

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

Année : 2011

Thèse N° 92-2011

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

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

Spécialité : "Télécommunications"

Présentée et soutenue par

Moustapha SALAH TOUBEH

Le 21/12/2011

**Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la
longueur d'onde dite : The ULP EBG Antennas**

Thèse dirigée par M. Bernard JECKO

JURY :

Monsieur	P. COMBES	Président
Monsieur	G. ALQUIE	Rapporteur
Monsieur	H. AUBERT	Rapporteur
Monsieur	G. CAILLE	Examineur
Monsieur	N. CAPET	Examineur
Monsieur	R. CHANTALAT	Examineur
Monsieur	J-C. DIOT	Examineur
Monsieur	B. JECKO	Examineur

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

Année : 2011

Thèse N° 92-2011

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

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

Spécialité : "Télécommunications"

Présentée et soutenue par

Moustapha SALAH TOUBEH

Le 21/12/2011

**Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la
longueur d'onde dite : The ULP EBG Antennas**

Thèse dirigée par M. Bernard JECKO

JURY :

Monsieur	P. COMBES	Président
Monsieur	G. ALQUIE	Rapporteur
Monsieur	H. AUBERT	Rapporteur
Monsieur	G. CAILLE	Examineur
Monsieur	N. CAPET	Examineur
Monsieur	R. CHANTALAT	Examineur
Monsieur	J-C. DIOT	Examineur
Monsieur	B. JECKO	Examineur

A mes très chers parents

A mes frères et à ma sœur

A ma famille.

A mes amis.

Remerciements

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

Mes premiers remerciements vont tout d'abord à Monsieur le Professeur Bernard JECKO. Je lui suis reconnaissant de m'avoir intégré dans son équipe, d'avoir assuré l'encadrement de cette thèse et de m'avoir soutenu et prodigué de nombreux conseils. Je le remercie aussi pour sa disponibilité et son écoute tout au long de ces trois années.

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

Je remercie très sincèrement Monsieur Hervé AUBERT, Professeur à l'Université de Toulouse, et Monsieur Georges ALQUIE, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Monsieur Gérald CAILLE, Ingénieur R&D au sein de l'entreprise Thales Alenia Space à Toulouse, Monsieur Nicolas CAPET, Ingénieur Antennes au CNES à Toulouse, Monsieur Jean-Christophe DIOT, Ingénieur au CEA/Gramat, Monsieur Régis CHANTALAT, Ingénieur CISTEME, et Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'Université de Limoges pour m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury de thèse.

Un merci particulier à Régis CHANTALAT à qui j'exprime ma gratitude pour son aide précieuse et sa disponibilité. Trouve ici l'expression de ma sincère reconnaissance et de mon profond respect.

Je remercie naturellement Eric Arnaud pour sa bonne humeur et les mesures des antennes. Ensuite, je remercie tous les collègues du département OSA qui sont partis ainsi que ceux présents. Yasser, Faicel, Jérôme, Lina, Momo, Faten, Moctar, Nicolas, Cyrille, Seb, Kanso, Nabil, Laure, Fatna, Christophe, Miguel, Nabil, Hassan.

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

Enfin, je dédie cette thèse à très cher parents sans qui je ne serais pas l'homme que je suis, ainsi qu'à mes frères et à ma petite sœur pour leur soutien indéfectible.

Table des matières

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....1
BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION GENERALE.....5

CHAPITRE I :

Contexte et présentation de l'étude

I. INTRODUCTION8
II. GENERALITES SUR LES ANTENNES.....9
II.1. Définition.9
II.2. Polarisation..... 10
II.3. Rayonnement et Antennes associées..... 12
 II.3.1. Quelques Antennes Directives..... 13
 II.3.2. Quelques Antennes Sectorielles. 14
 II.3.3. Quelques Antennes Omnidirectionnelles. 15
II.4. Conclusion..... 17
III. ANTENNE BIE DITE « CLASSIQUE ».....18
III.1. Présentation..... 18
 III.1.1. Les matériaux BIE..... 18
 III.1.2. Des matériaux BIE à défaut vers l'antenne BIE..... 20
 III.1.3. Fonctionnement d'une antenne BIE..... 23
 III.1.4. Potentialités et applications des antennes BIE. 26
 III.1.4.1. Etudes sur la polarisation. 27
 III.1.4.2. Formation de diagramme 28
 III.1.4.2.1. Génération d'un rayonnement omnidirectionnel..... 28
 III.1.4.2.2. Génération d'un rayonnement sectoriel 30
 III.1.4.3. Travaux sur le comportement fréquentiel. 30
 III.1.4.3.1. Augmentation de la bande passante 30
 III.1.4.3.2. Antenne BIE multibandes. 34
III.2. Conclusion..... 35
IV. CONTEXTE ET SUJET DE THESE.35
IV.1. Etat de l'art des antennes BIE à hauteur réduite. 35
IV.1. Présentation du sujet de thèse et des démarches de l'étude. 39
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I41

CHAPITRE II :

Présentation de l'antenne BIE ULP (Ultra Low-Profile)

I.	INTRODUCTION	48
II.	PRESENTATION DE L'ANTENNE BIE ULP.....	49
II.1.	Principe de Babinet.....	49
II.2.	Principe de l'antenne BIE ULP	49
III.	ETUDE PARAMETRIQUE SUR L'ANTENNE BIE ULP DE REFERENCE	53
III.1.	Influence de la source.....	53
III.1.1.	Evolution de la directivité de l'antenne BIE ULP.....	54
III.1.2.	Etude de l'adaptation de l'antenne BIE ULP.....	55
III.1.2.1.	Etude en fonction de la longueur du dipôle.....	55
III.1.2.2.	Etude en fonction de la hauteur du dipôle.....	56
III.1.3.	Bilan de l'étude paramétrique relative à l'influence de la source.	57
III.2.	Influence des caractéristiques de la FSS.	59
III.2.1	Etude avec des FSS à coefficient de réflexion identique.	59
III.2.2.	Etude avec des FSS à coefficient de réflexion différent.	63
III.3.	Bilan général de l'étude paramétrique.....	68
IV.	QUELQUES POTENTIALITES DE L'ANTENNE BIE ULP: FORMATION DE DIAGRAMMES.	69
IV.1.	Antenne BIE ULP à rayonnement omnidirectionnel.	69
IV.2.	Antenne BIE ULP à rayonnement sectoriel.	70
V.	CONCLUSION.....	71
	BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II.....	73

CHAPITRE III :

Antenne BIE ULP Large Bande et Grand Gain à polarisation linéaire: application CEA

I. INTRODUCTION	78
II. CONTEXTE ET CAHIER DES CHARGES.	79
III. ETUDE SUR L'ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE EN ADAPTATION DE L'ANTENNE BIE ULP MONOSOURCE.	80
III.1. Antenne de référence.....	80
III.1.1. Présentation.	80
III.1.2. Techniques d'améliorations.	83
III.1.2.1. Résonateur BIE large bande ou multifréquences.	83
III.1.2.1.1 Principe.....	83
III.1.2.1.2 Définition de la FSS.	83
III.1.2.1.3 Résultats antennaires.	85
III.1.2.2. Résonances complémentaires dans l'antenne.....	86
III.1.2.2.1 A partir de fentes.	86
III.1.2.2.2 A partir de patches.	88
III.1.2.3. Travail sur la source de l'antenne BIE ULP.	89
IV. CONCEPTION DE L'ANTENNE BIE POUR L'APPLICATION CEA.....	92
IV.1. Objectifs.	92
IV.2. Antenne BIE ULP de référence en monosource et multisources.	92
IV.2.1 Antenne BIE ULP de référence en configuration monosource.....	92
IV.2.1.1 Description.	92
IV.2.1.2 Performances de l'antenne.	93
IV.2.2 Antenne BIE ULP de référence en multisources.	97
IV.2.2.1 Description.	97
IV.2.2.2 Performances du dispositif.....	98
IV.3 Optimisation de l'antenne de référence en configuration multisources.....	102
IV.3.1. Blindage des sondes dans le résonateur.	102
IV.3.1.1 Description.	102

IV.3.1.2. Performances du dispositif.....	102
IV.3.2. Blindage des sondes + Echancrures des motifs de la FSS.....	105
IV.3.2.1 Description.....	105
IV.3.2.1 Performances du dispositif.....	106
IV.3.3. Bilan des trois structures.....	108
IV.4 Antenne Finale.....	109
IV.4.1. Description.....	109
IV.4.2. Performances de l'antenne.....	110
V. REALISATION D'UN PROTOTYPE ET MESURES.....	113
V.1. Système antennaire réalisé.....	113
V.1.1. Description.....	113
V.1.2. Paramètres S mesurés des différents éléments du dispositif antennaire.....	114
V.1.2.1. Antenne.....	114
V.1.2.2. Diviseur avec les douze câbles.....	116
V.1.3. Mesure du système antennaire complet et comparaison avec la simulation.....	118
V.1.3.1. Simulation de référence.....	118
V.1.3.2. Comparaison des performances simulées avec celles mesurées.....	119
VI. CONCLUSION.....	123
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III.....	124

CHAPITRE IV :

Antenne BIE ULP à polarisation circulaire et à grande ouverture : applications CNES

I. INTRODUCTION.....	128
II. ETAT DE L'ART DES SOURCES A POLARISATION CIRCULAIRE.....	129
II.1. Elément rayonnant avec une simple excitation.....	130
II.2. Elément rayonnant avec une double excitation.....	130
II.3. Elément rayonnant avec une quadruple excitation.....	132
III. POLARISATION CIRCULAIRE UNIQUE (APPLICATION CNES:SWIMAX)133	
III.1. Contexte.....	133

III.2. Cahier des charges de l'antenne hybride.....	136
III.2.1. Encombrement, Rayonnement et Choix du type d'antenne.....	136
III.2.2. Bande de fréquence.....	136
III.2.3. Polarisation et ouverture angulaire.....	137
III.2.4. Gain.....	137
III.2.5. Récapitulatif du cahier des charges.....	137
III.3. Modélisation de l'antenne hybride et Réalisation du prototype.....	138
III.3.1. Description de l'antenne Hybride.....	138
III.3.1.1. Description détaillée de l'antenne spatiale.....	140
III.3.1.2. Description détaillée de l'antenne terrestre.....	143
III.3.2. Optimisation de l'antenne hybride.....	144
III.3.2.1. Optimisation de l'antenne spatiale.....	144
III.3.2.2. Optimisation de l'antenne terrestre.....	148
III.3.3. Réalisation du prototype.....	149
III.4. Comparaison Simulation/ Mesure.....	150
III.4.1. Obtention des résultats de simulation EM.....	150
III.4.2. Mesures dans la chambre anéchoïque.....	151
III.4.3. Comparaison des performances simulées et mesurées de l'antenne hybride.....	152
III.4.3.1. Performances de l'antenne spatiale.....	152
III.4.3.2. Performance antenne terrestre.....	159
III.4.4. Etude complémentaire : Cohabitation et Compatibilité électronique.....	161
IV. BIPOLARISATION CIRCULAIRE EN BANDE C (APPLICATION CNES : SIMO ET MIMO)	163
IV.1. Contexte et Cahier des Charges.....	163
IV.2. Présentation des différentes structures étudiées.....	164
IV.2.1. Solution 1 : 2 patchs à 4 entrées, chacun dédié à une polarisation.....	164
IV.2.2. Solution 2 : 2 patchs à 4 entrées, dont 2 pour chaque polarisation.....	166
IV.2.3. Solution 3 : 4 patchs à 2 entrées.....	169
IV.3. Structure Retenue : deux antennes BIE ULP délimitées par des murs verticaux dans le résonateur.....	170
IV.3.1. Description détaillée de l'antenne modélisée.....	171
IV.3.2. Description du prototype réalisée.....	174
IV.4. Comparaison Mesure Simulation.....	175

V. CONCLUSION	183
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE IV	185
CONCLUSION GENERALE	188
LISTE DES TRAVAUX	194
LISTE DES FIGURES.....	198
ANNEXES.....	206
ANNEXE 1 : CARACTERISTIQUES DU DIVISEUR DE PUISSANCE MINICIRCUIT ZNPDI2-S+	208
ANNEXE 2 : INFLUENCE DES DIFFERENTS PARAMETRES PHYSIQUES DE L'ANTENNE FIL-PLAQUE MONOPOLAIRE.....	210

Introduction générale

De nos jours, l'évolution des systèmes de télécommunications crée de nouveaux besoins auxquels les antennes existantes ne peuvent pour la plupart satisfaire. En effet, elles doivent être large bande, grand gain, multibande, agile en diagramme, agile en fréquence, faible coût et à encombrement réduit. Ces critères sont bien souvent incompatibles.

La satisfaction de toutes ces conditions, ainsi que l'orientation vers des solutions multifonctions demandent aux antennes une plus grande adaptabilité.

Une structure qu'il est intéressant de considérer est l'antenne BIE (Bande Interdite Electromagnétique) en raison de ses potentialités notamment en termes de gain, puisqu'elle permet d'accroître de manière significative la directivité d'une source primaire. Une directivité supérieure à 20 dB peut ainsi être obtenue. D'un point de vue structurel, cette antenne est composée d'un résonateur formé entre le plan de masse et le demi-matériau BIE (agencement périodique d'éléments diélectriques ou métalliques) placé au dessus de ce dernier.

Dans notre laboratoire, l'étude des antennes BIE n'a débuté qu'à partir des années 1990, mais elle constitue à ce jour l'un des axes de recherche majeur de l'équipe antenne du département OSA (Ondes et Systèmes Associés).

A ce jour, de nombreuses études ont montré la très grande adaptabilité des antennes BIE, et les avantages relatifs à l'emploi de ce type de structure pour des applications grand gain quelle que soit la polarisation (circulaire [**Intro.1**] ou linéaire [**Intro.2**]) souhaitée et la couverture (directive [**Intro.2**], sectorielle [**Intro.3**] ou bien omnidirectionnelle [**Intro.4**]) désirée. D'autres travaux ont également permis d'améliorer le comportement fréquentiel de cet aérien, afin de s'affranchir de la faible bande passante en rayonnement qui le caractérise, lorsqu'il délivre un gain élevé.

Cependant, les structures conçues sont toutes caractérisées par une hauteur de résonateur BIE de l'ordre de $\lambda/2$, conditionnée par la phase à la réflexion positive des demi-matériaux BIE utilisés (généralement des plaques diélectriques ou des tiges métalliques). Cet encombrement en hauteur engendre entre autres, des problèmes de réalisation car les deux parois du résonateur BIE doivent être parfaitement parallèles et séparés d'une distance précise. Celle-ci, limite aussi le déploiement de ce type de structure, car la tendance actuelle est à la miniaturisation des systèmes de télécommunications.

Les travaux de ma thèse ont donc consisté à concevoir des antennes BIE à hauteur de résonateur réduite et d'étudier ses potentialités en termes de formation de faisceaux, de bande passante et de polarisation. L'originalité provient de l'utilisation d'un demi-matériau BIE à phase négative qui permet d'obtenir une structure ultra compacte avec uniquement un plan de

masse traditionnel associé. En effet, dans la majorité des cas, les antennes BIE compactes de la littérature [**Intro.5-Intro.7**], sont des structures multicouches, difficiles à réaliser, obtenues par l'emploi d'une structure CMA en lieu et place du plan de masse.

Cette démarche est à l'origine d'un concept d'antenne BIE que l'on appelle antenne BIE Ultra Low-Profile (ULP), en raison de sa faible hauteur, qui avoisine des grandeurs inférieures au dixième de la longueur d'onde. L'étude de cette structure a constitué le principal axe de recherche des travaux que j'ai effectués au cours de ces trois années de thèse. L'objectif étant, à l'instar de ce qui a été fait pour les antennes BIE dites « classiques » (présentant un résonateur haut de $\lambda/2$), de définir les performances, les limitations et les potentialités de l'antenne BIE Ultra Low-Profile (ULP).

Pour mener à bien cette thèse, l'étude a été scindée en quatre parties :

Le premier chapitre proposera une présentation de quelques antennes qui ont été utilisées dans le cadre de mes travaux de recherche. Puis, l'exposé se focalisera sur le principe des structures à bande interdite électromagnétique (BIE) afin de montrer les propriétés fréquentielles de celles-ci, ainsi que la répartition énergétique à l'intérieur de la structure. Ceci permettra d'établir un historique des différentes antennes BIE, qui mettra en avant les potentialités (formation de diagramme, génération de polarisations diverses, amélioration du comportement fréquentiel) de ce type de structure. Enfin, la dernière partie de ce chapitre se focalisera plus particulièrement sur les objectifs poursuivis tout au long de cette thèse.

Le deuxième chapitre, sera consacré à l'exposé du principe permettant d'obtenir un demi-matériau BIE à phase négative, qui est à l'origine de l'antenne BIE ULP. Une étude détaillée d'un dispositif de référence sera proposée afin de comparer le fonctionnement et les performances antennaires obtenues, avec celles d'une antenne BIE dite classique (présentant un résonateur haut de $\lambda/2$). Des études seront mises en œuvre afin de déterminer les performances et d'appréhender les limitations de ce type d'aérien en configuration monosource. Et enfin, quelques potentialités de l'antenne BIE ULP liées à la formation de diagramme, seront exposées.

Le troisième chapitre portera sur la levée des principales limitations de l'antenne BIE ULP précédemment définies dans le chapitre II de ce mémoire. Les études qui seront menées, aboutiront à la conception et la fabrication d'un prototype d'antenne BIE ULP large bande

(71%) et grand gain (17 dB) en polarisation linéaire autour de 1.2 GHz. Le résonateur BIE sera dans ce cas alimenté par une multitude de sources, à l'instar de ce qui est fait dans le cas des antennes BIE « classiques » pour élargir leur bande passante en rayonnement. Le prototype sera utilisé pour une application de forte puissance par le Commissariat à l'Énergie Atomique (CEA) de Gramat.

Après la polarisation linéaire étudiée dans les chapitres précédents, l'objet du **quatrième chapitre** sera d'appréhender les performances que l'antenne BIE ULP est à même de fournir lorsqu'une polarisation circulaire est considérée. Le challenge dans ce cas, sera de concevoir des antennes BIE ULP présentant des taux d'ellipticité bas (3 dB), sur un cône d'angle solide large de 60° et sur une bande de fréquence étendue. A cet effet, deux prototypes d'antennes dont l'un en polarisation circulaire unique (gauche dans ce cas) et l'autre en bipolarisation circulaire (gauche et droite) seront conçus dans le cadre de deux applications CNES (Centre National d' Etudes Spatiales).

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

Bibliographie Introduction générale

[Intro.1] E.ARNAUD

« Contribution à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet ». Thèse de doctorat – n°17-2010 – Université de Limoges – 15 juin 2010

[Intro.2] L. LEGER.

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

[Intro.3] M. HAJJ, E. RODES, D. SERHAL, M. THEVENOT, T. MONIEDIERE, B. JECKO

"Metallic EBG sectoral antenna for a base station with horizontal polarization", EUCAP 2007- Edinburgh – Tu PA.049, November 2007, Page (s) : 223-224

[Intro.4] H. CHREIM.

Etude d'antennes BIE multifaisceaux agile. Amélioration de la couverture omnidirectionnelle en azimut. Thèse de doctorat- Université de Limoges- 06 mars 2009

[Intro.5] S. WANG, A.P. FEREDISIS, G. GOUSSETIS, J.C. VARDAXOGLU.

"Low-Profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane". *Electronic Letters*, Volume 40 n°7, 2004.

[Intro.6] A.P. FEREDISIS, G. GOUSSETIS, S. WANG, J.C. VARDAXOGLU.

"Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low profile high gain planar antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 53 n°1: 209–215, 2005.

[Intro.7] L. ZHOU, H. LI, Y. QIN, Z. WEI, C.T. CHAN.

Directive emissions from subwavelength metamaterialbased cavities. *Applied Physics Letters*, Volume 86, 2005.

CHAPITRE I

Contexte et présentation de l'étude

- Généralités sur les antennes.
- Les antennes à Bande Interdite Electromagnétique (BIE).
- Sujet de thèse et démarches de l'étude.

I. Introduction

Ce premier chapitre est consacré à la présentation de l'étude et des généralités qui vont permettre de situer dans leur contexte les travaux effectués et de souligner leurs intérêts. Ceux-ci portent sur l'étude des antennes BIE (Bande Interdite Electromagnétique) de très faible hauteur qui sont donc appelées antennes BIE Ultra Low-Profile. L'objectif de la thèse a donc été d'augmenter la compacité des antennes BIE, tout en conservant ses nombreuses potentialités et ses caractéristiques que nous détaillons dans ce chapitre.

Afin de garantir une lisibilité au lecteur, ce chapitre est divisé en trois grandes parties.

Dans un premier temps, nous allons présenter des généralités sur les antennes. Des notions telles que le gain, la polarisation, la directivité, la bande de fréquence, seront abordées. De plus, un bref état de l'art non exhaustif des différentes antennes en fonction de leur diagramme de rayonnement, sera exposé afin d'illustrer les différentes antennes qui ont été utilisées dans le cadre de mes travaux de recherche.

Puis dans un second temps, l'antenne BIE sera présentée sous sa forme la plus usuelle qui est qualifiée de « classique ». Au cours de cette étude les performances, les limitations et les potentialités de ce type d'antenne seront exposées.

Cette deuxième partie permettra d'introduire la dernière et troisième partie qui concerne la présentation du sujet de thèse.

II. Généralités sur les antennes.

II.1. Définition.

Les antennes font maintenant partie intégrante de notre quotidien comme le montre la **Figure I. 1**. Le grand public pense souvent que ces dernières sont sources d'effets néfastes pour la santé et a rarement conscience de leurs utilités.

L'antenne est un dispositif qui permet la transmission (ou la réception) des ondes EM (Electromagnétiques) d'un émetteur vers un récepteur. L'avantage de ce système de propagation par voie hertzienne est l'affranchissement de support physique.

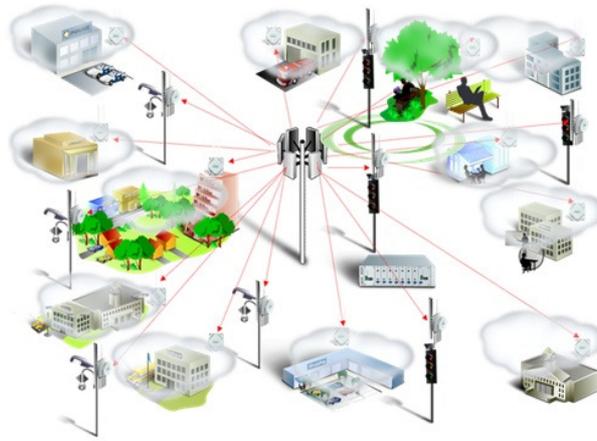


Figure I. 1: Antennes dans un environnement urbain.

Ainsi, pour établir une communication et échanger des informations, il faut au moins deux antennes qui doivent respecter un bilan de puissance défini par la formule de FRIIS (**I.1**). Celle-ci assure une bonne continuité dans la chaîne de transmission/réception indépendamment de la distance séparant les deux dispositifs. Pour recevoir une puissance suffisante au niveau du récepteur P_{d2} , il faut disposer d'antennes avec des gains et des diagrammes de rayonnement adaptés. Notons que la distance maximale pour laquelle la puissance reçue est supérieure au seuil de sensibilité du système est appelée "portée".

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

Avec P_{d2} : puissance reçue sur l'antenne N°2

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

G_1 : gain de l'antenne N°1

G_2 : gain de l'antenne N°2

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

R : distance entre les deux antennes

La formule de FRIIS (I.1) fait également intervenir la notion de puissance isotrope rayonnée équivalente (plus communément appelé PIRE), symbolisée par le produit puissance d'émission P_{F1} et gain de l'antenne G_1 . Celle-ci est réglementée par l'ARCEP [I.1].

Les principales caractéristiques des antennes sont [I.2]:

- le diagramme de rayonnement, qui traduit la répartition dans l'espace des champs transmis par l'antenne. Celui-ci définit la couverture spatiale de l'aérien et est fonction de l'application visée. Classiquement normalisé à 1, il peut toutefois être exprimé en directivité, gain intrinsèque, ou gain réalisé.
- l'ouverture angulaire à -3 dB, qui définit l'angle pour lequel la puissance rayonnée est atténuée de 3 dB par rapport à la direction la plus favorable.
- la bande passante, qui est l'étendue fréquentielle où l'antenne présente un fonctionnement conforme à un cahier des charges donné. Elle correspond souvent à la plage fréquentielle où l'antenne est adaptée à -10 dB. Toutefois, la bande passante peut être liée au rayonnement en considérant la plage fréquentielle où le gain varie de 3 dB par rapport au maximum.

Une autre caractéristique des antennes que nous détaillons plus succinctement dans le paragraphe suivant, est la polarisation.

II.2. Polarisation.

La polarisation d'une antenne représente l'évolution temporelle du vecteur champ électrique (\vec{E}) dans un plan d'onde [I.2]. Trois types de polarisation peuvent ainsi être obtenus comme le montre la **Figure I. 2** :

- Si le vecteur champ électrique décrit une ellipse, la polarisation est dite elliptique.

- Lorsque le vecteur champ électrique décrit une droite, la polarisation est alors linéaire. Elle est soit verticale, si la droite est perpendiculaire à la surface de la Terre, soit horizontale, si la droite est parallèle à la surface de la Terre.
- Et enfin, si la projection du vecteur champ électrique est un cercle, on parle alors de polarisation circulaire. Le sens de rotation du vecteur champ électrique donnera le sens de rotation de la polarisation, elle sera circulaire droite (RHCP ou Right Hand Circular Polarization) ou circulaire gauche (LHCP ou Left Hand Circular Polarization).

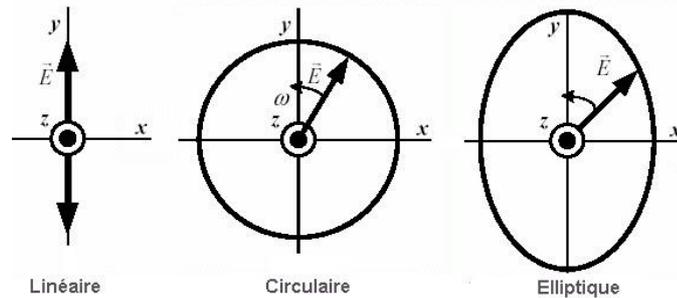


Figure I. 2: Polarisation d'une onde électromagnétique

La plupart des antennes rayonnent une polarisation linéaire. L'inconvénient de cette dernière est qu'il faut s'assurer du bon positionnement des antennes intervenant dans la liaison pour garantir la qualité de la chaîne de transmission/réception. Il s'avère donc que ce type de polarisation n'est pas très adapté pour des applications où les aériens sont en perpétuel mouvement (radars, satellites etc....) et pour celles présentant des obstacles dépolarisants. Dans ces précédents scénarios, une polarisation circulaire est à privilégier. De plus, outre le fait qu'il est possible de s'affranchir du positionnement des antennes du système, les antennes à polarisation circulaire présente plusieurs autres avantages :

- Elles permettent d'augmenter la robustesse du système contre les diverses perturbations liées à la propagation des ondes (réflexions, dépolarisation etc...).
- Et enfin, elles réduisent les coûts d'installation du terminal « utilisateur » pour des communications multimédias en évitant une installation délicate du terminal.

La qualité d'une polarisation circulaire est définie par la notion de Taux d'ellipticité dont le seuil est généralement fixé à 3 dB [I.2]. Dans ce mémoire, les polarisations linéaires et circulaires, ont été mises en œuvre dans les différents chapitres.

Passons maintenant à la description des différents types d'antennes existantes en fonction de la forme du diagramme de rayonnement.

II.3. Rayonnement et Antennes associées.

Il existe dans la littérature trois grandes catégories d'antennes caractérisées par un diagramme de rayonnement figé pouvant être soit directif, sectoriel ou bien encore omnidirectionnel (**Figure I.3**).

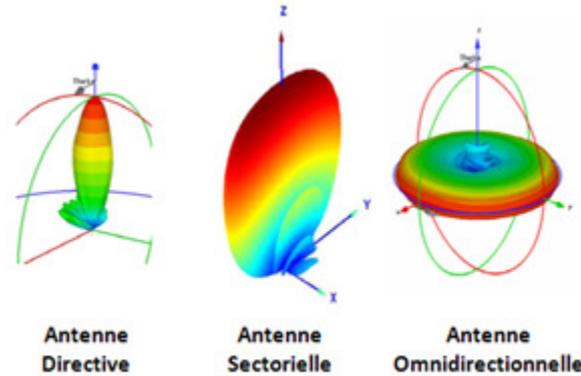


Figure I.3 : Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes.

Le choix entre ces antennes se fait en fonction de l'application visée et plus précisément de la couverture que l'on souhaite obtenir. En effet, en raison de la concentration de l'intégralité de son rayonnement dans une direction donnée, l'antenne directive sera privilégiée dans le cas d'une communication point à point où les positions de l'émetteur et du récepteur intervenant dans la liaison sont connues au préalable (**Figure I.4**). Tandis que les antennes sectorielles et omnidirectionnelles (**Figure I.4**), seront quant à elles, plus utilisées dans les applications nécessitant une communication avec plusieurs récepteurs (liaisons dites points multipoints). On parle alors de couverture de zone ou de secteur alors qu'elle n'est que locale dans le cas de l'antenne directive.

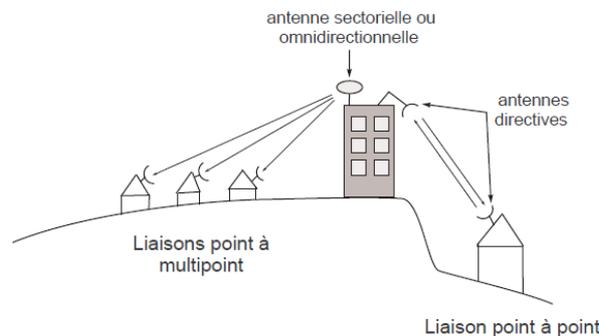


Figure I.4 : Différents types de liaisons

Un état de l'art non exhaustif des différentes antennes existantes est présenté dans le paragraphe suivant. Il convient de noter, qu'une attention particulière est apportée à la description des aériens qui ont été utilisés dans le cadre de mes travaux de recherche.

Cet état de l'art débute par les antennes à rayonnement directif.

II.3.1. Quelques Antennes Directives.

Ce type d'antenne, est très fréquent dans les réseaux de télécommunications, notamment dans les systèmes de diffusion (télévision hertzienne par exemple) où il constitue la partie réception chez l'abonné. L'exemple le plus connu est certainement l'antenne Yagi (**Figure I.5.a**) qui est de nos jours, de plus en plus remplacée par les paraboles (**Figure I.5.b**) qui pullulent sur les toits des grandes villes.

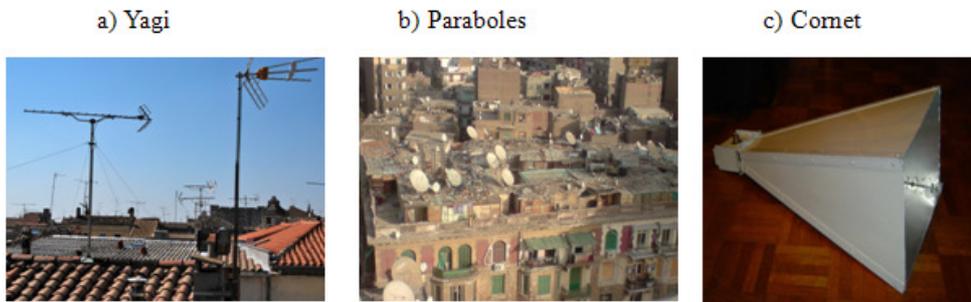


Figure I.5 : Exemples d'antennes directives courantes.

Les antennes directives peuvent également revêtir la forme d'antennes cornet (**Figure I.5.c**) utilisées fréquemment dans les bases de mesure, ou d'antennes patch (**Figure I.6.a**) [I.3-I.5].

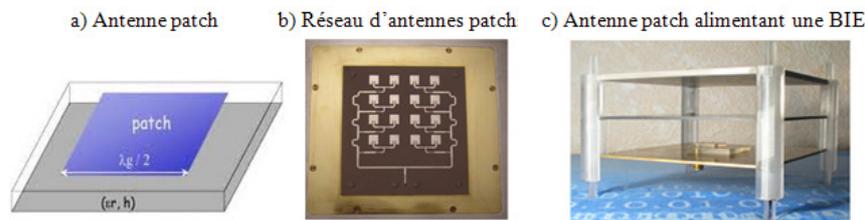


Figure I.6 : Exemples d'utilisation des antennes patch.

L'antenne patch (aussi appelé antenne imprimée) est composée d'un élément métallique (patch) imprimé sur un substrat placé au dessus d'un plan de masse. Cette antenne est très employée dans l'industrie en raison de ses dimensions réduites, de son coût et poids faibles. Elle peut être utilisée soit comme élément rayonnant principal (**Figure I.6.a**), soit comme source élémentaire d'un réseau (**Figure I.6.b**) ou bien encore comme sonde

d'excitation (**Figure I.6.c**) d'une antenne à résonateur comme l'antenne BIE. Cette dernière disposition a été employée dans le cadre mes travaux de recherche. A noter que dans le cas du réseau de patch, l'alimentation est réalisée par un circuit de distribution (1 voie vers 16 dans l'exemple **Figure I.6.b**) qui répartit la puissance en amplitude et en phase sur les différents éléments.

Pour finir, l'intérêt de ce type d'antenne est sa facilité de réalisation, mais son principal inconvénient est sa faible directivité (< 8 dBi) et sa bande passante en adaptation étroite (< 10 %) [I.3-I.5].

II.3.2. Quelques Antennes Sectorielles.

Les antennes à couverture sectorielle sont largement utilisées dans les systèmes de communications sans fil et plus précisément dans les applications nécessitant la couverture d'un secteur ou d'une zone [I.6], pour émettre vers de multiples stations de base. Ce type d'antenne se classe habituellement en fonction de leur ouverture angulaire à mi-puissance qui est typiquement large en azimut et pincé en élévation, comme l'illustre la **Figure I.3**. Classiquement, un réseau linéaire d'antennes est utilisé pour concevoir des antennes sectorielles afin d'augmenter la directivité du lobe dans le plan d'alignement des éléments, tout en conservant le rayonnement élémentaire large dans le plan orthogonal [I.7]. L'angle d'ouverture dans le plan d'alignement est fonction du nombre d'antenne, de l'espacement entre ces dernières, ainsi que des amplitudes et des phases appliquées. L'antenne élémentaire peut être un patch (**Figure I.7**), une fente, un cornet etc...



Figure I.7 : *Exemples d'antennes sectorielles à base de patch.*

Les secteurs couverts par les antennes sectorielles sont classiquement de 60° ou 90° . Cependant en utilisant plusieurs antennes sectorielles, il est possible de couvrir une zone plus large et d'aboutir à un diagramme de rayonnement se rapprochant de celui d'une antenne omnidirectionnelle, mais avec un gain plus important. Un exemple avec trois antennes sectorielles présentant chacune une ouverture de 120° , est donné sur la **Figure I.8**.

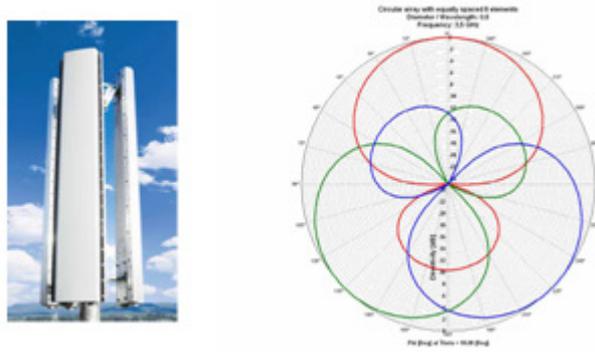


Figure I.8 : Cellule omnidirectionnelle par trois secteurs de 120°

Le rayonnement omnidirectionnel précédent a été obtenu par la disposition adéquate d'antennes sectorielles. Dans le paragraphe suivant, nous présentons un état de l'art, toujours non exhaustif, des antennes qui intrinsèquement génèrent un rayonnement omnidirectionnel.

II.3.3. Quelques Antennes Omnidirectionnelles.

Ce type d'antenne qui est caractérisé par un rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal et directif dans le plan vertical (Figure I.3), est très répandu dans les réseaux de télécommunications [I.8]. Il est le plus souvent utilisé dans les scénarios où aucune direction de rayonnement n'est privilégiée, afin de couvrir la zone entourant l'antenne comme dans le cas du téléphone portable.

Les dispositifs les plus répandus sont le dipôle [I.9-I.11] (Figure I.9.a) et le monopôle en présence d'un plan de masse (Figure I.9.b). Ce dernier présente l'avantage d'avoir une hauteur réduite de moitié.

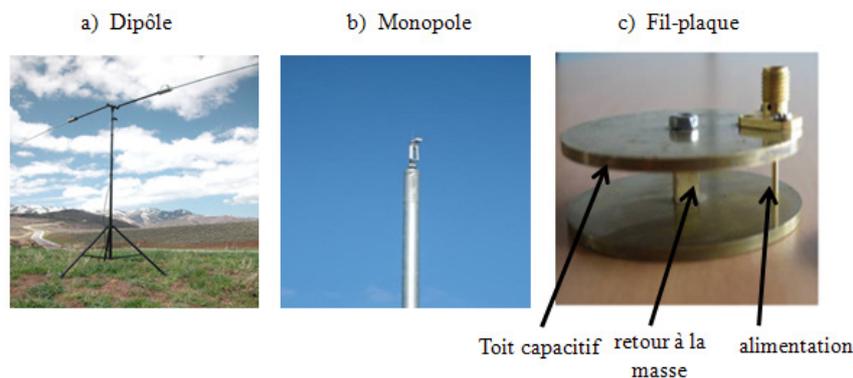


Figure I.9 : Exemple d'antennes à rayonnement omnidirectionnel.

Un autre type d'antenne à rayonnement omnidirectionnel est l'antenne fil-plaque (Figure I.9.c) [I.12-I.14] dont le laboratoire XLIM détient 2 brevets. Elle se présente sous la forme d'un toit capacitif relié au plan de masse par un ou plusieurs « fils » de retour à la masse, l'excitation étant généralement réalisée par l'intermédiaire d'un connecteur SMA. Le

principe de fonctionnement d'une antenne fil plaque repose sur une résonance électrique de type selfique-capacitive. En effet, le fil de masse induit une inductance qui, ajoutée à la capacité existante entre le toit et le plan de masse, produit une résonance parallèle à une fréquence inférieure (4 fois typiquement) à celle du mode fondamental du patch (**Figure I.10**). Cette résonance parallèle ainsi créée est localisée à la fréquence de la résonance série du patch obtenue sans la présence du fil de retour à la masse.

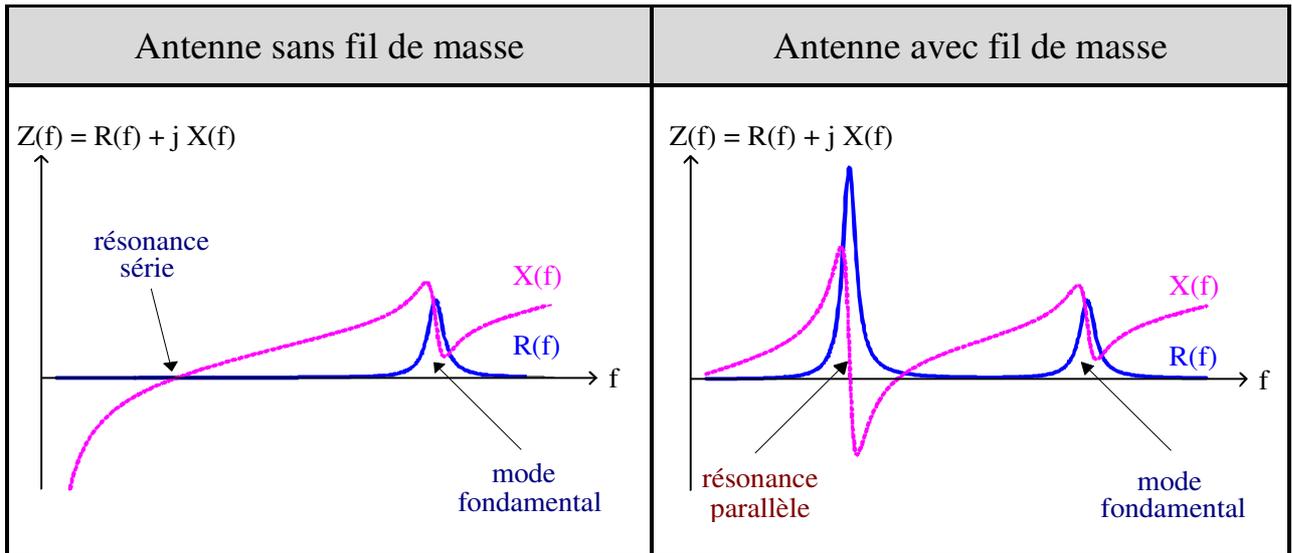


Figure I.10 : Mise en évidence de l'effet d'un fil de retour à la masse.

La fréquence de résonance parallèle ou fréquence de fonctionnement de l'antenne fil plaque peut donc être déterminée approximativement par l'équation (I.2), si les effets du fil d'alimentation sont négligeables.

$$F_{\text{parallèle}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{masse}} C_{\text{toit}}}} \quad (\text{I.2})$$

A cette fréquence, une forte densité de courant est localisée sur le fil de masse permettant ainsi d'obtenir un rayonnement de type monopolaire (**Figure I.11**), à polarisation rectiligne et à symétrie de révolution.

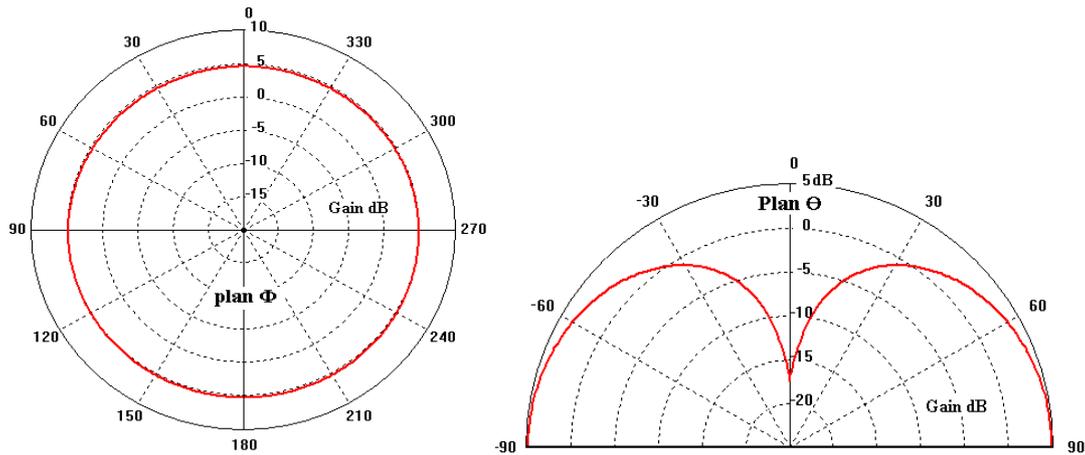


Figure I.11 : Diagramme de rayonnement d'une antenne Fil-Plaque.

Les avantages relatifs à l'utilisation d'une antenne fil plaque en lieu et place d'un monopole sont évidents, puisque qu'il est possible d'obtenir le même rayonnement avec une structure moins haute (de l'ordre de $\lambda/10$) et plus rigide (grâce à la présence du fil de masse). Le prix à payer est un encombrement transversal plus important. La conception d'une antenne fil-plaque est relativement aisée. Pour conclure, il convient de noter que cet aérien a été utilisé dans le cadre de mes travaux de recherche.

II.4. Conclusion.

