A1.5**).

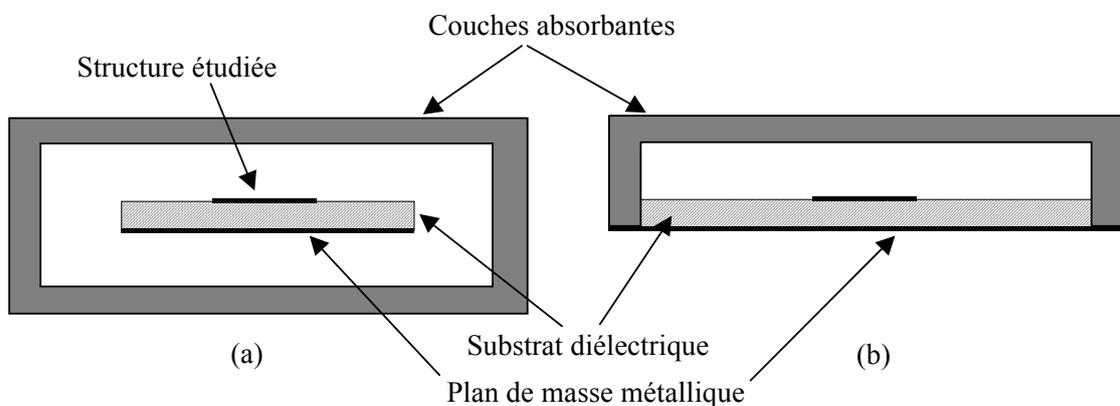


Figure A1.5 : Exemple de volume de calcul d'une antenne sur plan de masse limité (a) et infini(b)

Dans le code des différences finies utilisé, les caractéristiques des couches P.M.L. sont calculées en fonction des paramètres suivants :

- la précision voulue qui fixe l'épaisseur des couches

- le coefficient de réflexion sous incidence normale
- la position des couches P.M.L. par rapport à la zone neutre comprenant les éléments métalliques, les fils minces et une surface fictive sur laquelle seront localisés les courants équivalents qui serviront au calcul du diagramme de rayonnement.

II.2. MODELISATION DES SURFACES METALLIQUES ET DES INTERFACES DIELECTRIQUES

II.2.1. Surfaces métalliques

Les surfaces métalliques sont simulées en annulant les composantes tangentes du champ électrique (condition de court-circuit parfait), la conductivité de ces plaques étant considérée infinie. Un schéma de la discrétisation de la plaque métallique, ainsi que des composantes du champ électrique qui doivent être forcées à zéro, est proposée sur la **Figure A1.6**.

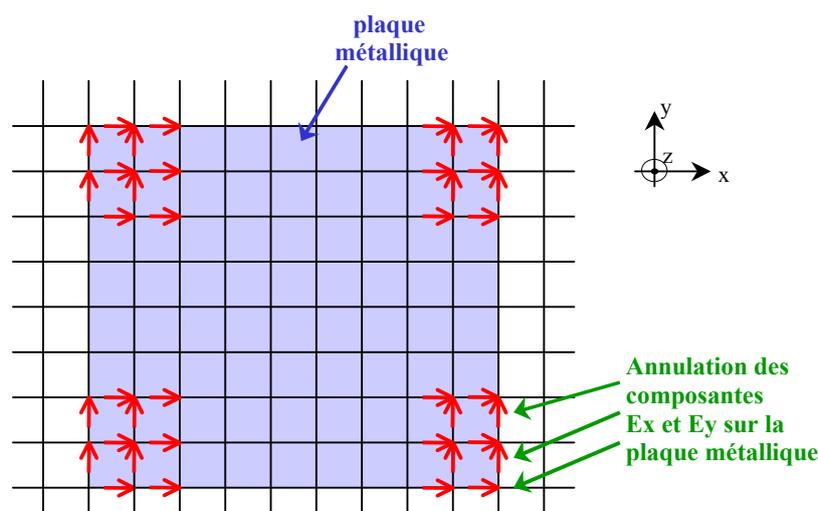


Figure A1.6 : Plaque métallique (vue de dessus)

Le fait d'annuler les composantes du champ électrique sur le contour de la plaque métallique, soulève une ambiguïté quant à ses limites exactes. Celles-ci sont comprises entre les dimensions définies par le maillage et un contour supérieur d'une demi-maille de part et d'autre. Ceci engendre donc une source d'erreur sur la connaissance précise de la fréquence de résonance d'une antenne, liée aux dimensions des éléments métalliques.

Pour connaître les dimensions réelles modélisées d'une plaque métallique, une étude paramétrique [A1.12] a été menée et la confrontation entre la théorie et la mesure a conduit à un facteur empirique égal à 0,75. Par exemple, la longueur L d'une plaque modélisée par n cellules élémentaires de dimensions Δ sera égale à : $L=(n+0,75).\Delta$

II.2.2. Interfaces diélectriques

Le traitement d'une interface séparant deux milieux diélectriques linéaires, homogènes et isotropes pose un problème lors de la discrétisation des équations de Maxwell. En effet, le traitement numérique se fait d'après le calcul des composantes tangentes du champ électrique à l'interface en considérant l'intégration sur un contour situé en partie dans un milieu de permittivité relative ϵ_{r1} , et d'autre part dans un second milieu de permittivité relative ϵ_{r2} (**Figure A1.7**).