A travers les généralités qui ont été exposées, il est maintenant possible d'appréhender la fonctionnalité d'une antenne et les grandeurs caractéristiques qui lui sont associées. Un large panel d'antennes existe donc, et l'emploi de l'une par rapport à l'autre est souvent guidé par l'application visée et par le cahier des charges qui lui est associé. Ce dernier définit les performances que l'antenne doit satisfaire sur une bande de fréquence donnée (rayonnement, polarisation, gain réalisé, ouverture angulaire etc...). Le choix d'une antenne est aussi fonction de son coût que l'on cherche le plus souvent à minimiser par l'emploi de matériaux ou de technologies moins onéreuses.

De nos jours, l'évolution des systèmes de télécommunications crée de nouveaux besoins auxquels les antennes existantes ne peuvent pour la plupart satisfaire. En effet, elles doivent être large bande, grand gain, multibande, agile en diagramme, agile en fréquence, faible coût et à encombrement réduit. Ces critères sont bien souvent incompatibles.

La satisfaction de toutes ces conditions, ainsi que l'orientation vers des solutions multifonctions demandent aux antennes une plus grande adaptabilité.

Une structure qu'il est intéressant de considérer est l'antenne BIE (Bande Interdite Electromagnétique) en raison de ses potentialités notamment en termes de gain, puisqu'elle permet d'accroître de manière significative la directivité d'une source primaire. Cet aérien est constitué d'un matériau BIE généralement composé d'un assemblage périodique de plaques diélectriques ou de FSS (Frequency Selective Surface) métalliques. C'est sur ce type d'antenne que mes travaux de recherches ont porté, et plus précisément sur une version plus compacte (moins haute), que l'antenne BIE « classique » en $\lambda/2$. Celle-ci est, en raison de sa faible hauteur, appelée antenne BIE Ultra Low-Profile. Avant d'exposer cette dernière, il convient tout d'abord, de présenter l'antenne BIE en $\lambda/2$ sous sa forme la plus usuelle que l'on qualifie de « classique ».

III. Antenne BIE dite « classique ».

De manière générale, une antenne BIE est constituée comme son nom l'indique, à partir d'un matériau BIE (**Figure I.12**), qui est composé d'un assemblage périodique d'éléments diélectriques ou métalliques dans une, deux, voire trois directions (1D, 2D et 3D) [I.15-I.16]. Ils permettent de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques en jouant le rôle de filtre fréquentiel et de filtre spatial. Avant d'exposer le fonctionnement de l'antenne BIE à proprement parler, il convient de présenter les caractéristiques de son élément constitutif de base, à savoir le matériau BIE (**Figure I.12**).

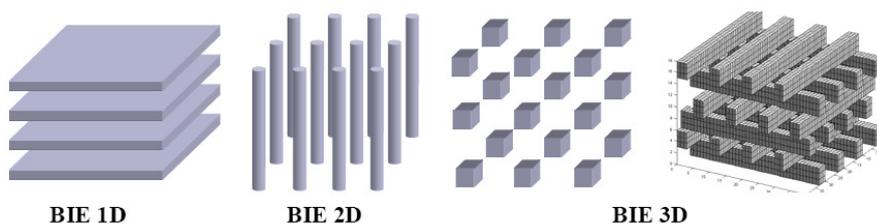


Figure I.12 : Assemblage de matériaux BIE.

III.1. Présentation.

III.1.1. Les matériaux BIE.

Les matériaux BIE sont la transposition aux fréquences micro-ondes des matériaux à bande interdite photonique [I.17] plus communément appelés matériaux BIP, étudiés depuis de nombreuses années dans le domaine de l'optique. Ces matériaux qui présentent des propriétés physiques intéressantes liées à la propagation des ondes, ont suscité un intérêt

croissant de la part des chercheurs, à la fois dans le domaine de l'optique mais aussi dans le domaine des microondes et plus particulièrement dans celui des antennes. Leur succès réside dans le fait que ces matériaux agissent tels des filtres et possèdent des plages fréquentielles pour lesquelles aucun mode ne peut se propager. On parle alors de bande interdite photonique dans le domaine de l'optique et de bande interdite électromagnétique dans le domaine des microondes.

Pour illustrer cela, considérons le tout premier matériau BIP à avoir été réalisé en 1915, qui est le miroir de Bragg du nom de son inventeur William Laurence Bragg (**Figure I.13**). Ce dernier avait réussi par l'empilement périodique de couches transparentes, à réfléchir 99.5% de l'énergie incidente. Cela a été possible, grâce aux multiples réflexions à l'intérieur même de chaque interface, qui sont constructives lorsque l'espacement entre les différentes couches est de l'ordre de $\lambda/4$. Pour cette structure, le pouvoir réfléchissant est fortement dépendant de l'angle d'incidence des faisceaux. Cette solution a par la suite été étendue à des structures 2D et 3D par Eli Yablonovitch, permettant ainsi de réfléchir la lumière indépendamment de l'angle d'incidence des faisceaux [I.17].

Dans tous les cas, le spectre de lumière visible réfléchi est ainsi appelé bande interdite photonique.

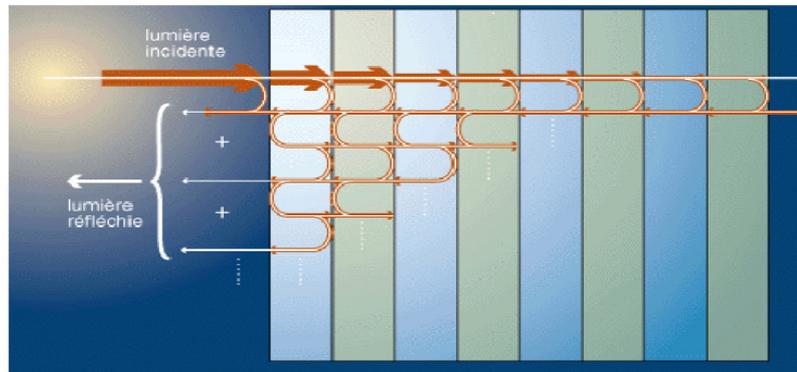


Figure I.13 : Miroir de Bragg.

La transposition du principe du miroir de Bragg à des fréquences micro-ondes conduit à la superposition de plusieurs couches de diélectriques périodiques espacés de $\lambda_0/4$, que l'on illumine par une onde plane EM (Electromagnétique) (**Figure I.14**). Le coefficient de transmission du matériau considéré, révèle une bande de fréquence centrée autour de f_0 pour laquelle aucune onde ne peut se propager. Cette dernière, dont les caractéristiques (fréquence centrale f_0 , étendue fréquentielle et amplitude) dépendent des propriétés du matériau BIE [I.15-I.16], est par analogie à la bande interdite photonique, appelée bande interdite électromagnétique (BIE).

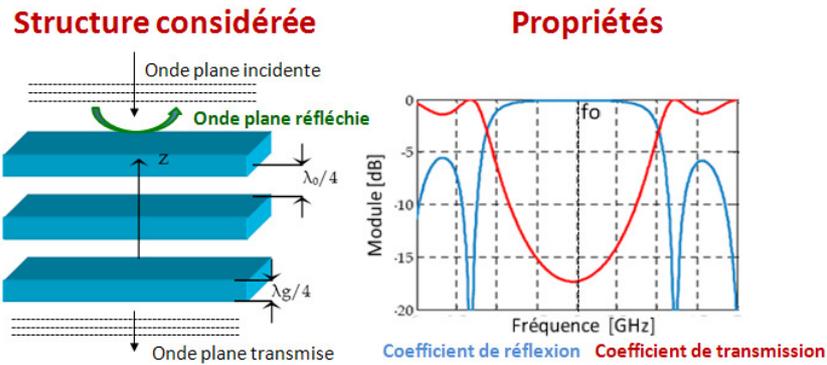


Figure I.14 : Caractérisation d'un matériau BIE en réflexion et en transmission.

III.1.2. Des matériaux BIE à défaut vers l'antenne BIE.

Mr Marc Thevenot [I.18-I.19] a montré que l'insertion d'une rupture dans la périodicité du matériau BIE (que l'on appelle défaut), permet de modifier son comportement électromagnétique en créant une bande de fréquence au sein de la bande interdite électromagnétique permettant aux ondes de transiter. Celle-ci est appelée bande permise par opposition à la bande interdite électromagnétique.

A noter que dans le cas de l'exemple qui est considéré dans ce mémoire, le défaut correspond à un espacement de λ_0 au milieu de la structure pour centrer la bande permise à la fréquence centrale (f_0) de la bande interdite électromagnétique (Figure I.15). Cependant, l'emploi d'autres types de défauts (retrait ou ajout d'un élément, modification locale des caractéristiques du matériau BIE telle que sa permittivité relative par exemple) aboutirait au même principe. De manière générale, la nature du défaut conditionne les caractéristiques (fréquence centrale f_0 , bande passante Δf) de la bande permise [I.18-I.19].

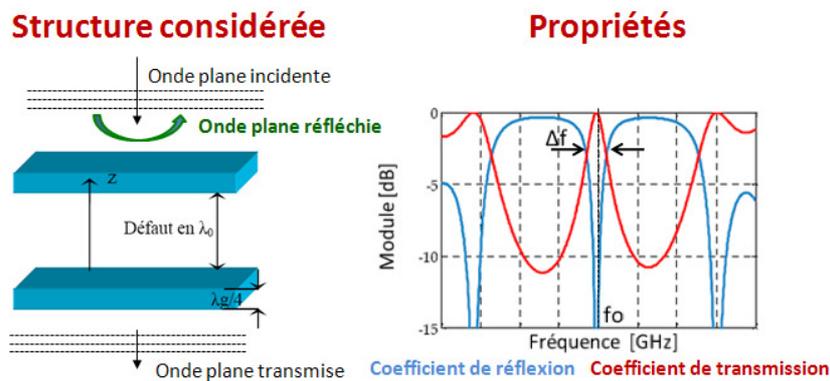


Figure I.15 : Caractérisation d'un matériau BIE à défaut en réflexion et en transmission.

L'insertion d'une source au milieu du matériau BIE (Figure I.16) révèle qu'en plus des propriétés de filtrage fréquentiel présentées précédemment, ce type de structure permet aussi de réaliser un filtrage spatial en privilégiant deux directions de rayonnement. On aboutit

ainsi à une antenne BIE bidirectionnelle grand gain autour de la fréquence centrale de la bande permise.

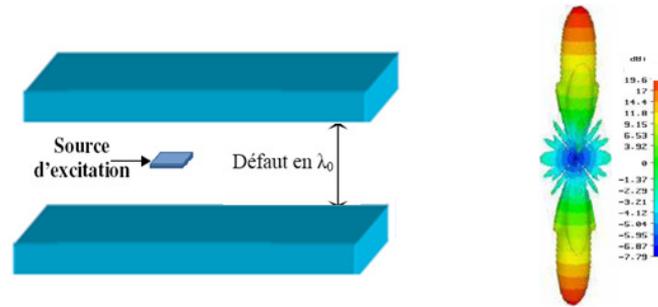


Figure I.16 : Antenne BIE grand gain bidirectionnelle.

La cartographie du champ électrique tangentiel au matériau BIE à défaut à la fréquence autorisée (f_0 dans notre cas), montre que le champ est essentiellement confiné dans la zone de défaut (Figure I.17). Celui-ci, avec une répartition conforme à une résonance 1D en λ_0 , est donc assimilable à un résonateur dont le facteur de qualité peut être déterminé à partir du coefficient de réflexion de la bande permise.

De plus, le fait que le champ électrique présente un zéro au milieu du défaut autorise l'insertion d'un plan de masse à cette position, sans pour autant modifier la distribution du champ (théorie des images). Cela présente l'avantage de supporter la source d'excitation. La hauteur du résonateur s'en trouve ainsi réduite de moitié (Figure I.17). On passe ainsi typiquement d'une valeur de λ_0 (hauteur du défaut) à $\lambda_0/2$ et le rayonnement de l'antenne devient unidirectionnel car une seule direction de rayonnement est privilégiée.

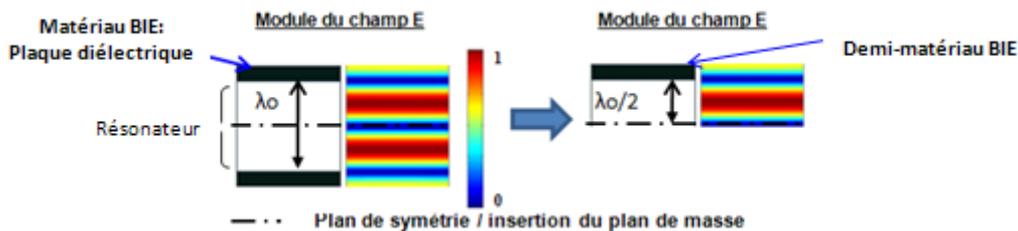


Figure I.17 : Cartographie du champ électrique tangentiel dans le matériau BIE.

L'antenne ainsi obtenue est une antenne BIE directive grand gain (Figure I.18). Elle est composée :

- d'un demi-matériau BIE présentant une réflectivité partielle ($R_{SUP}e^{j\phi_{SUP}}$)
- d'un plan de masse présentant quant à lui une réflectivité totale ($e^{j\phi_{INF}} = -1$),
- d'un résonateur 1D localisé entre le plan de masse et le matériau BIE,

- et enfin d'une source pour exciter la structure. Notons que dans le cas de l'exemple considéré dans la **Figure I.18**, l'antenne BIE est excitée par une solution imprimée de type patch. Cependant d'autres types de sources peuvent être considérés, comme il sera possible de le voir dans la suite de ce mémoire.

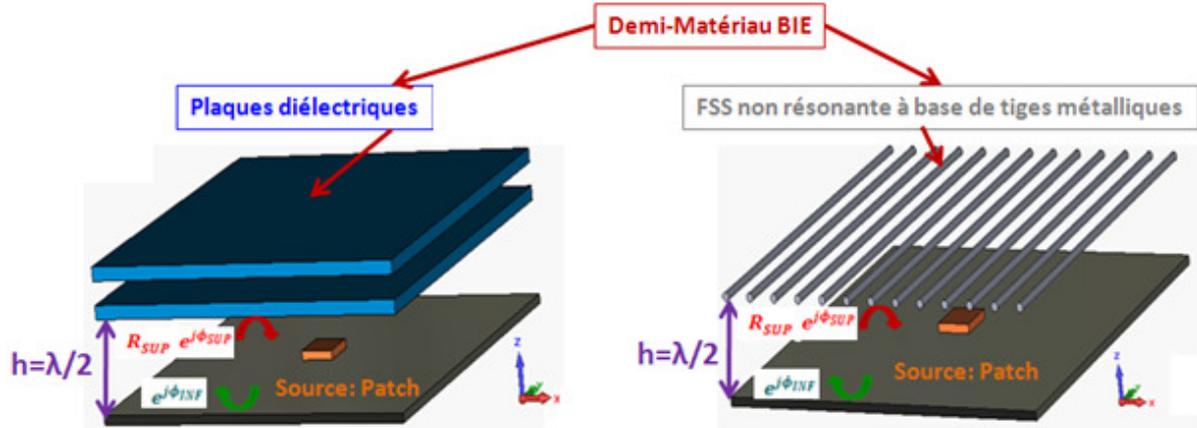


Figure I.18 : Illustration d'une antenne BIE « classique ».

Le demi-matériau BIE à réflectivité partielle peut être également une FSS métallique [I.20] comme le montre la **Figure I.18**. Ce sont des structures usuellement planes (**Figure I.19**), obtenues par la répétition d'un motif élémentaire généralement imprimé sur un substrat diélectrique. Selon la forme du motif métallique, différentes propriétés de réflexion peuvent être obtenues avec ce type de structure.

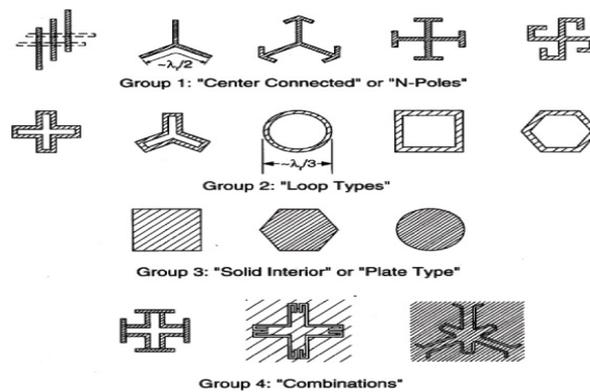


Figure I.19 : Motifs élémentaires pouvant constituer une Surface Sélective en Fréquence d'après Munk [I.20].

Les FSS les plus usuelles sont à base de tiges métalliques [I.21] (**Figure I.20**). Leur comportement s'apparente à un filtre passe haut en raison de leur réflectivité qui diminue avec la fréquence. Il est à noter que les propriétés en réflexion de ces dernières, sont fonction du taux de remplissage (a/p) que l'on définit comme étant la fraction de la longueur d'un motif

(a) sur la période de la FSS (p). Dans tous les cas, la phase à la réflexion des demi-matériaux BIE qui est positive et proche de π , quelle que soit la structure considérée (plaque diélectriques, tiges métalliques), conditionne la hauteur et les performances de l'antenne BIE, comme nous le verrons dans la suite.

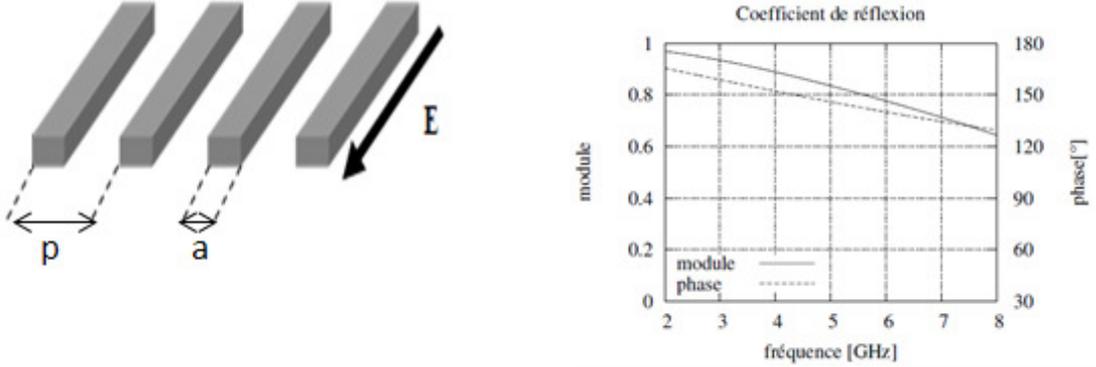


Figure I.20 : Illustration d'une FSS à base de tiges métalliques (à gauche) et les propriétés en réflexion qui lui sont associées.

Le fonctionnement d'une antenne BIE « classique » est présenté dans le paragraphe suivant.

III.1.3. Fonctionnement d'une antenne BIE.

Le fonctionnement d'une antenne BIE (**Figure I.18**) repose sur un mode de structure qui a une fréquence de coupure fixée par la résonance longitudinale entre le plan de masse et le demi-matériau BIE. Cette fréquence de résonance 1D fondamentale qui donne la fréquence de fonctionnement de l'antenne est fonction de la hauteur h du résonateur et du coefficient de réflexion du demi-matériau BIE (R_{SUP} et ϕ_{SUP}) comme cela est montré avec (I.3) [I.22]. Ce dernier, influence également le facteur de qualité Q (I.4), qui conditionne les performances de la structure [I.22].

$$f_0 = \frac{c}{2 * h} * \left(\frac{\phi_{SUP} + \phi_{INF}}{2 * \pi} \right) \quad (I.3) \quad Q = \frac{\sqrt{R_{SUP}}}{1 - R_{SUP}} * \left(\frac{\phi_{SUP} + \phi_{INF}}{2} \right) \quad (I.4)$$

Avec :

- ϕ_{SUP} et R_{SUP} : respectivement la phase et le module du coefficient de réflexion de l'interface supérieure (demi-matériau BIE),
- ϕ_{INF} : la phase de l'interface inférieure (égale à π dans le cas d'un plan de masse métallique).
- Et h la hauteur du résonateur BIE.

Ainsi la phase à la réflexion des demi-matériaux BIE (généralement constitués de plaques diélectriques et de tiges métalliques) utilisés qui est positive et proche de π [I.23], impose une résonance proche de $\lambda/2$ sur le mode fondamental (I.5).

$$h = \frac{\lambda}{2} * \left(\frac{\Phi_{SUP} + \Phi_{INF}}{2 * \pi} \right) = \frac{\lambda}{2} * \left(\frac{\Phi_{demi-matériau\ BIE} + \Phi_{Plan\ de\ masse}}{2 * \pi} \right) \approx \frac{\lambda}{2} \quad (I.5)$$

En termes de rayonnement, l'antenne BIE est caractérisée par une forte directivité et une faible bande passante en rayonnement (Figure I.21), qui sont fonction du coefficient de qualité du résonateur. Ce dernier peut être élevé du fait de la forte réflectivité et de la phase positive du demi-matériau BIE [I.23].

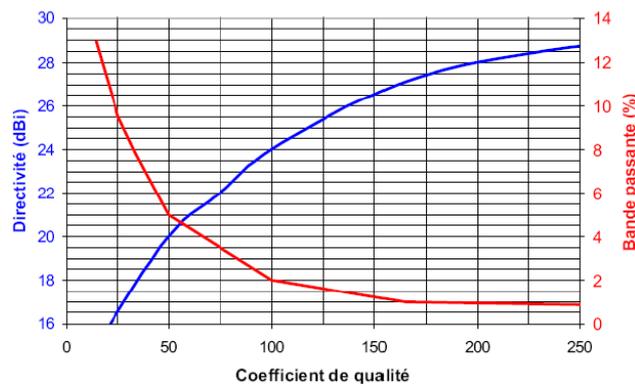


Figure I.21 : Directivité et bande passante en fonction du coefficient de qualité du résonateur

Pour définir le fonctionnement de l'antenne BIE, considérons la structure définie Figure I.22. Deux zones, délimitées par la fréquence de coupure f_0 (Figure I.23) sont distinguées. Au dessus de f_0 , le mode se propage latéralement entre le plan de masse et le demi-matériau BIE. Nous obtenons alors un fonctionnement de type « leaky wave » qui conduit à des diagrammes non directifs de type « corolle ». Par contre pour f_0 et pour les fréquences inférieures, des diagrammes de rayonnement directifs peuvent être obtenus. En effet, le mode étant évanescent, les champs décroissent exponentiellement et radialement autour de la source (Figure I.24). Nous aboutissons ainsi à une distribution de champ circulaire de type gaussienne au dessus de l'antenne (Figure I.25) que nous appelons tâche rayonnante. Cette dernière qui définit l'ouverture rayonnante équivalente de l'antenne conduit par la transformée de Fourier spatiale (théorie des ouvertures rayonnantes) à des diagrammes de rayonnement directifs et à quasi symétrie de révolution (Figure I.26). L'évolution de la directivité d'une antenne BIE en fonction de la fréquence est donnée sur la Figure I.27. Dans la zone évanescence, la directivité croît jusqu'à un maximum situé à la fréquence de coupure (f_0). En effet, plus on se rapproche de cette fréquence, moins le mode est évanescent, ce qui entraîne une distribution de champ de plus en plus importante sur la surface de l'antenne. Au

delà de f_0 , dans la zone « leaky wave », les diagrammes de rayonnement dépointent en raison de la propagation latérale du mode, ce qui induit une directivité très limitée au zénith ($\theta=0^\circ$). Ce dépointage est d'autant plus important que la fréquence est supérieure à la fréquence de coupure. Cependant, des résonances transverses peuvent conduire à des lobes axiaux.

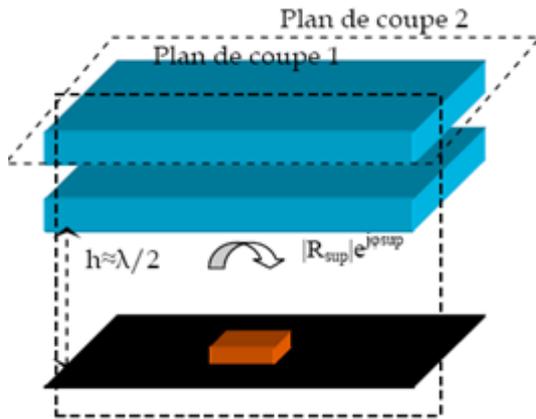


Figure I.22 : Structure considérée

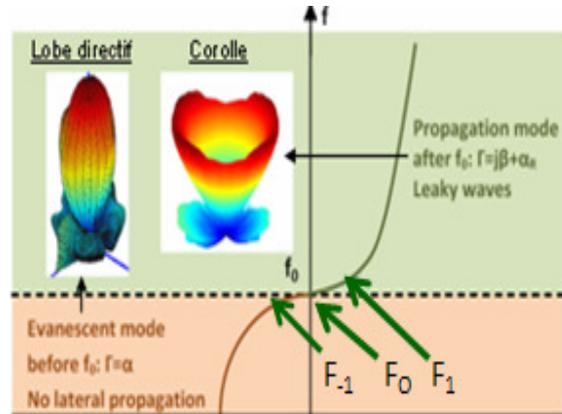


Figure I.23 : 2 zones de fonctionnement

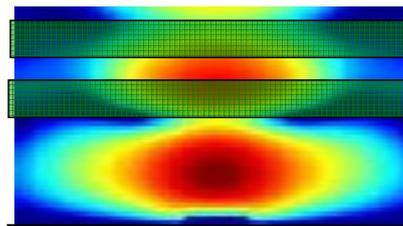


Figure I.24 : Répartition des champs (plan de coupe 1 Figure I.22)

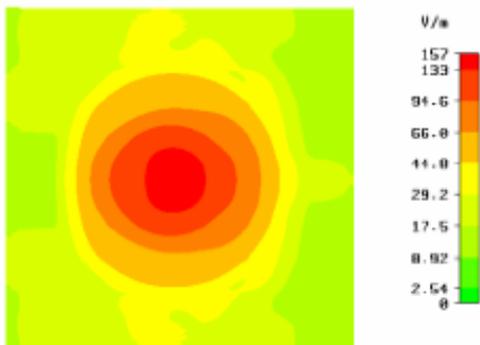


Figure I.25 : Tâche générée au dessus de l'antenne (plan de coupe 1 Figure I.22)

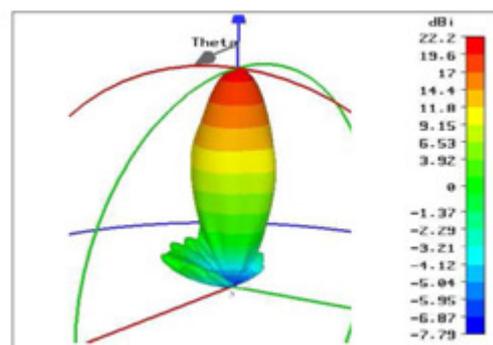


Figure I.26 : Diagramme de rayonnement

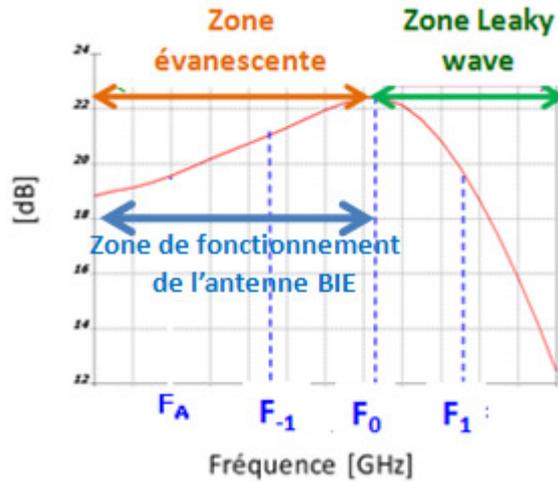


Figure I.27 : Evolution de la directivité d'une antenne BIE en fonction de la fréquence

Pour finir, il convient de noter que la conception d'une antenne BIE grand gain consiste à faire coïncider la bande de fonctionnement, avec la zone évanescence ($f < f_0$) où un rayonnement directif est obtenu. Cependant, il est extrêmement difficile d'adapter ce type d'aérien en dessous de sa fréquence de coupure car le mode est évanescent, ce qui constitue un rempart à la transmission de l'énergie [I.23]. A contrario, un module de S11 inférieur à -10 dB sur une large bande de fréquence peut être obtenu dans la zone leaky wave ; mais les diagrammes ne sont plus directifs.

L'explication du principe de base des antennes BIE étant exposé, il est maintenant nécessaire de présenter quelques potentialités de ce type d'aérien.

III.1.4. Potentialités et applications des antennes BIE.

Pour trouver la toute première application, il faut remonter à l'année 1956 ; date à laquelle C. V. TRENTINI a positionné une surface semi-réfléchissante au dessus d'un plan de masse présentant une ouverture de la taille d'un guide d'onde [I.24]. La distance entre ces deux structures a été définie de façon à accroître au maximum la directivité de la source élémentaire d'excitation.

Depuis, d'autres équipes scientifiques à travers le monde étudient des structures fonctionnant sur le même principe [I.22] [I.25-I.28].

Dans notre laboratoire, l'étude de ces dernières n'a débuté qu'à partir des années 1990, mais elle constitue à ce jour l'un des axes de recherche majeur de l'équipe antenne du département OSA (Ondes et Systèmes Associés) [I.23][I.31-I.36].

A ce jour, de nombreuses études sur la formation de diagramme (omnidirectionnel et sectoriel) et sur la génération de polarisations diverses ont permis de définir les potentialités d'une telle structure. D'autres travaux ont également été menés sur le comportement fréquentiel, pour s'affranchir de la faible bande passante en rayonnement caractéristique des antennes BIE, lorsqu'elles délivrent des gains élevés [I.23].

Ces quelques études sont détaillées dans le paragraphe suivant.

III.1.4.1. Etudes sur la polarisation.

Classiquement, les antennes BIE génèrent une polarisation linéaire [I.23][I.27]. Des études, ont également montré qu'il est possible de concevoir des structures BIE qui génèrent une polarisation circulaire.

Une des premières équipes à étudier cette caractéristique est le département "O.S.A" du laboratoire XLIM par le biais de la thèse de M. DIBLANC [I.27]. Ce dernier a par la fabrication d'un prototype permis de déterminer les performances d'une antenne B.I.E à 15 GHz (**Figure I.28**).

La source à polarisation circulaire employée est un patch à encoches, dont les dimensions sont données sur la **Figure I.29**. Le demi-matériau BIE qui est composé de trois plaques de plexiglas d'épaisseur standard de 3 mm est homogène spatialement pour ne pas perturber la polarisation circulaire émise par la source.

Le gain mesuré est de l'ordre de 18 dB et la bande passante en taux d'ellipticité (établie pour un seuil de **3 dB**) est 1.1 % [I.27].

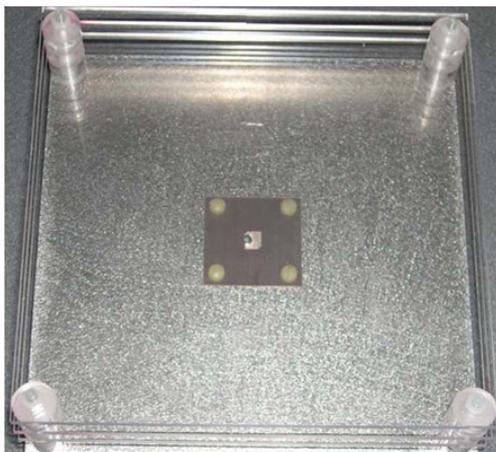


Figure I.28 : Antenne B.I.E à polarisation circulaire par patch à encoches

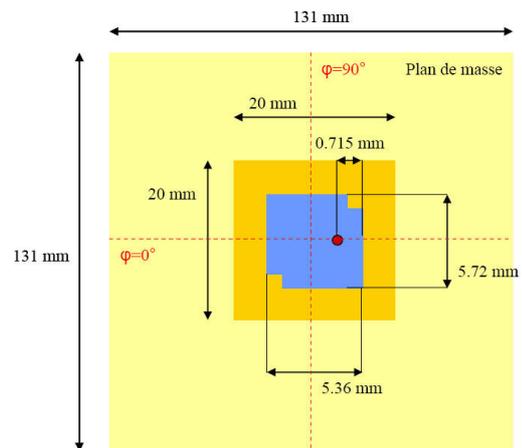


Figure I.29 : Dimensions du patch à encoches

Un moyen similaire qui a permis d'augmenter la bande passante, a été présenté par J.C. IRIARTE [I.30]. La source est un réseau de quatre patches circulaires alimentés par deux

sondes (**Figure I.30**) déphasées de 90° . Le matériau B.I.E est une grille métallique carrée réalisée sur un substrat (**Figure I.31**).

Un gain voisin de 17 dB et un taux d'ellipticité inférieur à 1.5 dB ont été obtenus sur une bande supérieure à 2.5 %.

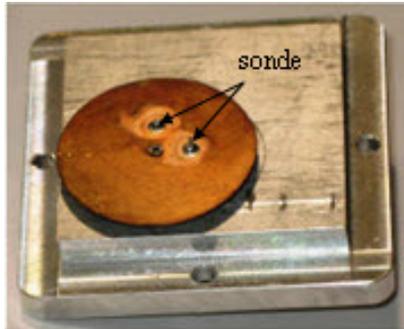


Figure I.30 : Source d'alimentation de l'antenne B.I.E

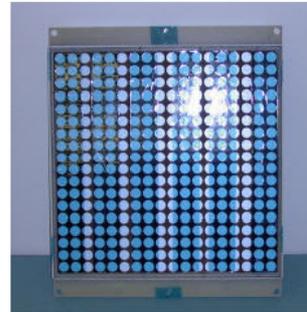


Figure I.31 : Demi matériau de l'antenne B.I.E

De manière générale, il convient de noter que les deux exemples précédents révèlent qu'il est relativement facile de concevoir des antennes B.I.E à polarisation circulaire, en excitant le demi-matériau B.I.E par une source en polarisation circulaire. La qualité de la polarisation de l'ensemble sera en grande partie induite par celle de la source. Il est toutefois à noter que ce type de structure est limité par la bande passante des antennes BIE.

Une autre méthode pour générer une polarisation circulaire a été développée dans le laboratoire XLIM. Celle-ci consiste à utiliser une source en polarisation linéaire avec un matériau BIE autopolarisant [**I.31**].

Avant d'exposer les études portant sur le comportement fréquentiel des antennes BIE grand gain, il convient de présenter un autre développement de leurs potentialités concernant la formation de diagramme.

III.1.4.2. Formation de diagramme

Des études ont montré que le diagramme de rayonnement initialement à lobe directif des antennes BIE peut être modifié, pour aboutir à un rayonnement omnidirectionnel ou sectoriel.

III.1.4.2.1. Génération d'un rayonnement omnidirectionnel

La génération d'un rayonnement omnidirectionnel par l'intermédiaire des antennes BIE [**I.32-I.33**], est principalement destinée à répondre au besoin croissant en antenne fort gain à rayonnement omnidirectionnel pour des stations de base. Pour cette application, les

antennes BIE omnidirectionnelles se posent en concurrentes des réseaux de dipôles utilisés dans la plupart des cas.

La conception des antennes BIE omnidirectionnelles en azimut a débuté intensivement à Limoges en 2004. En Mai 2004, L. Freytag a proposé des études d'une antenne à matériau BIE à paroi latérale entourant un axe [I.32-I.33]. Ces études ont fait l'objet d'un brevet [I.34].

La structure conçue est déduite de l'antenne BIE planaire directive. En courbant cette dernière sur 360°, elle a réussi à concevoir une antenne omnidirectionnelle dite « coaxiale » composée d'une âme centrale métallique qui représente le plan de masse et des cylindres diélectriques représentant le demi-matériau BIE planaire (Figure I.32).

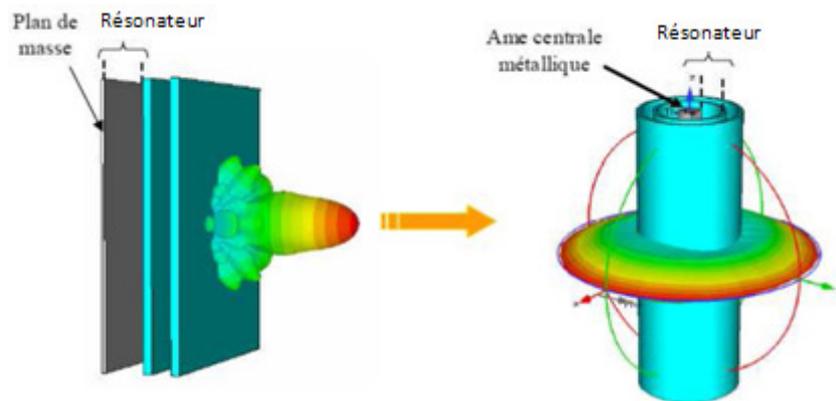


Figure I.32 : Méthode de conception de l'antenne BIE coaxiale omnidirectionnelle

La réalisation d'un prototype a permis de quantifier les performances d'une telle antenne [I.35] (Figure I.33). Il en ressort donc que du fait de l'omnidirectionnalité du rayonnement, la directivité obtenue (autour de 8.5 dB) n'est pas aussi élevée que pour les antennes BIE planaires, mais est cependant plus grande que celles des antennes omnidirectionnelles usuelles (dipôle et monopôle) [I.9-I.11].

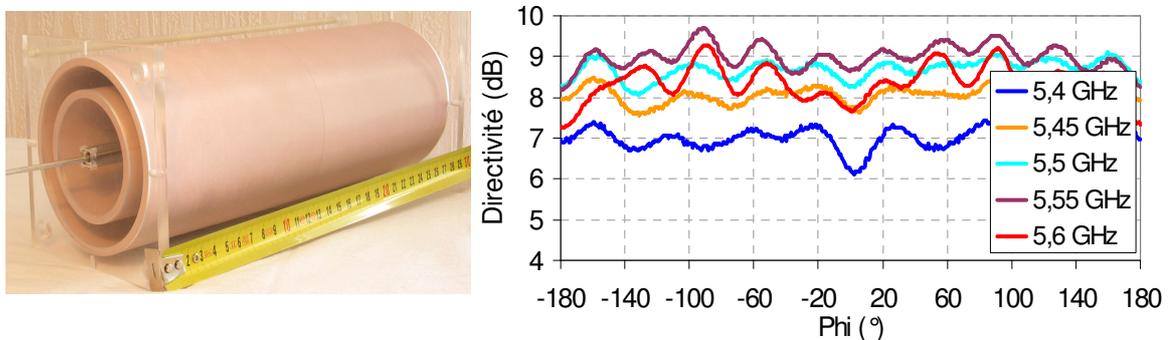


Figure I.33 : antenne omnidirectionnelle «coaxiale» réalisée et ses diagrammes de rayonnement

III.1.4.2.2. Génération d'un rayonnement sectoriel

Les rayonnements sectoriels sont obtenus par la modification de la tâche rayonnante circulaire (**Figure I.34.a**) en tâche rayonnante elliptique (**Figure I.34.b**). L'évanescence transversale du mode dans le résonateur BIE permet, en effet, d'introduire des limites pour former la tâche sans affecter la phase des champs à cet endroit. On peut donc introduire les formes que l'on veut; les diagrammes de rayonnement correspondants seront obtenus par transformée de Fourier spatiale.

Ainsi, l'introduction de deux plans métalliques parallèles dans le résonateur BIE (**Figure I.34.a**) conduit à une tâche elliptique (**Figure I.34.b**) qui engendre un diagramme de rayonnement sectoriel (**Figure I.34.c**) [I.36].

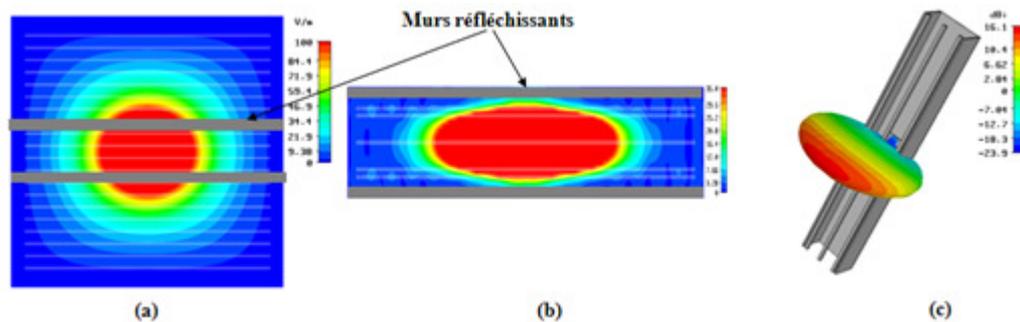


Figure I.34 : (a) Cartographies du champ électrique (ouverture circulaire), (b) cartographies du champ électrique (ouverture elliptique), (c) diagramme de rayonnement associé.

Les études précédentes relatives à la formation du diagramme et la génération d'une polarisation circulaire ont montré les potentialités et la très grande adaptabilité des antennes BIE. Cependant, malgré l'accroissement de la directivité de la source primaire grâce au demi-matériau BIE, les performances de ce type d'aérien sont limitées par une faible bande passante en rayonnement [I.23]. Nous allons détailler dans le paragraphe suivant, les travaux qui ont été menés pour s'affranchir de cet inconvénient.

III.1.4.3. Travaux sur le comportement fréquentiel.

III.1.4.3.1. Augmentation de la bande passante

L'augmentation de la faible bande passante en rayonnement des antennes BIE peut être obtenue par l'emploi de deux techniques :

- la considération d'une multitude de sources (multisources),
- et enfin, l'obtention d'un demi-matériau BIE à profil de phase croissant.

Antenne BIE multisources:

L'augmentation du nombre de sources dans une antenne quelconque est employée pour accroître la directivité du dispositif final par la sommation des contributions des différents éléments. Cela permet aussi de former le diagramme de rayonnement car ce dernier devient de plus en plus directif (c'est-à-dire que l'ouverture angulaire diminue) au fur et à mesure que l'on augmente le nombre de sources [I.37].

Dans le cas d'une antenne BIE excitée par une seule source, la tâche rayonnante est classiquement circulaire et centrée autour du système d'excitation (**Figure I.35**). L'introduction d'une multitude de sources dans le résonateur BIE, crée un réseau d'ouvertures rayonnantes entrelacées, qui permet d'obtenir une directivité plus importante par la sommation de chacune des ouvertures ainsi créée. La forme de la tâche résultante n'est plus circulaire mais dépend de la position des sources d'alimentation (**Figure I.35**). Cette tâche ainsi augmentée est dans le cas des antennes BIE à l'origine de l'accroissement de la directivité, car plus la tâche est grande et plus la directivité croît.

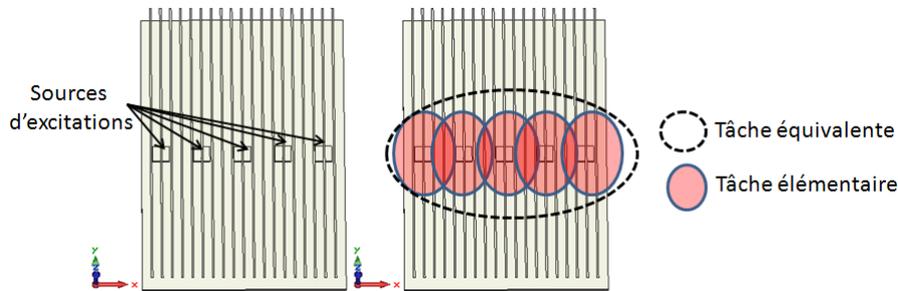


Figure I.35 : Illustration des tâches générées par chacune des sources élémentaires du réseau.

La **Figure I.36** illustre la directivité fréquentielle obtenue pour une même antenne BIE en présence de plusieurs sources espacées de λ [I.37].

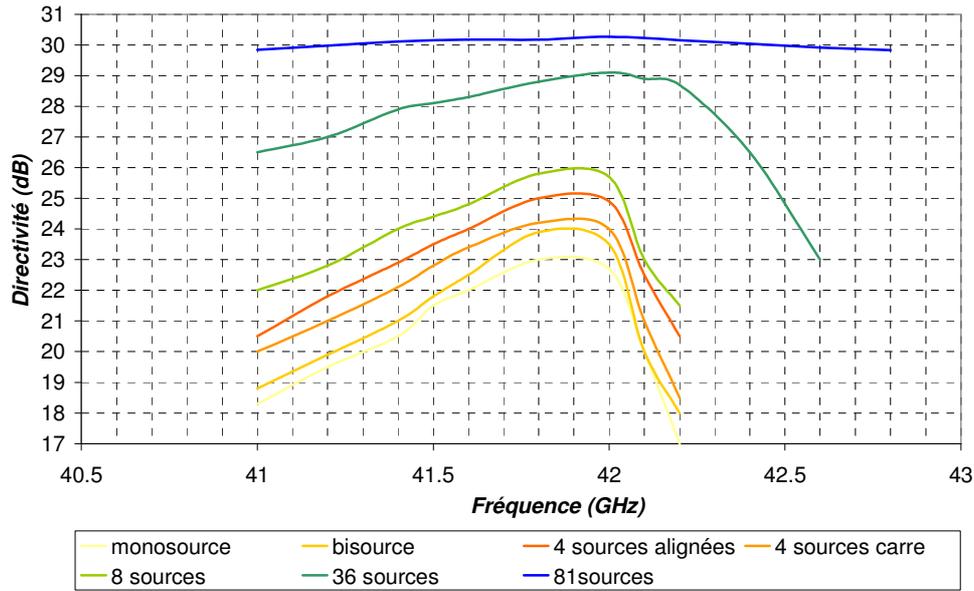


Figure I.36 : Diagrammes de rayonnement en fonction du nombre de sources.

Cette technique est souvent utilisée pour s'affranchir de la faible bande passante en rayonnement de l'antenne BIE, qui diminue d'autant plus que le facteur de qualité du résonateur BIE augmente (directivité élevée) [I.23]. En effet, pour une antenne BIE excitée par une seule source, il est impossible d'obtenir à la fois une forte directivité et une bande passante élevée [I.38-I.40]. L'idée dans ce cas est de diminuer le facteur de qualité de l'antenne BIE dans le but de garder une bande passante élevée en rayonnement [I.23] et d'accroître la directivité par l'utilisation de plusieurs sources [I.37] [I.40] (Figure I.36).

Un paramètre crucial dont il faut tenir compte est l'espacement entre les sources pour trouver le meilleur compromis Gain-couplage-lobe secondaire. En effet, des éléments proches engendreront des niveaux de couplage importants qui perturberont les performances de l'antenne. Pour s'affranchir de cela, une solution peut alors être employée. Elle consiste à décomposer la structure antennaire en secteurs délimités par des murs métalliques à l'instar de ce qui est fait pour obtenir un rayonnement sectoriel (voir précédemment). Chaque secteur indépendant est ainsi une antenne BIE comprenant sa propre alimentation et son propre matériau BIE (Figure I.37).

La présence des murs engendre plusieurs avantages qui sont :

- de découpler les secteurs (ou les antennes BIE) en confinant les champs dans chaque secteur, les rendant ainsi indépendant les uns des autres,
- et enfin de symétriser l'environnement de la source d'excitation dans chaque secteur.

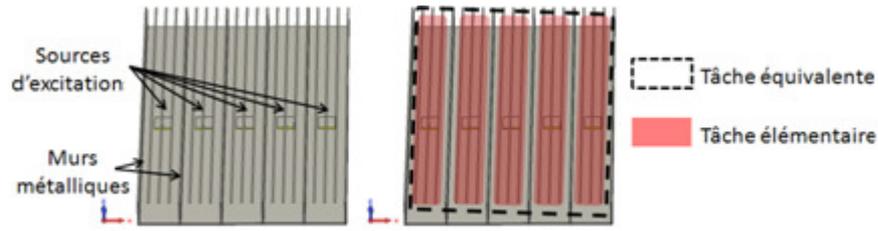


Figure I.37 : Réseau d'antennes BIE rectangulaires séparées par des murs métalliques.

Une autre solution pour s'affranchir de la bande passante étroite caractéristique des antennes BIE est de concevoir un demi-matériau BIE à profil de phase croissant.

Profil de phase croissant :

L'idée dans ce cas est de concevoir des demi-matériaux à profils de phase croissants afin d'améliorer les bandes passantes des antennes BIE limitées par la décroissance de la phase à la réflexion du demi-matériau BIE. Une étude basée sur ce principe a conduit à une antenne BIE (Figure I.38) dont le matériau BIE est composé de deux surfaces partiellement réfléchissantes constituant un micro résonateur [I.41]. La bande en rayonnement obtenue est de l'ordre de 10 % pour un gain de 19 dB, soit 3 % de bande en plus par rapport à une structure d'antenne BIE diélectrique (Figure I.21) [I.23]. La hauteur du résonateur BIE est de l'ordre de $\lambda/2$.

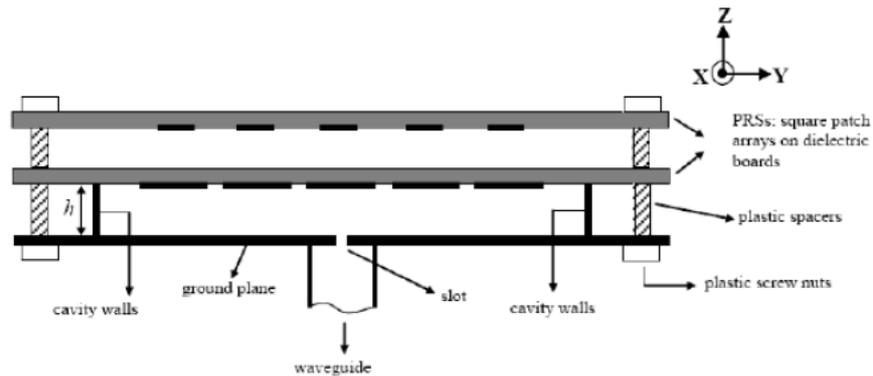


Figure I.38 : Antenne BIE large bande. {Schéma repris de la référence [I.41]}.

D'autres travaux ont également permis d'améliorer le comportement fréquentiel des antennes BIE, en concevant des dispositifs multibandes.

III.1.4.3.2. Antenne BIE multibandes.

Cette technique est très utilisée dans de nombreux systèmes de communication qui utilisent plusieurs bandes de fréquences disjointes (hyperlan 2, UMTS ect...). Plutôt que d'essayer de créer une antenne à bande suffisamment large pour couvrir ces différentes bandes, l'idée dans ce cas est de concevoir un dispositif possédant plusieurs bandes étroites disjointes et d'en affecter une à chaque canal du système de communication.

La structure d'une antenne BIE b bande couvrant les deux bandes hyperlan 2, à savoir [5.15-5.35] et [5.725-5.825] GHz est illustrée sur la **Figure I.39**. L'aspect b bande est obtenu par l'emploi de deux matériaux BIE placés au dessus d'un plan de masse, qui permettent de créer deux fréquences de résonance et donc deux bandes de fonctionnement pour l'antenne [I.42].

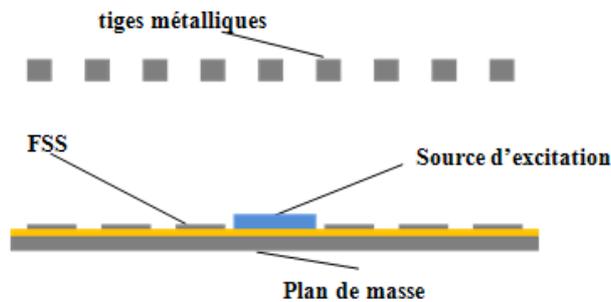
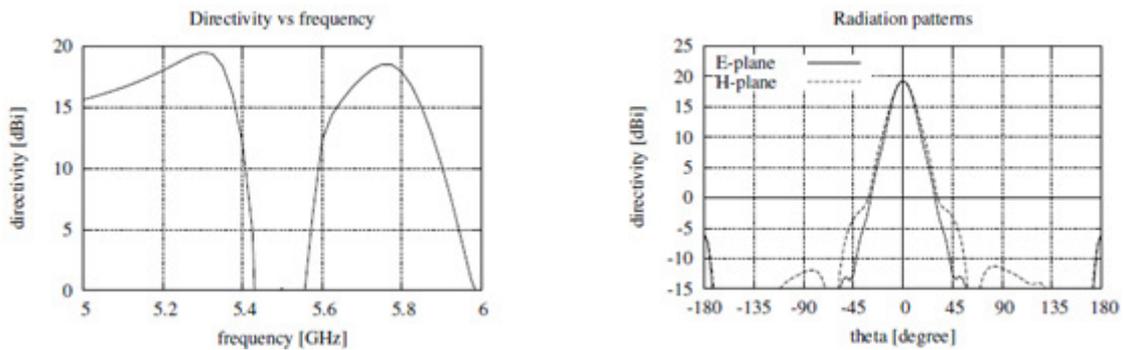


Figure I.39 : Principe de l'antenne b bande

En termes de performances, une directivité pratiquement de l'ordre de 19 dBi est obtenue pour les deux bandes (**Figure I.40**). Les performances simulées de cette antenne illustrent bien l'intérêt du concept.



(a) Directivité fréquentielle

(b) Diagramme de rayonnement

Figure I.40 : Performances de l'antenne b bande

III.2. Conclusion.

Les développements qui ont été précédemment présentés, révèlent la très grande adaptabilité des antennes BIE, et les avantages relatifs à l'emploi de ce type de structure pour des applications grands gains quelle que soit la polarisation (circulaire ou linéaire) souhaitée et la couverture (directive, sectorielle ou bien omnidirectionnelle) désirée.

Une contrepartie, est cependant une limitation des performances de l'antenne par la faible bande passante en rayonnement caractéristique de cet aérien, lorsqu'il est optimisé pour délivrer un gain élevé.

Des solutions peuvent donc être mise en œuvre pour pallier cet inconvénient. En effet, la bande passante peut être accrue par l'emploi d'une multitude de sources pour exciter le résonateur, par la conception d'une structure multibandes ou bien encore par l'utilisation d'un demi-matériau BIE à profil de phase à la réflexion croissant. Cependant, les structures présentées précédemment sont toutes caractérisées par une hauteur de résonateur BIE de l'ordre de $\lambda/2$. Cette dernière engendre entre autres, des problèmes de réalisation car les deux parois du résonateur BIE doivent être parfaitement parallèles et séparés d'une distance précise.

La tendance actuelle qui est à la miniaturisation des composants électroniques et à la conception de dispositifs à multiples fonctionnalités, a amené les chercheurs à trouver des solutions pour réduire la hauteur des résonateurs BIE.

L'enjeu de ma thèse a donc été de concevoir et d'étudier des antennes BIE à hauteur de résonateur ultra-réduite, tout en conservant les potentialités (formation de diagramme, polarisation circulaire, multibandes) de la structure en $\lambda/2$ (antenne BIE « classique ») étudiée précédemment. Nous allons donc détailler dans le paragraphe suivant, les structures issues de la littérature à hauteur de résonateur réduite. Puis, nous exposerons le sujet de ma thèse ainsi que les démarches de l'étude.

IV. Contexte et sujet de thèse.

IV.1. Etat de l'art des antennes BIE à hauteur réduite.

La hauteur de l'antenne BIE est fonction des propriétés en réflexion du demi-matériau BIE utilisé (généralement constitué de plaques diélectriques et de tiges métalliques). En effet,

la phase à la réflexion de ces derniers qui tend vers π [I.23], impose une résonance proche de $\lambda/2$ (I.5).

$$h = \frac{\lambda}{2} * \left(\frac{\phi_{\text{matériau BIE}} + \phi_{\text{Plan de masse}}}{2 * \pi} \right) \approx \frac{\lambda}{2} \quad (\text{I.5})$$

Au cours de la dernière décennie, plusieurs études [I.43-I.45] permettant de réduire la hauteur du résonateur BIE sont apparues. Leur point commun est l'utilisation de surfaces dites hautes impédances (SHI) dont la structure la plus connue est appelée mushroom et a été développée par D. Sievenpiper [I.46] (Figure I.41). Elle se compose de motifs rectangulaires (ou carrés) disposés périodiquement au dessus d'un plan de masse et qui sont court-circuités à ce dernier. Cependant, une SHI peut également être utilisée sans les plots de court-circuit [I.45].

Dans les deux cas de figures, ce type de structure est défini dans la littérature comme étant des CMP (Conducteur Magnétique Parfait) qui présente l'avantage de transformer les propriétés en réflexion figées du plan de masse (π) en Court-Circuit Magnétique (CCM) avec une phase égale à 0° à une fréquence donnée (Figure I.42). Ces structures se comportent comme des CMA (Conducteur Magnétique Artificiel) sur une bande de fréquence où la phase n'est pas parfaitement égale à 0.

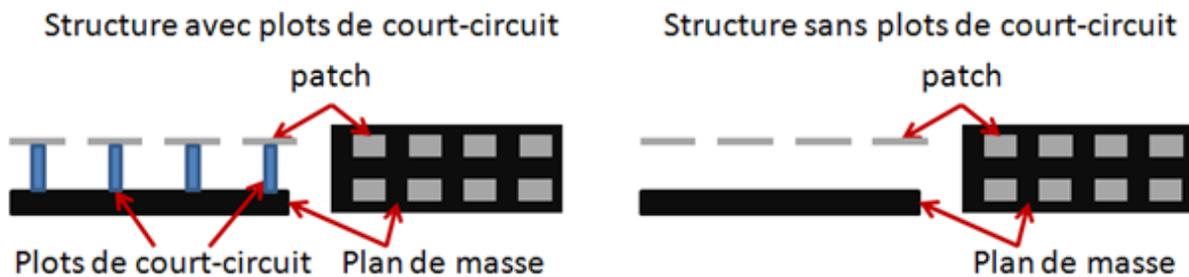


Figure I.41 : Illustration des structures CMA dont le mushroom de Sievenpiper.

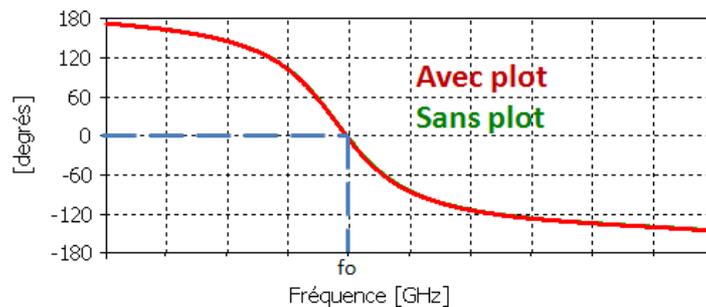


Figure I.42 : Phase du coefficient de réflexion d'une structure CMA.

En utilisant une CMA présentant une phase à la réflexion de 0° (**Figure I.42**) en tant que plan de masse d'une antenne BIE, les conditions de résonance sont alors modifiées, ce qui permet de positionner le matériau BIE non plus à $\lambda/2$ comme cela était le cas en présence d'un plan de masse métallique standard, mais à $\lambda/4$ (**I.6**).

$$h = \frac{\lambda}{2} * \left(\frac{\phi_{\text{matériau BIE}} + \phi_{\text{CMA}}}{2 * \pi} \right) \approx \frac{\lambda}{4} \quad (\text{I.6})$$

En utilisant ce principe, un gain de 19 dB a été obtenu et la bande passante établie à -3 dB du maximum est de 2%. [**I.44**].

Il est possible de réduire encore plus la hauteur du résonateur BIE si la structure CMA est utilisée dans la bande où la phase à la réflexion est proche de $-\pi$ (**Figure I.42**) [**I.28**]. Une résonance pour des hauteurs h inférieure à $\lambda/10$ (**I.7**) est alors possible. On aboutit ainsi à des antennes très compactes.

$$\lim_{\phi_{\text{CMA}} \rightarrow -\pi} h \ll \lambda \quad (\text{I.7})$$

Cette évolution de la compacité de l'antenne BIE par l'emploi de structure CMA est illustrée sur la **Figure I.43**.

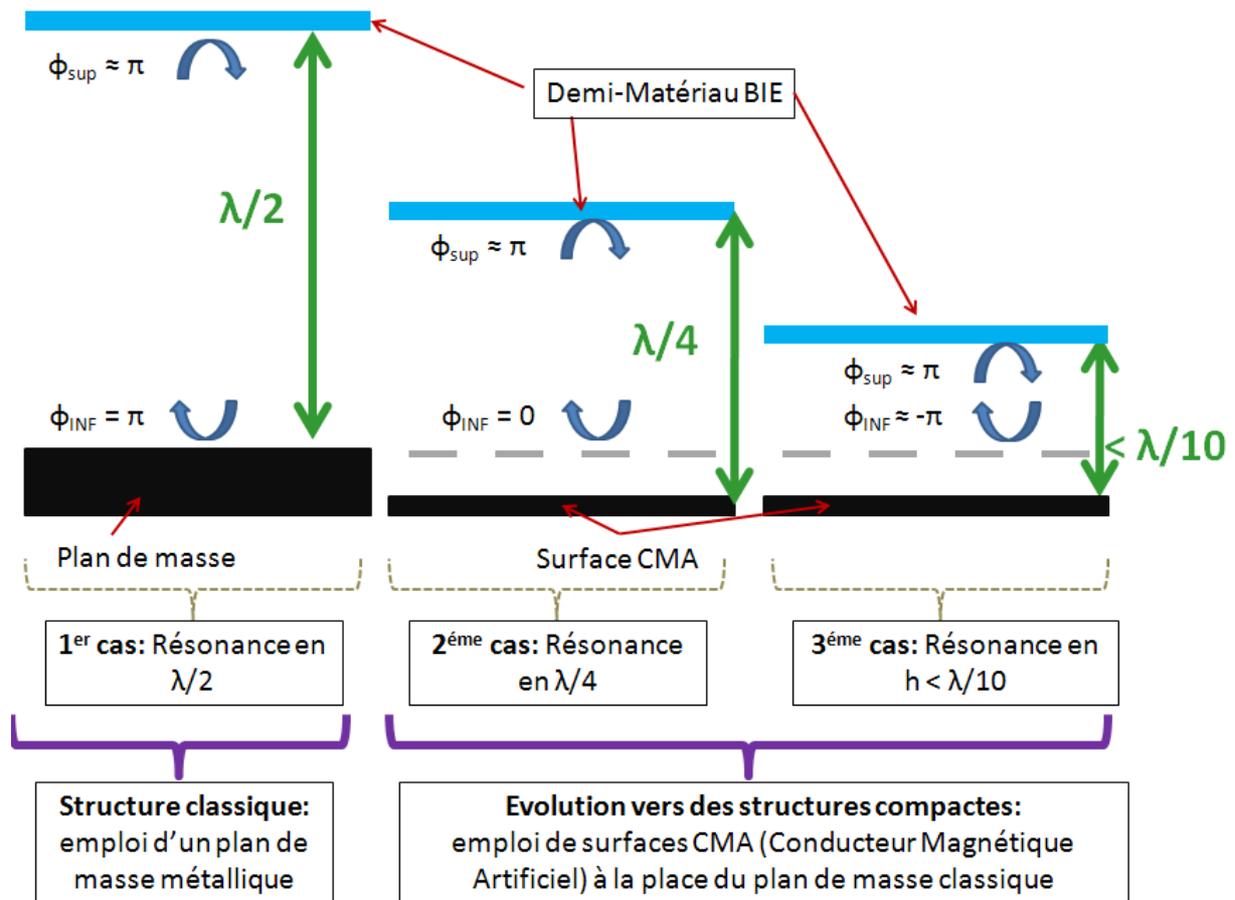


Figure I.43 : Evolution de l'antenne BIE classique vers des structures plus compactes.

Pour conclure sur cette étude, il convient de noter que la réduction de la hauteur du résonateur BIE est obtenue avec des structures CMA, qui de par leur phase à la réflexion qui varie, permettent de modifier les propriétés du plan de masse et ainsi aboutir à des structures très compactes. Cependant, ces structures ont l'inconvénient d'être multicouches et difficiles à réaliser.

IV.1. Présentation du sujet de thèse et des démarches de l'étude.

Les travaux de ma thèse ont consisté à concevoir des antennes BIE à hauteur de résonateur réduite et d'étudier leurs potentialités en termes de formation de faisceaux, de bande passante et de polarisation. L'originalité provient de l'utilisation d'un demi-matériau BIE à phase négative qui permet d'obtenir une structure ultra compacte avec uniquement un plan de masse traditionnel associé.

Cette démarche est à l'origine d'un concept d'antenne BIE que l'on appelle antenne BIE Ultra Low-Profile, en raison de sa faible hauteur. L'étude de cette structure a constitué le principal axe de recherche des travaux que j'ai effectués au cours de ces trois années de thèse. L'objectif étant, à l'instar de ce qui a été fait pour les antennes BIE « classiques », de définir les performances, les limitations et les potentialités de l'antenne BIE Ultra Low-Profile.

A noter que dans la suite du manuscrit, l'antenne BIE Ultra Low-Profile sera désignée par le terme antenne BIE ULP.

De manière générale, les études qui seront présentées dans ce manuscrit viendront enrichir l'expertise du laboratoire XLIM dans le domaine des antennes à Bandes Interdites Electromagnétiques.

La démarche de l'étude a été la suivante.

Dans le chapitre II, le principe permettant d'obtenir un demi-matériau BIE à phase négative qui est à l'origine de l'antenne BIE ULP sera exposé. Des études seront mises en œuvre afin de déterminer les performances et d'appréhender les limitations de ce type d'aérien en configuration monosource. Et enfin, quelques potentialités de l'antenne BIE ULP liées à la formation de diagramme, seront exposées.

Le troisième chapitre portera sur la levée des principales limitations de ce type d'aérien qui seront définies dans le chapitre II de ce mémoire. Les études qui seront menées, aboutiront à la conception et la fabrication d'un prototype d'antenne BIE ULP large bande (71%) et grand gain (17 dB) en polarisation linéaire autour de 1.2 GHz. Le résonateur BIE sera dans ce cas alimenté par une multitude de sources, à l'instar de ce qui est fait dans le cas des antennes BIE « classiques » pour élargir leur bande passante en rayonnement. Le prototype sera utilisé pour une application de forte puissance par le Commissariat à l'Energie Atomique (CEA) de Gramat.

Après la polarisation linéaire étudiée dans les chapitres précédents, l'objet du quatrième et dernier chapitre sera d'appréhender les performances que l'antenne BIE ULP est

à même de fournir lorsqu'une polarisation circulaire est considérée. Le challenge dans ce cas, sera de concevoir des antennes BIE ULP présentant des taux d'ellipticité bas (3 dB), sur un cône d'angle solide large de 60° et sur une bande de fréquence étendue. A cet effet, deux prototypes d'antennes dont l'un en polarisation circulaire unique (gauche dans ce cas) et l'autre en bipolarisation circulaire (gauche et droite) seront conçus dans le cadre de deux applications CNES (Centre National d' Etudes Spatiales).

Bibliographie Chapitre I

[I.1] <http://www.arcep.fr>

[I.2] **J.D.KRAUS.**

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

[I.3] **G.A. DESCHAMPS**

"Microstrip microwave antennas," 3rd USAF Symp. on Antennas, 1953

[I.4] **J.Q. HOWELL**

"Microstrip antennas" Dig. IEEE Int. Symp. Antennas Propagat., pp.177-180, Dec. 1972.

[I.5] **R.E. MUNSON**

"Conformal microstrip antennas and microstrip phased array," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 22, pp. 74-78, 1974.

[I.6] **S.R. BEST**

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

[I.7] http://www.hyperlinktech.com/web/pdf/tri-antenna_array.pdf

[I.8] **N. HERSCOVICI, Z. SIPUS, P.S. KILDAL.**

The Cylindrical Omnidirectional Patch Antenna. IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 49, no. 12, December 2001

[I.9] **Y.H. SUH and K.CHANG.**

Low cost microstrip-fed dual frequency printed dipole antenna for wireless communications. Electronics Letters, 6th July 2000, Vol. 36, N°14.

[I.10] **K.L. WONG, J.W. LAI, F.R. HSIAO.**

Omnidirectional Planar Dipole Array Antenna for 2,4/5,2 GHz WLAN Access Point, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 39, n° 1, October 2003

[I.11] **K. CHANG, H. KIM, K.S. HWANG, S.H. SIM, S.J. YOON and Y.J. YOON.**

A Wideband Dual Frequency Printed Dipole Antenna Using a Parasitic Element. 2003 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology

[I.12] **Ch. DEALAVEAUD, Ph. LEVEQUE, B. JECKO.**

New kind of microstrip antenna : the monopolar wire-patch antenna, Electronics Letters, January 1994, Vol.30,N°1

[I.13] **D.H. SCHAUBERT - F.G. FARRAR - A. SINDORIS - S.T. HAYES**

« Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity. » I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 29, n°1, January 1981, pp. 118-123.

[I.14] P. LISSARD.

« Contribution à l'étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique ». Thèse de doctorat n° 19-2004, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Septembre 2004.

[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] 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.17] E. YABLONOVICH

“Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics”, *Physical Review Letter*, vol.58, N°20, pp. 2059-2062, 18 May 1987.

[I.18] M. THEVENOT – C. CHEYPE – A. REINEIX – B. JECKO

“Directive photonic bandgap antennas”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, Vol 47 n°11, November 1999, Page(s) : 2115–2121

[I.19] 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” Université de Limoges thèse n°34-1999, octobre1999

[I.20] B. A. MUNK.

Frequency Selective Surfaces: Theory and Design, John Wiley & Sons. New York, 2000.

[I.21] O. VANBESIEN, J. DANGLLOT, J. CARBONELL, M. FERNANDEZ et D. LIPPENS.

Matériaux à gap de photons. Congrès JCMM - Le Touquet 2001

[I.22] R. SAULEAU,

“Fabry-Perot Resonators”, *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, John Wiley & Sons Ed., 2005.

[I.23] R. CHANTALAT.

« Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources ». Thèse de doctorat n° 36-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 2003

[I.24] G.V. TRENTINI.

“Partially reflecting sheet arrays”, *IRE Transactions on antennas and propagation*, Vol. 4, Issue 4, Oct 1956, Page (s) 666 – 671.

[I.25] N. G. ALEXOPOULOS – D. R. JACKSON

“Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuits antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP 32 n°8, August 1984, Page (s) : 807–816

[I.26] D. R. JACKSON – A. A. OLINER

"A leaky-wave analysis of the high gain printed antenna configuration" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 36 n°7, July 1988, Page (s) : 905–910

[I.27] A. OURIR, A. de LUSTRAC, J.M. LOURTIOZ.

All-metamaterial-based cavities ($\lambda/60$) for ultrathin directive antennas. *Applied Physics Letters*, Volume 88, 2006.

[I.28] L. ZHOU, H. LI, Y. QIN, Z. WEI, C.T. CHAN.

Directive emissions from subwavelength metamaterialbased cavities. *Applied Physics Letters*, Volume 86, 2005.

[I.29] M. DIBLANC

"Développement du concept de l'antenne à résonateur B.I.E pour la génération de la polarisation circulaire" Thèse de doctorat – n°7-2006 – Université de Limoges – 20 mars 2006

[I.30] J.C IRIARTE, I. EDERRA, R. GONZALO, J.D. LACASSE, J.J. LAURIN, A. FOURMAULT, Y. DEMERS, P. DE MAAGT

"EBG navigation antenna for geosynchronous satellite applications", The Second European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), Edinburgh, November 2007

[I.31] E. ARNAUD

« Contribution à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet ». Thèse de doctorat – n°17-2010 – Université de Limoges – 15 juin 2010

[I.32] L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO.

Novel dielectric EBG antenna with omnidirectional pattern in the azimuth. URSI 2004, International symposium on electromagnetic theory, May 23rd-27th 2004, Pisa, Italy, Vol.1, pp600-602, Session 2.15

[I.33] L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO.

Omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antenna for base station of wireless network. IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, June 20th-26th 2004, Monterey, California, USA, Vol.1, pp815-818, Session 31

[I.34] L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO.

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

[I.35] L. FREYTAG.

Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunications sans fils, Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 29-2004.

[I.36] M. HAJJ – E. RODES – D. SERHAL – M. THEVENOT – T. MONIEDIERE – B. JECKO

"Metallic EBG sectoral antenna for a base station with horizontal polarization", EUCAP 2007- Edinburgh – Tu PA.049, November 2007, Page (s) : 223-224

[I.37] 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.38] T. ZHAO, D. R. JACKSON, J. T. WILLIAMS, and A. A. OLINER,
"Simple CAD model for a dielectric leaky-wave antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 243–245, 2004.

[I.39] G. LOVAT, P. BURGHIGNOLI, and D. R. JACKSON,
"Fundamental properties and optimization of broadside radiation from uniform leaky-wave antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2005.

[I.40] Gardelli, R.; Albani, M.; Capolino,
"Array thinning by using antennas in a Fabry-Perot cavity for gain enhancement," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.7, pp. 1979- 1990, July 2006 doi: 10.1109/TAP.2006.877172

[I.41] A.P. FEREDISIS, J.C. VARDAXOGLU.
A broadband high gain resonant cavity antenna with single feed. European conference on Antennas and Propagation Proceedings, 2006.

[I.42] E. RODES.
Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications. Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 67-2006

[I.43] S. WANG, A.P. FEREDISIS, G. GOUSSETIS, J.C. VARDAXOGLU.
"Low-Profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane". *Electronic Letters*, Volume 40 n°7, 2004.

[I.44] A.P. FEREDISIS, G. GOUSSETIS, S. WANG, J.C. VARDAXOGLU.
"Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low profile high gain planar antennas". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 53 n°1: 209–215, 2005.

[I.45] S. WANG, A.P. FEREDISIS, G. GOUSSETIS, J.C. VARDAXOGLU.
"High-gain subwavelength resonant cavity antennas based on metamaterial ground planes". *IEE Proceedings in Microwave, Antennas and Propagation*, Volume 153 n°1: 1–6, 2006.

[I.46] D. SIEVENPIPER, L. ZHANG, R. F. J. BROAS, N. G. ALEXOPOULOS, and E. YABLONOVITCH.
"High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059– 2074, 1999.

CHAPITRE II

Présentation de l'antenne BIE ULP (Ultra Low-Profile)

- Présentation de l'antenne BIE ULP
- Limitations et performances de ce type d'aérien en monosource.
- Présentation de quelques potentialités de l'antenne BIE ULP

I. Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude de l'antenne BIE ULP monosource. Celui-ci est divisé en trois parties.

Dans un premier temps, l'obtention d'un demi-matériau BIE à phase négative, permettant de réduire la hauteur du résonateur vers des grandeurs inférieures au dixième de la longueur d'onde, sera expliquée. Celle-ci aboutira à la conception d'une antenne BIE ULP de référence dont le fonctionnement sera également détaillé.

Dans un second temps, une étude paramétrique affectant la source élémentaire et les caractéristiques du demi-matériau BIE, sera effectuée, afin de déterminer les performances et d'appréhender les limitations de l'antenne BIE ULP.

Enfin, la troisième et dernière partie est consacrée à l'exposé de quelques potentialités de cette structure. Il est à noter que seule la formation de diagramme appliquée à l'antenne BIE ULP sera exposée. En effet, la considération d'une structure multisources et la génération d'une polarisation circulaire feront l'objet des chapitres III, IV à travers trois études initiées par des partenaires industriels.

II. Présentation de l'antenne BIE ULP

Avant de présenter l'antenne BIE ULP, il convient au préalable d'exposer le principe de Babinet sur lequel elle repose.

II.1. Principe de Babinet.

L'application du théorème de Babinet aux antennes [II.1] est surtout utile pour montrer l'équivalence de rayonnement de structures en apparence assez différentes. On peut montrer par exemple, qu'il existe une relation simple entre le diagramme de rayonnement d'une ouverture dans un plan métallique (une fente dans un guide d'onde) et celui de sa structure complémentaire (une structure parfaitement conductrice ayant les dimensions de la fente avec la même répartition pour le champ dual) (**Figure II. 1**).

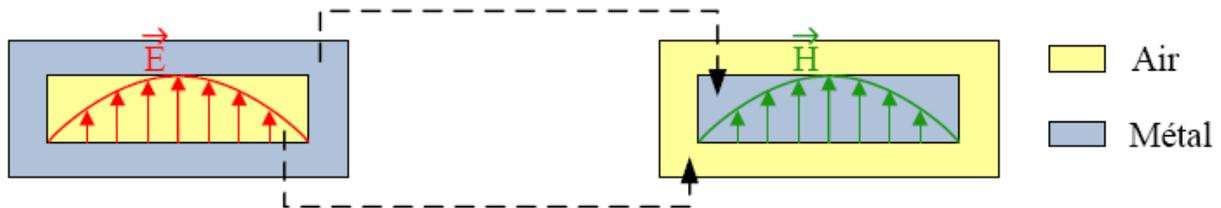


Figure II. 1: *Equivalence de rayonnement entre une fente et son complémentaire*

Le rayonnement dans le plan E de l'une des deux structures est identique à celui dans le plan H du complémentaire. En d'autres termes, les modules des champs rayonnés sont égaux, seules les polarisations sont échangées.

L'application de ce théorème est à la base du concept des antennes BIE ULP.

II.2. Principe de l'antenne BIE ULP.

Il a précédemment été montré dans le chapitre I, que les caractéristiques de l'antenne BIE « classique » sont fonction des propriétés en réflexion du demi-matériau BIE employé qui est généralement composé de plaques diélectriques ou de FSS (tiges ou grille métalliques) [II.2-II.3]. Si nous considérons le cas de la FSS composée de tiges métalliques parallèles (**Figure II. 2**) [II.4], le coefficient de réflexion est conforme à un filtre passe haut. En effet, plus la fréquence est basse, plus le module tend vers 1 et plus la phase tend vers 180° (**Figure II. 3**). Si le principe de Babinet est appliqué à la FSS, composée de tiges métalliques, nous

aboutissons à la structure complémentaire donnée (**Figure II. 2**). Elle se compose de rubans métalliques qui sous leurs formes 2D s'apparentent à des motifs périodiques de type patches, soit le dual des tiges.

Le coefficient de réflexion de cette structure illuminée par une onde plane dont le champ électrique est orthogonal aux rubans métalliques est désormais conforme à un filtre de type passe bas. Par conséquent, quand la fréquence augmente, nous observons un module qui tend vers 1 et surtout une phase qui tend vers -180° (**Figure II. 3**).

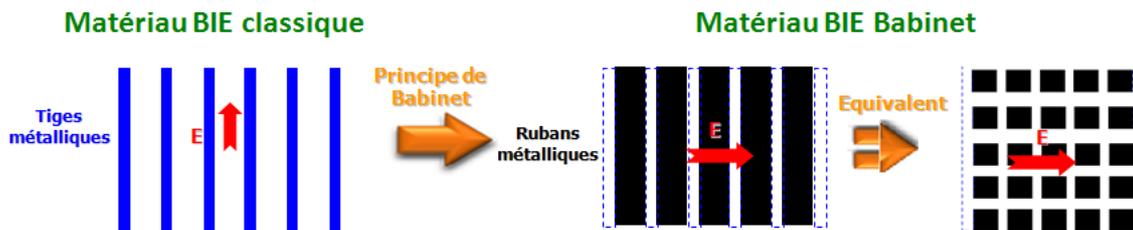


Figure II. 2: Application du principe de Babinet sur les tiges métalliques

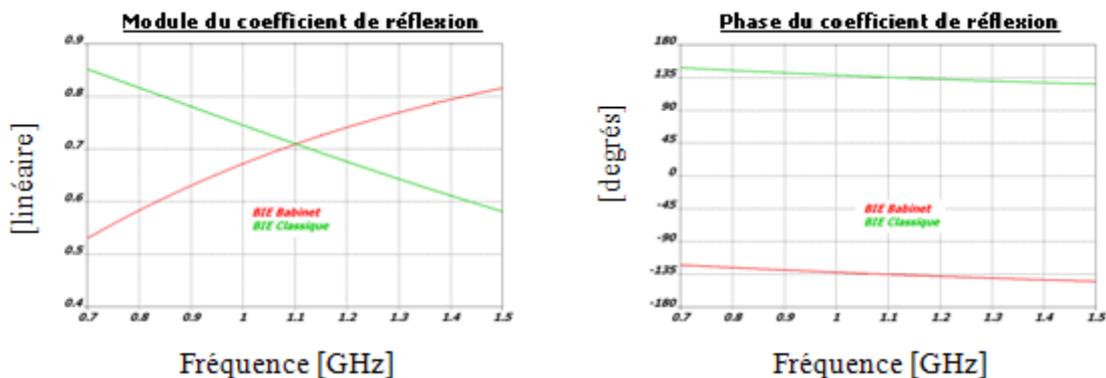


Figure II. 3: Coefficient de réflexion des deux demi-matériaux BIE

Les conditions de résonances permettent de définir la hauteur à laquelle il faut placer le demi-matériau BIE Babinet (FSS à base de patches).

Il est évident d'après la relation (II.1), que la phase à la réflexion négative permet de compenser celle positive du plan de masse (π) et d'aboutir à un dispositif plus compact que l'antenne BIE « classique ». Celui-ci est appelé antenne BIE ULP, en raison de sa faible hauteur pouvant atteindre des grandeurs inférieures au dixième de la longueur d'onde, alors qu'elle est aux alentours de $\lambda/2$ pour l'antenne BIE «classique».

Cependant, la phase négative du demi-matériau BIE Babinet, induit un faible facteur de qualité (Q) (II.2), qui doit selon le principe des antennes BIE engendrer une directivité limitée et une bande passante en rayonnement importante.

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

$$Q = \frac{\sqrt{R_{SUP}}}{1 - R_{SUP}} * \left(\frac{\phi_{SUP} + \pi}{2} \right) \quad (\text{II.2})$$

Avec : ϕ_{SUP} et R_{SUP} : respectivement la phase et le module du coefficient de réflexion de l'interface supérieure (demi-matériau BIE),
Et h hauteur du résonateur BIE.

Pour quantifier ces performances en rayonnement, une FSS Babinet de référence a été considérée, dont la géométrie et le coefficient de réflexion sont représentés sur la **Figure II.4**.

Le motif élémentaire de la FSS est une plaque carrée métallique de 113 mm de côté périodisée avec un pas de 133 mm. La phase à la réflexion de cette FSS est de -130° à 0.55 GHz.

En accord avec l'équation (II.3), la hauteur du résonateur BIE doit être théoriquement de 30 mm pour obtenir un fonctionnement antennaire à 0.55 GHz. Celle-ci est donc bien inférieure à la longueur d'onde puisqu'elle est évaluée à $\lambda/15$. L'antenne de référence ainsi obtenue est représentée sur la **Figure II. 5** et est excitée par un dipôle idéal disponible sous CST.

$$h = \frac{c}{2 * f_0} * \left(\frac{\phi_{SUP} + \pi}{2 * \pi} \right) \quad (\text{II.3})$$

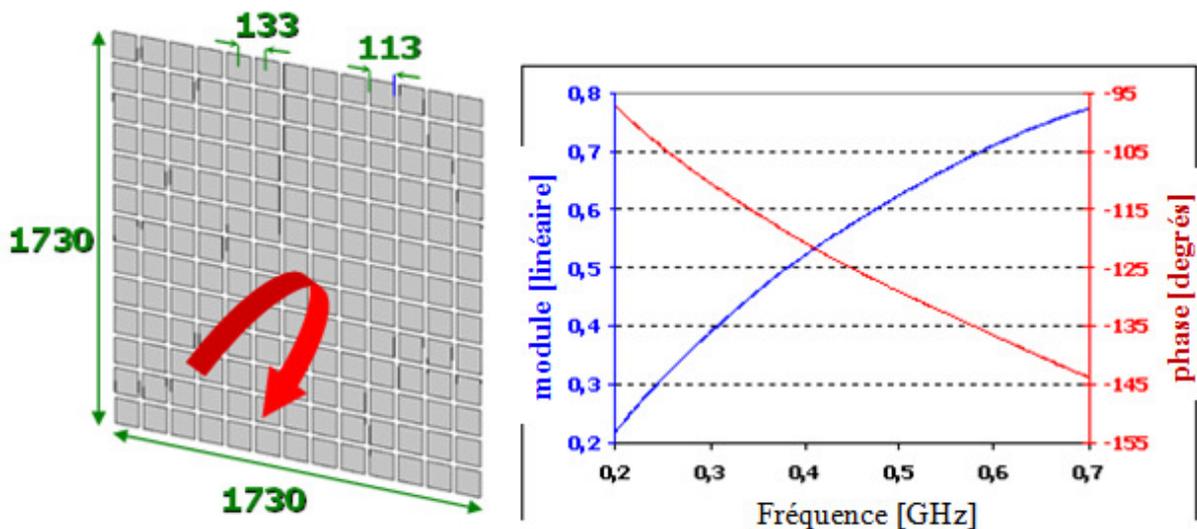


Figure II. 4: FSS Babinet de référence (à gauche) et coefficient de réflexion de cette dernière (à droite)

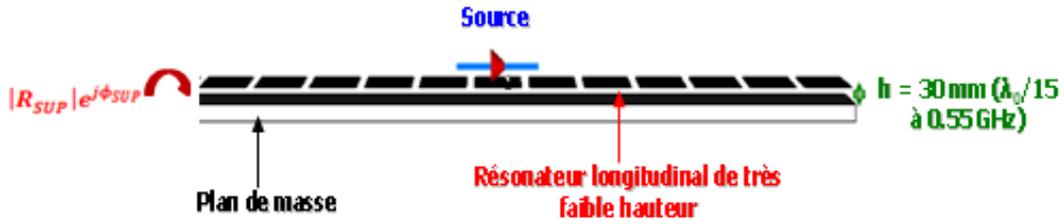


Figure II. 5: Description de l'antenne BIE ULP

L'évolution de la directivité de l'antenne BIE ULP (Figure II. 6) ainsi que les diagrammes de rayonnement associés, sont conformes à ceux obtenus avec une antenne BIE classique (hauteur de $\lambda_0/2$) exposée dans le chapitre I [II.3] [II.5-II.6]. En effet, la directivité augmente jusqu'à atteindre un maximum à la fréquence de coupure (f_0) avant de décroître par la suite.

Pour les fréquences inférieures à f_0 , le mode étant évanescents, les champs décroissent exponentiellement et radialement autour de la source (Figure II.7). Ce qui conduit à une tâche circulaire de type gaussienne (Figure II. 8) qui par la transformée de Fourier spatiale (théorie des ouvertures rayonnantes) engendre des diagrammes de rayonnement directifs et à quasi symétrie de révolution (Figure II. 6). Tandis que pour les fréquences supérieures à f_0 , la propagation latérale du mode guidé dans le résonateur, entraîne un phénomène de dépointage du lobe (Figure II. 6). Conformément à la théorie leaky wave, la valeur du dépointage augmente avec la fréquence à cause de la hausse de la constante de propagation.

Malgré cette similitude du comportement en rayonnement, les performances obtenues avec l'antenne BIE ULP diffèrent de celles d'une antenne BIE classique. En effet, étant donné la phase à la réflexion négative de la FSS, le coefficient de qualité qui est également fonction de ce paramètre est obligatoirement faible (II.2). De ce fait, comme les performances de l'antenne BIE en termes de bande et de directivité dépendent du coefficient de qualité du résonateur [II.2-II.3], une antenne BIE de très faible hauteur conduira obligatoirement à une faible directivité (généralement proche de 10 dB en monosource) et une large bande passante en rayonnement (évaluée 50% pour la structure de référence).