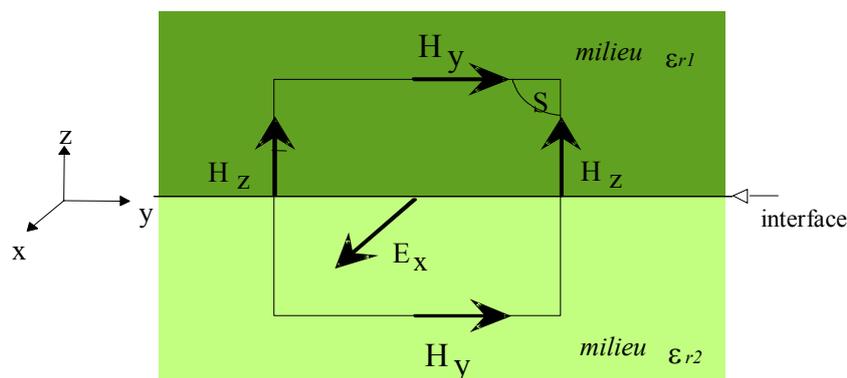


Figure A1.7 : Traitement de l'interface, composante E_x

L'expression de l'équation de MAXWELL-AMPERE sous forme intégrale nécessite la discrétisation de l'intégrale suivante :

$$\iint_S \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} dS \quad (\text{A1.1})$$

Les composantes tangentielles du champ électrique à l'interface des diélectriques sont donc considérées dans un milieu équivalent de permittivité relative $\epsilon_{eq} = (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})/2$, correspondant à la valeur moyenne des permittivités relatives des matériaux.

De manière plus générale, un développement similaire permet de traiter les composantes du champ électrique sur n'importe quel nœud diélectrique (**Figure A1.8**), selon $\epsilon_{eq} = (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2} + \epsilon_{r3} + \epsilon_{r4})/4$ et de tenir compte des limitations géométriques des matériaux diélectriques suivant les trois directions spatiales.

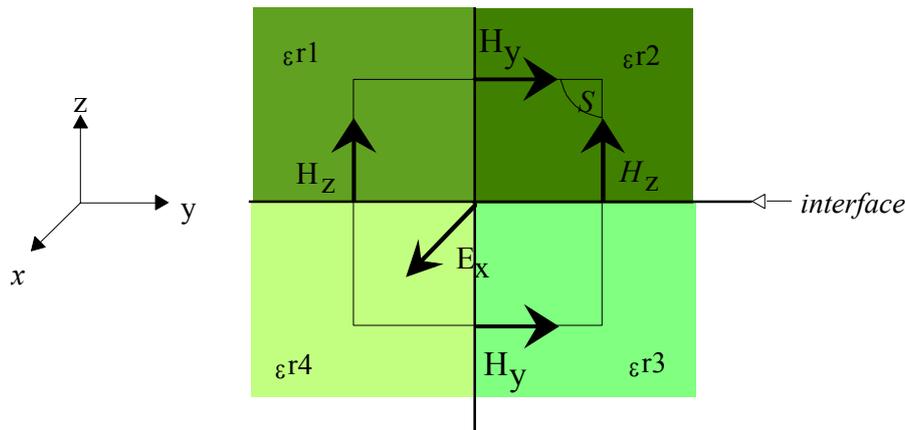


Figure A1.8 : Traitement de la composante E_x sur un nœud diélectrique

II.3. MODELISATION DES FILS

Le besoin de traiter des fils fins au sein de grandes structures a conduit à l'élaboration d'un formalisme particulier des fils dû à Holland [A1.13]. Cette méthode permet de modéliser les fils sans devoir accroître de façon trop importante la résolution de discrétisation spatiale. En effet, ceux-ci ne sont pas maillés mais pris en compte grâce à deux grandeurs que sont le

courant I et la charge linéique Q induits sur les fils [A1.14]. Ces grandeurs viennent s'ajouter aux six composantes de champs E et H .

Le fil est disposé le long d'une arête et les points de calcul des charges et des courants sont décalés d'un demi-pas spatial et d'un demi-pas temporel, de façon duale aux champs électrique et magnétique, comme le montre la **Figure A1.9**.

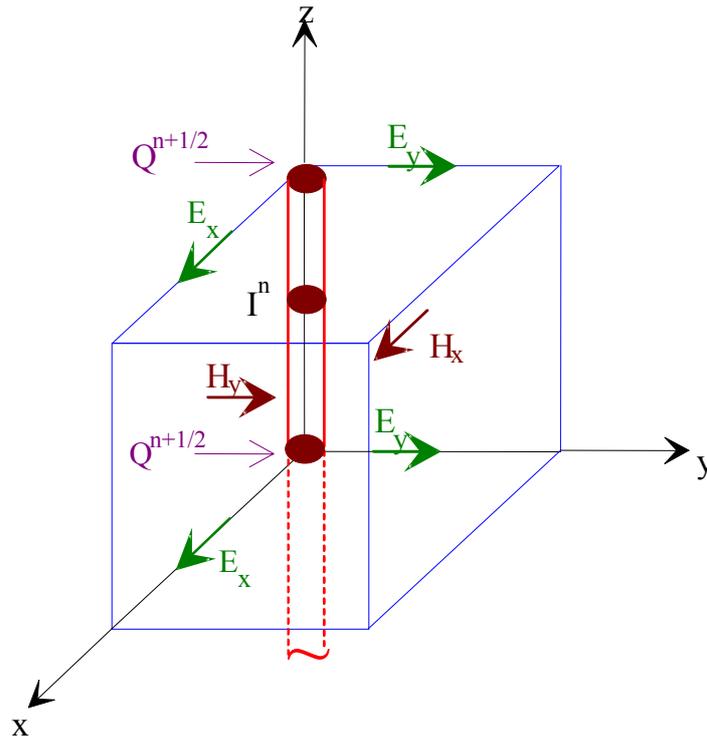


Figure A1.9 : Localisation de I et Q sur le fil

La détermination des deux équations reliant Q et I est obtenue à partir des équations de Maxwell en rotationnel, exprimées dans un repère en coordonnées polaires, et des relations déterminées en statique entre Q et E_r et entre I et H_θ , à savoir :

$$E_r = \frac{Q}{2\pi\epsilon_0 r} \quad H_\theta = \frac{I}{2\pi r} \quad (\text{A1.2})$$

En moyennant sur un rectangle de dimensions Δx et Δy perpendiculaire au fil, les équations obtenues et en supposant le rayon de ce dernier négligeable devant les dimensions de la cellule élémentaire, il vient :

$$L \left(\frac{\partial I}{\partial t} + \frac{c^2}{\epsilon_r} \frac{\partial Q}{\partial z} \right) + ZI = \langle E_z \rangle \quad (\text{A1.3})$$

$$\frac{\partial Q}{\partial t} + \frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon_r} Q + \frac{\partial I}{\partial z} = 0 \quad (\text{A1.4})$$