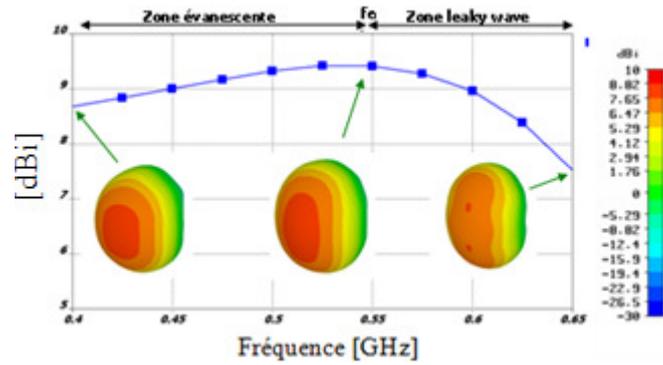


Figure II. 6: Evolution de la directivité et des diagrammes de rayonnement associés

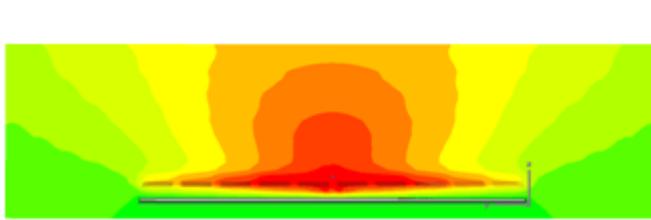


Figure II. 7: Répartition des champs.

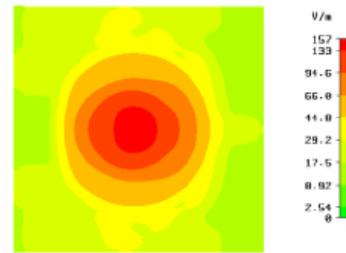


Figure II. 8 : Tâche générée au dessus de l'antenne

Pour compléter cette étude et afin d'appréhender les performances et les limitations de l'antenne BIE ULP, une étude paramétrique a été effectuée sur le dispositif de référence (Figure II. 5). Celle-ci est décomposée en 2 étapes. Tout d'abord, une analyse de l'influence de la source sur les performances de l'antenne BIE ULP a été étudiée. Puis, une étude similaire en fonction de la FSS a été effectuée. Les critères clés qui sont considérés dans les deux cas sont la directivité et l'adaptation.

III. Étude paramétrique sur l'antenne BIE ULP de référence

L'étude paramétrique débute par la détermination de l'influence de la source sur les performances de l'antenne BIE ULP.

III.1. Influence de la source.

Pour effectuer cette étude sur la source, nous considérons l'antenne BIE ULP de référence définie précédemment (Figure II. 5) et excitée par un dipôle idéal disponible dans le logiciel CST Microwave studio dénommé « discret ». Deux jeux de paramétrages ont été effectués et concernent la hauteur du dipôle par rapport à la FSS et sa longueur, respectivement définies par les variables HD et LOD (Figure II. 9).

Le premier jeu de paramétrage a consisté à figer HD à 30 mm au dessus de la FSS et à faire varier la longueur du dipôle (LOD). Quant à la deuxième série de paramétrage, l'opération inverse a été réalisée. En effet, différentes hauteurs de dipôle (HD) ont été testées pour une longueur LOD fixe de 250 mm.



Figure II. 9 : Représentation des variables

III.1.1. Evolution de la directivité de l'antenne BIE ULP.

L'évolution de la directivité de l'antenne BIE ULP pour différentes longueurs de dipôle (LOD) placés à la même hauteur (HD = 30 mm) est illustrée sur la **Figure II. 10**. Les résultats obtenus pour différentes hauteurs du dipôle (HD) qui présentent la même longueur (LOD = 250 mm) sont représentés sur la **Figure II. 11**.

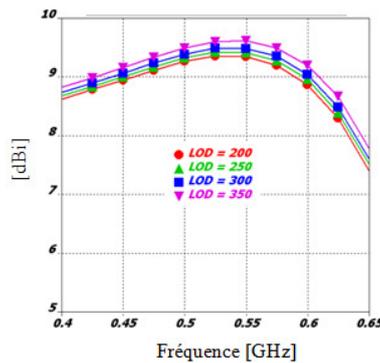


Figure II. 10 : Directivité pour différentes longueurs de dipôle LOD (HD = 30)

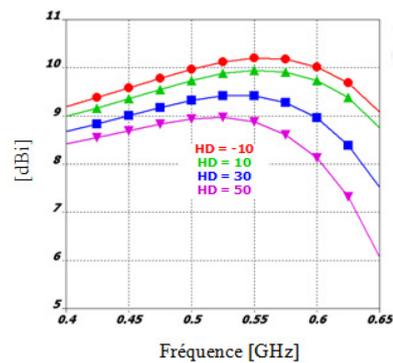


Figure II. 11 : Directivité pour différentes hauteurs de dipôle HD (LOD = 250)

Il est possible de noter, à la vue de ces résultats, que la longueur du dipôle a très peu d'influence sur la directivité et sur la bande passante en rayonnement de l'antenne BIE ULP (**Figure II. 10**). En effet, comme cela a été expliqué dans le précédent chapitre, les performances d'une antenne BIE sont essentiellement fonction du coefficient de qualité du résonateur BIE [II.2-II.3]. Le dipôle dont la fonction unique est d'exciter ce dernier agit donc de façon très modérée sur les caractéristiques en rayonnement de l'antenne. Par contre, la **Figure II. 11** révèle que la position du dipôle par rapport au résonateur influence la directivité de l'antenne BIE. En effet, il est nécessaire de placer la source le plus près possible du résonateur BIE pour exciter au mieux cette dernière et ainsi augmenter la directivité de l'antenne. De plus, nous pouvons observer que les écarts de directivité entre les différentes

configurations de HD augmentent avec la fréquence. En effet, la distance du dipôle par rapport au résonateur BIE augmente en fonction de la longueur d'onde.

Nous pouvons constater que l'antenne BIE ULP s'apparente géométriquement à un dipôle sur une CMA [II.7-II.11]. Toutefois, nous pouvons observer que les résultats obtenus sont similaires pour un dipôle placé à l'intérieur ($HD = -10$ mm) et à l'extérieur du résonateur ($HD = 10$ mm). Cette remarque conforte la théorie de l'antenne BIE ULP, pour expliquer le fonctionnement d'un dipôle placé à proximité d'une surface périodique sur plan de masse.

III.1.2. Etude de l'adaptation de l'antenne BIE ULP.

III.1.2.1. Etude en fonction de la longueur du dipôle

L'évolution de l'adaptation de l'antenne pour différentes longueurs de dipôle (LOD) placés à la même hauteur ($HD = 30$ mm) est illustrée sur la **Figure II. 12**. De plus, pour une meilleure compréhension des phénomènes, les parties imaginaires et réelles de l'impédance d'entrée ont été respectivement représentées sur les **Figure II. 13** et **Figure II. 14**.

Il en ressort que plus la longueur du dipôle est grande, plus la fréquence d'adaptation diminue et plus l'adaptation se dégrade (**Figure II. 12**). En effet, l'adaptation d'une antenne BIE s'appuie fortement sur les résonances de la source (**Figure II. 13** et **Figure II. 14**). Pour tous les cas étudiés le minimum de S_{11} (**Figure II. 12**) est obtenu à la fréquence de résonance série du dipôle, qui diminue bien évidemment quand LOD augmente. Cependant, nous pouvons observer que la partie réelle de l'impédance d'entrée Z_e présente des valeurs différentes pour chaque fréquence de résonance série des différents cas étudiés. Celle-ci augmente en fonction de la fréquence et s'approche des 50 ohms favorables à une bonne adaptation.

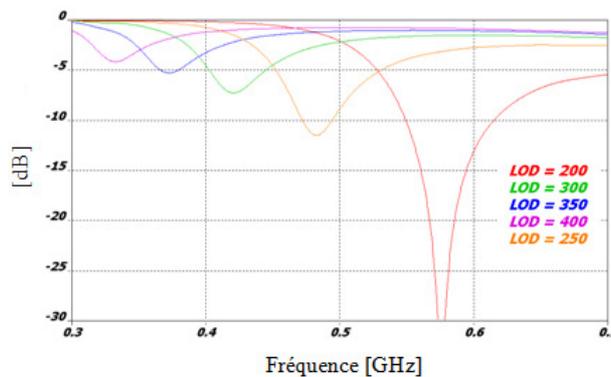


Figure II. 12 : Adaptation pour différentes longueurs de dipôles LOD ($HD = 30$)

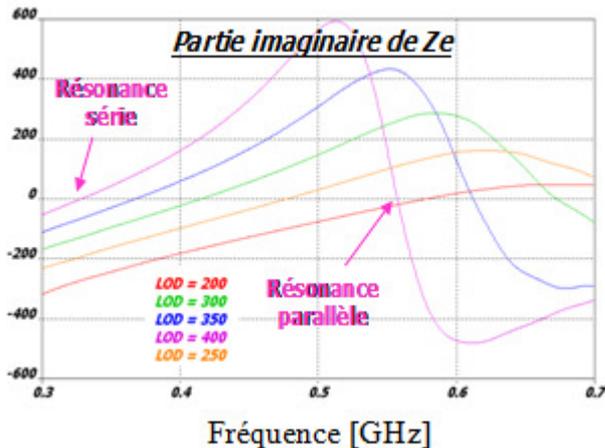


Figure II. 13 : Partie imaginaire de Z_e

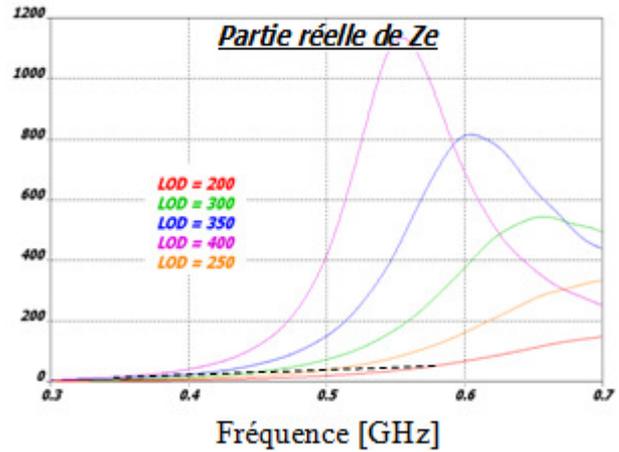


Figure II. 14 : Partie réelle de Z_e

Pour expliquer ce point, il est important de rappeler que quelle que soit la configuration de LOD, la fréquence de coupure du résonateur (0.55 GHz) et la directivité de l'antenne BIE sont invariants (**Figure II. 10**). Par conséquent, plus la résonance série du dipôle est basse en fréquence, plus le résonateur est évanescant et donc moins son pouvoir attracteur est important. Ceci se traduit par une faible partie réelle et un niveau d'adaptation limité. A contrario, il est très facile d'adapter l'antenne BIE au dessus de la fréquence de coupure en plaçant la résonance série du dipôle dans cette zone fréquentielle. En effet, comme un mode se propage dans le résonateur BIE, le pouvoir attractif de ce dernier qui « pompe » les champs émis par la source, est important. Cependant, dans cette zone nommée leaky wave, les diagrammes de rayonnement ne sont pas directifs (**Figure II. 6**). Il est donc très difficile d'obtenir conjointement des diagrammes directifs (obtenus au dessous de f_0) et une adaptation large bande (obtenue au dessus de f_0).

III.1.2.2. Etude en fonction de la hauteur du dipôle

L'évolution de l'adaptation de l'antenne pour différentes hauteurs de dipôle (HD) présentant la même longueur (LOD = 250 mm) est illustrée sur la **Figure II. 15**. De plus, pour une meilleure compréhension des phénomènes, les parties imaginaires et réelles de l'impédance d'entrée sont respectivement représentées sur les **Figure II. 16** et **Figure II. 17**.

La **Figure II. 15** révèle d'une part que la fréquence d'adaptation est quasi invariante en fonction de la hauteur du dipôle par rapport à la FSS et d'autre part que l'adaptation se dégrade quand la hauteur du dipôle diminue.

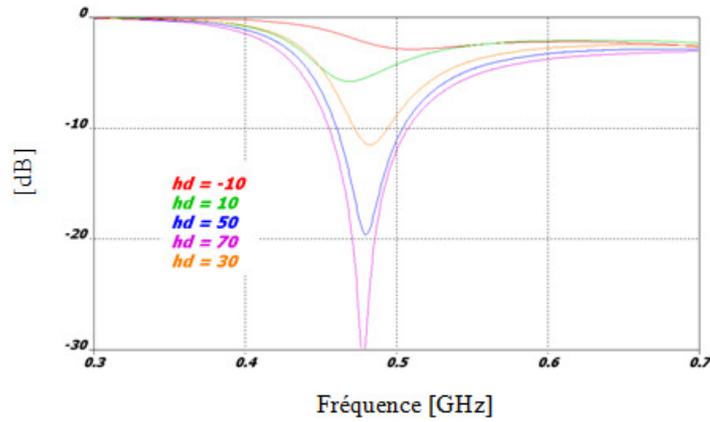


Figure II. 15 : Adaptation pour différentes hauteurs de dipôles HD (LOD = 250)

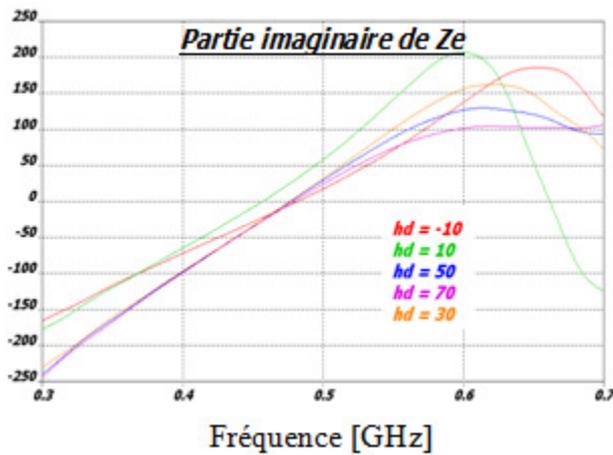


Figure II. 16 : Partie imaginaire de Ze

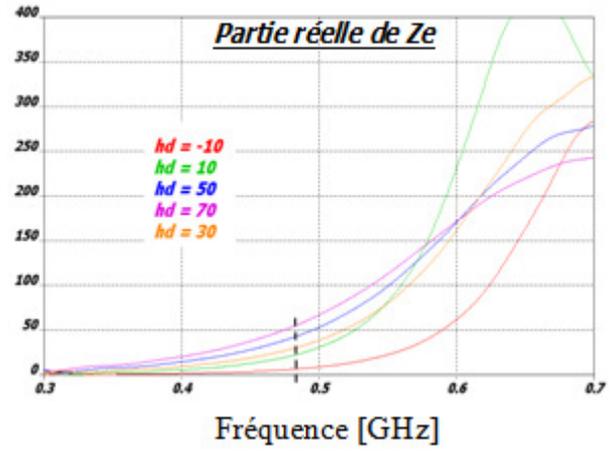


Figure II. 17 : Partie réelle de Ze

De plus, la fréquence de résonance série de la source en présence du résonateur n'est pas influencée par ce paramètre, car celle-ci dépend majoritairement de la longueur du dipôle (Figure II. 16). A cette fréquence, la partie réelle de l'impédance d'entrée est d'autant plus importante que la hauteur de la source est grande. En effet, l'éloignement par rapport au plan de masse qui est une surface basse impédance permet d'avoir cette caractéristique. Etant donné que l'adaptation de l'antenne BIE s'appuie sur l'impédance de la résonance série de la source, plus la hauteur du dipôle est importante, plus l'adaptation est facilitée. Cependant, l'objectif est de définir une antenne de très faible hauteur d'où le problème d'adaptation qui va se poser avec une structure très compacte.

III.1.3. Bilan de l'étude paramétrique relative à l'influence de la source.

L'évolution de la directivité et de l'adaptation de l'antenne BIE ULP pour les différentes simulations qui ont été effectuées, est résumée dans le **Tableau II.1**.

Il en ressort donc qu'un allongement du dipôle a très peu d'influence sur la directivité et la bande passante de l'antenne BIE ULP, qui sont surtout fonction du coefficient de qualité du résonateur comme cela a été expliqué précédemment. Par contre, la hauteur du dipôle impacte la directivité et il est préférable de le positionner très proche du résonateur, afin de mieux exciter ce dernier pour optimiser les performances en rayonnement.

Quant à l'adaptation de l'antenne BIE ULP, celle-ci s'appuie sur la résonance série de la source dont la fréquence est fixée par la longueur de cette dernière. Une longueur importante induit un paramètre S11 de faible niveau et une fréquence d'adaptation basse. Il est donc extrêmement difficile d'adapter ce type d'aérien dans la zone évanescente du résonateur ($f < f_0$) où les diagrammes de rayonnement sont directifs. A contrario, un module du S11 inférieur à -10 dB peut être obtenu, en utilisant un dipôle de faible longueur, sur une large bande de fréquence dans la zone leaky wave ($f > f_0$). Cependant, dans cette dernière, les diagrammes ne sont plus axiaux et sont peu directifs à cause de la propagation latérale du mode au dessus de la fréquence de coupure (f_0) du résonateur.

Cette difficulté à adapter l'antenne BIE ULP en dessous de sa fréquence de coupure s'explique par le fait que le mode est de plus en plus évanescent vers les fréquences basses; ce qui constitue un rempart à la transmission de l'énergie. Une solution pour aboutir à un dispositif présentant une meilleure adaptation dans la zone évanescente est d'éloigner le dipôle du plan de masse, et donc de la FSS. Mais les contreparties sont une baisse de la directivité et une hauteur plus grande.

	Longueur du dipôle ↗	Hauteur du dipôle ↗	Constatations
Directivité	Valeur max \approx	Valeur max \searrow	Maximum à la fréquence de coupure du résonateur (f_0)
Adaptation (s'appuie sur la résonance série de la source)	Fréquence \searrow Valeur \searrow	Fréquence \approx Valeur ↗	Difficulté à adapter dans la zone évanescente

Tableau II. 1 : Tableau récapitulatif du paramétrage de la source

Nous pouvons voir à l'issue de cette étude paramétrique qu'un compromis en fonction de la longueur et de la hauteur de la source est nécessaire pour satisfaire les 2 critères clés que

sont la directivité et l'adaptation de l'antenne BIE ULP. Celui-ci se fera donc en fonction du cahier des charges de l'application visée.

A ce stade, il apparaît donc difficile d'aboutir à une antenne BIE ULP présentant une bande passante en adaptation aussi large que celle que l'on obtient en rayonnement. Il faudra donc s'appuyer sur d'autres types de résonances (fonctionnement multimodal) pour élargir la bande passante en adaptation comme nous le verrons dans le chapitre III de ce mémoire.

Après avoir étudié les performances de l'antenne BIE en fonction des caractéristiques de la source, une analyse similaire en fonction de la FSS a été effectuée.

III.2. Influence des caractéristiques de la FSS.

Les performances d'une antenne BIE classique sont fortement dépendantes des caractéristiques de la FSS. En effet, comme cela a précédemment été montré dans le cadre du chapitre I de ce mémoire, le facteur de qualité (Q) du résonateur qui dépend du coefficient de réflexion de la FSS (R_{SUP}, ϕ_{SUP}), fixe la bande passante et la directivité de l'antenne BIE (II.2) [II.2-II.3].

$$Q = \frac{\sqrt{R_{SUP}}}{1 - R_{SUP}} * \left(\frac{\phi_{SUP} + \pi}{2} \right) \quad (II.2)$$

Pour déterminer si cela en est de même pour l'antenne BIE ULP, deux séries de paramétrages ont été effectuées. L'objet du premier jeu de paramétrage est de vérifier si à l'instar des antennes BIE classiques, les antennes BIE ULP sont fonction de leur facteur de qualité. Pour ce faire, deux structures présentant des géométries différentes mais des coefficients de réflexion identiques (donc le même facteur de qualité Q) à ceux du dispositif de référence (**Figure II. 5**), ont été étudiées. Tandis que pour la deuxième série de paramétrage, deux structures antennaires avec des FSS à coefficients de réflexion différents de ceux du dispositif de référence, ont été adoptées. L'objectif est de vérifier qu'une modification du facteur de qualité entraîne une variation des performances de l'antenne BIE ULP. Les critères d'analyse sont toujours la directivité et l'adaptation.

III.2.1 Etude avec des FSS à coefficient de réflexion identique.

Pour définir une FSS, deux critères sont suffisants. Le premier appelé a/p ou taux de remplissage est défini comme étant le rapport de la longueur d'un motif (a) à la période (p)

des motifs de la FSS (**Figure II. 18**). Le second appelé p/λ ou période normalisée est la période des motifs de la FSS normalisée par rapport à la longueur d'onde de travail.

Pour réaliser l'étude, deux nouvelles FSS présentant le même coefficient de réflexion que celle de référence mais avec des compositions différentes, ont été définies. La FSS de référence qui est redonnée sur la **Figure II. 18** possède un a/p de 0.85 et un p/λ de 0.22. Nous rappelons que la fréquence de travail est de 0.55 GHz. La seconde FSS (**Figure II. 19**) présente une période plus faible (p/λ égale à 0.125) et donc un taux de remplissage plus important ($a/p = 0.92$) pour conserver le même coefficient de réflexion. Inversement, la troisième FSS possède un p/λ plus grand et un a/p plus petit que l'antenne de référence (**Figure II.20**). Il est à noter, que le nombre de motifs de ces 3 FSS diffèrent de manière à avoir des dimensions transverses identiques. De plus, le nombre de motifs par ligne est toujours impair de façon à avoir pour les 3 cas de figures un motif central. Ainsi, la source qui sera disposée au milieu de la structure aura quasiment le même environnement dans les 3 configurations.

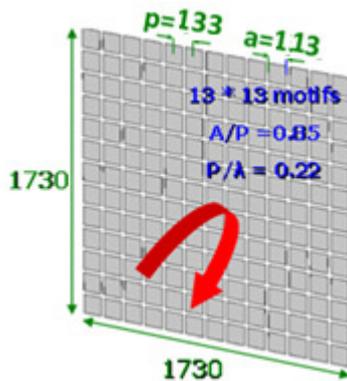


Figure II. 18 : FSS de référence

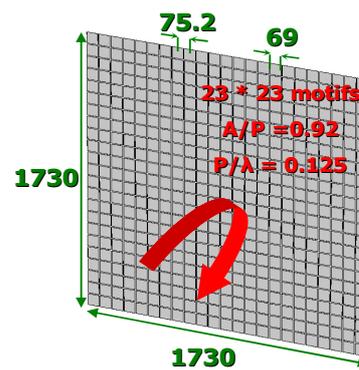


Figure II. 19 : FSS à période réduite

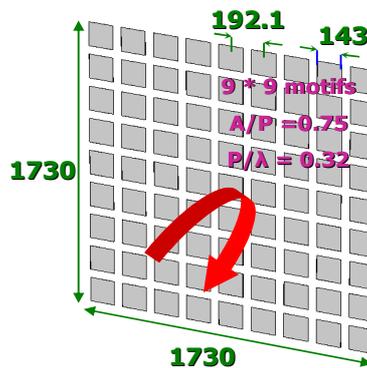


Figure II. 20 : FSS à période plus importante

Comme escompté, le module (Figure II. 21) et la phase (Figure II. 22) du coefficient de réflexion sont quasi identiques pour les 3 FSS. Les trois 3 antennes BIE associées, qui sont représentées sur la Figure II. 23, présentent la même hauteur de 30 mm.

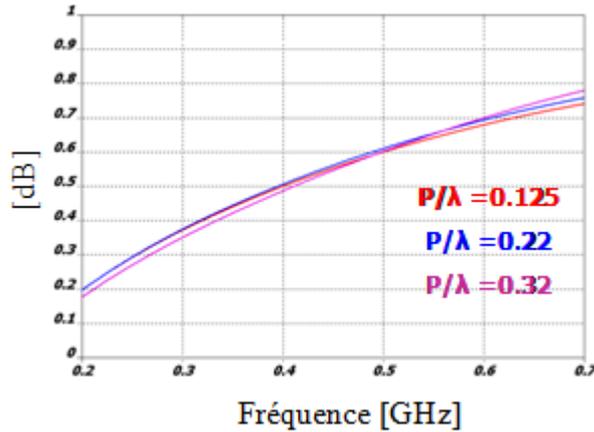


Figure II. 21 : Module du coefficient de réflexion des FSS

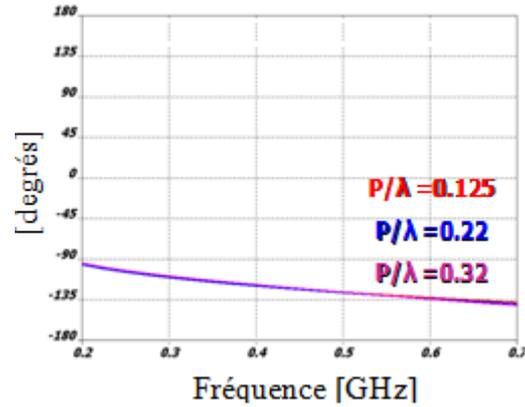


Figure II. 22 : Phase du coefficient de réflexion des FSS

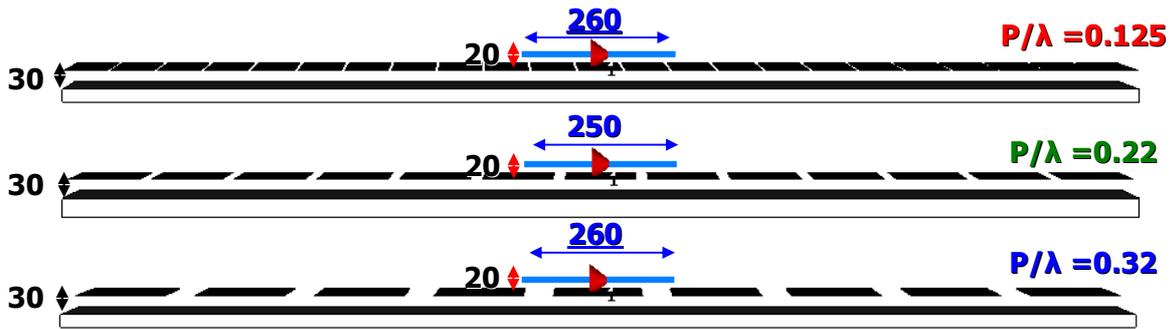


Figure II. 23 : Représentation des 3 antennes à coefficient de réflexion de FSS identique

Pour étudier uniquement l'influence de la FSS, les hauteurs et longueurs des sources sont quasi identiques pour les 3 antennes. Des légères modifications ont été effectuées afin d'obtenir la même fréquence de résonance série pour les 3 cas. En effet, à longueur identique, les extrémités du dipôle étant à des distances différentes des arêtes selon la FSS utilisée, un décalage de la résonance série de la source sur laquelle repose l'adaptation de l'antenne BIE, a été observé. De plus, il convient de noter que la hauteur du résonateur est unique et vaut 30 mm pour les 3 configurations, étant donné la similitude des coefficients de réflexions en phase (ϕ_{SUP}) des 3 FSS prises en compte (Figure II. 22). Cette valeur est déduite de l'équation (II.3) que nous rappelons ci-dessous :

$$h = \frac{c}{2 * f_0} * \left(\frac{\phi_{SUP} + \pi}{2 * \pi} \right) \quad (\text{II.3})$$

Les performances électromagnétiques de ces 3 antennes sont comparées sur la **Figure II. 24** pour l'adaptation et sur la **Figure II. 25** pour la directivité fréquentielle. Tandis que les **Figure II. 26** et **Figure II. 27** représentent respectivement les diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux E et H à 0.5 GHz.

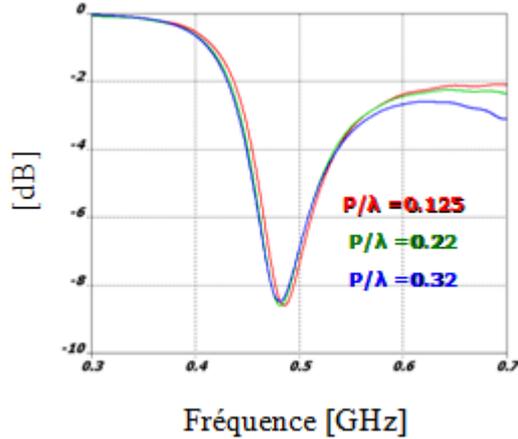


Figure II. 24 : Adaptation des 3 antennes

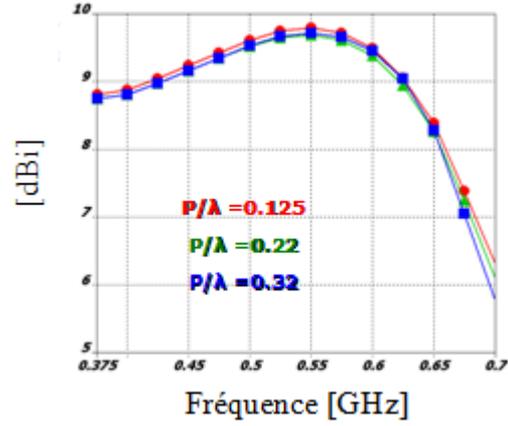


Figure II. 25 : Directivité des 3 antennes

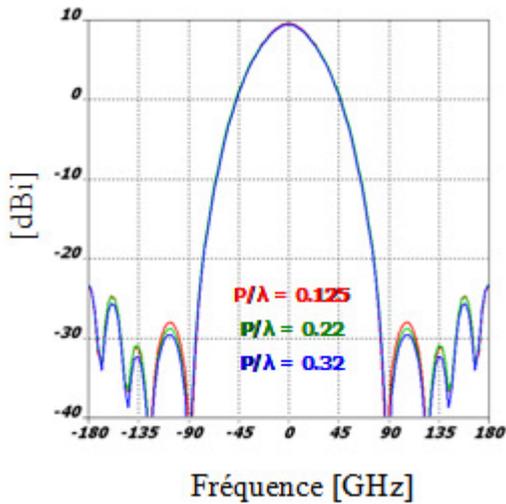


Figure II. 26 : Diagramme de rayonnement dans le plan E à 0.5 GHz pour les 3 antennes

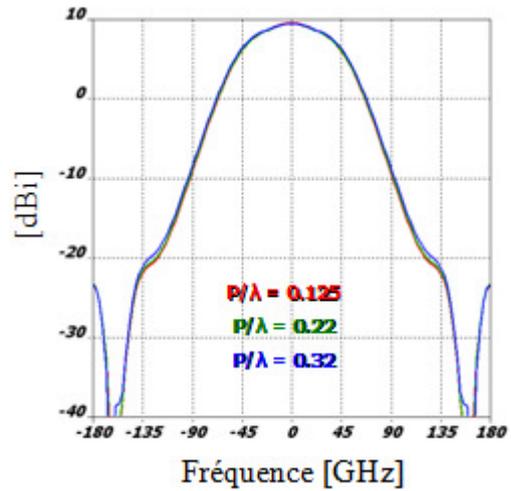


Figure II. 27 : Diagramme de rayonnement dans le plan H à 0.5 GHz pour les 3 antennes

Les résultats similaires obtenus en adaptation et en rayonnement en fonction de la fréquence, ainsi que la similitude des diagrammes de rayonnement à 0.5 GHz dans les plans E et H, révèlent que la structure BIE ULP est conforme à une antenne BIE dont les performances sont fonction du coefficient de qualité du résonateur. Ces résultats indiquent que le dipôle placé au dessus d'une surface périodique et d'un plan de masse, peut être interprété par la théorie des antennes BIE, qui constitue une alternative au principe d'une source à proximité d'une CMA [II.7-II.11].

Nous pouvons donc conclure que si les FSS présentent le même coefficient de réflexion, les performances des antennes BIE ULP conçues à partir de ces dernières, seront les mêmes (à caractéristiques de source identiques) et ceci quelle que soit la composition de la FSS.

Intéressons nous maintenant aux performances de l'antenne BIE ULP avec des FSS qui présentent des coefficients de réflexion différents.

III.2.2. Etude avec des FSS à coefficient de réflexion différent.

Une deuxième étude avec des FSS qui présentent des propriétés EM (Electromagnétiques) différentes est effectuée dans ce paragraphe. Afin de moduler le coefficient de réflexion, uniquement le taux de remplissage a/p a été modifié en conservant la même période p/λ pour les trois dispositifs. Notre choix s'est porté sur la modification du premier paramètre pour obtenir facilement les mêmes dimensions transverses. La FSS de référence qui est redonnée sur la **Figure II. 28** possède un a/p de 0.85 et un p/λ de 0.22. La seconde FSS (**Figure II. 29**) présente la même période et un taux de remplissage moins important ($a/p = 0.75$) afin de diminuer le coefficient de réflexion. Inversement, la troisième FSS (**Figure II. 30**) possède le même p/λ et un a/p plus important que l'antenne de référence afin d'augmenter le coefficient de réflexion. Les modules de ce dernier sont comparés sur la **Figure II. 31** alors que les phases sont données sur la **Figure II. 32**.

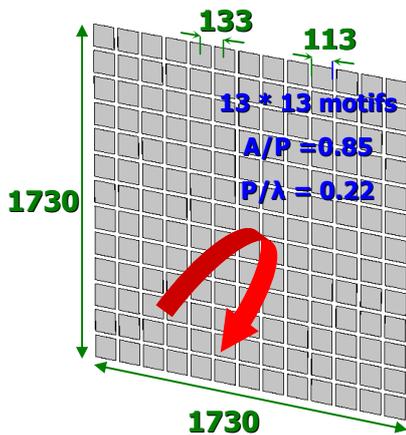


Figure II. 28 : FSS de référence

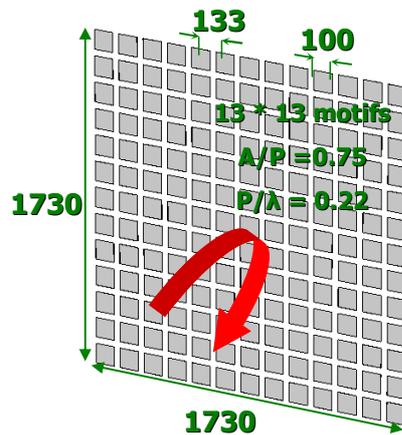


Figure II. 29 : FSS moins réfléchissante

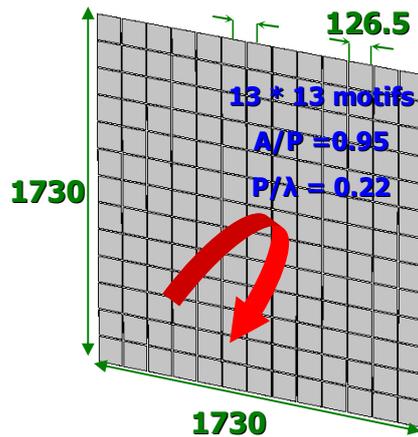


Figure II. 30 : FSS plus réfléchissante

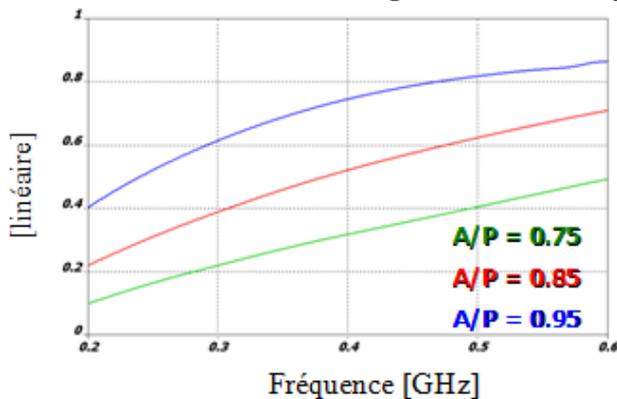


Figure II. 31 : Module du coefficient de réflexion des FSS

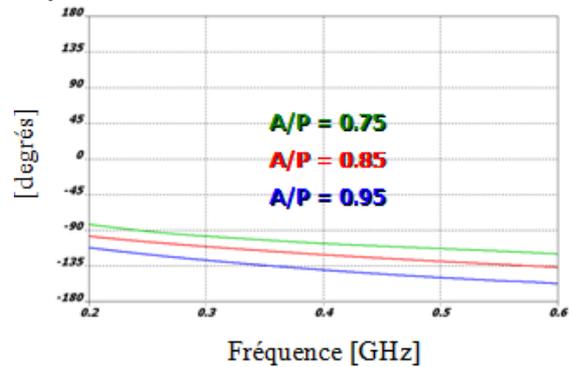


Figure II. 32 : Phase du coefficient de réflexion des FSS

L'augmentation du taux de remplissage induit un module du coefficient de réflexion plus élevé (Figure II. 31) et une phase à la réflexion qui tend vers -180° (Figure II. 32). Cette dernière, engendre des antennes de plus en plus compactes comme le montre la Figure II. 33, pour obtenir un fonctionnement à la même fréquence.

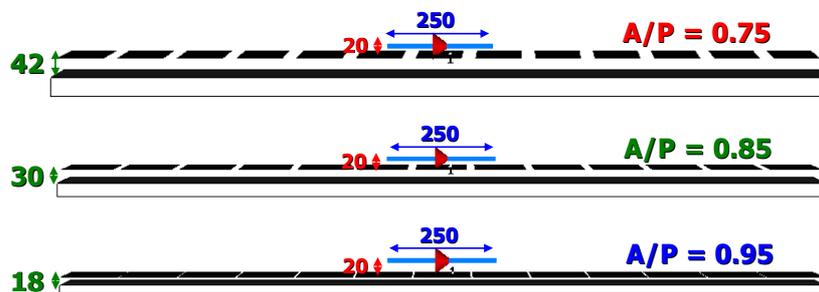


Figure II. 33 : Représentation des 3 antennes à coefficient de réflexion de FSS différent

Les performances électromagnétiques de ces 3 antennes sont comparées sur la Figure II. 35 pour l'adaptation et sur Figure II. 34 pour la directivité fréquentielle. Les différences observées sur l'évolution de la directivité des 3 antennes traduisent le fait qu'à l'instar de

l'antenne BIE « classique », les performances de l'antenne BIE ULP dépendent du coefficient de qualité du résonateur. Ce dernier qui est évalué avec la relation (II.2) est fonction du coefficient de réflexion de la FSS (module : R_{SUP} , et phase : ϕ_{SUP}) qui n'est pas identique pour les 3 cas de figures étudiés.

$$Q = \frac{\sqrt{R_{SUP}}}{1 - R_{SUP}} * \left(\frac{\phi_{SUP} + \pi}{2} \right) \quad (\text{II.2})$$

Le coefficient de qualité vaut 1.36 pour la FSS avec un a/p égal à 0.75, 2.05 pour la FSS avec un a/p égal à 0.85 et 2.84 pour la FSS avec un a/p égal à 0.95. Ainsi, plus le coefficient de qualité est fort, plus la directivité est importante et plus la bande passante est réduite (**Figure II. 34**). Cette remarque est en accord avec la théorie des antennes BIE explicitée dans le chapitre I de ce mémoire [II.2-II.3]. Il est également possible de noter que pour les 3 cas, le coefficient de qualité reste faible du fait de la phase à la réflexion négative de la FSS. Ainsi, quelle que soit l'antenne BIE ULP conçue (obtenue grâce à une phase à la réflexion négative de la FSS), la directivité sera toujours faible et la bande passante en rayonnement importante.

La différence observée sur le module du S11 (**Figure II. 35**) provient en partie du fait que la hauteur du dipôle par rapport au plan de masse n'est pas la même pour les 3 antennes (**Figure II. 33**). En effet, la distance de la source par rapport à la FSS est identique dans les 3 cas, mais la hauteur du résonateur diffère. Or, lors de l'étude paramétrique effectuée sur la source de l'antenne de référence, il a été montré que l'adaptation de l'antenne BIE reposait sur la résonance série du dipôle qui était fortement influencée par la position de la source par rapport au plan de masse. Ce dernier, qui est une surface faible impédance réduit la partie réelle de l'impédance d'entrée en dégradant l'adaptation, et ceci est d'autant plus vrai que la source en est proche.

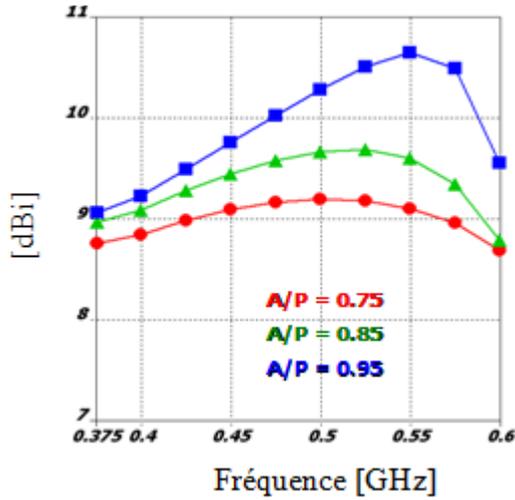


Figure II. 34 : Directivité des 3 antennes

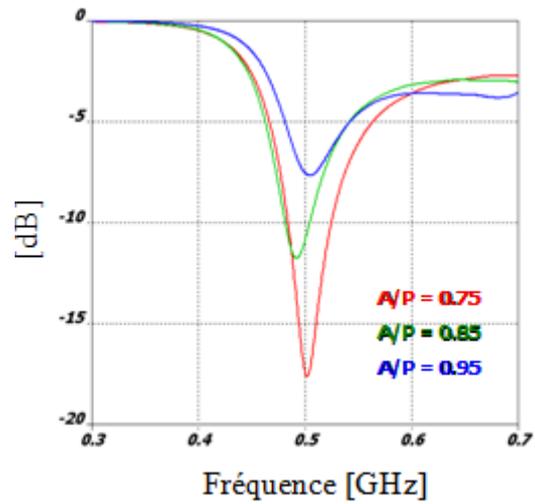


Figure II. 35 : Adaptation des 3 antennes

Pour vérifier ce point, cette étude a été reprise en utilisant des sources placées à la même hauteur par rapport au plan de masse dans les trois antennes. Pour ce faire, la hauteur des dipôles par rapport à la FSS a été modifiée. Le dipôle est ainsi désormais à 8 mm au dessus de la FSS pour l'antenne qui a un résonateur haut de 48 mm. Pour l'antenne de référence, la source est toujours à 20 mm au dessus de la FSS. Finalement, le dipôle est maintenant à 32 mm au dessus de la FSS pour l'antenne qui a un résonateur haut de 18 mm. Ces 3 configurations sont données sur la **Figure II. 36**. Quant à la comparaison des performances électromagnétiques, elle est représentée sur la **Figure II. 37** pour la directivité et sur la **Figure II. 38** pour l'adaptation.

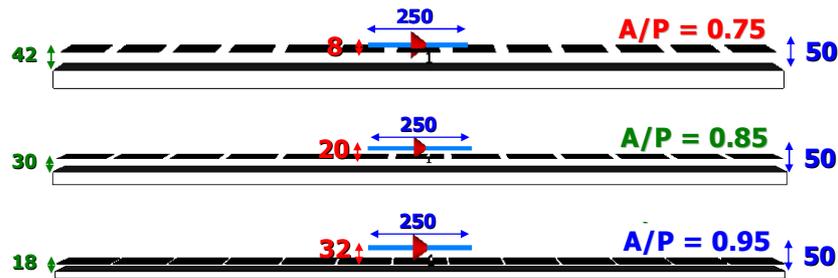


Figure II. 36: Représentation des 3 antennes à hauteur totale identique

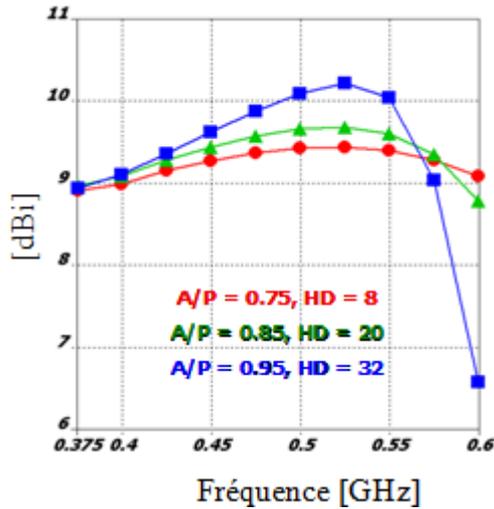


Figure II. 37: Directivité des 3 antennes

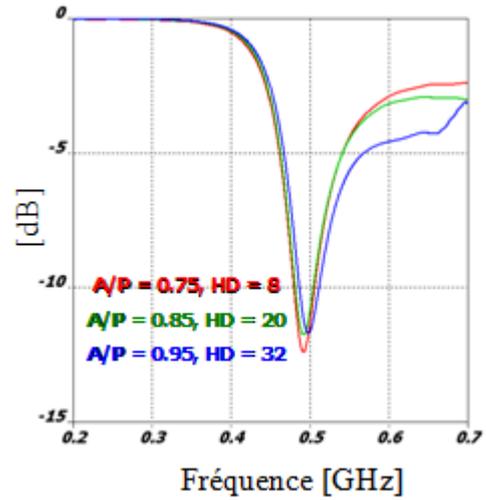


Figure II. 38: Adaptation des 3 antennes

L'évolution de la directivité (Figure II. 37) est conforme à celle observée précédemment (Figure II. 34). En effet, nous avons observé que plus le coefficient de qualité du résonateur était important (Q augmente avec le taux de remplissage a/p), plus la directivité maximum était élevée et plus la bande passante était faible. Cependant, nous pouvons désormais observer qu'à hauteur totale identique, les différences sont moins marquées entre les 3 cas. En effet, la position de la source par rapport au résonateur influence la directivité comme nous l'avons montré sur la Figure II. 11. Or dans le cas présent, cette hauteur de source diffère suivant les cas avec des valeurs de 8 mm, 20 mm et 32 mm. Pour l'antenne avec un résonateur haut de 42 mm, le rapprochement de la source par rapport à ce dernier engendre une augmentation de la directivité. Pour l'antenne avec un résonateur haut de 18 mm, l'éloignement de la source produit l'effet inverse. Au final, les écarts se sont amoindris sur l'évolution de la directivité entre les 3 antennes.

Quant à l'adaptation (Figure II. 38), nous pouvons voir que le positionnement du dipôle à une hauteur égale par rapport au plan de masse engendre un module du S11 quasi identique pour les 3 antennes. Seule une différence est observable au dessus de la fréquence de coupure ($f_0 = 0.55$ GHz) pour l'antenne possédant une FSS avec un fort taux de remplissage de 0.95. En effet, le coefficient de qualité plus important entraîne un mode guidé mieux installé dans la zone leaky wave, qui attire mieux l'énergie émise par le dipôle. D'ailleurs, nous pouvons voir sur la courbe de directivité que la baisse au dessus de la fréquence de coupure (Figure II. 37) qui provient de la propagation de ce mode guidé est plus marquée pour l'antenne possédant une FSS avec un fort taux de remplissage de 0.95.

III.3. Bilan général de l'étude paramétrique.

Pour quantifier les performances et afin d'appréhender les limitations de l'antenne BIE ULP, deux études paramétriques ont été effectuées sur un dispositif de référence. Tout d'abord, une analyse de l'influence de la source sur les performances de l'antenne BIE ULP a été opérée. Puis, une étude similaire en fonction de la FSS a été proposée. Les critères clés qui ont été considérés dans les deux cas, ont été la directivité et l'adaptation.

L'étude paramétrique de l'antenne BIE ULP en fonction de la source, a surtout montré qu'il était extrêmement difficile d'adapter ce type d'aérien dans la zone évanescente où les diagrammes de rayonnement sont directifs. A contrario, un module du S11 inférieur à -10 dB peut être obtenu sur une large bande de fréquence dans la zone leaky wave. Cependant, dans cette dernière, les diagrammes dépointent et sont donc peu directifs à cause de la propagation du mode dans le résonateur au dessus de sa fréquence de coupure. Une solution pour améliorer significativement l'adaptation est d'éloigner la source du plan de masse, mais en contrepartie on aboutit à des dispositifs moins directifs et moins compacts. Autrement dit, si la compacité de la structure est conservée, il apparaît difficile d'aboutir à un dispositif présentant une bande passante en adaptation aussi large que celle en rayonnement. Il faudra donc dans ce cas s'appuyer sur d'autres types de modes (fonctionnement multimodal) pour élargir la bande passante en adaptation comme cela est fait dans le chapitre III de ce mémoire.

La seconde série de paramétrage affectant la FSS a, quant à elle, permis de corroborer l'idée selon laquelle l'antenne BIE ULP est une antenne BIE à part entière. En effet, l'étude de trois FSS de compositions différentes caractérisées par le même coefficient de réflexion (donc même facteur de qualité) a abouti à des dispositifs antennaires présentant des performances identiques en tout point, en termes de directivité et d'adaptation. Ce qui est en accord avec la théorie des antennes BIE qui indique que les performances de cette dernière dépendent du coefficient de qualité du résonateur. De plus l'adoption de FSS présentant des coefficients de réflexion différents a permis de définir l'évolution des performances de l'antenne BIE ULP en fonction du facteur de qualité. En effet, à l'instar des structures BIE classiques, plus le facteur de qualité des résonateurs des antennes BIE ULP augmente, plus la directivité croît et plus la bande passante diminue.

De plus, à l'issue de cette étude, nous avons également montré que le fonctionnement d'une source localisée au dessus d'une FSS et d'un plan de masse, pouvait être interprété par la théorie des antennes BIE. Cela constitue une alternative au principe des antennes sur des surfaces CMA [II.7-II.11].

L'objet du paragraphe suivant est d'étudier conformément à ce qui a déjà été fait pour les antennes BIE « classiques », quelques potentialités de la version ULP. Il est à noter que seule la formation de diagramme appliquée à l'antenne BIE ULP est présentée. En effet, la considération d'une multitude de sources pour exciter le résonateur BIE et la génération d'une polarisation circulaire feront respectivement l'objet des chapitres III et IV à travers trois études initiées par des partenaires industriels.

IV. Quelques potentialités de l'antenne BIE ULP: formation de diagrammes.

Dans cette partie, le diagramme de rayonnement à lobe axial des antennes BIE ULP, est modifié pour aboutir à un rayonnement omnidirectionnel et sectoriel.

IV.1. Antenne BIE ULP à rayonnement omnidirectionnel.

L'antenne BIE ULP omnidirectionnelle conçue est composée d'un résonateur compact ($\lambda/15$) formé entre le plan de masse et la FSS. Celle-ci présente la même allure que l'antenne BIE dite « coaxiale », exposée dans le chapitre I [II.12] (Figure II. 39).

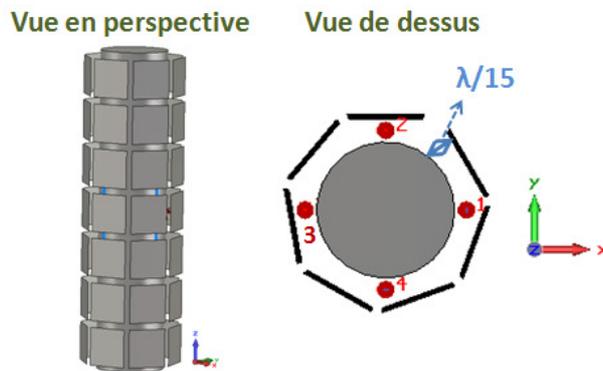


Figure II. 39: Antenne BIE ULP à rayonnement omnidirectionnel.

La structure est excitée par quatre dipôles disposés autour de la structure à l'intérieur du résonateur BIE ULP cylindrique (Figure II. 39). Il est à noter, qu'une commutation entre ces quatre sources permet de générer un rayonnement multifaisceaux, en déplaçant la zone de couverture (Figure II. 40). Tandis que l'omnidirectionnalité, est quant à elle obtenue par une excitation simultanée de ces dernières.

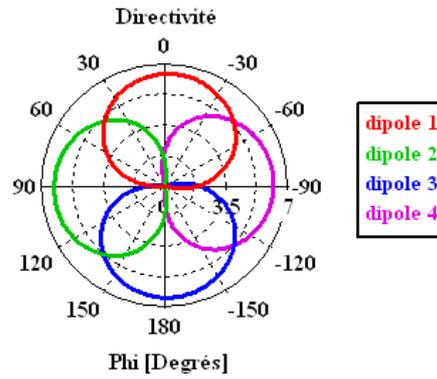


Figure II. 40: Diagramme de rayonnement.

IV.2. Antenne BIE ULP à rayonnement sectoriel.

L'antenne BIE ULP à rayonnement sectoriel, est à l'instar de ce qui a été présenté pour les antennes BIE « classiques » dans le chapitre I [II.13], obtenue par l'insertion de murs métalliques (Figure II. 41). L'évanescence transversale du mode en dessous de la coupure [II.8], permet, en effet, d'introduire des limites déformant la tâche sans affecter la phase des champs à cet endroit. L'antenne BIE ULP modélisée est excitée à l'aide d'un dipôle placé sous la FSS. Les simulations montrent que cette structure présente une ouverture de 104° ($0y$) dans le plan H et 40° dans le plan E ($0x$) (Figure II. 42).

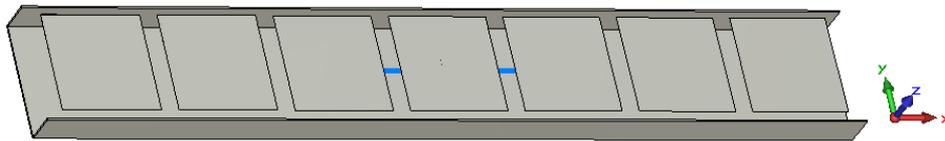


Figure II. 41: Antenne BIE ULP à rayonnement sectoriel.

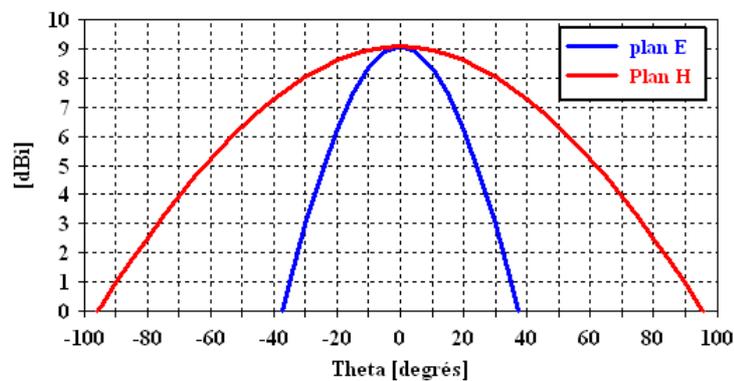


Figure II. 42: Diagramme de rayonnement.

V. Conclusion.

L'application du principe de Babinet aux tiges métalliques, est à l'origine de l'obtention d'une FSS (ou demi-matériau BIE) à phase à la réflexion négative. Cette dernière utilisée comme paroi supérieur du résonateur BIE, permet de réduire considérablement la hauteur de l'antenne BIE vers des grandeurs inférieures au dixième de la longueur d'onde.

La structure ainsi obtenue est composée de motifs périodique de type patches, disposés au dessus d'un plan de masse. L'étude d'un dispositif de référence a permis de déterminer que ce dernier, présente le même fonctionnement et les mêmes potentialités qu'une antenne BIE classique possédant une hauteur de $\lambda_0/2$. Ce dispositif est donc de par sa faible hauteur, appelé antenne BIE ULP (Ultra Low-Profile).

Il a été démontré dans ce chapitre que, les performances des antennes BIE ULP dépendent au même titre que les antennes BIE « classiques », des propriétés en réflexions de la FSS employée, et notamment de la phase. Celle-ci, qui est négative, outre la compacité qu'elle induit, abaisse le facteur de qualité du résonateur. Cela se traduit donc en termes de rayonnement, par une faible directivité (généralement autour de 10 dBi) et une bande passante en rayonnement élevée (pouvant dépasser les 50%). Cependant, les différentes études qui ont été menées, ont montré que cette dernière est limitée par la bande en adaptation, qui est nettement plus faible.

En effet, il est extrêmement difficile d'adapter ce type d'aérien dans la zone évanescente ($f < f_0$) où les diagrammes de rayonnement sont directifs. A contrario, un module de S11 inférieur à - 10 dB sur une large bande de fréquence peut être obtenu dans la zone leaky wave ; mais les diagrammes ne sont plus directifs.

Cette difficulté à adapter l'antenne BIE ULP en dessous de sa fréquence de coupure est commune aux antennes BIE « classiques » [II.3]. Cela s'explique par le fait que le mode est de plus en plus évanescent ; ce qui constitue un rempart à la transmission de l'énergie. Une solution pour aboutir à un dispositif présentant une meilleure adaptation dans la zone évanescente est d'éloigner la source du plan de masse, et donc de la FSS. Mais les contreparties sont une baisse de la directivité et une hauteur plus importante.

Pour conclure, malgré la compacité en hauteur (inférieure à $\lambda/10$) et la bande passante en rayonnement élevée que l'on obtient avec une antenne BIE ULP, celle-ci est limitée par une faible bande passante en adaptation. Cette dernière est avec la faible directivité (autour de 10 dBi) que cette structure est à même de fournir, les principaux inconvénients de l'antenne BIE ULP.

Des études ont été menées dans le chapitre III pour palier à ces limitations et ont abouti à la fabrication d'un prototype d'antenne BIE ULP large bande (71%) et grand gain (17 dB) en polarisation linéaire autour de 1.2 GHz. Celui-ci sera utilisé par le CEA (Commissariat à l'Energie Atomique) Gramat. A noter que dans ce cas de figure, pour élargir la faible bande passante en adaptation caractéristique des antennes BIE, il a fallu s'appuyer sur un fonctionnement multimodal. Quant à la faible directivité des antennes ULP en monosource, elle est accrue par l'emploi de plusieurs sources d'excitation (multisources) dont le principe a précédemment été exposé dans le cadre du chapitre I.

Pour conclure sur cette étude, il apparaît que l'antenne BIE ULP, présente d'un point de vue architectural, la même géométrie que les surfaces CMA utilisées dans de nombreuses études, en lieu et place du plan de masse, pour réduire la compacité d'autres antennes [II.7-II.11]. Toutefois, nous avons pu montrer au cours de ce chapitre, que la théorie des antennes BIE pour ce type de structure, était adaptée et constituait une interprétation alternative intéressante.

Bibliographie Chapitre II

[II.1] **R. C. COMPTON, L. B. WHITBOURN and R. C. MC PHEDRAN.**

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

[II.2] **R. SAULEAU,**

“Fabry-Perot Resonators”, Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, John Wiley & Sons Ed., 2005.

[II.3] **R. CHANTALAT.**

« Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources ». Thèse de doctorat n° 36-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, novembre 2003.

[II.4] **O. VANBESIEN, J. DANGLLOT, J. CARBONELL, M. FERNANDEZ et D. LIPPENS.**

Matériaux à gap de photons. Congrès JCMM - Le Touquet 2001

[II.5] **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" Université de Limoges thèse n°34-1999, octobre 1999.

[II.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.

[II.7] **A.P. FEREDISIS, J.C. VARDAXOGLU.**

A broadband high gain resonant cavity antenna with single feed. European conference on Antennas and Propagation Proceedings, 2006.

[II.8] **S. WANG, A.P. FEREDISIS, G. GOUSSETIS, J.C. VARDAXOGLU.**

"Low-Profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane". Electronic Letters, Volume 40 n°7, 2004.

[II.9] **A.P. FEREDISIS, G. GOUSSETIS, S. WANG, J.C. VARDAXOGLU.**

"Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low profile high gain planar antennas". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 53 n°1: 209–215, 2005.

[II.10] **S. WANG, A.P. FEREDISIS, G. GOUSSETIS, J.C. VARDAXOGLU.**

"High-gain subwavelength resonant cavity antennas based on metamaterial ground planes". IEE Proceedings in Microwave, Antennas and Propagation, Volume 153 n°1: 1–6, 2006.

[II.11] **A. OURIR, A. DE LUSTRAC, J.M. LOURTIOZ.**

All-metamaterial-based cavities ($\lambda/60$) for ultrathin directive antennas. *Applied Physics Letters*, Volume 88, 2006. Bibliographie

[II.12] **L. FREYTAG.**

Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunications sans fils, Thèse de doctorat, Université de Limoges N° 29-2004.

[II.13] M. HAJJ – E. RODES – D. SERHAL – M. THEVENOT – T. MONIEDIERE – B. JECKO

"Metallic EBG sectoral antenna for a base station with horizontal polarization", EUCAP 2007- Edinburgh – Tu PA.049, November 2007, Page (s) : 223-224

CHAPITRE III

Antenne BIE ULP Large Bande et Grand Gain à polarisation linéaire: application CEA

- Contexte de l'étude.
- Etudes portant sur l'élargissement de la bande passante en adaptation de l'antenne BIE ULP en configuration monosource.
- Définition de structures BIE ULP large bande et grand gain en configuration monosource et multisources.
- Fabrication et Mesure d'un prototype BIE ULP pour une application de forte puissance.

I. Introduction

Les différentes études du chapitre précédent ont permis de mettre en évidence les deux principaux inconvénients des antennes BIE ULP : la faible directivité et l'étroite bande passante en adaptation qui limite celle beaucoup plus élevée obtenue en rayonnement.

Ceci résulte de la phase à la réflexion négative du demi-matériau BIE (ou FSS) [III.1-III.5], qui certes engendre une forte compacité (en hauteur) de la structure, mais au détriment d'un faible facteur de qualité du résonateur.

Même si l'augmentation de la directivité est assez aisée avec un procédé à plusieurs sources (voir chapitre I) [III.6-III.7], l'accroissement de la bande passante en adaptation est plus délicat. L'objet de ce chapitre est donc de pallier cette limitation par la mise en œuvre de plusieurs techniques d'amélioration qui devront être effectuées sur un dispositif de référence. Celles-ci devront aboutir à la conception d'un dispositif large bande (en adaptation et en rayonnement) et grand gain qui sera utilisé pour une application de forte puissance par le CEA (Commissariat à l'Énergie Atomique) Gramat.

Pour présenter les travaux qui ont été effectués, ce chapitre a été divisé en trois grandes parties. Dans un premier temps, il convient de présenter le contexte de l'étude ainsi que les objectifs de l'application établie par le CEA.

Puis, différentes techniques d'amélioration de la bande passante en adaptation sont étudiées sur un dispositif de référence monosource. Dans cette partie, des antennes BIE ULP en configuration multisources présentant une large bande passante (notamment en adaptation) et un gain élevé, seront exposées.

Enfin la troisième et dernière partie sera consacrée au prototype final répondant aux spécifications du cahier des charges.

II. Contexte et Cahier des charges.

Cette étude consiste à concevoir une antenne de très faible hauteur, fort gain et large bande, pour des applications de fortes puissances. Les spécifications du dispositif rayonnant à concevoir sont données dans le **Tableau III.1**.

Dans cette application de guerre électronique, la bande passante doit être supérieure à 50 % autour de 1.2 GHz de manière à pouvoir agresser un maximum de cibles. De plus, afin d'obtenir une forte puissance rayonnée, le gain doit être maximal en sachant qu'une tension incidente de 25 kV sera appliquée sur le connecteur coaxial d'entrée. Compte tenu, des puissances mises en jeu, les lobes arrière (au delà de 100°) devront être les plus faibles possibles, de manière à éviter une radiation excessive vers l'utilisateur et limiter les effets collatéraux. Enfin, le dernier objectif qui est sans doute le plus important à ces fréquences proches de 1 GHz, et qui conditionne l'emploi de l'antenne BIE ULP est la conception d'un aérien compact dont la hauteur n'excède pas $\lambda/10$.

A la vue de ce cahier des charges, il est possible de ressortir trois paramètres clés qui ne sont pas forcément compatibles : une très faible hauteur, une large bande de fonctionnement et un gain important. Etant donné la difficulté d'obtenir conjointement tous ces critères, une priorité sera accordée à la compacité et à la large bande de fonctionnement, tout en vérifiant que les autres points ne sont pas irrémédiables.

Bandes de fonctionnement *	50% de bande autour de 1.2 GHz
Alimentation	Câble coaxial en entrée du système de répartition du réseau / 50 Ohms de préférence
Tension d'entrée max *	25 kV / point d'alimentation
Gain	Maximum possible (montage en réseau)
Lobes secondaires	Rayonnement arrière et lobe secondaire au-delà de 100° les plus faibles possibles
Compacité *	< $\lambda/10$ en épaisseur en idéal

Tableau III.1: Cahier des charges de l'étude

Dans le cadre de cette étude, l'antenne BIE ULP a été privilégiée à d'autres types d'aérien en raison de la compacité (en hauteur) et de la large bande passante en rayonnement

qui la caractérise. Cependant, comme cela a été montré dans le cadre du chapitre II, cette solution est affectée par une faible directivité et une bande passante en adaptation relativement faible. La problématique de directivité peut être résolue grâce à l'utilisation de multiples sources, mais un travail important sur l'adaptation reste à être effectué.

Les études menées font l'objet du paragraphe suivant.

III. Etude sur l'élargissement de la bande passante en adaptation de l'antenne BIE ULP monosource.

Les travaux effectués à partir d'un dispositif de référence excité par une seule source, consistent à appliquer différentes techniques (résonateur BIE multifréquences, insertion d'éléments résonants dans l'antenne, sources particulières) pour élargir la bande passante en adaptation de l'antenne BIE ULP. A terme, ceux-ci devront aboutir à la définition d'une structure (monosource, puis multisources) réalisable la plus favorable à notre application.

Avant de présenter les résultats de l'étude, il convient de définir préalablement le dispositif de référence.

III.1. Antenne de référence

III.1.1. Présentation.

Afin d'appliquer les différentes techniques d'amélioration sur l'antenne BIE ULP, une structure de référence a été considérée. Cette antenne est composée d'une FSS classique dont la géométrie et le coefficient de réflexion sont respectivement représentés sur la **Figure III. 1** et sur la **Figure III. 2**. Le motif est une plaque rectangulaire métallique qui a une largeur de 67.5 mm et une longueur de 77.5 mm. Celle-ci repose sur un substrat diélectrique qui possède une épaisseur de 4 mm et une permittivité diélectrique de 2.7.

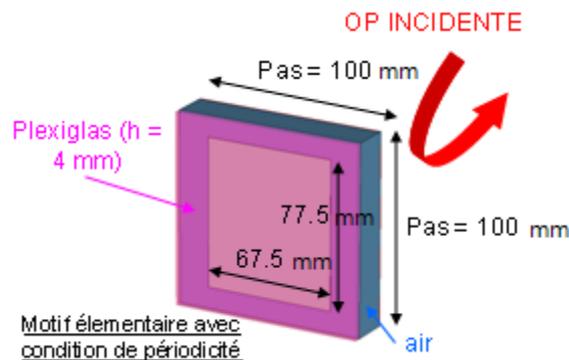


Figure III. 1: Motif élémentaire de la FSS périodisé.

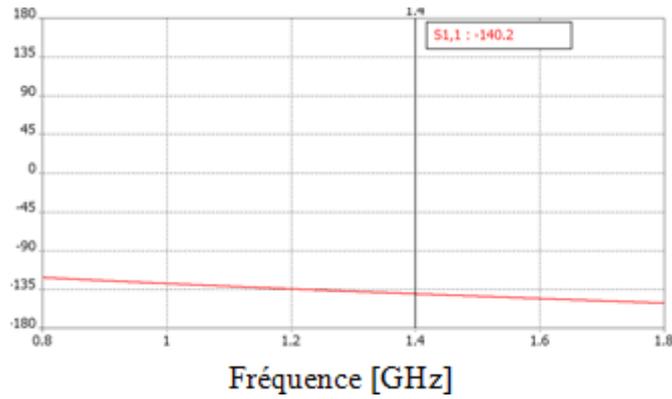


Figure III. 2: Coefficient de réflexion en phase de la FSS.

La phase à la réflexion de cette FSS est de -140° à 1.4 GHz. En accord avec l'équation (III.1), la hauteur du résonateur BIE doit être théoriquement de 11 mm pour obtenir un fonctionnement antennaire à 1.4 GHz. Le lecteur pourra se référer au CHAPITRE II pour obtenir plus de détails sur le principe des antennes BIE ULP.

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

Avec : ϕ : phase du coefficient de réflexion de la FSS

f_0 : fréquence de fonctionnement

L'antenne de référence qui est représentée sur la **Figure III. 3** est constituée de la FSS précédemment décrite et d'un dipôle idéal disponible sous le logiciel de simulation CST placé à 4 mm au dessus du résonateur.

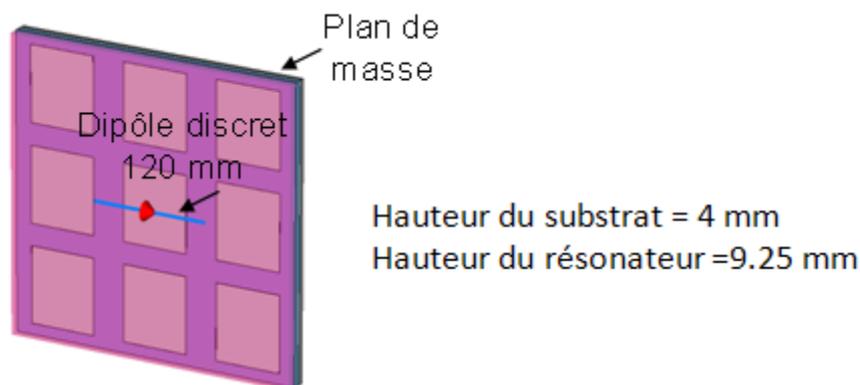


Figure III. 3: Antenne de référence.

La hauteur du résonateur diffère légèrement de la valeur théorique du fait de la finitude de la structure qui engendre une légère variation de la fréquence de fonctionnement.

Le module du S11 de cette antenne qui est donné sur la **Figure III. 4** est volontairement mauvais afin de mieux visualiser ultérieurement l'impact des différentes techniques d'amélioration. L'évolution de la directivité indique une fréquence de fonctionnement optimale proche de 1.4 GHz (**Figure III. 5**).

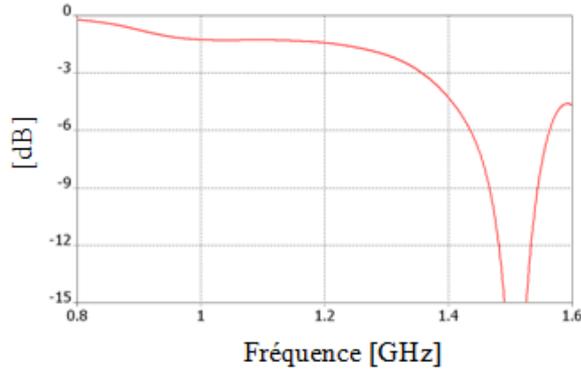


Figure III. 4: Module du S11 de l'antenne de référence.

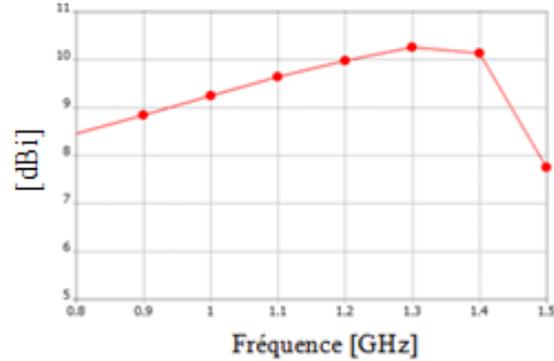


Figure III. 5: Evolution de la directivité

Cette fréquence de fonctionnement où la directivité est maximum, correspond à la fréquence de coupure du résonateur BIE 1D. En dessous de cette dernière, le mode étant de plus en plus évanescent transversalement, des lobes axiaux de moins en moins directs sont obtenus. Après la fréquence de coupure qui correspond à la zone leaky wave ; les diagrammes dépointent du fait de la propagation latérale du mode. Les diagrammes de rayonnement qui sont donnés pour 3 fréquences sur la **Figure III. 6** sont conformes au principe de l'antenne BIE ULP décrit dans le CHAPITRE II.

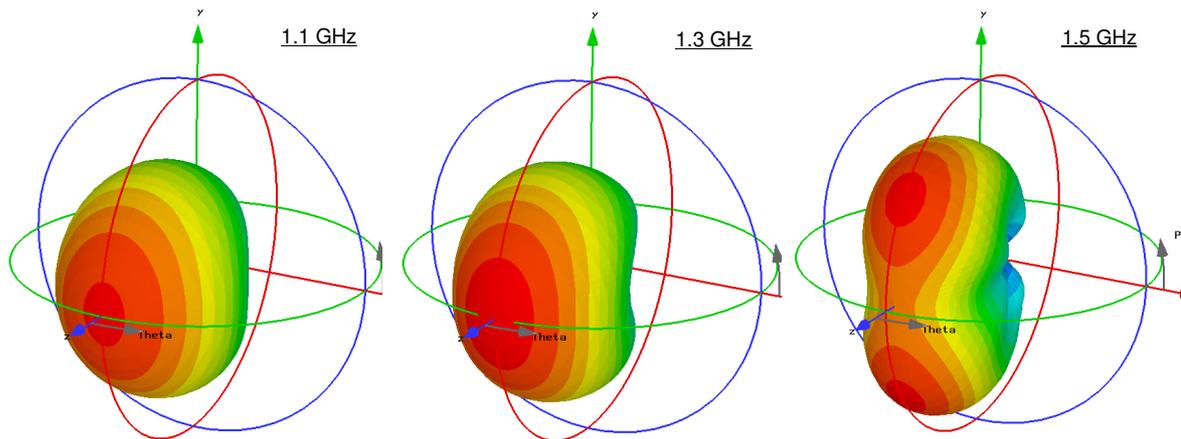


Figure III. 6: Diagrammes de rayonnement.

III.1.2. Techniques d'améliorations.

A partir de cette antenne de référence simple, différentes techniques ont été mises en œuvre afin d'améliorer les performances. Ces procédés sont au nombre de 3 :

- Résonateur BIE multifréquences
- Insertion d'éléments résonants dans l'antenne.
- Sources particulières

III.1.2.1. Résonateur BIE large bande ou multifréquences.

III.1.2.1.1 Principe.

Pour rappel, le fonctionnement d'une antenne BIE repose sur un mode de structure dont la fréquence de coupure est donnée par la formule (III.1). Celle-ci est rappelée ci-dessous.

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

Par conséquent, la bande de fonctionnement de l'antenne BIE se situe autour de cette unique fréquence qui correspond à la résonance longitudinale du résonateur BIE. Il a été démontré dans le cadre du chapitre II, qu'il est relativement aisé d'adapter l'antenne BIE autour de ce point fréquentiel. Par contre, l'adaptation est très difficile en dessous de la fréquence de coupure car le mode dans le résonateur est évanescent.

L'idée ici, est donc de définir un résonateur BIE large bande ou multifréquences qui devrait permettre une adaptation multibandes ou large bande. Pour cela, la phase de la FSS ($\phi(f)$) doit présenter un profil fréquentiel croissant afin que la condition de résonance soit satisfaite sur une large bande. En effet, la FSS doit être en accord avec l'équation (III.2), à hauteur de résonateur (h) constante.

$$\phi(f) = \frac{4\pi * f * h}{c} - \pi \quad (\text{III.2})$$

III.1.2.1.2 Définition de la FSS.

Afin de définir la FSS qui présente le profil idéal à phase montante en fonction de la fréquence, des fentes résonantes ont été insérées dans le motif de la FSS. En effet, il est physiquement impossible de concevoir une structure périodique qui présente naturellement ce profil, car la phase à la réflexion est traditionnellement descendante et ceci quelle que soit la

complexité de la géométrie de la FSS. Pour contourner ce problème, il est indispensable d'adjoindre des résonances complémentaires. Par conséquent, une multitude de FSS intégrant des fentes résonantes a été étudiée parmi lesquelles le motif de Hilbert, la fente $\lambda/2$ en U ou la boucle en λ (**Figure III. 7**). Les résultats les plus intéressants ont été obtenus avec une fente $\lambda/4$ en L dont la géométrie est donnée sur la **Figure III. 8**. Il en ressort que la phase à la réflexion de cette FSS coïncide avec le profil idéal (avec $h=11$ mm) en certains points discrets du fait de la résonance de la fente. Par contre, il s'est avéré impossible d'épouser cette loi idéale sur toute la bande du fait des contraintes géométriques imposées par le cahier des charges et notamment sur la hauteur.

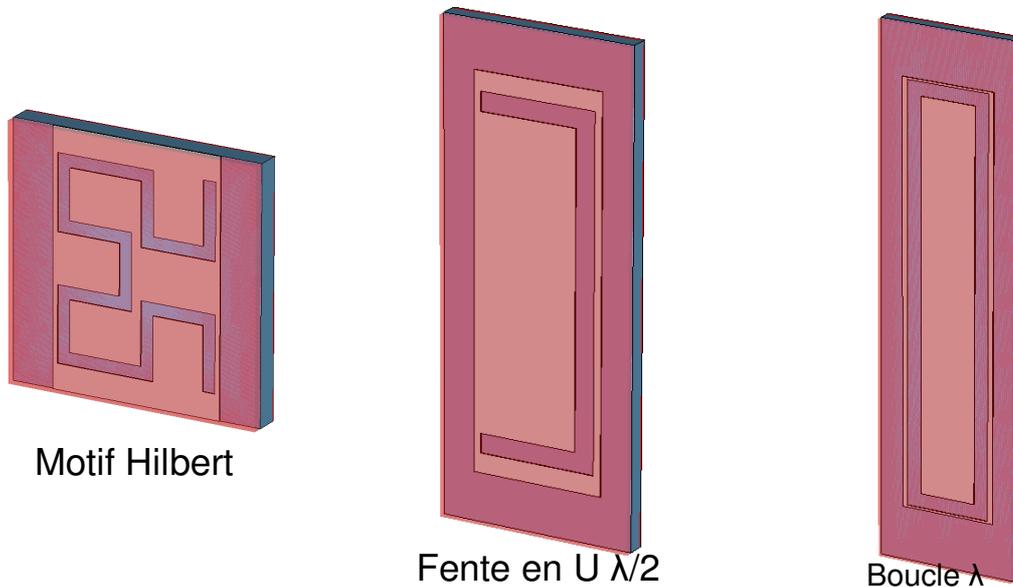


Figure III. 7: Motifs de FSS résonantes

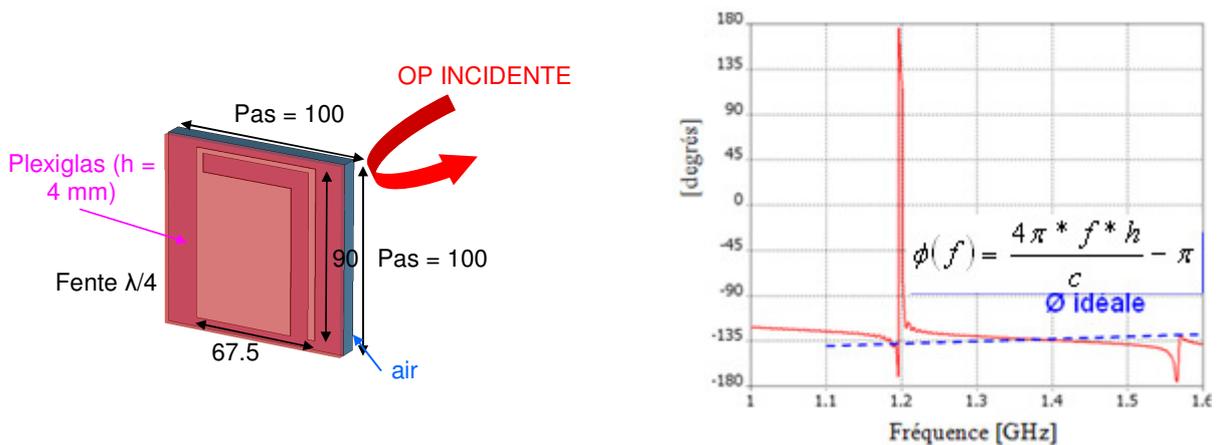


Figure III. 8: Motif périodique avec une fente $\lambda/4$ en L et coefficient en réflexion en phase

III.1.2.1.3 Résultats antennaires.

Cette FSS avec un motif périodique intégrant une fente $\lambda/4$ en L a été utilisée pour concevoir l'antenne qui est représentée sur la **Figure III. 9**. La hauteur du résonateur est de 11 mm, et le dipôle est toujours placé à 4 mm au dessus du résonateur.

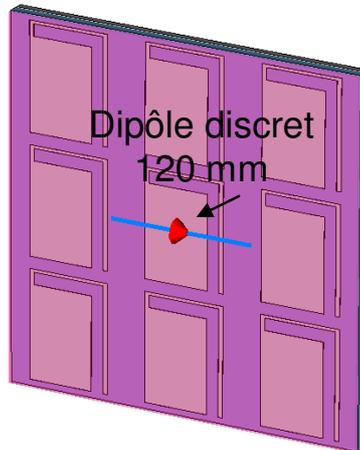


Figure III. 9: Antenne BIE ULP avec une FSS intégrant des fentes $\lambda/4$ en L

La directivité de cette antenne est comparée à celle de référence sur la **Figure III. 10**. Plusieurs maximums qui symbolisent des points de fonctionnement sont visibles. Ces derniers correspondent aux fréquences de résonance longitudinales, qui apparaissent quand la phase de la FSS coïncide avec le profil idéal donné par l'équation (III.2). Seul un décalage fréquentiel par rapport aux valeurs théoriques est observé du fait de la finitude de la structure. En effet, le coefficient de réflexion qui est donné sur la **Figure III. 8** a été obtenu avec une structure périodisée à l'infini. Avec cette structure particulière, des chutes de directivité sont également observées pour les fréquences où la phase de la FSS ne respecte plus la résonance longitudinale du guide à fuite BIE. Toutefois, les faibles valeurs de directivité obtenues ne sont pas irrémédiables car la baisse n'est seulement que de -3 dB.

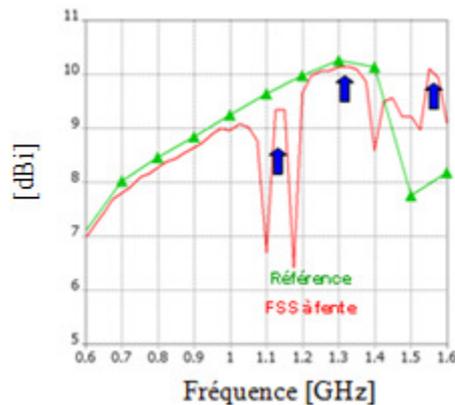


Figure III. 10: Comparaison des directivités

Le module du S11 de la structure à fentes est comparé à celui de l'antenne de référence sur la **Figure III. 11**. Il est possible de noter qu'un résonateur BIE à multiples points de fonctionnement n'engendre pas d'améliorations significatives de l'adaptation. En effet, des baisses du S11 sont observables mais celles-ci sont trop faibles du fait de la proximité des fentes par rapport au plan de masse.

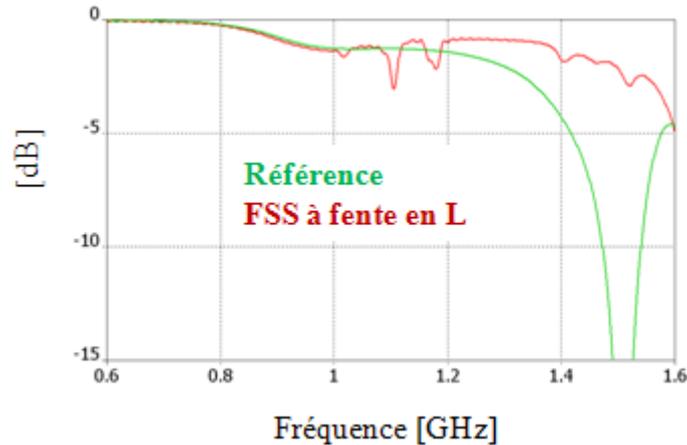


Figure III. 11: Comparaison des modules de S11

Etant donné qu'il semble impossible d'améliorer les résultats en adoptant un résonateur BIE multifréquences, une étude consistant à adjoindre à l'antenne BIE ULP des résonances complémentaires, permettant d'adapter le dispositif sur une plus large bande, a été menée. Celle-ci fait l'objet du paragraphe suivant.

III.1.2.2. Résonances complémentaires dans l'antenne.

III.1.2.2.1 A partir de fentes.

L'objectif est d'insérer un pôle supplémentaire dans l'antenne pour améliorer l'adaptation. Pour cela, un dispositif fonctionnant sur son mode propre est adjoint à l'antenne afin d'amener un pic de résonance supplémentaire. Dans cette sous partie, celui-ci est obtenu avec l'insertion locale d'une fente $\lambda/4$ en L. Cette dernière a été intégrée dans un motif central de la FSS et dans un motif en périphérie (**Figure III. 12**).

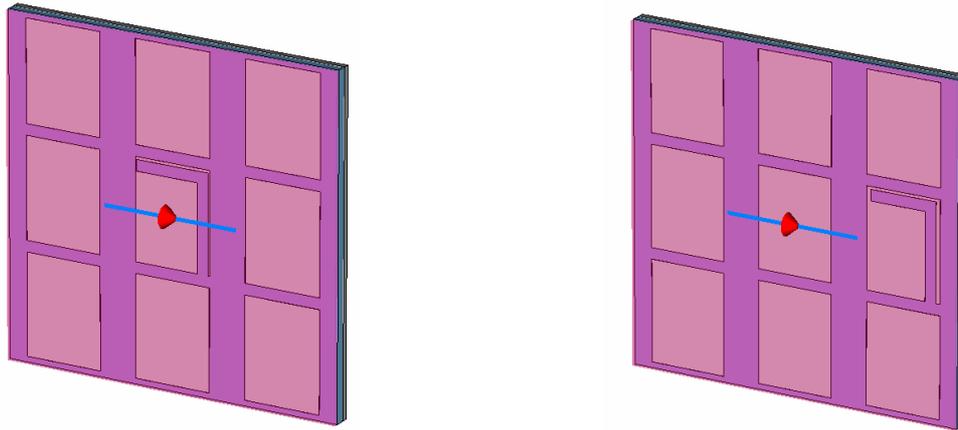


Figure III. 12: Insertion d'une fente $N4$ en L dans l'antenne BIE ULP

L'évolution de la directivité est peu modifiée par l'insertion de ces fentes résonantes au sein de l'antenne BIE ULP (Figure III. 13). L'adjonction de ces dispositifs complémentaires n'est donc pas défavorable en terme de rayonnement même si une légère baisse est observable à la fréquence de résonance des fentes (1.25 GHz). Malheureusement, aucune amélioration notable n'a été remarquée sur l'adaptation de l'antenne (Figure III. 14).

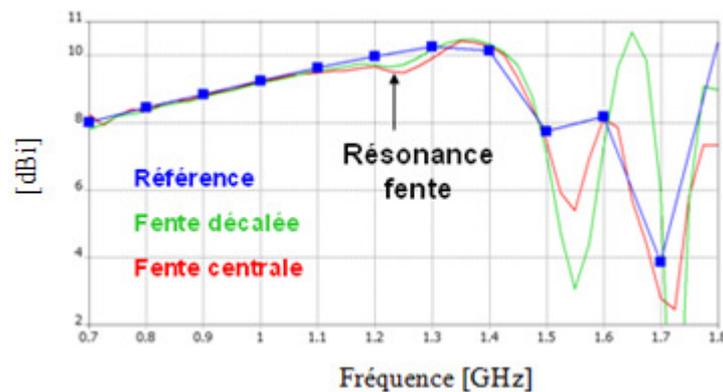


Figure III. 13: Comparaison des directivités

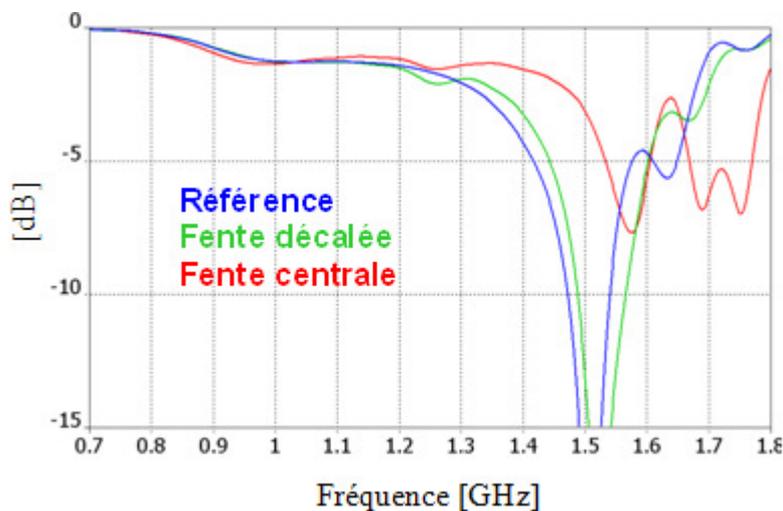


Figure III. 14: Comparaison de l'adaptation

Seule une variation peu significative a été obtenue à la fréquence de résonance des fentes (1.25 GHz). En effet, la proximité du plan de masse engendre une diminution rédhibitoire de la partie réelle du pic des résonances de fentes. A moins d'augmenter la hauteur de l'antenne qui est contraire au cahier des charges, l'emploi des fentes ne constitue pas une solution.