Pour un fil parallèle à la direction z, avec :

$$ZI = rI + l \frac{\partial I}{\partial t} + \int_0^t \frac{I}{C} dt \quad (\text{A1.5})$$

Avec les grandeurs suivantes:

- L : Coefficient homogène à une inductance linéique
- c^2 : Carré de la vitesse de la lumière dans le vide
- r, l, C : Représentant les charges linéiques localisées sur le segment filaire
- ϵ_r, σ : Caractéristiques électriques du milieu
- $\langle E_z \rangle$: Champ électrique moyen tangent au voisinage du fil

Ce principe donne d'excellents résultats pour des rayons de fils vérifiant la relation :

$$r < 0.3(\Delta x ; \Delta y) \quad (\text{A1.6})$$

Avec r : Rayon du fil simulé (de direction parallèle à l'axe Oz).

Δx et Δy : Dimensions des cellules selon x et y.

Une extension de ce principe peut être appliquée. Dans le formalisme des fils minces, la prise en compte de l'hypothèse d'un fil de rayon très petit devant les dimensions de la cellule élémentaire intervient dans l'opération de moyennage du champ électrique E_z (A1.3).

Ainsi, le calcul du coefficient L, inductance du fil dans la cellule, doit donc être corrigé lorsque l'on considère que le rayon du fil n'est plus négligeable devant les dimensions de la cellule [A1.15] [A1.16].

Dans le cas d'un maillage de forme parallélépipédique, on obtient alors :

$$Lg = \frac{L}{1 - \frac{\pi r^2}{\Delta x \Delta y}} \quad (\text{A1.7})$$

Avec Lg : Inductance du fil de gros rayon dans la cellule

R : Rayon du fil

Δx et Δy : Dimensions transverses des mailles

Cette formule est applicable à des rayons de fils vérifiant la relation :

$$0.3(\Delta x ; \Delta y) < r < 0.5(\Delta x ; \Delta y) \quad (\text{A1.8})$$

II.4. CALCUL DU CHAMP RAYONNE A L'INFINI

L'étude en régime transitoire par la méthode des différences finies permet de caractériser le comportement en champ proche des structures étudiées. Pour compléter l'approche temporelle en champ proche, il a été développé une méthode dite mixte, temporelle - fréquentielle, qui associe aux différences finies en temporel une approche harmonique rigoureuse adaptée au calcul des champs lointains en fréquentiel, lesquels sont obtenus après une transformation de Fourier des courants temporels.

Cette méthode, basée sur le principe de Huygens, a été développée afin de calculer les champs à grande distance, à partir des sources électromagnétiques équivalentes, disposées sur une surface fictive entourant la structure rayonnante. Ceci s'effectue à l'aide des intégrales de rayonnement. Compte tenu de l'application envisagée où la connaissance des champs lointains est principalement demandée à des fréquences particulières, les intégrales de rayonnement harmonique ont été utilisées, de préférence aux intégrales temporelles de rayonnement [A1.17] qui nécessitent une programmation plus complexe et coûteuse en place mémoire et en temps de calcul. Ces intégrales font intervenir les courants fréquentiels obtenus après

transformation de Fourier des courants temporels calculés par la méthode des différences finies.

Cette technique est particulièrement puissante et rigoureuse puisque aucune hypothèse analytique n'est faite sur les intégrales de rayonnement en champ lointain. Il est alors possible d'étudier le rayonnement d'aériens à structure complexe et notamment d'antennes disposées sur des supports fins. Une extension du principe a été effectuée pour traiter des structures sur plan de masse infini.

II.4.1. Notion de sources équivalentes

La méthode repose sur une technique de Sobolev [A1.18] qui consiste à introduire dans un problème d'équations aux dérivées partielles, des conditions aux limites au moyen de discontinuités artificielles. En électromagnétisme, cette technique est la base du théorème d'équivalence [A1.19] [A1.20].

Considérons un champ électromagnétique (\vec{E}_i, \vec{H}_i) se propageant dans un espace constitué de deux domaines V_i et V_e séparés par une frontière immatérielle (S) de normale extérieure \vec{n} (Figure A1.10).

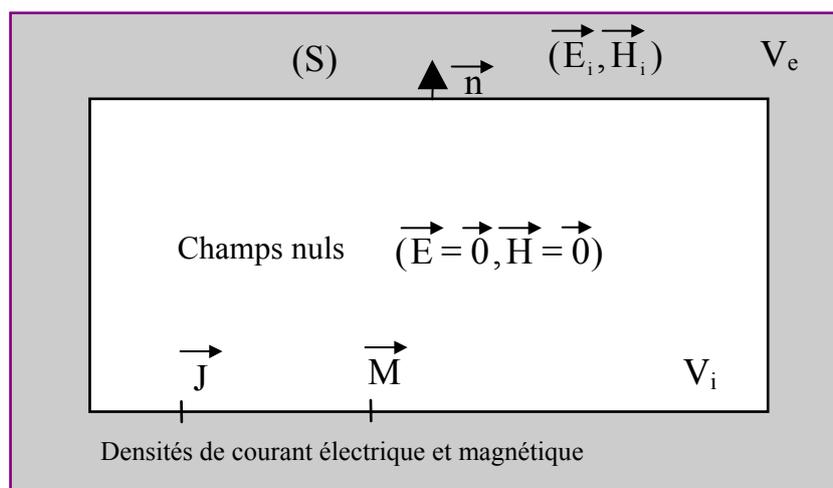


Figure A1.10 : Illustration du problème de sources équivalentes

Les sources équivalentes ou sources de Huygens sont définies à la discontinuité artificielle introduite sur la frontière (S) en posant que le champ électromagnétique est nul dans tout le domaine intérieur V_i et égale à (\vec{E}, \vec{H}) dans le domaine extérieur V_e .