A la vue de ces résultats, nous avons essayé d'intégrer à l'antenne un dispositif qui résonne en présence d'un plan de masse

III.1.2.2 A partir de patches.

Afin d'obtenir une résonance complémentaire qui est susceptible d'améliorer l'adaptation, des patches ont été intégrés à l'antenne BIE ULP sur la face supérieure du substrat au même niveau que le dipôle (4 mm au dessus de la FSS). Cette technique est couramment employée dans les réseaux pour élargir la bande [III.8]. Les dimensions de ces patches (77 mm en x et 90 mm en y) ont été optimisées de manière à obtenir une résonance dans la bande de travail. A noter que seuls 8 patches ont été insérés à la structure de manière à intégrer facilement la source de l'antenne BIE ULP. La période des patches est identique à celle de la FSS à savoir 100 mm. Un schéma de l'antenne est donné sur la **Figure III. 15**.

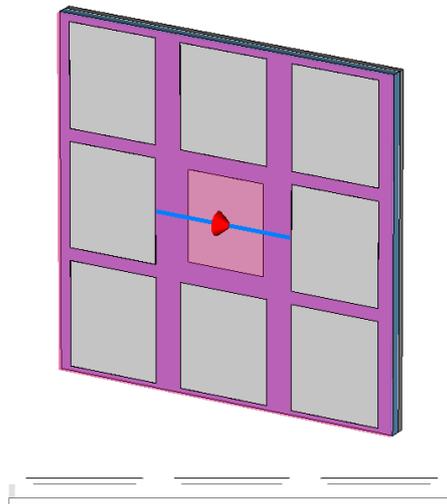


Figure III. 15: Antenne BIE ULP avec des patches au dessus de la FSS

Il en résulte que la mise en place des patches supérieurs entraîne un pic d'adaptation aux environs de 1.2 GHz (**Figure III. 16** et **Figure III. 17**). Cependant, la bande passante est très limitée (5%) et l'adaptation aux autres fréquences peut être fortement dégradée. Plusieurs configurations de patches ont été simulées mais elles ont toutes conduit à des résultats peu

prometteurs. De plus, la mise en place de ces patchs supérieurs peut conduire à des chutes de la directivité comme cela est montré sur la **Figure III. 17**.

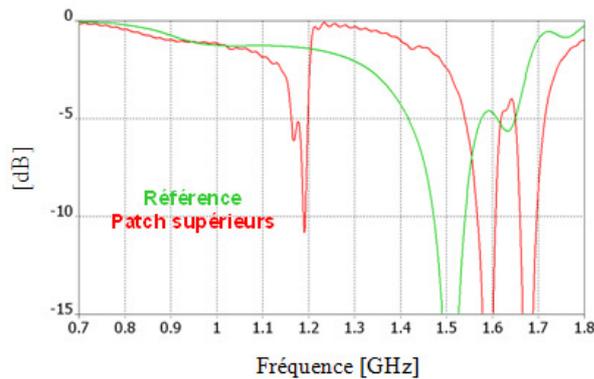


Figure III. 16: Comparaison de l'adaptation

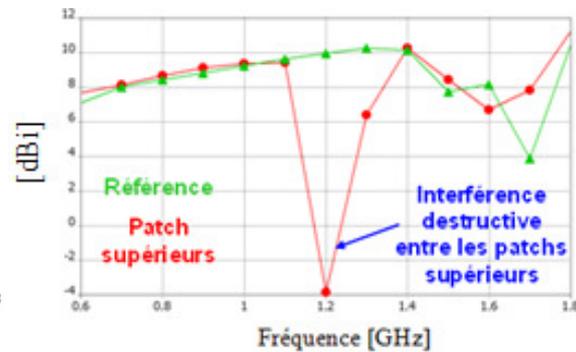


Figure III. 17: Comparaison des directivités

En effet, les patchs supérieurs qui sont excités par couplage peuvent interférer de manière destructive et donc fortement détériorer les performances de l'antenne.

Les études menées sur l'adjonction de résonances au sein de l'antenne BIE ULP que ce soit au niveau du résonateur BIE ou par des dispositifs locaux, conduisent à des résultats peu prometteurs. Il convient donc maintenant d'exposer la troisième et dernière technique mise en œuvre. Celle-ci porte sur l'étude de la source d'excitation.

III.1.2.3. Travail sur la source de l'antenne BIE ULP.

Les études précédentes, intégraient une source d'alimentation idéale disponible sous CST de type dipôle. L'objet de cette partie est donc de considérer des sources réalistes avec connecteur SMA, de manière à évaluer l'impact sur les performances de l'antenne BIE ULP, et notamment au niveau de l'adaptation. Les différentes sources qui ont été utilisées comme excitateur sont un monopole à brin large, un monopole à brin circulaire, un monopole diamond, un monopole bowtie, un dipôle et une demi-boucle magnétique. Toutes les antennes BIE analysées possèdent une FSS avec le même motif élémentaire (seul le nombre de motifs varie), une position de la source par rapport à la FSS identique et une même hauteur de résonateur. Ces grandeurs sont celles de l'antenne BIE de référence décrite sur la **Figure III. 3**. Seul le type de source varie entre toutes les structures (**Figure III. 18**).

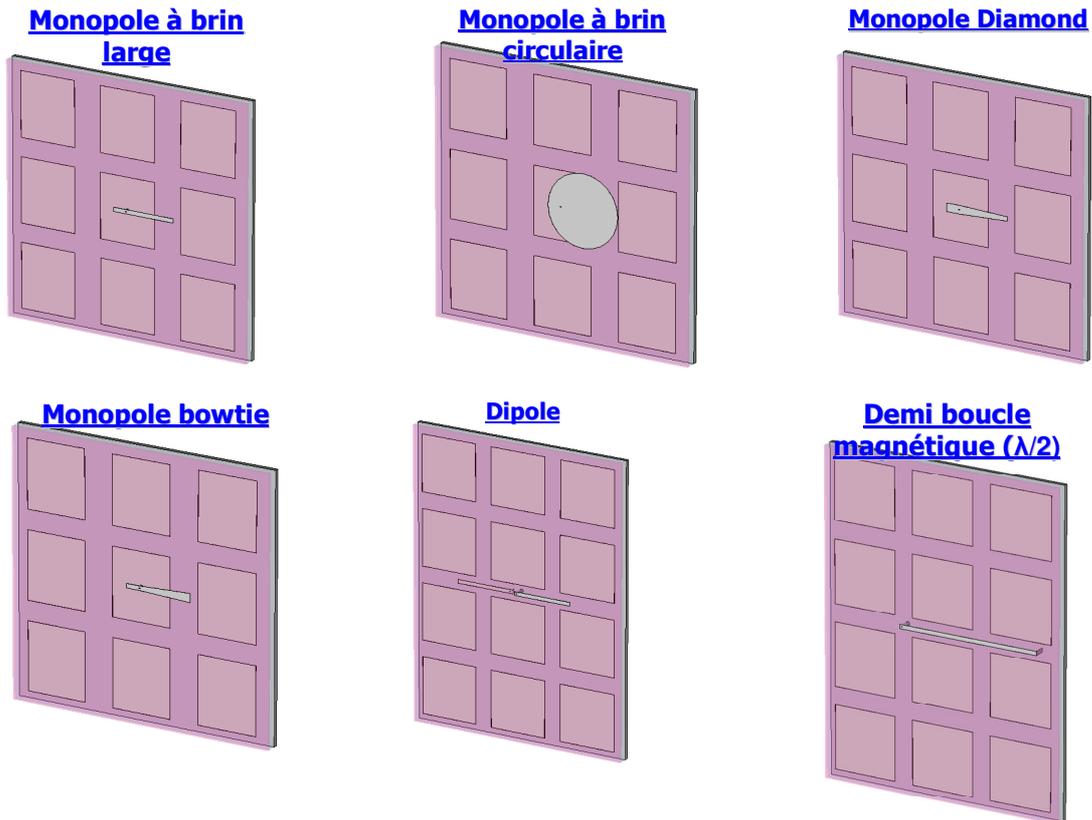


Figure III. 18: Etude de l'antenne BIE ULP avec différents types de source

Une analyse paramétrique en fonction de la longueur de la source a été effectuée pour toutes les structures, afin de quantifier les performances qu'elles sont à même de fournir. Sur la **Figure III. 19**, est comparé le paramètre S11 de chacune des antennes en adoptant dans tous les cas, la configuration de source qui permet un fonctionnement optimal en rayonnement à 1.4 GHz (**Figure III. 20**).

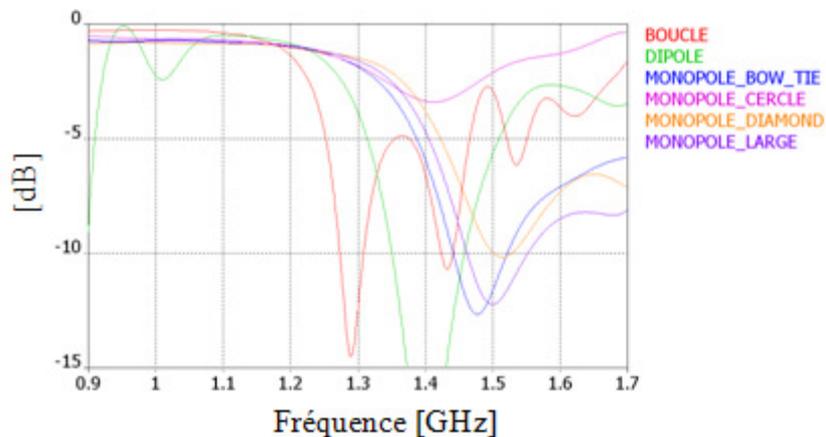


Figure III. 19: Comparaison de l'adaptation

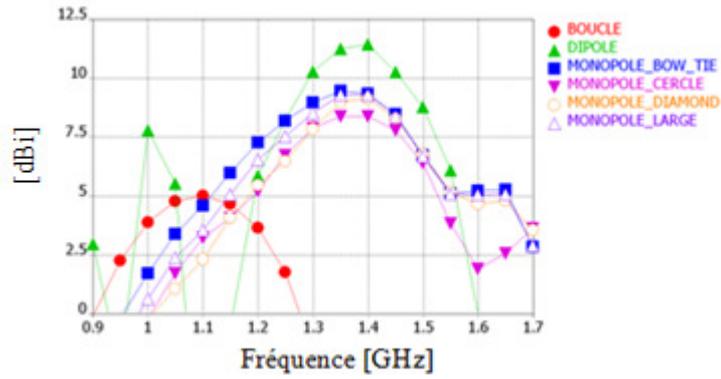


Figure III. 20: Comparaison de la directivité

Il en résulte que la boucle magnétique ne convient pas pour exciter l'antenne BIE. Quant au dipôle qui permet d'obtenir la directivité la plus importante, il engendre des chutes qui ne sont pas acceptables pour une application large bande. Les résultats obtenus avec les monopoles sont quasi identiques mis à part avec le monopole cercle qui induit des performances légèrement moindres. En définitive, il apparaît que les monopoles sont les plus adaptés à cette application car ils permettent d'obtenir le meilleur compromis performances - simplicité. Toutefois, les simulations ont révélé la réelle difficulté à adapter ce type d'antenne et ceci quelle que soit la source utilisée. En effet, il est très difficile de fournir de l'énergie au mode dans le résonateur BIE surtout quand il est évanescent transversalement (fréquences inférieures à la fréquence où la directivité est maximum) qui permet d'aboutir à des lobes axiaux.

Pour rappel, la mise en œuvre de ces techniques d'amélioration avait pour objet d'élargir la faible bande passante en adaptation des antennes BIE ULP, qui limite celle plus élevée obtenue en rayonnement. Cependant, il en résulte que celles-ci n'ont pas été concluantes. En effet, un résonateur BIE multifréquences, l'ajout à l'antenne de dispositifs localement résonants (patchs ou fente) ou l'intégration de sources particulières n'ont pas conduit à des améliorations significatives.

Toutefois, ces études ont été riches en enseignements, puisqu'elles ont permis de définir le type de source qui semble être le mieux adapté à l'excitation de l'antenne, à savoir les monopoles. En effet, ceux-ci engendrent le meilleur compromis performance – simplicité. Ainsi, pour des raisons de réalisation, les monopoles à brin large seront privilégiés. C'est donc sur ce type d'excitation que l'antenne BIE ULP réalisée dans le cadre de ce chapitre, sera alimentée.

A la suite de ces études préliminaires, nous avons défini une antenne BIE ULP monosource puis multisources, les plus favorables à l'application. L'antenne multisources est par la suite optimisée pour améliorer les performances antennaire.

IV. Conception de l'antenne BIE pour l'application CEA.

IV.1. Objectifs.

Les études qui ont été menées dans ce chapitre et le précédent, révèlent l'impossibilité d'adapter l'antenne BIE ULP à -10 dB sur une large bande de fréquence en configuration monosource. Nous avons donc choisi de viser une adaptation large bande mais de moindre niveau et de compenser les pertes par une montée en gain grâce à un système multisources. Bien que cette solution soit non optimale, elle semble être la plus judicieuse par rapport à l'application, car le critère clé est un gain important sur une large bande fréquentielle. Afin d'obtenir une adaptation large bande, nous avons conçu une structure multimodale réalisable, en configuration monosource puis multisources, tout en vérifiant que les performances en rayonnement restent satisfaisantes.

Ces deux structures constitueront les nouvelles références de cette étude. L'antenne multisources est par la suite optimisée pour améliorer les performances antennaires.

IV.2. Antenne BIE ULP de référence en monosource et multisources.

Nous allons détailler dans un premier temps l'étude de l'antenne BIE ULP en configuration monosource.

IV.2.1 Antenne BIE ULP de référence en configuration monosource.

IV.2.1.1 Description.

Le dispositif modélisé est une résonateur BIE ULP formé entre le plan de masse et la FSS placée à 13 mm (HF) au dessus de ce dernier (**Figure III. 21**). La FSS est composée d'un assemblage périodique de motifs patches carrés, de 71 mm de côtés ($L_{FX}=L_{FY}$), et espacés de 100 mm ($P_{ASX}=P_{ASY}$) les uns par rapports aux autres. L'excitation est réalisée à l'aide d'un monopole à brin large de 5 mm de largeur (LAD) et 85.5 mm de longueur (LOD). Celui-ci est alimenté par un SMA 50 Ω dont l'âme centrale et le téflon transitent à travers le motif central

de la FSS. Le point de jonction se situe à 15 mm de l'une des extrémités du monopole. Ce dernier est placé à 4 mm (HD) au dessus du résonateur BIE. Il est à noter que pour faciliter la réalisation et maintenir la FSS et le monopole à leurs positions respectives, une plaque de plexiglas a été placée entre ces deux éléments. Les caractéristiques de cette plaque ont été déterminées expérimentalement dans une base XLIM et valent : $\epsilon_r = 2.57$, $\tan \delta = 0.003$. Il est à noter que ce dimensionnement considère les contraintes de tenue en puissance définie par l'application.

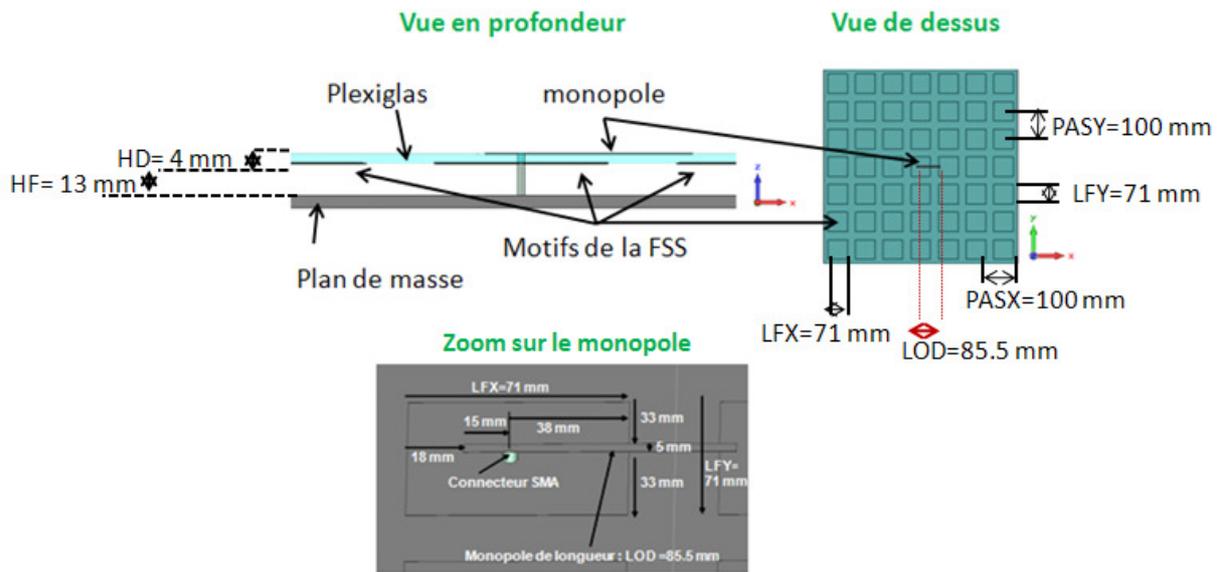


Figure III. 21: Illustration de l'antenne BIE ULP de référence en configuration monosource.

IV.2.1.2 Performances de l'antenne.

La directivité fréquentielle obtenue au zénith de l'antenne qui passe par des minimums et des maximums traduit un fonctionnement multimodal de la structure (**Figure III. 22**).

Entre 0.8 et 1.05 GHz, l'évolution de la directivité augmente jusqu'à atteindre un maximum à la fréquence de coupure (1.05 GHz) conformément au fonctionnement des antennes BIE ULP dans la zone évanescente (**Figure III. 22**). Cela est corroboré par le champ $|E_x|$ au dessus de l'antenne qui décroît exponentiellement et radialement autour de la source (**Figure III. 23**). Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer au chapitre II de ce mémoire.

Au-delà de la fréquence de coupure (1.05 GHz), la chute de la directivité observée entre 1.05 GHz et 1.4 GHz (**Figure III. 22**), résulte de la propagation transversale du mode dans le résonateur BIE, qui entraîne un dépointage du rayonnement et donc une diminution de

la directivité au zénith de l'antenne. Cette propagation est illustrée à 1.2 GHz sur la **Figure III. 24** par le champ E_z dans un plan de coupe en milieu du résonateur.

La chute à 1.4 GHz s'explique par la résonance en opposition de phase des différents motifs de la FSS. En effet, ces derniers situés sur un plan de masse peuvent fonctionner tels des patches et sont excités en série par la propagation latérale du mode BIE au dessus de la fréquence de coupure. Les différentes cartographies de la **Figure III. 25** indiquent une répartition conforme au mode TM_{10} d'un patch sous chacun des motifs de la FSS. Nous pouvons remarquer l'alternance du signe des champs pour deux motifs consécutifs dans l'axe Y, traduisant l'opposition de phase qui explique la chute de la directivité.

La baisse de la directivité observée à 1.6 GHz semble provenir d'une résonance transverse de structure. En effet, cette dernière peut permettre une résonance transverse pour le mode qui se propage au dessus de la fréquence de coupure, à condition que les dimensions soient favorables en termes de longueur d'onde. Nous pouvons voir sur la **Figure III. 26**, que la répartition des champs E_z à 1.6 GHz est conforme à une résonance en 3.25λ suivant les dimensions transverses de la structure.

Au dessus de cette fréquence, le phénomène traditionnel de décroissance de la directivité causé par la propagation latérale du mode dans la zone « leaky wave » est à nouveau visible comme cela était le cas entre 1.05 GHz et 1.4 GHz (**Figure III. 27**).

Pour finir, l'accroissement de la directivité à 2.1 GHz (**Figure III. 22**), résulte lui d'une résonance en $\lambda/2$ des monopoles avec les motifs de la FSS comme plan de masse (**Figure III. 28**).

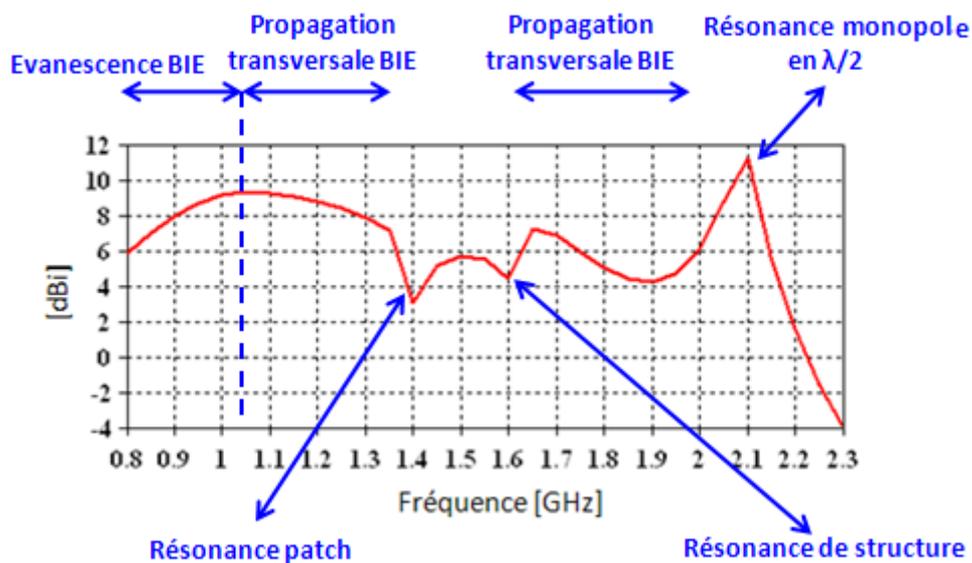


Figure III. 22: Directivité de l'antenne BIE ULP de référence en configuration monosource.

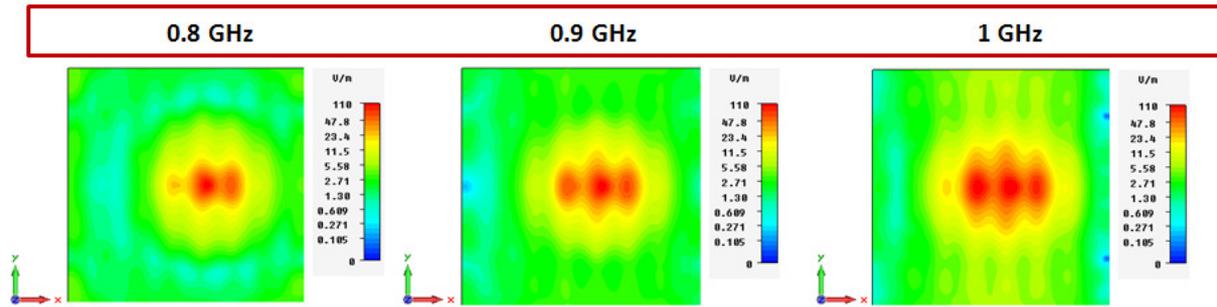


Figure III. 23: $|E_x|$ relevé au dessus de l'antenne BIE ULP.

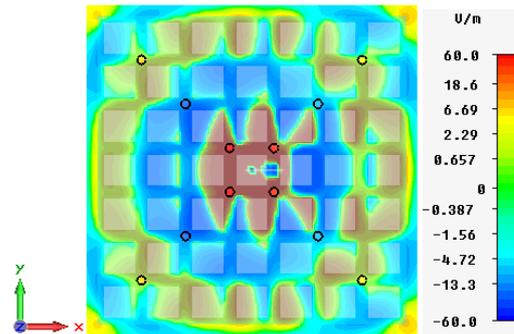


Figure III. 24: E_z dans le résonateur suivant un plan xoy à 1.2 GHz.

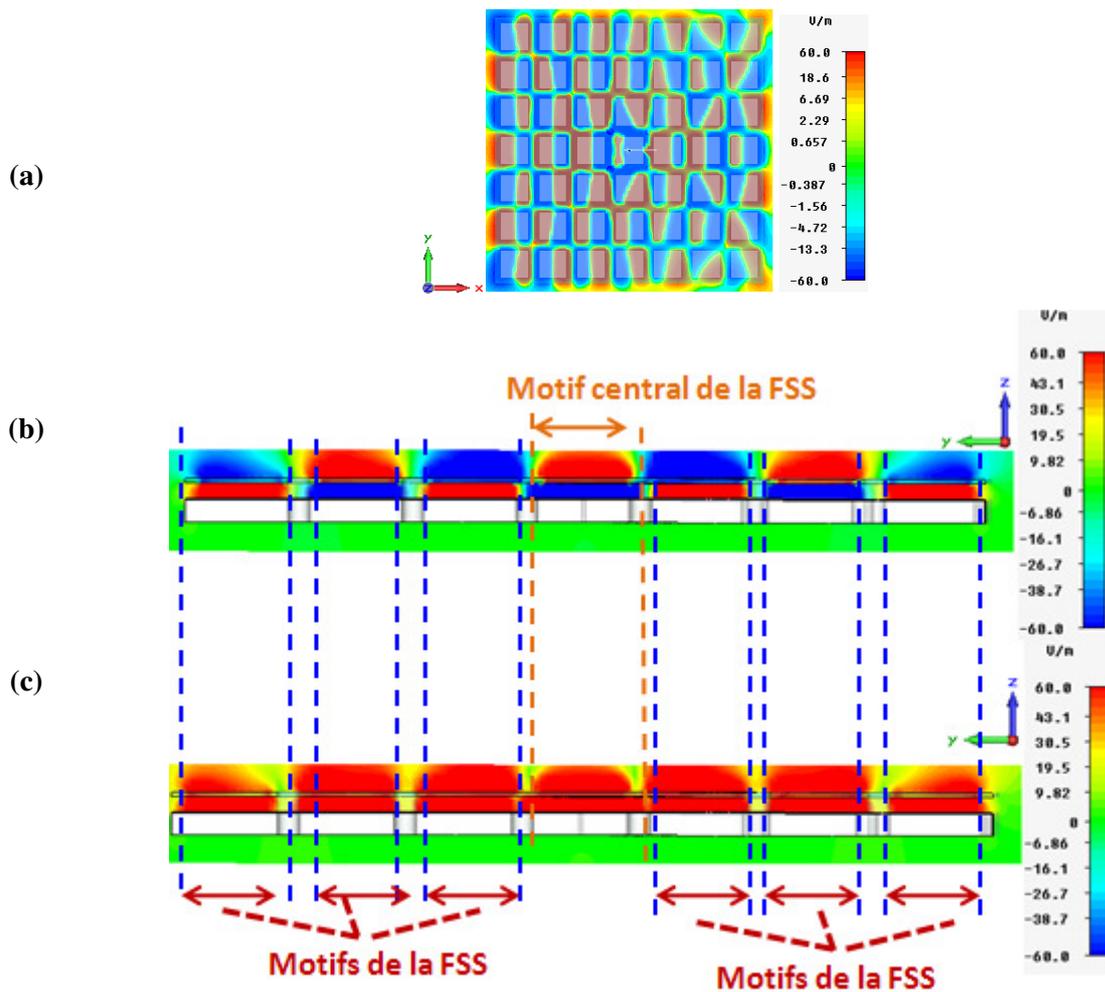


Figure III. 25: E_z plan xoy (a), plan yoz (b), et $|E_z|$ dans le plan yoz à 1.4 GHz.

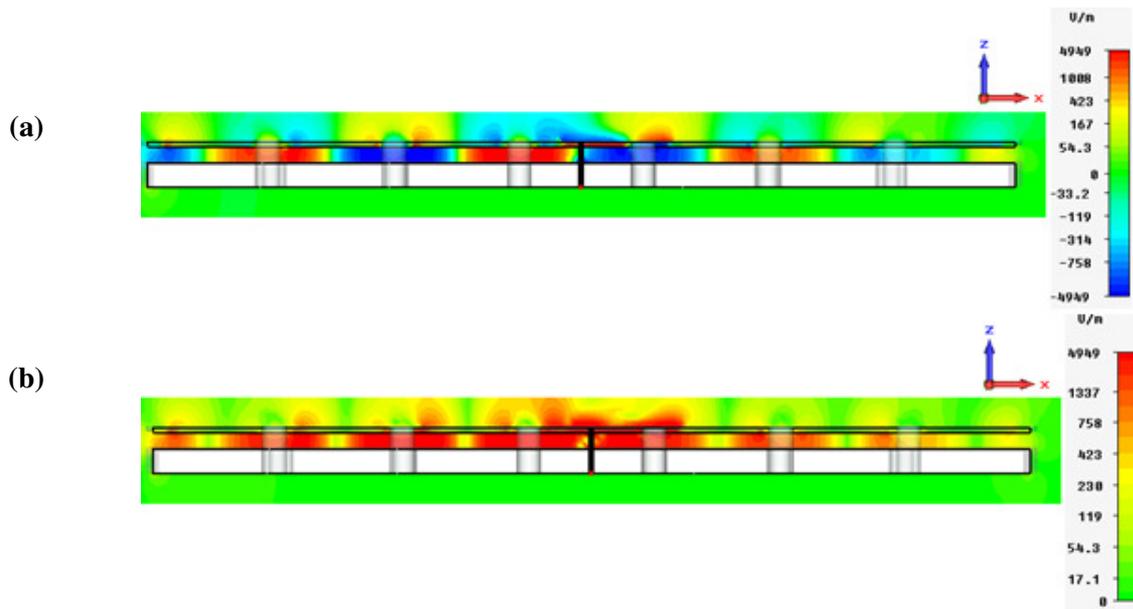


Figure III. 26: E_z dans le résonateur (a), et $|E_z|$ dans le résonateur (b) à 1.6 GHz.

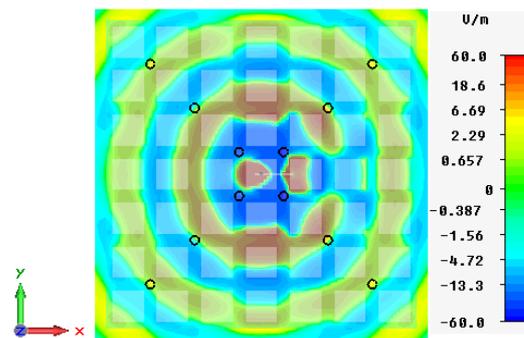


Figure III. 27: E_z dans le résonateur suivant un plan xy à 1.9 GHz.

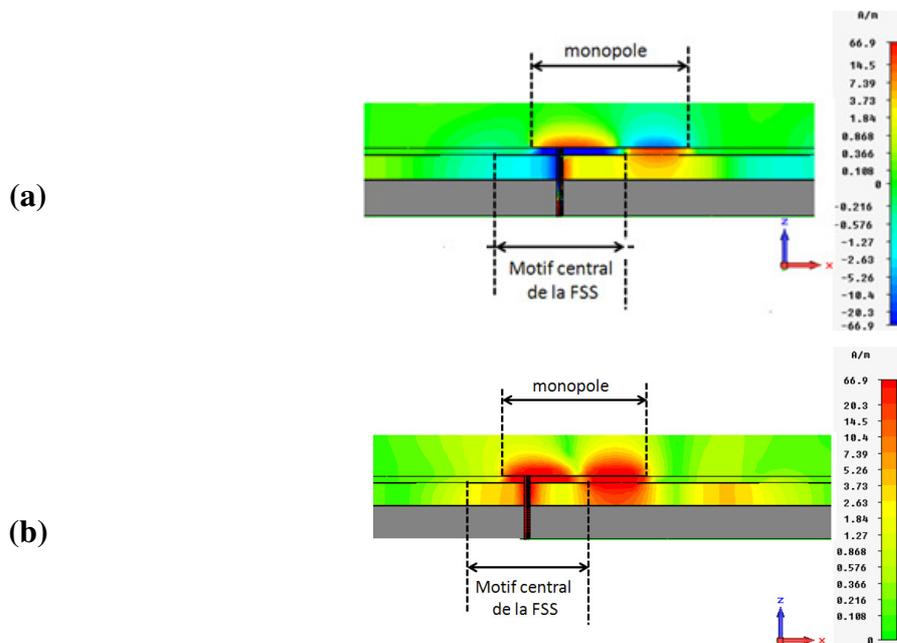


Figure III. 28: H_y (a) et $|H_y|$ (b) à 2.1 GHz.

L'adaptation de l'antenne BIE ULP de référence en configuration monosource reflète le fonctionnement multimodal de la structure (**Figure III. 29**) observé avec la directivité. Les multiples modes permettent de pallier la faible bande passante en adaptation caractéristique des antennes BIE ULP. Une adaptation de -3 dB (exceptée la légère remontée à 1.4 GHz) est ainsi obtenue sur une bande passante large de 46% ([1.07-1.72] GHz). La directivité est quant à elle, supérieure à 4 dBi sur cette bande avec un maximum de 11 dBi (**Figure III. 22**).

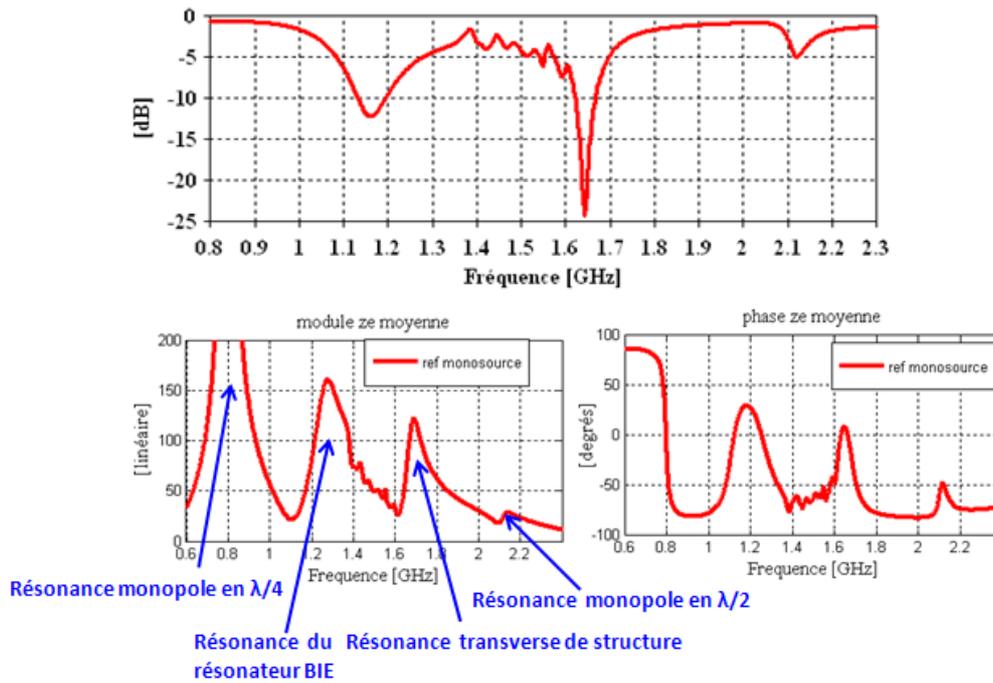


Figure III. 29: Adaptation et impédance d'entrée de l'antenne BIE ULP de référence en configuration monosource.

Bien que non optimale, l'adaptation présente l'avantage d'être large bande. Pour pallier les problèmes de gain, nous allons exciter la structure avec une multitude de sources. Cette étude est donnée dans le paragraphe suivant.

IV.2.2 Antenne BIE ULP de référence en multisources.

IV.2.2.1 Description.

La structure multisources est identique à l'antenne monosource de référence étudiée précédemment à l'exception des monopoles qui sont au nombre de 12 pour cette étude (**Figure III. 30**). En effet, la structure est constituée de 12 monopoles dont la largeur (LAD) et la longueur (LOD) sont respectivement de 5 mm et de 85.5 mm. Ils sont distants de 200 mm en x et 100 mm en y et ils reposent sur la partie supérieure d'une plaque de plexiglas de 4 mm d'épaisseur (HD). Il est à noter que ce pas entre les monopoles a été choisi pour avoir des performances optimales en termes d'adaptation et de gain.

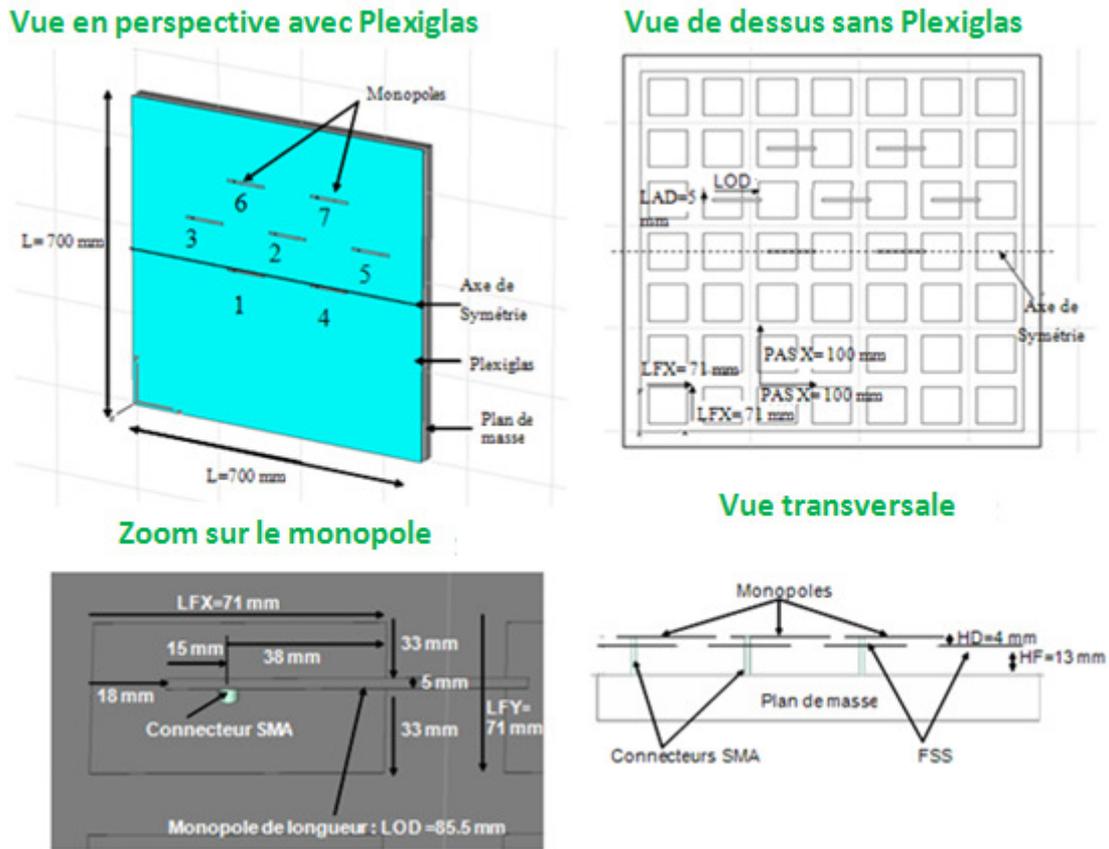


Figure III. 30: Représentation de l'antenne BIE ULP de référence en configuration multisources.

Comme pour l'antenne de référence monosource chacun des monopoles est alimenté par un SMA 50Ω dont l'âme centrale et le téflon transitent à travers les motifs de la FSS. Le point de jonction se situe à 15 mm de l'une des extrémités des monopoles. Pour rappel, sur la face inférieure du plexiglas se situe la FSS qui est constituée de motifs carrés périodiques de côté égal à 71 mm (LFX) et de pas égal à 100 mm (PASX). La hauteur du résonateur qui est définie entre la FSS et le plan de masse est toujours de 13 mm (HF).

Maintenant que la description du dispositif antennaire est présentée, il convient d'exposer ses performances.

IV.2.2.2 Performances du dispositif.

Adaptation :

Comme les 12 accès de l'antenne BIE ULP sont excités simultanément, il convient de considérer non plus les paramètres S_{ij} mais les paramètres F_i (III.3) qui traduisent la réflexion totale au niveau de chacune des entrées i du réseau en considérant les couplages.

$$F_i = \sum_1^{12} S_{ij} * P_j \quad (\text{III.3})$$

Où : P_j et S_{ij} sont respectivement les poids affectés à chacune des entrées i de l'antenne et la matrice des paramètres S de l'antenne.

Il convient donc de noter que dans le cadre de cette application, les poids P_j sont équi-amplitude et équi-phase, et valent $(\frac{1}{12}, 0^\circ)$. Ceux-ci correspondront pour le dispositif final au paramètre S de sortie d'un circuit de distribution.

Pour garantir une meilleure lisibilité des figures, uniquement l'adaptation équivalente ramenée à un seul accès sera représentée. Celle-ci est déduite des paramètres F par la relation (III.4).

$$\text{Adaptation}_{\text{équivalente}} = \sum_1^{12} \frac{F_i}{12} \quad (\text{III.4})$$

Ce dernier qui est en fait une moyenne est assez représentative car les paramètres F sont pratiquement homogènes. Il en ressort donc que la mise en réseau des sources a permis d'améliorer légèrement l'adaptation de l'antenne BIE ULP. Celle-ci est désormais adaptée à -4 dB sur 49% ([1-1.66] GHz), alors qu'elle était sur quasiment la même bande, inférieure à -3 dB en configuration monosource (Figure III. 31).

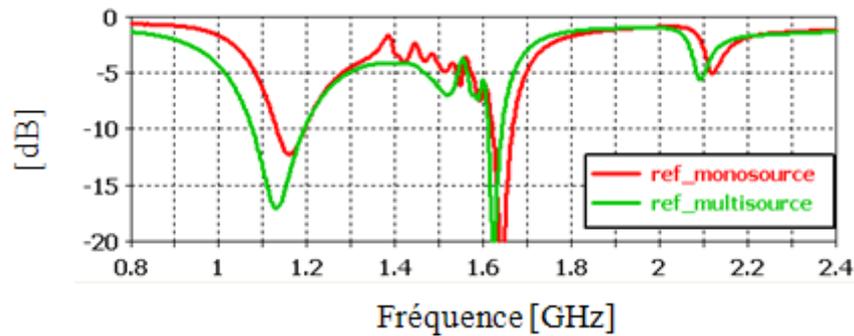


Figure III. 31: Adaptation équivalente de l'antenne BIE ULP de référence en configuration multisources et monosource

A partir de cette adaptation équivalente en module et en introduisant la phase, l'impédance d'entrée a pu être déterminée (Figure III. 32). A la vue de ces résultats, il semblerait qu'une impédance référence de 50 ohms soit effectivement la plus favorable pour

obtenir le meilleur compromis niveau-bande d'adaptation. Par contre la phase est trop importante sur la bande [1-1.66] GHz pour obtenir une adaptation satisfaisante.

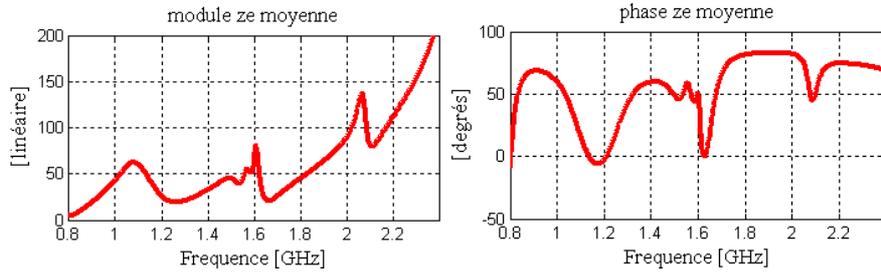


Figure III. 32: Impédances d'entrée de l'antenne BIE ULP de référence en configuration multisources.

Directivité et gain réalise au zénith (ou dans l'axe):

Une comparaison de la directivité de l'antenne monosource et de l'antenne multisources est illustrée sur la **Figure III. 33**.

Il en résulte que l'augmentation du nombre de sources, a permis de « lisser » l'évolution de la directivité pour les fréquences inférieures à 1.6 GHz (**Figure III. 33**). A 1.6 GHz, la chute de la directivité est toujours due à la résonance transverse de structure. Au delà de cette fréquence, la même évolution provenant des phénomènes expliqués précédemment, est observée.

L'augmentation du nombre de sources a également permis d'augmenter la bande passante et la directivité de la structure. La directivité est désormais sur la bande ([1-1.66] GHz) où l'antenne présente une adaptation inférieure à -4 dB, supérieur à 15 dBi avec un maximum de 18.2 dBi obtenu à 1.66 GHz. Le gain est quant à lui sur la même bande, supérieur à 13 dB avec une valeur maximale de 18 dB obtenue à 1.62 GHz (**Figure III. 34**).

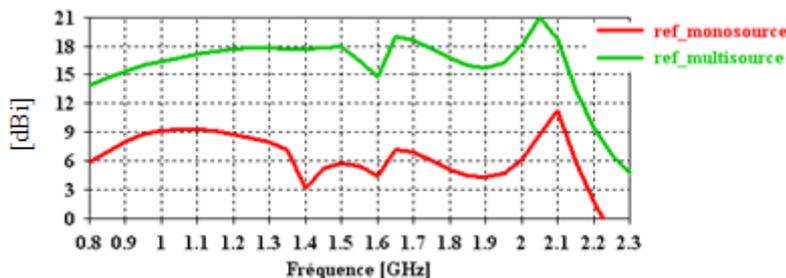


Figure III. 33: Comparaison des directivités obtenues pour les antennes de référence en configuration monosource et multisources.

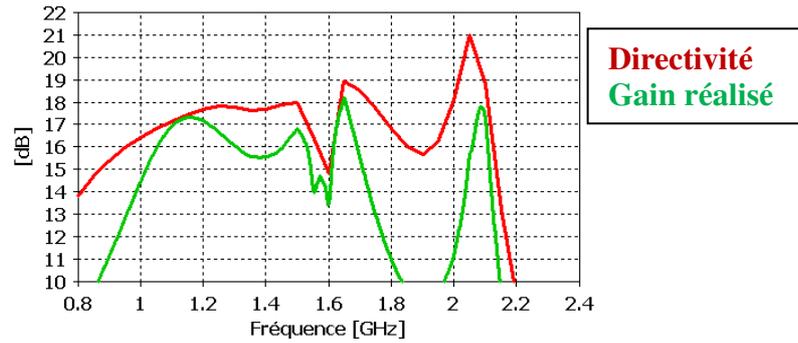


Figure III. 34: Directivité et gain réalisé de l'antenne BIE ULP de référence en configuration multisources.

Diagrammes de rayonnement:

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été relevés pour plusieurs fréquences dans le plan E (**Figure III. 35**) et dans le plan H (**Figure III. 36**). Le niveau des lobes secondaires est d'autant plus fort que la fréquence augmente pour atteindre un maximum à la fréquence de résonance transverse de structure (1.6 GHz). Nous aboutissons à des valeurs assez importantes d'environ -10 dB par rapport au maximum dans le plan E et -12 dB dans le plan H.

Le rayonnement arrière qui est défini pour les angles supérieurs à 100° , est au pire cas, inférieur à -14 dB dans le plan H et -16 dB dans le plan E.

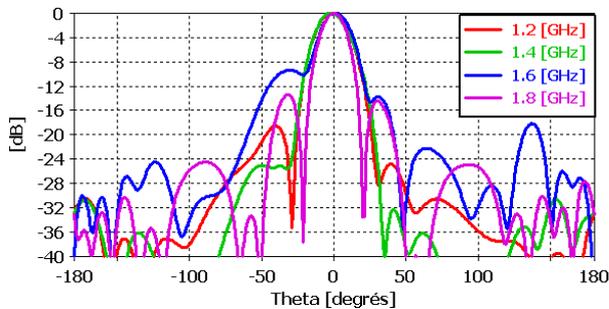


Figure III. 35: Diagramme de rayonnement dans le plan E

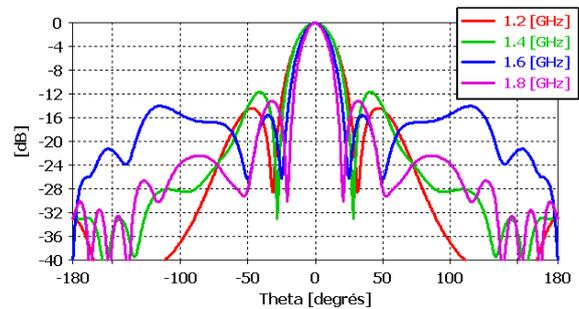


Figure III. 36: Diagramme de rayonnement dans le plan H

L'étude des performances de l'antenne BIE ULP de référence a montré que cette structure repose sur un fonctionnement multimodal qui permet d'élargir la faible bande passante en adaptation.

La considération de plusieurs sources d'excitation, a permis d'accroître non seulement la directivité mais a également amélioré l'adaptation. Au final, la configuration multisources est adaptée à -4 dB sur 49 % avec un gain supérieur à 13 dB.

Cependant, ces résultats n'étant pas optimums, des évolutions de cette structure en configuration multisources, ont été effectuées pour améliorer les performances antennaires (adaptation, gain et bande passante).

Deux antennes plus difficiles à réaliser que celle de référence, ont donc été développées. La comparaison des performances de ces trois types de structures conduiront à la définition du dispositif antennaire multisources le plus favorable aux exigences du cahier des charges de l'application CEA.

IV.3 Optimisation de l'antenne de référence en configuration multisources.

IV.3.1. Blindage des sondes dans le résonateur.

IV.3.1.1 Description.

Afin d'améliorer l'adaptation de l'antenne présentée précédemment, une couche métallique (épaisseur = 0.465 mm) est localement insérée autour du Téflon de chacune des sondes d'excitation (**Figure III. 37**), et ce uniquement à l'intérieur du résonateur BIE. L'idée est de diminuer la phase de l'impédance d'entrée de l'antenne en introduisant une self parallèle pour améliorer l'adaptation.

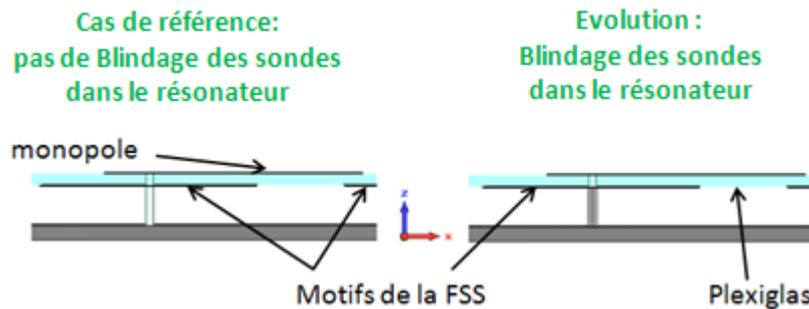


Figure III. 37: Mise en place d'un blindage local autour des sondes

Les performances de ce dispositif sont exposées dans la partie suivante.

IV.3.1.2. Performances du dispositif.

Adaptation :

Pour caractériser l'influence du blindage, une comparaison de l'adaptation équivalente obtenue avec et sans le blindage (cas de référence), est représentée la **Figure III. 38**.



Figure III. 38: Comparaison de l'adaptation équivalente des 2 antennes multisources

Il en résulte l'influence très positive du blindage car une amélioration significative de l'adaptation est obtenue. Celle-ci est désormais évaluée à -6 dB sur une bande de fréquence large de 51% ([0.95-1.6] GHz), alors qu'elle n'était que de -4 dB pour le dispositif de référence (sans blindage) sur une bande pratiquement identique de 49% ([1-1.66] GHz). D'après la **Figure III. 39**, qui représente l'impédance d'entrée équivalente, l'amélioration de l'adaptation provient comme prévu, d'une diminution de la phase de l'impédance d'entrée. Cette dernière est produite par la mise en place des blindages qui engendre un effet selfique en parallèle des monopoles d'excitation.

Il est à noter que l'amélioration de l'adaptation est plus visible en basse fréquence en raison d'une phase de l'impédance d'entrée proche de 0 pour cette plage fréquentielle (**Figure III. 39**).

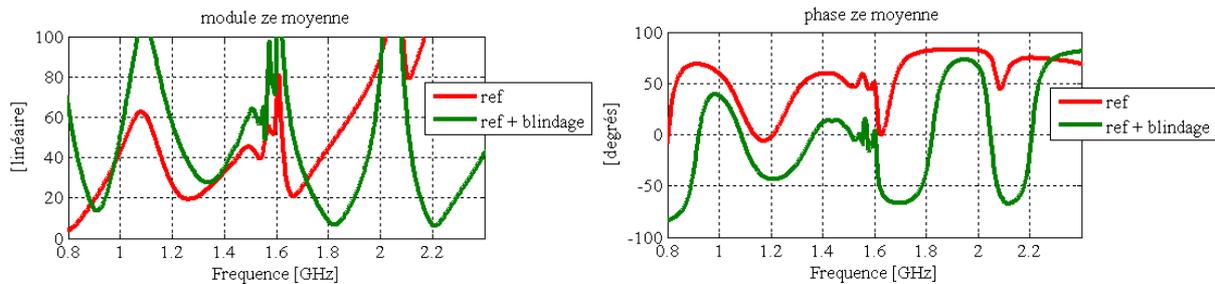


Figure III. 39: Impédance d'entrée équivalente en module et en phase

Directivité et gain réalisé:

La directivité obtenue est comparée à celle de l'antenne de référence (sans blindage) sur la **Figure III. 40**. Il en ressort, que le blindage présente aussi un effet bénéfique pour le rayonnement de l'antenne, puisqu'il est possible de noter une amélioration très importante de la directivité en termes de bande et de valeur maximale.

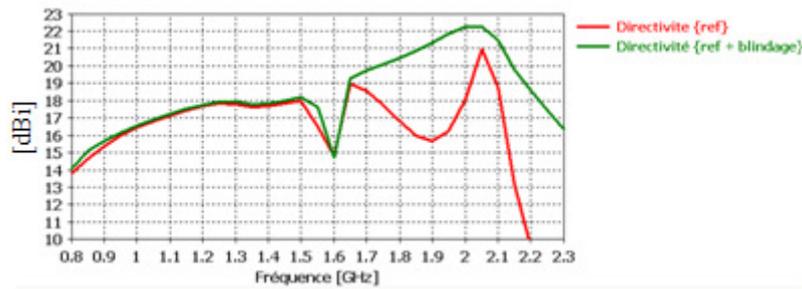


Figure III. 40: Comparaison des directivités des 2 antennes multisources

L'effet du blindage est surtout visible pour les fréquences hautes, où la directivité croît jusqu'à atteindre un maximum à la résonance du monopole en $\lambda/2$ (autour de 2 GHz), alors qu'elle passait par une valeur minimale à 1.9 GHz à cause de la propagation transversale des champs dans le résonateur (Figure III. 27). Cette amélioration s'explique par le fait que le blindage agit comme un matériau BIE transverse qui interdit la propagation latérale des champs comme cela a été montré dans le chapitre I. En effet, la répartition périodique des tiges ou blindages permet de constituer un dispositif à bande interdite empêchant le passage du champ Ez.

Le gain est désormais sur la bande [0.95-1.6] GHz, où l'antenne présente une adaptation à -6 dB, supérieur à 13 dB avec un gain maximum de 18 dB à 1.5 GHz (Figure III. 41).

Cependant, bien que ces résultats soient satisfaisants, il convient d'améliorer l'adaptation pour les hautes fréquences, afin de bénéficier de l'amélioration de la directivité dans cette plage de fréquence.

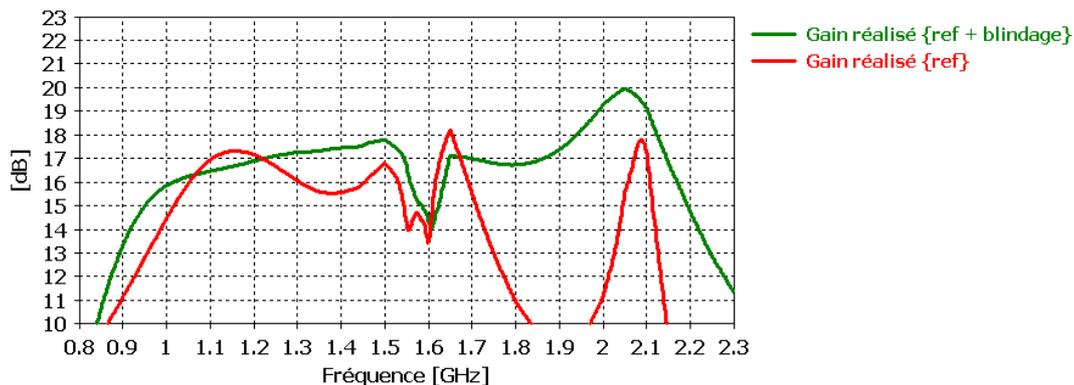


Figure III. 41: Comparaison des gains réalisés des 2 antennes multisources

Diagrammes de rayonnement:

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été relevés pour plusieurs fréquences dans le plan E (Figure III. 42) et dans le plan H (Figure III. 43). Les remarques

qui avaient été effectuées pour la structure de référence (sans blindage) étudiée précédemment, sont également valables pour cette antenne avec blindage. A savoir un niveau de lobes secondaires important à 1.6 GHz. Le niveau de rayonnement arrière est quant à lui, au pire cas, inférieur à -16 dB dans le plan E et -12 dB dans le plan H.

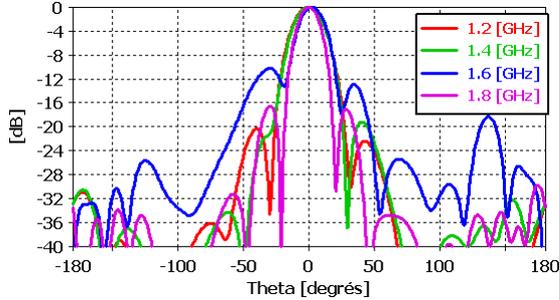


Figure III. 42: Diagramme de rayonnement dans le plan E

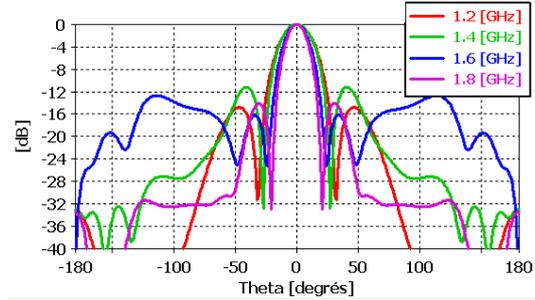


Figure III. 43: Diagramme de rayonnement dans le plan H

Pour conclure sur l'étude de cette structure, il convient de noter que le blindage des sondes dans le résonateur BIE, a permis d'améliorer l'adaptation en basse fréquence et la directivité en haute fréquence. Ainsi l'adaptation est désormais inférieur à -6 dB sur 51% de bande contre -4 dB sur 49 % de bande pour le dispositif de référence (sans blindage). Tandis que le gain est sur la même bande, supérieur à 13 dB avec un maximum à 18 dB.

L'objet du paragraphe suivant est d'améliorer l'adaptation dans les hautes fréquences, pour bénéficier de l'amélioration de la directivité due au blindage. Une étude a donc été entreprise et à abouti à la conception d'une troisième structure antennaire. Celle-ci est une évolution de l'antenne précédente (ref+blindage) et la modification consiste en une FSS présentant des motifs à encoches.

IV.3.2. Blindage des sondes + Echancres des motifs de la FSS.

IV.3.2.1 Description.

Pour améliorer l'adaptation en haute fréquence, nous nous sommes appuyés sur la résonance des monopoles en $\lambda/2$ localisés autour de 2 GHz. Pour ce faire, le plan de masse de ces derniers, à savoir les motifs de la FSS, ont été modifiés. Des encoches (10 mm* 20 mm) ont été insérées pour obtenir une impédance d'entrée plus favorable à une bonne adaptation pour les fréquences hautes de la bande (Figure III. 44). Il est à rappeler que cette modification est opérée sur le dispositif précédent (antenne BIE ULP multisources avec blindage des sondes dans le résonateur).

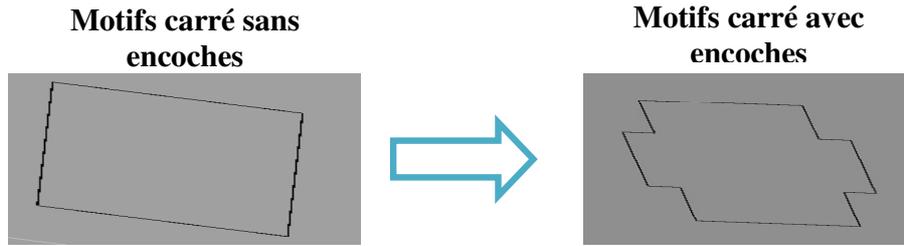


Figure III. 44: Mise en place de quatre encoches sur chaque motif de la FSS

Les performances de ce dispositif sont exposées dans la partie suivante.

IV.3.2.1 Performances du dispositif.

Adaptation :

L'adaptation équivalente de cette antenne est comparée à celle de la structure précédente (**Figure III. 45**). Il en résulte que la mise en place des encoches, a permis d'améliorer l'adaptation pour les fréquences hautes mais a détérioré celle obtenue en basse fréquence.

En effet, la FSS agit d'une part comme plan de masse des monopoles, mais aussi comme la paroi supérieure du résonateur de l'antenne BIE. Ainsi la modification des dimensions de la FSS modifie également la fréquence de coupure du résonateur (f_0). Nous avons donc modifié la hauteur du résonateur (HF); elle a été augmentée pour amener le fonctionnement BIE vers les basses (**III.5**).

$$HF = \frac{c}{2 \times f_0} \times \left(\frac{\phi + \pi}{2\pi} \right) \quad (\text{III.5})$$

L'antenne finale ainsi obtenue présente une hauteur de 17 mm contre 13 mm pour les dispositifs précédents. Il en ressort que l'antenne est adaptée à -6 dB sur 77 % ([0.9-2.05] GHz) de bande en exceptant la légère remontée à 1.73 GHz, alors que celle-ci est inférieure à -5 dB sur 75 % de bande ([0.95-2.1] GHz) pour le dispositif avec encoche sans la modification de hauteur, toujours en exceptant la légère remontée à 1.75 GHz.

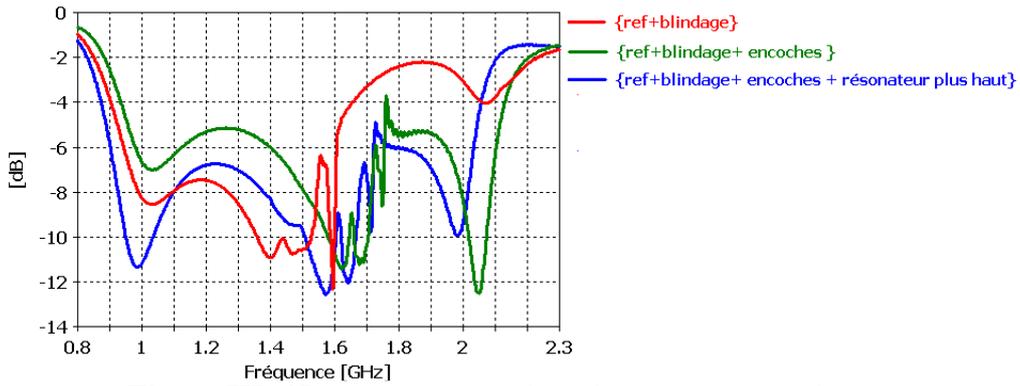


Figure III. 45: Comparaison des adaptations équivalentes.

Directivité et gain réalisé:

Les directivités obtenues pour les deux structures précédentes sont comparées à celles de l'antenne BIE ULP présentant uniquement le blindage autour des sondes dans le résonateur (Figure III. 46).

Il en ressort que la mise en place des encoches n'a pas altéré l'amélioration de la directivité en haute fréquence obtenue par le blindage des sondes.

L'utilité des encoches est visible au niveau du gain réalisé (Figure III. 47), et plus précisément en haute fréquence où l'adaptation a été améliorée.

En raison d'un niveau de gain un peu plus élevé en basse fréquence, et d'une chute moins prononcée, l'antenne {ref+blindage+encoches+ résonateur plus haut} a été considérée pour établir les performances en rayonnement. Celle-ci présente ainsi, sur la bande de 77 % ([0.9-2.05] GHz) où une adaptation de -6 dB est observée, un gain réalisé supérieur à 14.5 dB avec un maximum de 20 dB obtenu à 2 GHz (résonance des monopoles en $\lambda/2$).

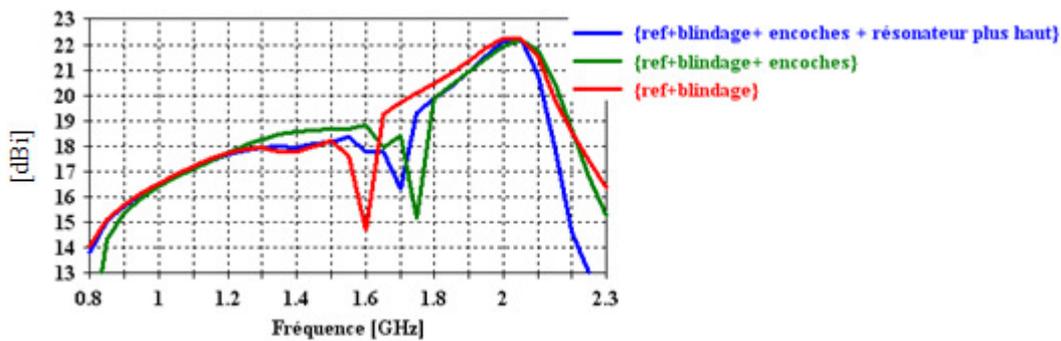


Figure III. 46: Comparaison des directivités obtenues.

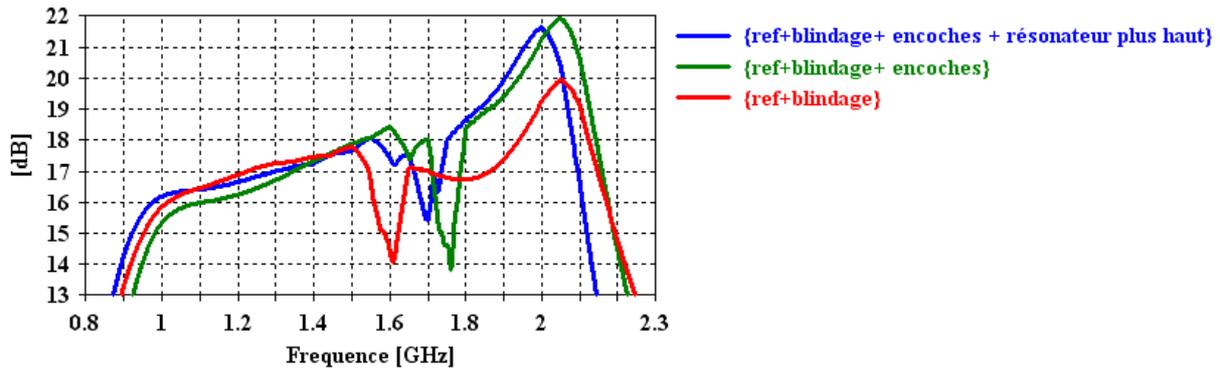


Figure III. 47: Comparaison des gains obtenus.

Dans la suite, pour établir les niveaux de lobes secondaires et de rayonnement arrière, uniquement l'antenne BIE ULP à encoches et blindage et présentant une hauteur de résonateur de 17 mm, est considérée.

Diagrammes de rayonnement:

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne à plusieurs fréquences ont été relevés dans le plan E sur la **Figure III. 48** et dans le plan H sur la **Figure III. 49**. Les remarques sont les mêmes que pour les antennes précédentes. Le pire cas est toujours obtenu autour de la fréquence où la chute de la directivité est observée.

Les lobes secondaires sont toujours inférieurs à -12 dB dans le plan E et -10 dB dans le plan H. Quant au rayonnement arrière, celui-ci est inférieur à -22 dB dans les deux plans.

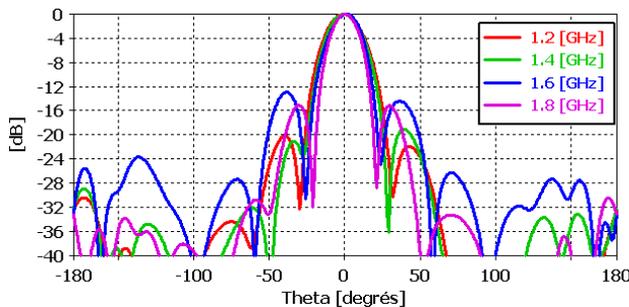


Figure III. 48: Diagramme de rayonnement dans le plan E

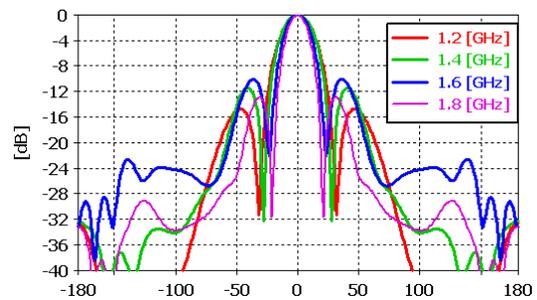


Figure III. 49: Diagramme de rayonnement dans le plan H

IV.3.3. Bilan des trois structures.

Un récapitulatif des performances des 3 antennes qui ont été conçues à 1.2 GHz est donné dans le **Tableau III.2**. Les études qui ont été menées, montrent qu'il est possible de pallier la faible bande passante en adaptation de l'antenne BIE ULP, puisque plusieurs structures présentant une large bande en adaptation, ont été obtenues. Celle qui présente les performances les plus optimales reste néanmoins l'antenne avec une hauteur de résonateur de 17 mm présentant des encoches et un blindage autour de ses sondes. En effet, une adaptation

de -6 dB est obtenue sur une large bande de 77 % si l'on excepte la légère remontée à 1.73 GHz. Le gain est quant à lui, sur la même bande, supérieur à 14.5 dB avec un maximum de 20 dB. C'est donc vers ce type de structure que l'étude s'est orientée.

Cependant, malgré cette large bande passante le niveau seuil de l'adaptation (-6 dB) n'est pas optimum pour l'application CEA. Une optimisation de la structure choisie a donc été nécessaire afin d'obtenir une adaptation de - 10 dB sur la bande fréquentielle la plus conséquente possible. Celle-ci a abouti à la conception d'un dispositif final qui sera par la suite fabriqué. La présentation de cette antenne fait l'objet du paragraphe suivant.

	Fréquence centrale	Adaptation	Gain réalisé	Rayonnement arrière et lobes secondaires pire cas	Hauteur du résonateur
<i>Antenne de référence</i>	≈1.33 GHz	Seuil = -4 dB BP : 49%	Gain min:13 dB Gain max:18 dB ΔGain= 5 dB sur les 49% de bande	Lobe secondaire < - 10 dB Rayonnement arrière < - 14 dB	13 mm ⇔ λ/19 à 1.2 GHz
<i>Antenne avec blindage et sans encoches</i>	≈1.275 GHz	Seuil = -6 dB BP : 51%	Gain min:13 dB Gain max:18 dB ΔGain= 5 dB sur les 51% de bande	Lobe secondaire < - 10 dB Rayonnement arrière < - 12 dB	13 mm ⇔ λ/19 à 1.2 GHz
<i>Antenne avec encoches et avec blindage</i>	≈1.5 GHz	Seuil = -6 dB BP : 77% (en exceptant la légère remontée à 1.73 GHz)	Gain min:14.5 dB Gain max:20 dB ΔGain= 5.5 dB sur les 77% de bande	Lobe secondaire < - 10 dB Rayonnement arrière < - 22 dB	17 mm ⇔ λ/14 à 1.2 GHz

Tableau III.2: Récapitulatif des performances des 3 antennes conçues à 1.2 GHz

IV.4 Antenne Finale.

IV.4.1. Description.

La structure finale qui a été obtenue est donnée sur la **Figure III. 50**. Cette structure diffère de la précédente (blindage+encoches+ résonateur plus haut), au niveau de la hauteur des monopoles par rapport à la FSS qui est désormais de 5 mm, mais également par la forme des monopoles qui sont de type Diamond c'est-à-dire à largeur variable.

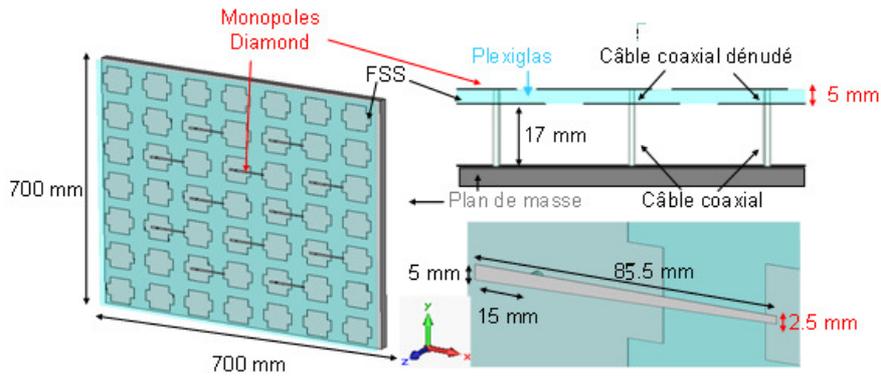


Figure III. 50: Représentation de l'antenne BIE ULP finale

Ces deux paramètres et surtout les caractéristiques de l'excitation ont été modifiés pour agir sur les résonances en basse fréquence. L'objectif est d'améliorer l'adaptation vers les basses fréquences afin d'obtenir une adaptation de -10 dB sur la bande fréquentielle la plus conséquente possible.

IV.4.2. Performances de l'antenne.

Adaptation :

Il est donc possible de noter que l'adaptation de l'antenne (**Figure III. 51**) a été améliorée en basse fréquence par rapport à celle obtenue pour la structure antennaire initiale ({ref+blindage+encoches+résonateur plus haut}). En effet, une adaptation à -9 dB est désormais obtenue sur une bande de fréquence qui s'étale de 1 GHz à 1.65 GHz (49% de bande), alors que celle-ci était, sur la même bande, inférieure à -6 dB auparavant.

Cependant, en contrepartie, une détérioration de l'adaptation est observée pour les fréquences supérieures à 1.7 GHz car la nouvelle valeur est de l'ordre de -4 dB contre -6 dB auparavant. La principale raison de cette modification est une altération de l'adaptation liée aux monopoles (autour de 2 GHz) en raison de leur changement de géométrie et de hauteur par rapport aux motifs de la FSS constituant leur plan de masse.

Au final, cette antenne peut être étudiée sur deux bandes de fréquences. Une bande de 49% ([1-1.65] GHz) où l'adaptation est de -9 dB. Celle-ci est appelée bande utile.

Une autre bande plus large de 78% ([0.9-2.075] GHz) en considérant un seuil moins optimum de -4 dB, peut aussi être envisagé.

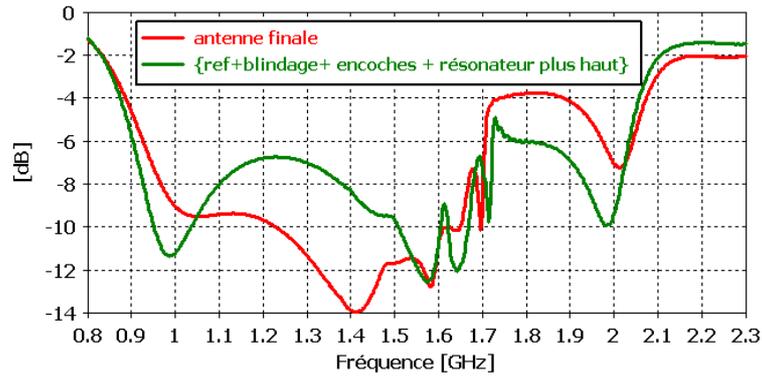


Figure III. 51: Adaptation de l'antenne BIE ULP finale

L'évolution de la directivité et du gain de l'antenne BIE ULP finale est représentée sur la Figure III. 52.

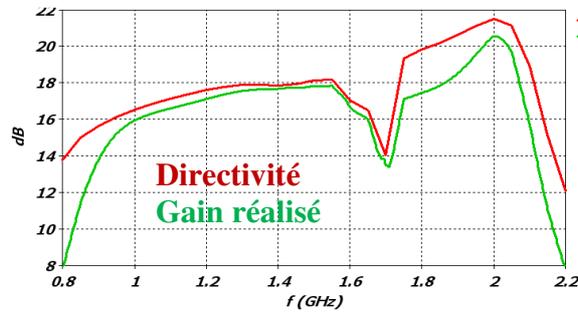


Figure III. 52: Directivité et gain de l'antenne BIE ULP finale.

La chute à 1.7 GHz est à l'instar des autres structures due à la résonance transverse de structure.

Sur la bande utile de 49 % ([1-1.65] GHz) où l'antenne présente une adaptation de -9 dB, le gain est supérieur à 16 dB avec un maximum de 18 dB obtenu à 1.55 GHz.

Si maintenant, la seconde bande de 78% ([0.9-2.075] GHz) où l'antenne présente une adaptation moins optimale de -4 dB est considérée, le gain est supérieur à 14 dB avec un maximum de 20.5 dB à 2 GHz.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été relevés à plusieurs fréquences sur la Figure III. 53 pour le plan E et sur la Figure III. 54 pour le plan H.

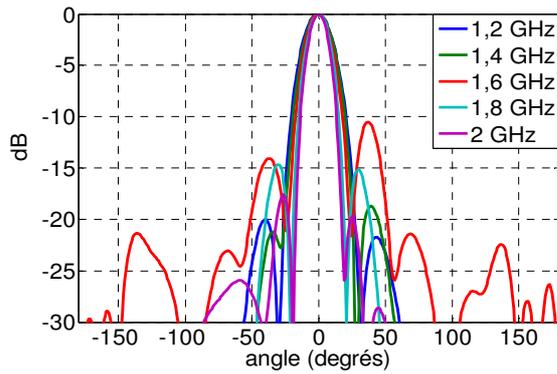


Figure III. 53: Diagrammes de rayonnement dans le plan E

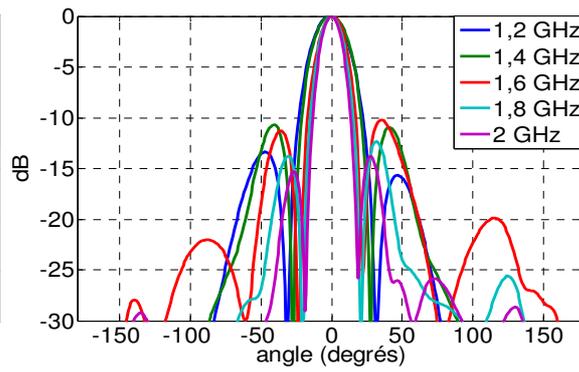


Figure III. 54: Diagrammes de rayonnement dans le plan H

Les diagrammes de rayonnement révèlent que l'antenne BIE ULP est directive sur toute la bande de rayonnement. Les niveaux de lobes secondaires les plus hauts sont obtenus à la fréquence de résonance transverse de structure (autour de 1.7 GHz) où la chute de la directivité est également observée. Ceux-ci sont de -10 dB dans les deux plans principaux E et H. En dehors, les lobes secondaires sont de l'ordre de -15 dB dans le plan E et de -12 dB dans le plan H par rapport aux gains maximums.

Quant à l'évolution du rayonnement arrière, celle-ci est identique aux précédentes conclusions relatives aux lobes secondaires. En effet, on constate que le rayonnement arrière atteint un maximum de -20 dB dans les deux plans E et H. En dehors de cette fréquence, les seuils sont de -25 dB dans les plans E et H.

Pour conclure sur cette phase liée à la conception du dispositif antennaire multisources, il convient de noter que la comparaison des performances des trois types de structure qui ont été étudiées, a permis d'en évaluer la plus optimale. Cette étude a convergé vers la définition d'une antenne BIE ULP finale multisources, la plus favorable aux exigences du cahier des charges. Les performances obtenues avec cette dernière sont acceptables en termes d'adaptation, de gain réalisé, de lobes secondaires et de rayonnement arrière. Fort de ce constat, un prototype a été réalisé par le CEA-CESTA, afin valider la méthode de conception.

V. Réalisation d'un prototype et mesures.

V.1. Système antennaire réalisé.

V.1.1. Description.

Le dispositif antennaire qui a été mesuré dans la chambre d'XLIM est composé :

- d'une antenne BIE ULP à 12 monopoles (**Figure III. 55**) qui a été réalisée par le CEA CESTA. Le support utilisé est une plaque de contreplaqué sur laquelle a été collé le plan de masse en laiton. Les monopoles qui sont également en laiton ainsi que les motifs de la FSS sont collés de part et d'autre d'une plaque de plexiglas de 5 mm d'épaisseur. Des cylindres en téflon ont été utilisés pour maintenir la plaque de plexiglas à une distance constante de 17 mm par rapport au plan de masse. L'alimentation des monopoles est assurée par des câbles coaxiaux 50 ohms qui transitent à travers la structure. A noter que ces derniers sont dénudés de leur gaine métallique dans l'épaisseur du plexiglas.
- de 12 câbles coaxiaux de type RG 316 (**Figure III. 56**) pour la connexion entre les entrées de l'antenne et le diviseur de puissance
- d'un diviseur de puissance Minicircuit ZNPD12-S+ (**Figure III. 57 & ANNEXE 1**) pour alimenter les 12 accès de l'antenne BIE ULP.

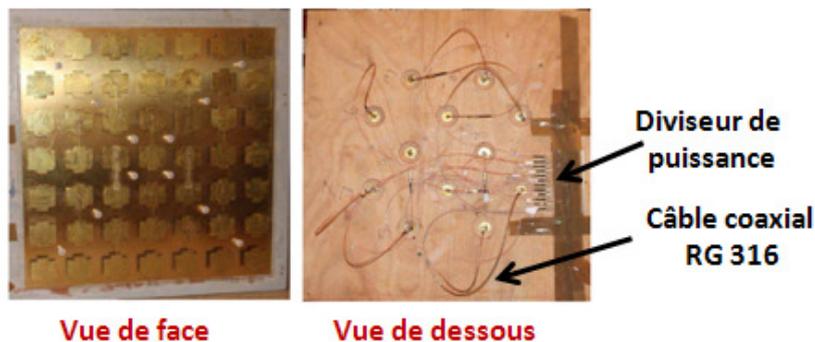


Figure III. 55: Prototype d'antenne BIE ULP réalisé



- CORDON RG316 SMA M/M 1M
- Type RG/U de câble coaxial:RG-316
- Connecteur type A:SMA Mâle Droite
- Connecteur type B:SMA Mâle Droite
- Type de connecteur:SMA
- Impédance:50ohm
- Type de câble coaxial:RG316
- Fréquence : DC – 3 GHz
- Pertes d'insertion : 1.8 dB @ 3 GHz

Figure III. 56: Câble coaxial RG 316



- Diviseur de puissance Minicircuit ZNPD12-S+
- 1 voie vers 12 voies – 50 ohms
- 800 MHz – 2450 MHz
- Pertes d'insertion : 0.5 dB typ.
- VSWR : 1,2:1 typ.
- Déséquilibre en module : 0.3 dB typ.
- Déséquilibre en phase: 4° typ.

Figure III. 57: Diviseur de puissance 1 voie vers 12 Minicircuit ZNPD12-S+

Avant de présenter les performances du dispositif global (antenne + diviseur de puissance), il convient dans un premier temps d'exposer celles relatives à chacun des éléments qui le constitue.

V.1.2. Paramètres S mesurés des différents éléments du dispositif antennaire.

V.1.2.1. Antenne.

Tout d'abord, les paramètres S de l'antenne ont été mesurés en enlevant le circuit d'alimentation composé du diviseur de puissance et des 12 câbles. Les modules des coefficients de réflexion $|S_{xx}|$ pour chacune des 12 entrées de l'antenne sont donnés sur la **Figure III. 58**. Sur le graphique de droite, quelques paramètres de couplage en module $|S_{xy}|$ sont également donnés. Les valeurs en phase de ces paramètres S sont données sur la **Figure III. 59**.

De manière à effectuer une comparaison avec la simulation, nous avons déterminé les paramètres F qui traduisent la réflexion totale au niveau de chaque entrée en considérant les couplages. Les paramètres F qui ont été déduit à l'aide de la formule (III.3), des paramètres S mesurés et en appliquant des pondérations P_j égales de $(\frac{1}{12}, 0^\circ)$ sur chacun des 12 accès sont indiqués en module sur la **Figure III. 60**.

$$F_i = \sum_1^{12} S_{ij} * P_j \quad (\text{III.3})$$

Pour effectuer une comparaison plus aisée avec la simulation, l'adaptation équivalente issue des paramètres F est illustrée sur la **Figure III. 61**. Celle-ci est obtenue par la formule (III.4), que l'on rappelle ci-dessous.

$$\text{Adaptation}_{\text{équivalente}} = \sum_1^{12} \frac{F_i}{12} \quad (\text{III.4})$$

La **Figure III. 61** révèle que le prototype réalisé est conforme à la modélisation. Sur la bande utile de 49% ([1-1.65] GHz) où l'antenne BIE ULP modélisée présente une adaptation à -9 dB, celle-ci est inférieure à -7 dB pour le prototype, tandis que la bande mesurée pour un seuil de -4 dB, est légèrement supérieure à celle obtenue en simulation.