La théorie des distributions permet, en exprimant les équations de Maxwell au sens des distributions, de démontrer que la discontinuité des champs électromagnétiques imposée à travers la frontière (S) se traduit par l'apparition de densités de courants électrique et magnétique, localisées sur cette même frontière. Ces densités de courant peuvent être considérées comme des sources électromagnétiques réparties qui illuminent l'extérieur de la frontière (S) créant un champ nul à l'intérieur.

II.4.2. Intégrales de rayonnement

Le champ lointain est déterminé à partir des sources superficielles équivalentes exprimées en régime harmonique par l'intermédiaire des intégrales de rayonnement générales suivantes :

$$\vec{E}(P) \approx jk_0 \iint_{\Sigma} \left[\eta_0 (\vec{J}_s(M) \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} - (\vec{M}_s(M) \wedge \vec{u}) \right] G(P) ds \quad (A1.9)$$

$$\vec{H}(P) \approx jk_0 \iint_{\Sigma} \left[\vec{J}_s(\vec{M}) \wedge \vec{u} + \frac{1}{\eta_0} (\vec{M}_s(M) \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} \right] G(P) ds \quad (A1.10)$$

Avec P : Point d'observation et M point source (**Figure A1.11**),

$$G(P) = \frac{e^{-jk_0 MP}}{4\pi MP} : \text{Fonction de Green homogène en espace libre,}$$

$$\vec{k}_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \vec{u} : \text{Vecteur de propagation dans le vide,}$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi : \text{Impédance d'onde du vide.}$$

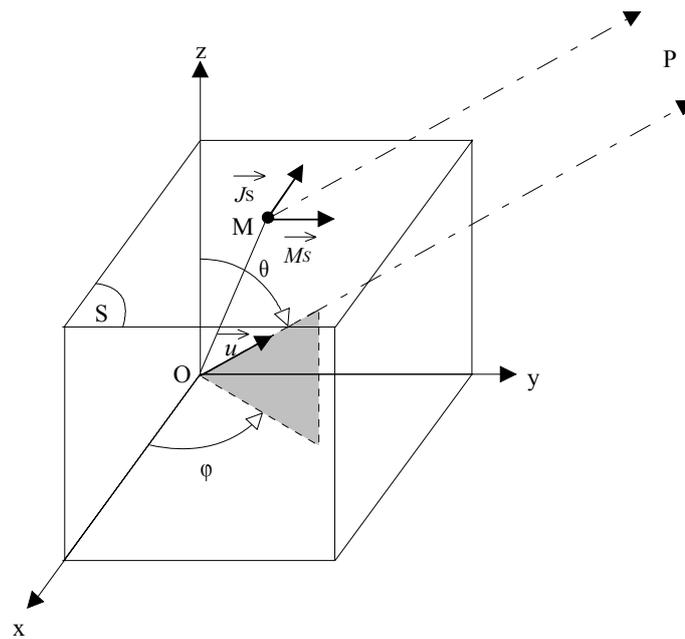


Figure A1.11 : Illustration du problème du calcul du champ lointain

Cette technique est adaptée aux calculs des champs rayonnés par des structures complexes sur plan de masse fini. Dans le but de minimiser l'emploi de tableaux pénalisant du point de vue occupation de la place mémoire, les transformées de Fourier des sources fictives sont calculées directement de façon récursive sur la boucle temporelle, aux fréquences considérées.

Une adaptation de cette technique a été effectuée afin de traiter le cas des antennes sur support métallique infini. Numériquement, la simulation du plan de masse illimité s'obtient en terminant le plan de masse dans les couches absorbantes. Ainsi, la nouvelle surface de Huygens (**Figure A1.12**) est désormais fermée sur le plan de masse. Cette technique nécessite désormais l'utilisation de la fonction de Green du demi-espace donnée par :

$$G(P) = \frac{e^{-j\vec{k}_0 \cdot \vec{MP}}}{4\pi MP} - \frac{e^{-j\vec{k}_0 \cdot \vec{M}'P}}{4\pi M'P} \quad (\text{A1.11})$$

Où M' est défini comme l'image électrique de M (symétrique de M par rapport au plan de masse).

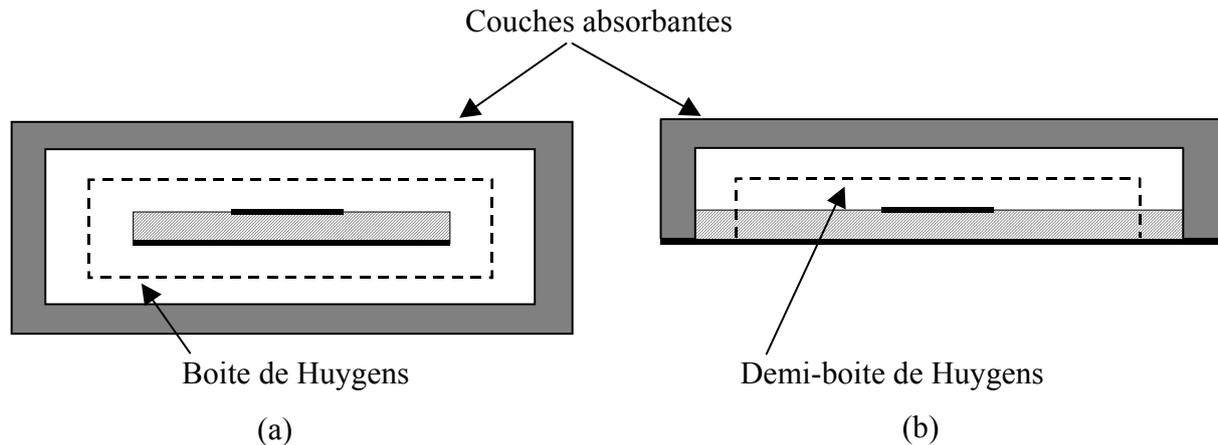


Figure A1.12 : Surfaces de Huygens en plan de masse limité (a) et infini (b)

De manière rigoureuse, le cas des antennes présentant un substrat diélectrique infini disposé sur le plan de masse ne peut être traité avec l'intégrale de rayonnement ainsi modifiée. Cependant, l'épaisseur du diélectrique étant généralement très petite devant la longueur d'onde, on peut considérer que les contributions des sources disposées sur les surfaces fictives normales au plan de masse et plongées dans le diélectrique, sont négligeables. En outre, la majeure partie des antennes qui ont été analysées possèdent un diélectrique à faible permittivité relative et de dimensions finies. Ces cas seront alors traités de manière rigoureuse.

BIBLIOGRAPHIE ANNEXE 1

- [A1.1] **K.S. YEE**
"Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media"
 I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, vol. 14, n°3, May 1966, pp. 302-307.
- [A1.2] **A. TAFLOVE, M.E. BRODWIN**
"Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations"
 I.E.E.E. Microwave Theory and Techniques, vol. 23, n°8, pp. 623-630, August 1975.
- [A1.3] **X. ZHANG, K.K. MEI**
"Time domain finite difference approach to the calculation for frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities"
 I.E.E.E. Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n°12, December 1988, pp. 1775-1787.

- [A1.4] **T. KASHIWA, N. YOSHISA, I. FUFUI**
"Three-dimensional analysis of patch antenna by Bergeron's method"
Trans. I.E.I.C.E., Japon, vol. 71-B, n°4, April 1988, pp. 576-584, Japan.
- [A1.5] **A. REINEIX, B. JECKO**
" Analysis of microstrip patch antennas using finite difference time domain method "
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, vol. 37, n°11, November 1989, pp. 1361-1369.
- [A1.6] **J.R. MOSIG**
" Les structures microrubans : analyse au moyen des équations intégrales "
Thèse de Doctorat, n°511, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, 1983.
- [A1.7] **E. PENARD**
" Etude d'antennes imprimées par la méthode de la cavité. Application au couplage "
Thèse de Doctorat, n°763, U.E.R. Structures et Propriétés de la Matière, Université de Rennes I, Décembre 1982.
- [A1.8] **A. TAFLOVE**
" Application of the finite difference time domain method to sinusoidal steady electromagnetic penetration problems "
I.E.E.E. Trans. on Electr. Compatibility, vol. EMC-22, n°2, pp.191-202, 1980.
- [A1.9] **J.P. BERENGER**
" A perfectly matched layer for free space simulation in finite difference computer codes "
Congrès EUROEM 94, Bordeaux, Juin 94.
- [A1.10] **G. MUR**
" Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations "
I.E.E.E. Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol 23, n°4, April 1981, pp. 377-382.
- [A1.11] **Z. LIAO, H.L. WONG, B.P. YANG, Y.F. YUAN**
" A Transmitting Boundary of Transient Wave Analysis "
Sci-Sinica (Series A), vol 27, n°10, pp. 1063-1076, 1984.
- [A1.12] **P. LEVEQUE**
" Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes "
Thèse de Doctorat, n°14-94, U.E.R. des Sciences, Univ de Limoges, Février 1994.
- [A1.13] **R. HOLLAND, L. SIMPSON**
" Finite difference analysis of E.M.P. coupling to thin struts and wires "
I.E.E.E. Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 23, n°2, May 1981, pp. 88-97.
- [A1.14] **A. TAFLOVE, K.R. UMASHANKAR, B. BEKER, F. HARMOUSH, K.S. LEE**
" Detailed FD-TD analysis of electromagnetic fields penetrating narrow slots and lopped joints in thick conducting screens "
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Prop., Vol. 36, n°2, february 1988, pp. 247-257.
- [A1.15] **J. GRANDO, F. ISSAC, N. LEMISTRE, J.C. ALLIOT**
" Stability analysis including wires of arbitrary radius in F.D.T.D. codes "
Proc. I.E.E.E. Antennas and Propagation Symposium, Ann Arbor, USA, 1993.

[A1.16] C. DELAVEAUD

" Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles "

Thèse de Doctorat, n°40-96 - U.E.R. des Sciences, Univ de Limoges, Octobre 1996.

[A1.17] J.C. KEDZIA

" Analyse harmonique des antennes microrubans : effet des ondes de surface "

Thèse de Doctorat, n°14-87, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Mars 1987.

[A1.18] K.S. YEE, D.INGHAM, K. SHLAGER

" Time-Domain extrapolation to the far field based on F.D.T.D. calculations "

I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 39, n°3, March 1991, pp. 410-413.

[A1.19] E. ROUBINE, J.C. BOLOMEY

" Introduction générale "

Antennes, tome 1, Masson, Paris, France, 1978, p. 25.

[A1.20] D.E. MEREWETHER, R. FISHER, F.W. SMITH

" On implementing a numeric Huygen's source scheme in a finite difference program to illuminate scattering bodies "

I.E.E.E. Trans. on Nuclear Science, vol. 27, n°6, December 1980, pp. 1829-1833.

ANNEXE 2

- BASE DE MESURE D'XLIM

I. PRESENTATION

Toutes les réalisations de cette étude ont été caractérisées sur la base de mesure d'antennes d'XLIM (chambre anéchoïque) (**Figure A2.1**).

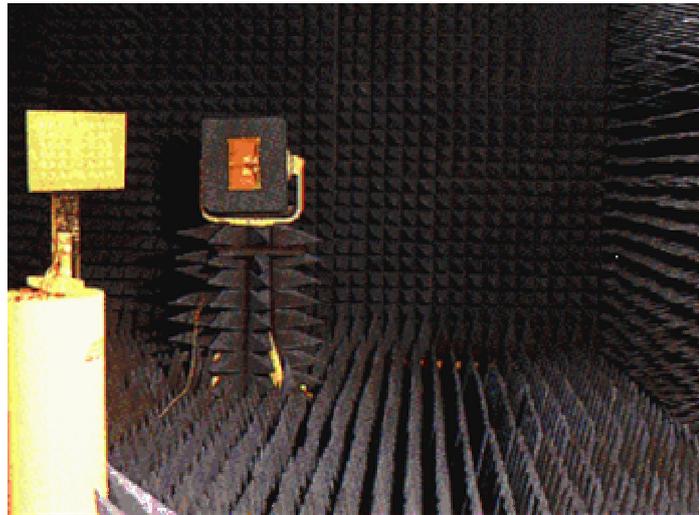


Figure A2.1 : Photo de la base de mesure d'XLIM

Cette chambre est dite anéchoïque (ou anéchoïde) car elle est pourvue, sur toute sa surface interne, d'absorbants permettant d'y simuler l'espace libre. En effet, les mesures de rayonnement d'antenne sont des opérations délicates qui doivent s'effectuer dans des zones dépourvues de toutes perturbations électromagnétiques.