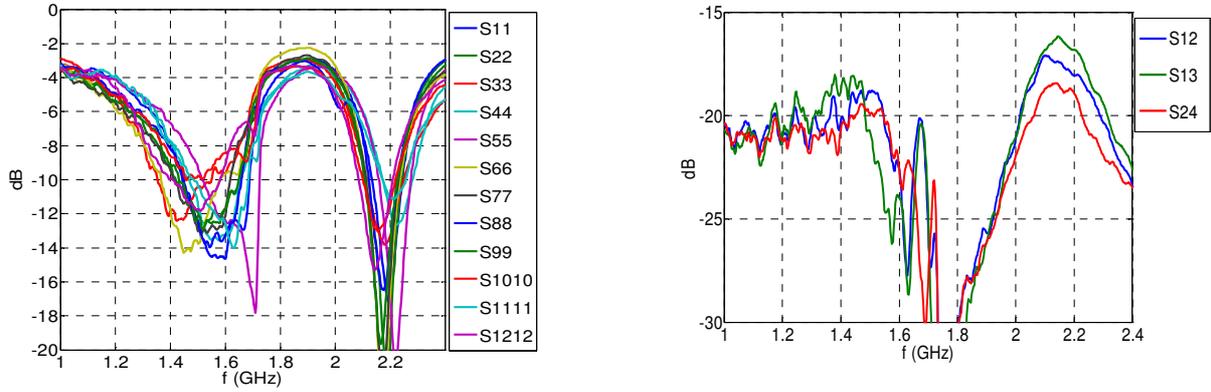


Figure III. 58: *Module des paramètres S mesurés*

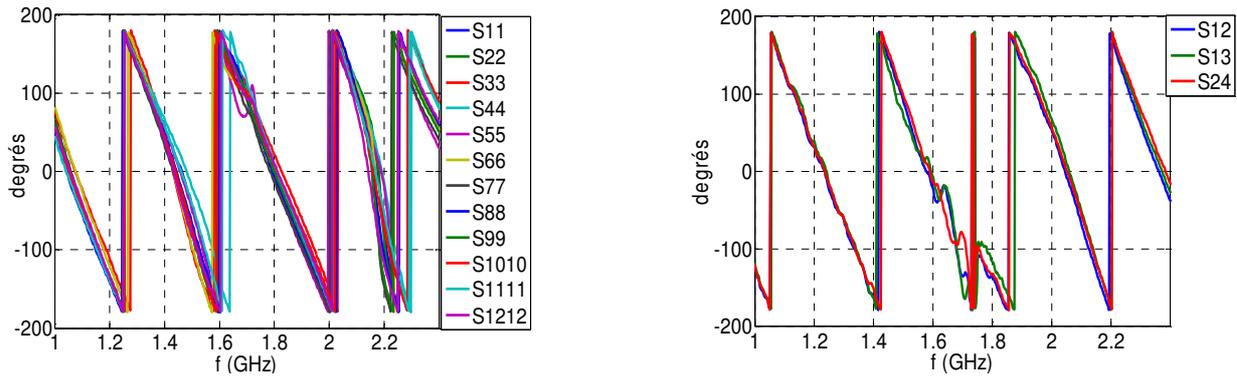


Figure III. 59: *Phase des paramètres S mesurés*

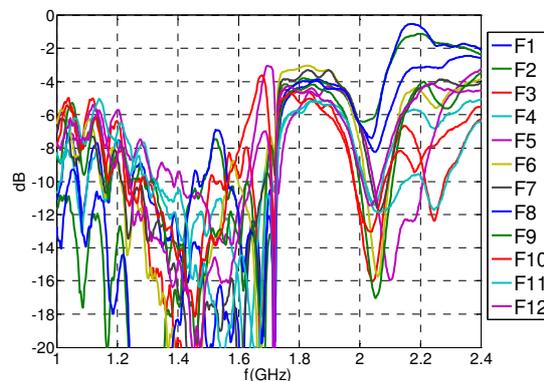


Figure III. 60: *Module des paramètres F*

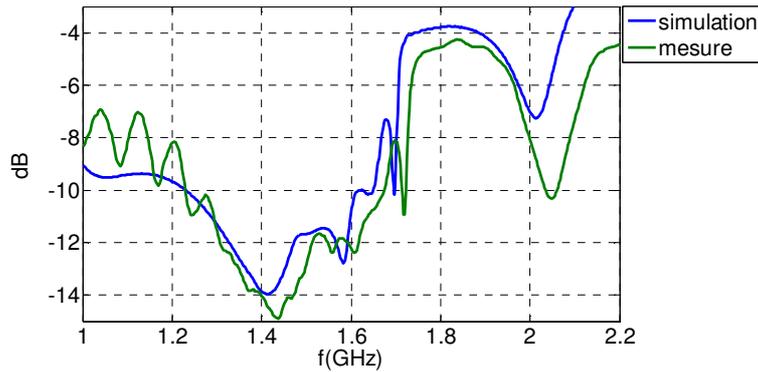


Figure III. 61: Comparaison de l'adaptation finale issue de la mesure à celle simulée

Après que les paramètres S et F de l'antenne seule ont été présentés, il convient maintenant de détailler les performances du circuit de distribution.

V.1.2.2. Diviseur avec les douze câbles.

L'étape suivante a consisté à mesurer le circuit de distribution 1 voie vers 12 qui est composé du diviseur de puissance et des 12 câbles coaxiaux. Pour ce faire, les paramètres S_{ij} de chacun des accès du circuit ont été mesurés à l'aide d'un analyseur réseau (**Figure III. 62**). Il convient de noter que les mesures ont été faites en présence des douze câbles souples qui seront utilisés pour connecter les sorties du circuit de distribution aux douze entrées de l'antenne BIE ULP.

La **Figure III. 63** montre que le circuit de distribution présente une adaptation inférieure à -15dB sur une large bande de fréquence allant de 1 GHz à 2.4 GHz incluant la bande de travail (ou bande utile) où l'antenne présente adaptation de -9 dB ([1-1.65] GHz).

De plus, les pondérations en sortie du circuit de distribution indiquées sur la **Figure III. 64** relèvent que le dispositif d'alimentation n'est pas idéal. En effet, il présente une oscillation maximum de 0.4 dB en amplitude et de 2° en phase entre les 12 voies de sortie sur la bande 1 GHz – 2.2 GHz. Par conséquent, le circuit de distribution est donc quasi équi-amplitude et équiphase. Les pertes du dispositif d'alimentation sont en moyenne de 1.7 dB sur la bande 1 GHz- 2.2 GHz (1.2 dB à $f=1$ GHz et 2.2 dB à $f=2.2$ GHz) qui correspond à la différence entre la valeur théorique de -10.8 dB d'un dispositif parfait et les modules des paramètres S_{ij} mesurés en sorties qui sont de l'ordre de -12.5 en milieu de bande.

Pour finir, l'isolation entre 2 sorties adjacentes est inférieure à -20 dB (**Figure III. 65**).



Figure III. 62: Mesure des paramètres S du diviseur de puissance

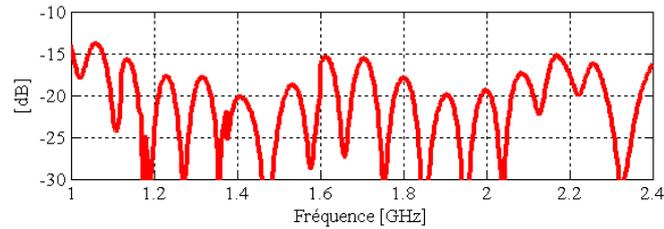


Figure III. 63: Adaptation du circuit de distribution

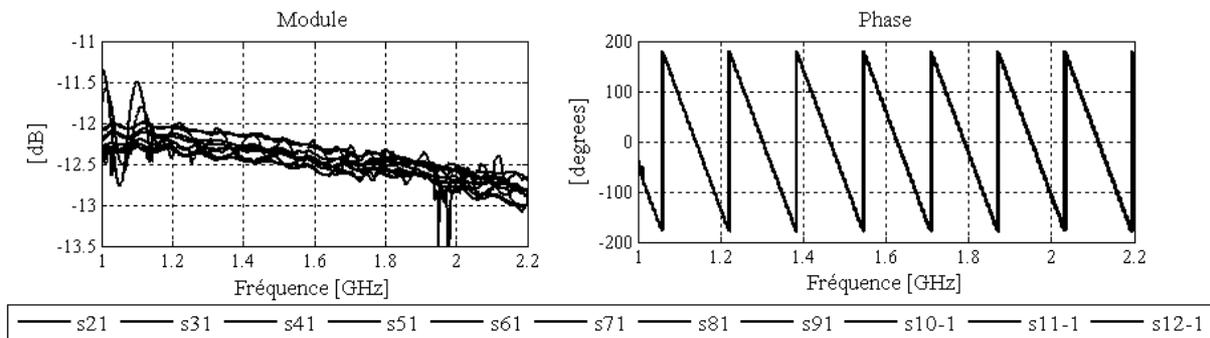


Figure III. 64: Modules et Phases des paramètres S mesurés pour chaque accès

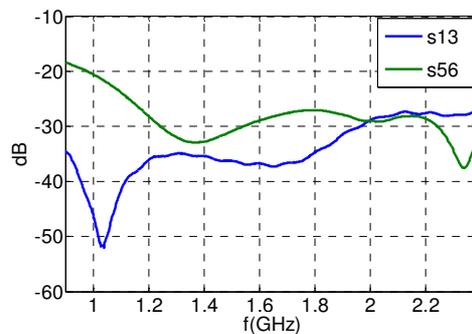


Figure III. 65: Isolation mesurée entre les accès du circuit de distribution

Les précédentes mesures qui ont été respectivement réalisées sur l'antenne seule dans un premier temps et sur le circuit de distribution dans un second temps, ont permis de quantifier les performances isolées de ces deux éléments qui composent le dispositif antennaire complet. Il ressort de ces études, que le prototype réalisé est, à la précision mécanique près assez conforme à celui-modélisé. En effet, l'adaptation équivalente des 12 accès mesurée est similaire à celle simulée. Quant au circuit de distribution (diviseur de puissance + câbles), chargé d'alimenter l'antenne BIE ULP de manière équi-amplitude et

équiphase, les mesures révèlent qu'il n'est pas parfait. En effet, malgré une bonne isolation entre les voies de sorties et une adaptation correcte sur une large bande de fréquence incluant la bande de travail de l'antenne BIE, celui-ci présente des pertes en moyenne de l'ordre de 1.7 dB et des oscillations de 0.4 dB en amplitude.

Après avoir détaillé les performances du diviseur de puissance et celles de l'antenne BIE ULP, il convient maintenant de présenter celles du dispositif antennaire complet.

V.1.3. Mesure du système antennaire complet et comparaison avec la simulation.

V.1.3.1. Simulation de référence.

En expérimentation, il n'est pas possible de mesurer le rayonnement de l'antenne seule car celle-ci doit être obligatoirement connectée au circuit de distribution décrit dans le paragraphe précédent. Par conséquent, afin d'effectuer une comparaison représentative entre la mesure et la théorie, il est nécessaire au préalable de procéder à une simulation du système antennaire complet en intégrant les paramètres S mesurés du circuit. Tout d'abord, une simulation antennaire a été effectuée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio sans prise en compte du circuit de distribution. Les résultats de cette simulation ont déjà été présentés précédemment. Il est à noter que les câbles SMA (ou vias) qui sont reliés aux monopoles, ont été considérés dans cette modélisation. En définitive, cette dernière permet d'aboutir à une boîte noire équivalente qui intègre les paramètres et les performances en rayonnement de l'antenne BIE ULP, sans la présence du circuit de distribution. Cette boîte comprend 12 entrées numérotées de 1 à 12. Puis, les paramètres S mesurés de l'ensemble diviseur - câbles ont été insérés sous forme de touchstone et reliés à la boîte noire de l'antenne. Ainsi, les performances du dispositif global peuvent être obtenues en excitant le port numéroté A (entrée du circuit de distribution) (**Figure III. 66**).

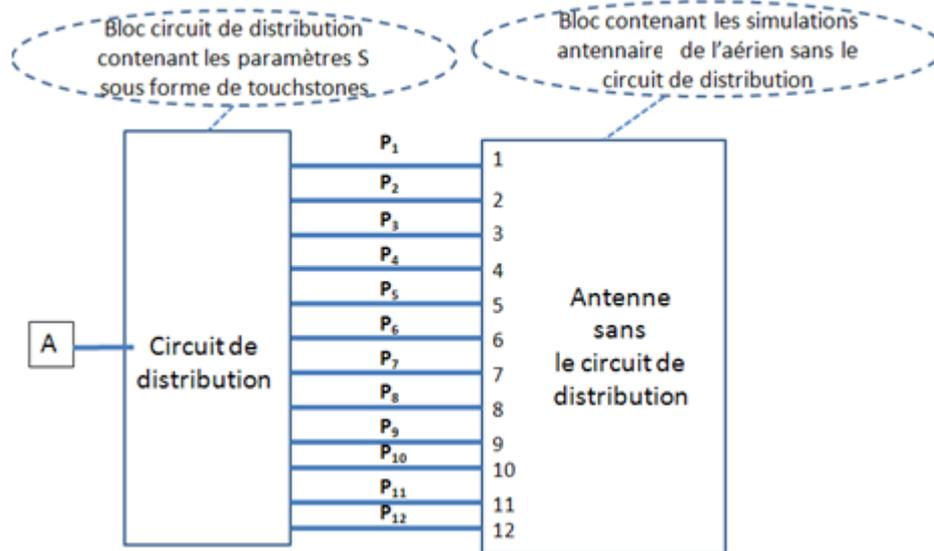


Figure III. 66: Antenne simulée chargée sur le touchstone mesuré du circuit d'alimentation

La prise en compte de cette simulation de référence permettra ainsi de quantifier les performances réelles du dispositif modélisé en présence du circuit de distribution. Une comparaison avec les mesures sera alors possible.

V.1.3.2. Comparaison des performances simulées avec celles mesurées.

Adaptation :

La **Figure III. 67** révèle une bonne concordance de l'adaptation entre la mesure et la simulation.

Sur la bande utile de 49 % ([1-1.65] GHz) définie précédemment, l'antenne modélisée en présence du circuit de distribution est adaptée à -8 dB. Le prototype présente quant à lui, sur cette bande, une adaptation inférieure à ce même seuil en exceptant la légère remontée à 1.03 GHz.

Maintenant, si une adaptation inférieure à -6 dB est considérée, la bande passante associée est relativement large. Celle-ci est de l'ordre de 71% ([1-2.1] GHz) dans les deux cas.

Pour conclure sur cette étude, il convient de noter que les oscillations que l'on observe en mesure et en simulation, sont dues à la présence des câbles coaxiaux RG316 (**Figure III. 56**) qui sont utilisés pour faire la jonction entre les entrées de l'antenne et les sorties du diviseur de puissance. Ces oscillations sont fonction de la longueur des câbles.

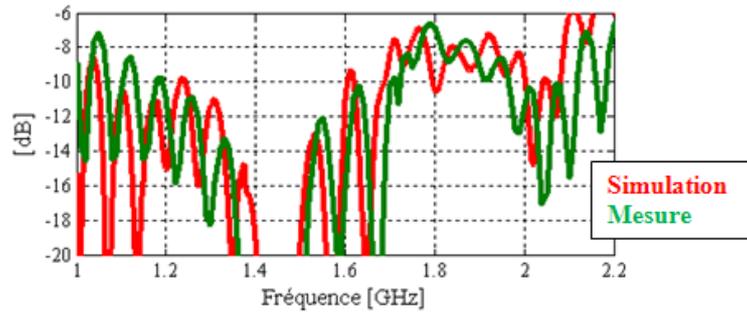


Figure III. 67: Comparaison de l'adaptation

Gain réalisé et diagrammes de rayonnement:

Le gain mesuré est comparé à celui obtenu en simulation sur la **Figure III. 68**.

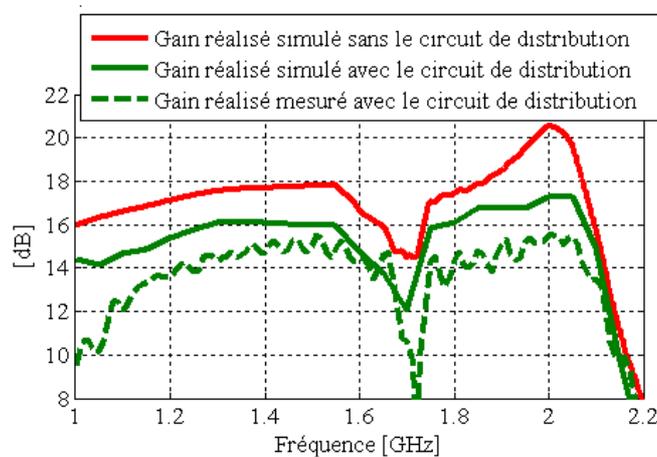


Figure III. 68: Comparaison du gain réalisé

Sur ce graphique, les gains simulés obtenus avec et sans le circuit de distribution sont comparés à celui mesuré en présence de ce dernier. Il est à noter que le gain réalisé simulé sans la présence du circuit de distribution est obtenu en alimentant les douze entrées de l'antenne modélisée, avec des poids idéaux en amplitude et en phase ($\frac{1}{12}, 0^\circ$).

Nous remarquons que sur la bande utile de 49% ([1-1.65] GHz) où l'antenne présente la meilleure adaptation, le gain réalisé obtenu en simulation sans le circuit de distribution est supérieur à 16 dB avec une valeur maximale de 17.9 dB à 1.5 GHz.

Tandis que sur la bande de 71% ([1-2.1] GHz) où l'antenne présente une adaptation inférieure à -6 dB, celui-ci est supérieur à 14.5 dB avec un maximum de 20 dB à la fréquence de résonance du monopole en $\lambda/2$ (autour de 2 GHz).

Lorsque le circuit de distribution est connecté à l'entrée de l'antenne modélisée, celui-ci compte tenu de ses pertes, diminue le gain réalisé d'environ 1.7 dB sur la bande

([1- 2.1] GHz), où l'antenne présente une adaptation à -6 dB. Le gain réalisé simulé est désormais sur cette bande de 71%, supérieur à 12 dB avec un maximum de 17 dB à 2 GHz.

Il est aussi possible de noter que les mesures ne sont pas totalement concordantes avec la simulation. Bien que les évolutions soient assez proches, les niveaux peuvent différer de 1.5 dB (mise à part de 1 GHz à 1.1 GHz où un fort décalage a été observé) en sachant que la tolérance de la base de mesure est de l'ordre de ± 0.5 dB. Cet écart peut être expliqué par un problème de connexion entre certains accès du prototype et les sorties du circuit de distribution (**Figure III. 55**). En effet, les niveaux de lobes secondaires et l'ouverture angulaire du lobe principal sont respectivement amoindris et accru en expérimentation par rapport à ceux obtenus en simulation, ce qui pourrait indiquer un effet réseau moins accentué en mesure (**Figure III. 69**). Ce phénomène est plausible car nous nous sommes aperçus lors des mesures, que les câbles flexibles utilisés pour faire la jonction entre le circuit de distribution et l'antenne étaient « maltraités », notamment lors de la rotation de l'antenne qui est nécessaire pour obtenir les diagrammes 2D.

Les lobes secondaires mesurés sont de l'ordre de -20 dB dans le plan E et de -15 dB dans le plan H à 1.2 GHz. Puis, pour les fréquences supérieures, une remontée progressive pour atteindre un maximum de -15 dB dans le plan E et de -10 dB dans le plan H, est observée. Nous rappelons que les lobes secondaires proviennent de la mise en réseau qui est de plus en plus préjudiciable quand la fréquence augmente. Quant au rayonnement arrière, les mesures montrent que ce dernier est relativement faible dans les deux plans avec une valeur toujours inférieure à -23 dB. Les niveaux de lobes secondaires et de rayonnements arrière mesurés sont très acceptables.

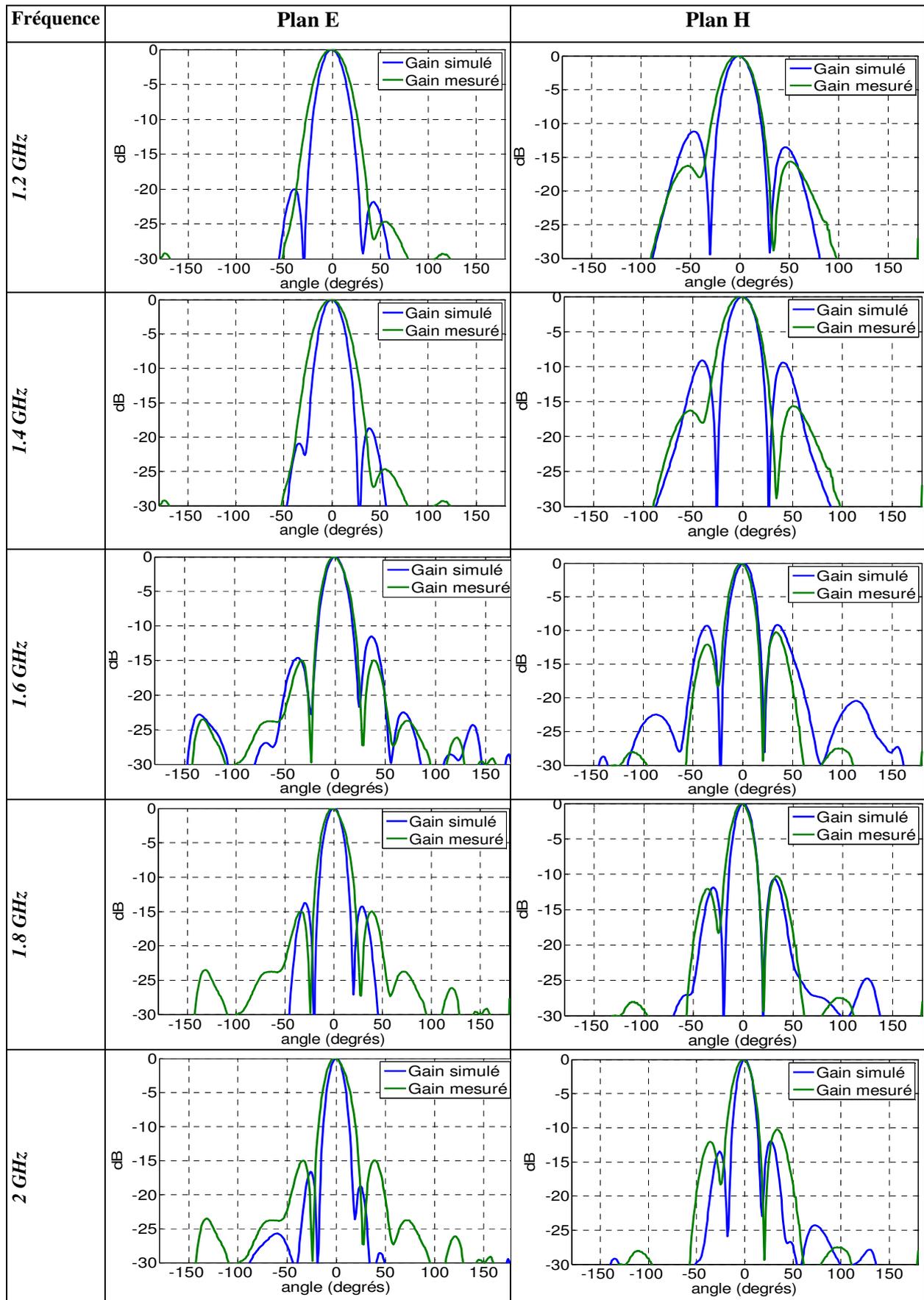


Figure III. 69: Comparaison des diagrammes de rayonnement en mesure et en simulation

VI. Conclusion.

L'étude qui a été menée dans ce chapitre consistait à pallier les deux principaux inconvénients des antennes BIE ULP monosource: la faible directivité et l'étroite bande passante en adaptation qui limite celle plus élevée obtenue en rayonnement.

Même si l'augmentation de la directivité est assez aisée en excitant le résonateur par une multitude de sources, l'augmentation de la bande passante en adaptation s'est avéré être plus délicate.

A ce titre, plusieurs techniques d'amélioration ont été mises en œuvre sur un dispositif de référence. Ces dernières toutes caractérisées par l'insertion de résonances supplémentaires ou la considération de sources particulières afin d'élargir la bande passante en adaptation, n'ont pas été concluantes. En effet, l'adoption de FSS avec des motifs résonants, l'ajout à l'antenne de dispositifs localement résonants (patchs ou fentes) ou l'intégration de sources particulières n'ont pas conduit à des améliorations significatives des performances du dispositif de référence.

La bande passante en adaptation a été accrue par la considération d'une structure réalisable présentant un fonctionnement multimodal. Afin d'améliorer les performances antennaires (adaptation, gain et bande passante) de cette dernière, deux autres structures plus difficile à réaliser ont été conçues. La comparaison des performances de ces trois types de structures, a convergé vers la définition d'un dispositif antennaire multisources, le plus favorable aux exigences du cahier des charges de l'application CEA.

Au final, le prototype conçu dans le cadre de cette étude présente une bande en adaptation à -6 dB, large de l'ordre de 71% ([1-2.1]) GHz. Si un niveau inférieur de -8 dB est considéré, celle-ci est de l'ordre de 49% ([1-1.65] GHz). Les performances en rayonnement en termes de niveau sont limitées par les pertes induites par le circuit de distribution utilisé pour alimenter les 12 accès de l'antenne. Toutefois, un gain maximum de 17 dB est obtenu pour une bande passante à -3dB identique à celle obtenue en adaptation (71% => [1-2.1] GHz). Quant aux niveaux de lobes secondaires et de rayonnement arrière, ceux-ci sont acceptables.

Pour conclure, il convient de préciser que ce prototype a été réalisé dans le cadre d'une étude initiée par le CEA Gramat pour des applications de fortes puissances.

Bibliographie Chapitre III

- [III.1] **M. Salah Toubet, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monédière and B. Jecko,**
“*Conception of a Low-Profile and High-Gain EBG Resonator Antenna with wide Bandwidth*”,
IWAT2010 International Workshop on Antenna Technology.
- [III.2] **A.P. Feresidis, G. Goussetis, S.Wang, J.C. Vardaxoglou.**
"Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low profile high gain planar
antennas". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 53 n°1: 209–215, 2005.
- [III.3] **D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopoulos, and E. Yablonovitch,**
“High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE
Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059– 2074, 1999.
- [III.4] **S. Wang, A.P. Feresidis, G. Goussetis, J.C. Vardaxoglou.**
"Low-Profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane".
Electronic Letters, Volume 40 n°7, 2004.
- [III.5] **R. Chantalat, L. Moustafa, M. Thevenot, T. Monédière and B. Jecko,**
“*Low Profile EBG Resonator Antennas*”, Hindawi Publishing Corporation, International
Journal of Antennas and Propagation, Volume 2009, Article ID 394801, 7 pages.
- [III.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
- [III.7] **Gardelli, R.; Albani, M.; Capolino,**
"Array thinning by using antennas in a Fabry-Perot cavity for gain enhancement," *Antennas
and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.54, no.7, pp. 1979- 1990, July 2006 doi:
10.1109/TAP.2006.877172
- [III.8] **S. ASSAILLY – C. TERRET – JP. DANIEL – K. MAHDJOUBI**
"Low cost stacked circular polarized microstrip antenna" Symposium Antennas and
Propagation Society Internationa 1989. AP-S. Digest, 26-30 June 1989 Page(s) :628 - 631
Vol.2

CHAPITRE IV

Antenne BIE ULP à polarisation circulaire et à grande ouverture : applications CNES

- Etat de l'art des différentes sources à polarisation circulaire
- Etude d'une antenne BIE ULP à polarisation circulaire unique (Application CNES : SWIMAX)
- Etude d'une antenne BIE ULP à bipolarisation circulaire (Application CNES : Etude de diversité SIMO et MIMO)

I. Introduction

Après avoir étudié l'antenne BIE ULP en polarisation linéaire, nous nous intéressons dans ce chapitre à la polarisation circulaire. Comme il a été spécifié dans le cadre du chapitre I, ce type de polarisation est très utilisé dans les communications spatiales, car il augmente la robustesse du système considéré contre les diverses perturbations liées à la propagation des ondes (la dépolarisation, la réflexion...).

Dans la plupart des cas, les antennes conçues à cet effet, ne sont développées que pour générer une bonne polarisation circulaire dans une direction de pointage donnée ou à son voisinage le plus proche. L'optimisation dans ce cas, se fait en général sur la bande de fréquence que l'on cherche à étendre le plus possible.

Le challenge a donc été pour nous de concevoir une antenne BIE ULP présentant un taux d'ellipticité bas (3 dB), sur un cône d'angle solide large de 60° et sur une bande de fréquence étendue. A cet effet, deux prototypes d'antennes dont l'un en polarisation circulaire unique (gauche dans ce cas) et l'autre en bipolarisation circulaire (gauche et droite) ont été conçus dans le cadre de travaux initiés par le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales). La contrainte la plus tendue outre le fait de satisfaire l'exigence en ouverture angulaire (60°), a été d'optimiser les deux dispositifs sur une bande de fréquence large (10% pour la première application et environ 5.3% pour la seconde).

Pour présenter les travaux qui ont été effectués, ce chapitre est divisé en trois grandes parties.

Dans un premier temps, un état de l'art des différentes sources permettant de générer une polarisation circulaire et susceptibles d'exciter l'antenne BIE ULP, est effectué. L'objectif est de choisir la structure la plus optimale permettant de satisfaire les cahiers des charges en termes de taux d'ellipticité (3 dB), d'ouverture angulaire (60°) et de bande passante.

Quant aux deuxième et troisième parties qui ont respectivement trait aux deux aériens développés pour les deux applications CNES, les contextes pour lesquels ils ont été conçus ainsi que les différentes difficultés rencontrées, et auxquelles il a fallu trouver des solutions pour aboutir à des dispositifs performants, seront présentés. Dans les deux cas, les antennes modélisées seront confrontées à leurs prototypes respectifs. L'objectif étant d'une part de valider la méthode de conception et d'autre part de déterminer si ces aériens satisfont aux exigences de leurs cahiers des charges spécifiques.

II. Etat de l'art des sources à polarisation circulaire.

Il existe dans la littérature un grand nombre de sources (ou antennes) permettant de générer une polarisation circulaire et susceptibles d'exciter l'antenne BIE ULP. Parmi celles-ci, on peut citer l'antenne imprimée [IV.1-IV.9] (ou plus communément appelée antenne plaquée ou antenne patch), l'antenne hélicoïdale, les fentes [IV.10] et cornets alimentés [IV.11] par guide d'onde et autres solutions 3D. Il est à noter que cette liste n'est pas exhaustive et peut être complétée.

Dans le cadre de ce chapitre, notre choix s'est plus porté sur les antennes imprimées du fait de leur faible encombrement par rapport aux autres structures citées précédemment. Leur principal atout est l'assurance de conserver la compacité en hauteur, de la structure BIE ULP, qui est évaluée à des grandeurs inférieures au dixième de la longueur d'onde [IV.12-IV.15]. De plus, cette solution est attrayante du fait de sa simplicité de réalisation, de son coût et de son poids faibles.

Les principales techniques permettant de générer une polarisation circulaire avec ce type d'aérien, diffèrent généralement par le nombre d'excitations qui sont considérés:

- une simple excitation [IV.1-IV.5],
- une double excitation [IV.6-IV.9],
- et enfin une quadruple excitation [IV.16-IV.17].

De manière générale, pour qu'une antenne génère une polarisation circulaire, il faut que les composantes orthogonales (E_θ et E_Φ) du champ électrique aient la même amplitude et soient en quadrature de phase. Dans le cas du patch, cette équi-amplitude est obtenue par une optimisation de ce dernier. Tandis que la quadrature de phase est réalisée soit en déformant la géométrie de l'élément rayonnant dans le cas d'une simple alimentation, soit par l'apport d'un dispositif externe au patch de type coupleur ou circuit de distribution dans le cas d'une double et d'une quadruple excitation.

Il est à noter que les deux premières solutions (simple et double excitation) sont plus usuelles que la dernière.

Les performances de chacune de ces trois solutions sont présentées dans ce qui suit. L'objectif est à terme de choisir la structure la plus optimale qui sera utilisée pour exciter l'antenne BIE ULP. Les critères qui sont étudiés, sont la bande passante en taux d'ellipticité (établie pour un seuil de 3 dB) et l'ouverture angulaire.

II.1. Élément rayonnant avec une simple excitation

Un patch alimenté avec un seul point d'excitation peut générer une polarisation circulaire, si une déformation sur sa géométrie est effectuée pour installer un mode orthogonal supplémentaire au mode de résonance du patch [IV.1-IV.5]. Ces déformations peuvent être des encoches ou des fentes dans l'aérien de base [IV.17] [IV.18], la transformation d'un carré en rectangle [IV.19] ou d'un cercle en ellipse [IV.20] (**Figure IV .1**). Selon la position de la perturbation, on aboutit à une polarisation circulaire droite (**Right Hand Circular Polarization** ou **RHCP**) ou gauche (**Left Hand Circular Polarization** ou **LHCP**) (**Figure IV .1**).

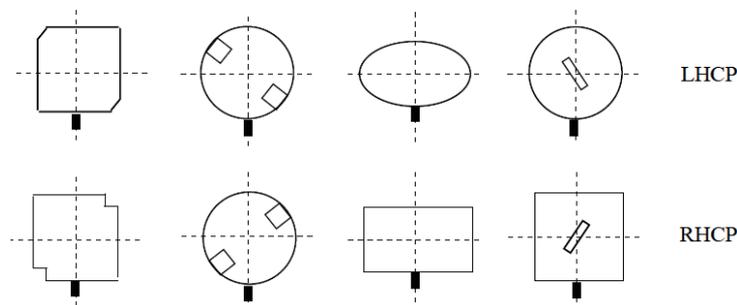


Figure IV .1: Différentes déformations d'une antenne imprimée.

L'optimisation de la perturbation ne permet pas de générer une bonne polarisation circulaire qu'à une fréquence donnée; les champs électriques des deux modes générés étant équi-amplitude et en quadrature de phase uniquement à cette fréquence. En dehors de celle-ci, la polarisation circulaire se dégrade très vite [IV.17]. Le principal inconvénient de cette solution, est donc la faible bande passante en taux d'ellipticité (de l'ordre de 2%) [IV.17].

Une autre solution qui consiste à utiliser deux sondes d'excitations, sans déformer la géométrie du patch, est présentée dans le paragraphe suivant.

II.2. Élément rayonnant avec une double excitation

Dans cette méthode, aucune perturbation n'est réalisée sur l'élément rayonnant qui est cette fois-ci alimenté par deux sondes distinctes positionnées sur les axes orthogonaux [IV.6-IV.9] (**Figure IV. 2**). Le rôle des deux alimentations est de générer deux champs de même amplitude; la quadrature de phase nécessaire à la génération de la polarisation circulaire étant réalisée par un dispositif externe de type coupleur hybride ou circuit de distribution 1 voie vers 2. Ce procédé diffère donc du patch à une seule alimentation qui ne

nécessite aucun apport extérieur pour générer les modes orthogonaux, ceux-ci étant réalisés par la déformation géométrique de l'élément rayonnant.

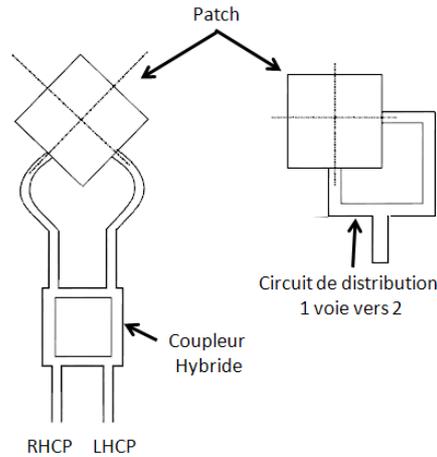


Figure IV. 2: Exemple d'antennes à double excitation.

L'avantage du coupleur est double. En effet, le sens de la polarisation peut être changé en utilisant l'une ou l'autre de ses deux entrées (RHCP et LHCP), ce qui n'est pas le cas pour le circuit de distribution, où celui-ci est figé. De plus, il présente une large bande passante, car la différence de phase (de 90°) et d'amplitude qu'il génère, varie peu en fonction de la fréquence sur sa bande de fonctionnement. Alors que le circuit de distribution permet d'établir cette différence de phase uniquement à une seule fréquence; car autour de celle-ci, elle varie plus ou moins vite en fonction de la permittivité du substrat utilisé. A noter que pour les deux dispositifs, la variation des poids fournis (en module et en phase) en fonction de la fréquence est appelée dispersion.

Cependant, malgré ces avantages, le coupleur présente des inconvénients non négligeables. En effet, il nécessite d'une part l'ajout d'une charge adaptée en entrée et présente d'autre part un encombrement plus important que le circuit de distribution. Le choix entre ces deux éléments est fait en fonction des spécifications du cahier des charges souhaité.

En termes de performance, la bande passante en taux d'ellipticité obtenue, est plus large que dans la précédente solution, puisqu'il est possible d'obtenir une équi-amplitude des champs électriques des deux modes générés sur une large bande de fréquence. Cependant, cette solution est limitée en ouverture angulaire. En effet, l'asymétrie de la source (couple {circuit de distribution-sondes d'excitations}) entraîne une asymétrie de l'antenne elle-même [IV.21].

Une mise en réseau du patch à deux entrées, dont la disposition de chaque élément est ajustée pour aboutir à une structure symétrique, permettrait de s'affranchir de ce problème de dissymétrie (**Figure IV. 3**) [IV.21]. Mais d'autres complications apparaissent dont il faut tenir compte, telles que le couplage entre les éléments rayonnants du réseau et la complexité du circuit de distribution destiné à affecter les poids (équi-amplitude et quadrature de phase entre les accès des patches) nécessaire à la génération de la polarisation circulaire [IV.21] (**Figure IV. 4**).

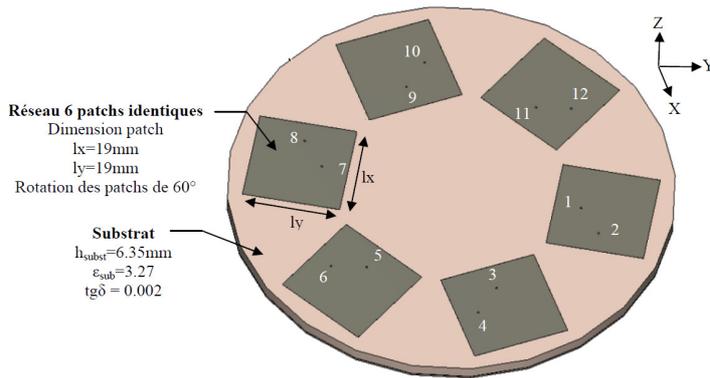


Figure IV. 3: Exemple d'une mise en réseau du patch à deux alimentations.

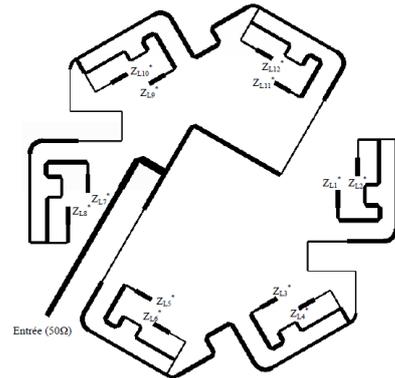


Figure IV. 4: Exemple de circuit de distribution pour une mise en réseau du patch à deux alimentations.

Une autre solution pour s'affranchir de cette dissymétrie, consiste à symétriser la structure en considérant cette fois ci, quatre excitations dont chacune est en quadrature de phase (90°) par rapport à la précédente. Celle-ci est présentée dans le paragraphe suivant.

II.3. Élément rayonnant avec une quadruple excitation

Cette solution utilise quatre alimentations telles que leurs orientations et différences de phase soient successivement de $0^\circ - 90^\circ - 180^\circ - 270^\circ$ [IV.16-IV.17] (**Figure IV. 5**). La quadrature de phase sur chacun des accès, est réalisée par un circuit de distribution 1 voie vers 4 qui fournit les poids idéaux P_i (IV.1).

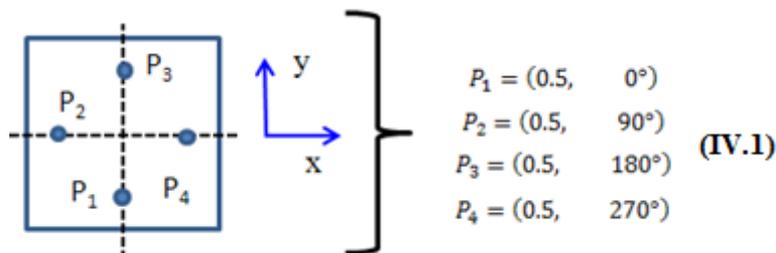


Figure IV. 5: Quadruple excitation en quadrature.

Elle est utilisée pour les applications de plus grande largeur de bande en taux d'ellipticité [IV.17]. De plus, la symétrisation spatiale de l'environnement du patch et notamment de ses excitations, permet d'aboutir à des niveaux de taux d'ellipticité plus bas que dans le cas de la solution utilisant uniquement deux entrées. Toutefois, cette configuration est difficile à mettre en œuvre, car conserver la même amplitude, tout en gardant les différents déphasages entre les accès, est difficilement réalisable sur une aussi large bande. Les performances de cette solution sont généralement limitées par le circuit de distribution employé.

Parmi les trois solutions à base d'antennes imprimées (ou patches) permettant de générer une polarisation circulaire présentées précédemment, celle composée de quatre points d'excitations dont chacun est en quadrature de phase (90°) par rapport au précédent, est choisie pour exciter l'antenne BIE ULP. En effet, elle semble être la plus optimale en termes de niveau de taux d'ellipticité, de bande passante en taux d'ellipticité (établie pour un seuil de 3dB) et d'ouverture angulaire.

Maintenant que la source à polarisation circulaire a été choisie, il convient de présenter la première application CNES consistant à concevoir une antenne hybride performante, comportant un aérien en polarisation circulaire unique.

III. Polarisation circulaire unique (application CNES:SWIMAX)

Le contexte de l'étude est présenté dans le paragraphe suivant.

III.1. Contexte

Depuis le début des années 90, l'évolution des services de communications mobiles a touché à divers niveaux tous les pays du globe (**Figure IV. 6**) [IV.22-IV.23]. La tendance actuelle est aux systèmes de troisième génération (ou 3G) qui ont été conçus pour les communications multimédias. Avec ces systèmes, les communications se sont enrichies d'images et de vidéos de grande qualité. L'accès aux informations et aux services est facilité par le haut débit fournis par les normes 3G. A l'heure où les consommateurs se convertissent enfin massivement à la 3G, la nouvelle génération de téléphonie mobile se profile déjà à l'horizon. Avec la 3.9 G, l'abonné mobile disposera, à minima, d'une dizaine de Mbit/s au

creux de la main pour surfer, regarder la télévision ou bien encore communiquer en vidéo avec la même fluidité que sur son PC

Cependant la principale limitation des normes de 3.9 G en cours de définition (WIMAX, LTE...) est que ce sont des solutions purement terrestres nécessitant un ensemble d'antennes relais plus ou moins proches en fonction des normes utilisées. Cela se traduit par une couverture partielle du territoire de la part des fournisseurs pour des raisons purement économiques, entraînant ainsi une perte considérable du nombre d'abonnés. D'où la notion de zone blanche.

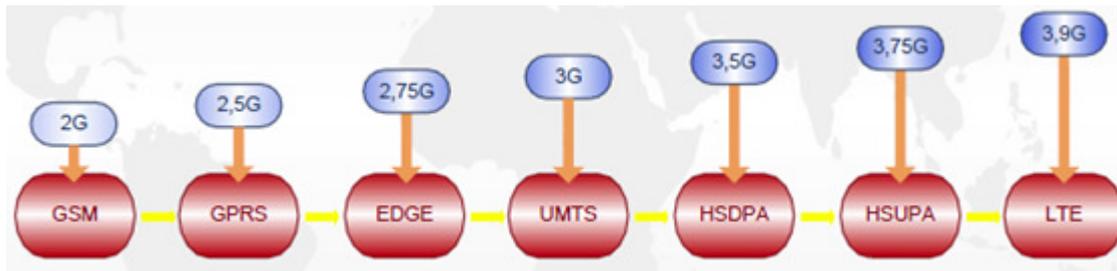


Figure IV. 6: *Evolution des systèmes mobiles.*

Une étude menée par notre laboratoire en collaboration avec le CNES (Centre National des Etudes Spatiales) a donc consisté à considérer une variante hybride composée d'un segment spatial et d'un segment terrestre, à ces solutions purement terrestres. Il constitue ainsi un système de communications mobiles bidirectionnelles haut débit couvrant simultanément et à moindre coût les zones urbaines et rurales à l'échelle continentale (**Figure IV. 7**). Le dispositif est composé :

- d'un segment spatial constitué d'un minimum de 3 satellites utilisant la bande C pour les communications bidirectionnelles avec les terminaux utilisateurs et placés sur l'orbite HEO TUNDRA. De cette façon, les terminaux utilisateurs pourront voir les satellites à un angle d'élévation minimum de 60° sur l'ensemble de la couverture du service,
- d'un segment terrestre constitué de plusieurs stations de base,
- et de terminaux utilisateurs de type Ultra Portable PC de format A5.