La chambre anéchoïde d'XLIM est une pièce rectangulaire de 6 m de longueur sur 4,8 m de largeur et de hauteur 2,8 m. Ceci permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans le domaine de fréquences supérieures à 1 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquence 0,01 à 40 GHz.

II. MESURE EN ADAPTATION

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur (**Figure A2.2**). La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne.

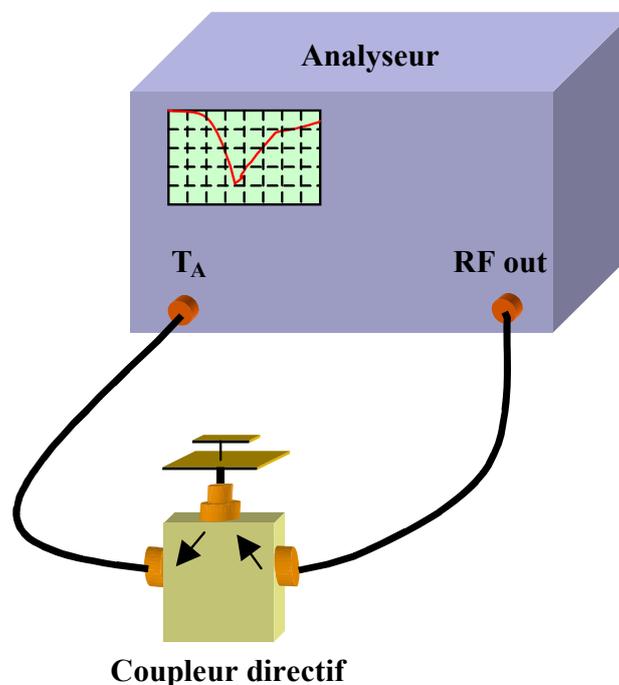


Figure A2.2 : Dispositif de mesure du coefficient de réflexion

III. MESURES EN RAYONNEMENT

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté en **Figure A2.3**.

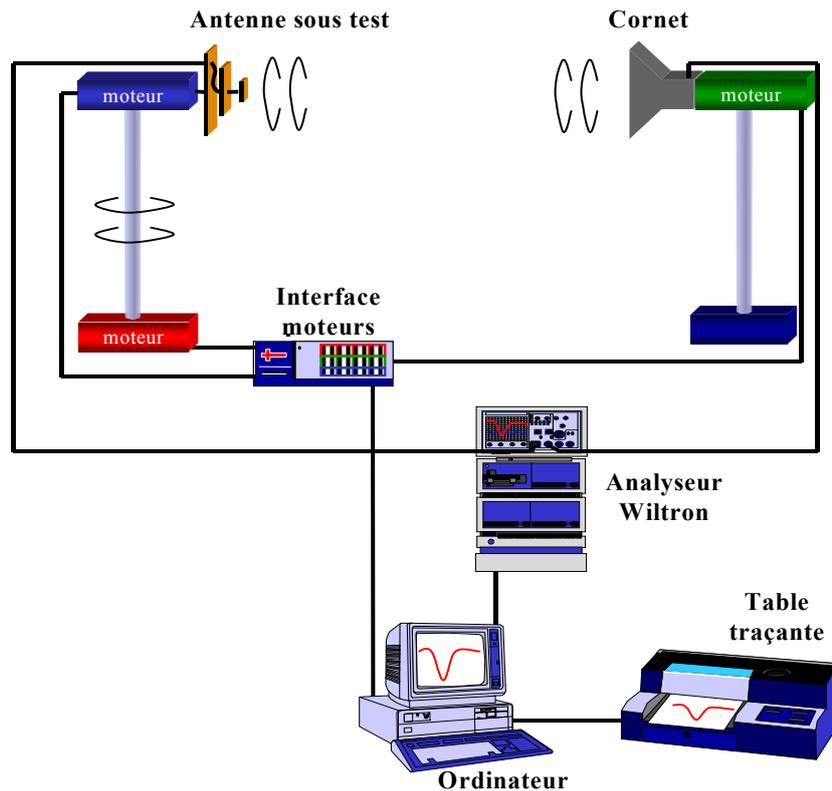


Figure A2.3 : Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement

A chaque extrémité de la chambre sont disposés deux piédestaux. Sur l'un est placé l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixé l'antenne de référence. Nous disposons de deux antennes de référence : l'une à polarisation linéaire est un cornet à une entrée fonctionnant pour les fréquences de 1 à 12 GHz, l'autre à polarisation circulaire est également un cornet mais à deux entrées orthogonales déphasées de 90° . Dans les deux cas, cette antenne possède une liberté de rotation de 360° autour de l'axe reliant les antennes afin de pouvoir mesurer les différentes polarisations du champ émis par l'antenne sous test. L'antenne sous test est elle placée sur un piédestal permettant une rotation de 360° autour de son axe (axe vertical). La disposition de cette antenne par rapport à l'antenne de référence permet de choisir le plan de coupe correspondant à la mesure. La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de

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

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

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho \quad (\text{A2.1})$$

Soit :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{A2.2})$$

Avec G_r : Gain réalisé de l'antenne sous test dans le direction du cornet,

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

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

λ : Longueur d'onde de fonctionnement dans l'air,

ρ : Rendement de polarisation.

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

Tenant compte d'une éventuelle désadaptation, l'obtention du gain de l'antenne nécessite une évaluation de la réflexion à l'entrée de l'antenne :

$$G_a = \frac{G_R}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{A2.3})$$

ANNEXE 3

- PRESENTATION DU SUBSTRAT ARLON AD250

Les patches à encoches réalisés durant cette thèse ont tous eu comme support de l'**Arlon AD 250**. Ce produit est disponible auprès de la société dont les coordonnées ont données ci-dessous :

CCI EUROLAM

Christine WAECHTER – Technico-commercial

Z.I. – 9 rue Marcelin BERTHELOT

92762 ANTONY Cedex

France

Tél : 04 76 13 47 62

Portable : 06 07 98 04 64

Fax : 04 76 92 30 64

Email : cwaechter@ccieurolam.com

Site web : www.ccieurolam.com



AD Series®

PTFE/Woven Fiberglass Laminates Microwave Printed Circuit Board Substrates

Features:

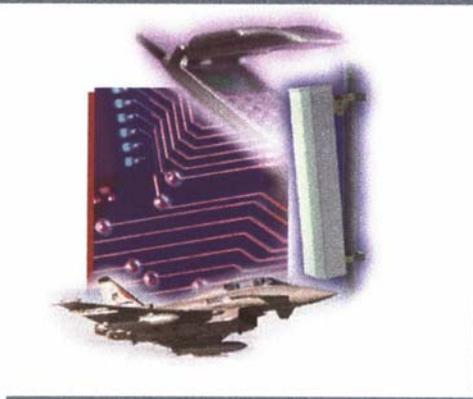
- Cost-Effective Construction
- Reduced PTFE/Glass Ratio
- Volume Manufacturing

Benefits:

- PTFE Performance Stability over Frequency
- Low Loss
- Improved Registration
- Commercial Cost Structure
- Quick-Turn Delivery

Typical Applications:

- Power Amplifiers, Low Noise Amplifiers
- Antennas
- Microwave Components
- Microwave Modules



Arlon's AD Series is a group of woven fiberglass-reinforced PTFE composite materials designed for use as printed circuit board substrates. These materials combine the excellent low loss electrical properties of PTFE resin with the enhanced value of cost-effective heavier fiberglass styles to provide low cost laminate materials suitable for high volume commercial wireless communication applications.

The AD Series is currently available in a limited combination of dielectric thickness (0.015" - 0.062") and dielectric constant (2.5 - 3.5). Thicker dielectrics can be developed to meet customer requirements. The higher weight ratio of fiberglass to PTFE resin yields laminates with greater dimensional stability than is normally expected of PTFE-based substrates.

Stability of PTFE over a wide frequency range and low loss makes AD Series materials ideal for a variety of microwave and R/F applications in telecom industry. AD Series laminate materials may be processed with standard PTFE materials. Because there is a relatively higher percentage of fiberglass, thermal expansion is reduced in all directions, improving plated through hole reliability.

Typical Properties: AD Series			
Property	Test Method	Condition	Result
Dielectric Constant/ Dissipation Factor (10 GHz)	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	AD250 2.50 / 0.0018 AD255 2.55 / 0.0018 AD270 2.70 / 0.0023 AD300 3.00 / 0.003 AD320 3.20 / 0.003 AD350 3.50 / 0.003
Thermal Coefficient of Dielectric Constant	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-110
Peel Strength (lbs. per inch)	IPC TM-650 2.4.8	After Thermal Stress	AD250 -14 AD255 -14 AD270 -14 AD300 -14 AD320 -14
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.2×10^9 (MΩ-cm)
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	4.5×10^7 (MΩ)
Arc Resistance (second)	ASTM D-495	D48/50	>180 seconds
Tensile Modulus (X,Y)	ASTM D-638	A, 23°C	706, 517 kpsi
Tensile Strength (X,Y)	ASTM D-882	A, 23°C	20.9, 17.3 kpsi
Compressive Modulus	ASTM D-695	A, 23°C	365 kpsi
Flexural Modulus	ASTM D-790	A, 23°C	540 kpsi
Breakdown (kV)	ASTM D-149	D48/50	>45
Density (g/cm ³)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.40
Water Absorption	IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.07%
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C) X Axis Y Axis Z Axis		0°C to 100°C	12 15 95
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.235
Flammability	UL 94	C48/23/50, E24/125	Meets requirements of UL94-V0

Material Availability:

AD Series materials are supplied with 1/2 ounce, 1 ounce or 2 ounce electrodeposited copper foil on both sides. Aluminum, brass and copper plate may be specified, providing an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering AD Series products, please specify dielectric constant, dielectric thickness, choice of cladding, panel size, and any other special considerations. Panels are available up to 36" x 72".

AD250

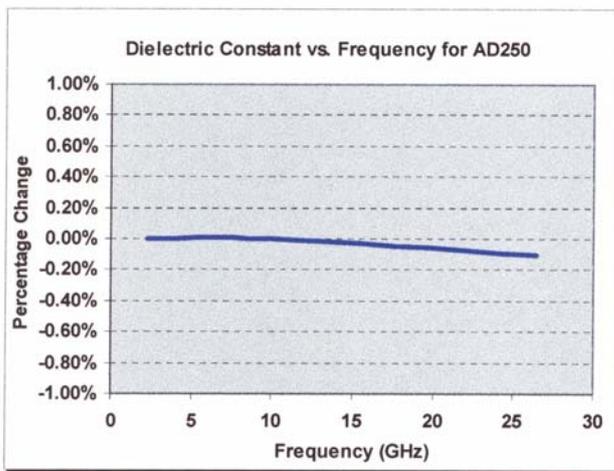


Figure 1

Demonstrates the Stability of Dielectric Constant across Frequency. This information was correlated from data generated by using a free space and circular resonator cavity. This characteristic demonstrates the inherent robustness of Arlon Laminates across Frequency, thus simplifying the final design process when working across EM spectrum. The stability of the Dielectric Constant of AD250 over frequency ensures easy design transition and scalability of design.

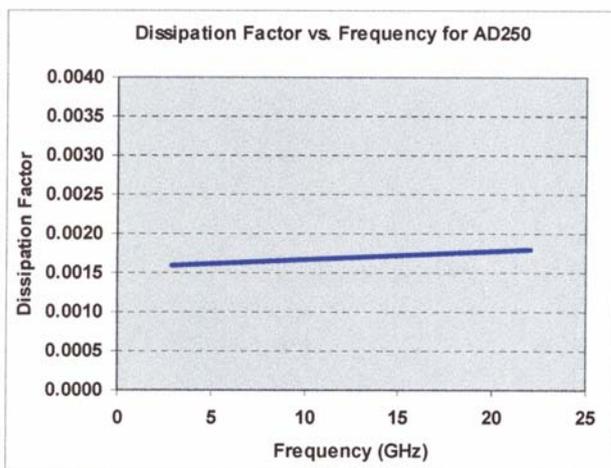


Figure 2

Demonstrates the Stability of Dissipation across Frequency. This characteristic demonstrates the inherent robustness of Arlon Laminates across Frequency, providing a stable platform for high frequency applications where signal integrity is critical to overall performance.

ANNEXE 4

- Connecteur SMA

SQUARE FLANGE JACK RECEPTACLE WITH SHOULDER CONTACT	R125.512.000 Series : SMA
--	-------------------------------------

Scale : 1/1

PANEL CUT OUT

A DIA
B DIA
4 holes

	mm	
	Maxi	mini
A	2.25	2.2
B	2.7	2.6
C	8.69	8.59

All dimensions are in mm.

COMPONENTS	MATERIALS	PLATING
BODY	STAINLESS STEEL	GOLD 0.5 OVER NICKEL 2 µm
CENTRE CONTACT	BERYLLIUM COPPER	GOLD 1.3 OVER NICKEL 2 µm
OUTER CONTACT	-	- µm
INSULATOR	PTFE	
GASKET	-	
OTHERS PARTS	-	- µm
-	-	-
-	-	-

LISTE DES TRAVAUX

Liste des travaux.

➤ **Publications dans les revues scientifiques internationales :**

M.DIBLANC, E.RODES, E.ARNAUD, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Circularly Polarized Metallic EBG Antenna"

IEEE Microwave and Wireless Components Letters, October 2005, Vol.15, Number 10, pp 638-640.

➤ **Communications internationales :**

T.JAFFRE, E.RODES, M.DIBLANC, B.JECKO

"High efficiency antennas based on metallic electromagnetic bandgap. Comparison with equivalent dielectric structure."

JINA – 13^{èmes} Journées Internationales de Nice sur les Antennes – 8-10 November 2004 – Nice – France.

E.RODES, M.DIBLANC, T.JAFFRE, M.THEVENOT, B.JECKO

"Design of a bidirectional directive antenna using a metallic EBG structure"

JINA – 13^{èmes} Journées Internationales de Nice sur les Antennes – 8-10 November 2004 – Nice – France.

M.DIBLANC, E.RODES, T.JAFFRE, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Polarizing metal resonant antenna"

ESA, 28th ESA Antenna Technology Workshop on Space Antenna System and Technologies – 31 May-3 June 2005 – Noordwijk – The Netherlands.

M.KOUBEISSI, C.DECROZE, N.FADLALLAH, M.DIBLANC, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Design of a new topology of Butler matrices with broadside beam for multibeam antenna."

ESA, 28th ESA Antenna Technology Workshop on Space Antenna System and Technologies – 31 May-3 June 2005 – Noordwijk – The Netherlands.

M.DIBLANC, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Design of a multi-source antenna for diversity of polarization"

ANTEM 2005 – 15-17 June 2005 – St Malo – France.

M.THEVENOT, J.DROUET, B.JECKO, T.MONEDIERE, L.LEGER, L.FREYTAG, R.CHANTALAT, M.DIBLANC

"New advancements to exploit the potentialities of the EBG resonator antennas."

IEEE-APS 2005 – 3-8 July 2005 – Washington DC – USA.

➤ **Communications nationales :**

M.DIBLANC, J.BERTRAND, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Antenne résonante à BIP en polarisation circulaire pour liaison hertzienne"

JNM 2003 – 21-23 Mai 2003 – Lille – France.

M.DIBLANC, R.CHANTALAT, M.THEVENOT, T.MONEDIERE, B.JECKO

"Conception d'une antenne BIE multisources à diversité de polarisation."

GDR 2005 – 21-23 Novembre 2005 – Besançon – France.

E.RODES, M.DIBLANC, B.JECKO

"Design d'une antenne BIE directive bibande au moyen d'une FSS métallique."

GDR 2005 – 21-23 Novembre 2005 – Besançon – France.

Résumé :

Ce mémoire est consacré au développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire. Deux types d'antenne ont pu être réalisées à l'aide des propriétés isotropes et anisotropes des matériaux BIE.

L'excitation d'un matériau BIE isotrope par un patch à encoches a abouti à la réalisation d'une antenne BIE à polarisation circulaire permettant ainsi d'élaborer deux systèmes en polarisation circulaire : l'antenne multifréquences et l'antenne à diversité de polarisation.

Un agencement anisotrope combinant un matériau BIE métallique et un polariseur a rendu la structure autopolarisante permettant ainsi de créer une antenne BIE à polarisation circulaire à l'aide d'une source en polarisation linéaire.

Les réalisations présentées dans ce mémoire confirment avec succès les différentes structures proposées.

DEVELOPMENT OF THE RESONATOR EBG ANTENNA CONCEPT FOR GENERATING CIRCULAR POLARIZATION.

Abstract :

This report is dedicated to the development of the resonator EBG antenna concept for generating circular polarization. Two different structures have been realized by using the isotropic and anisotropic properties of EBG materials.

The excitation of an EBG isotropic material by a patch antenna with notches ended with the conception of an antenna with circular polarization thus allowing to elaborate two systems in circular polarization: the multifrequency antenna and the antenna for diversity of polarization.

An EBG anisotropic structure, combining a metallic EBG material and a polarizer, created a polarizing structure allowing to create an EBG antenna radiating in circular polarization with a source in linear polarization.

The presented realizations successfully confirm the various proposed functioning.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Mots clés :

Bande interdite électromagnétique	Diversité de polarisation
Polarisation circulaire	Polariseur
Patch à encoches	Matériau BIE autopolarisant
Multifréquences	Multipolarisation

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex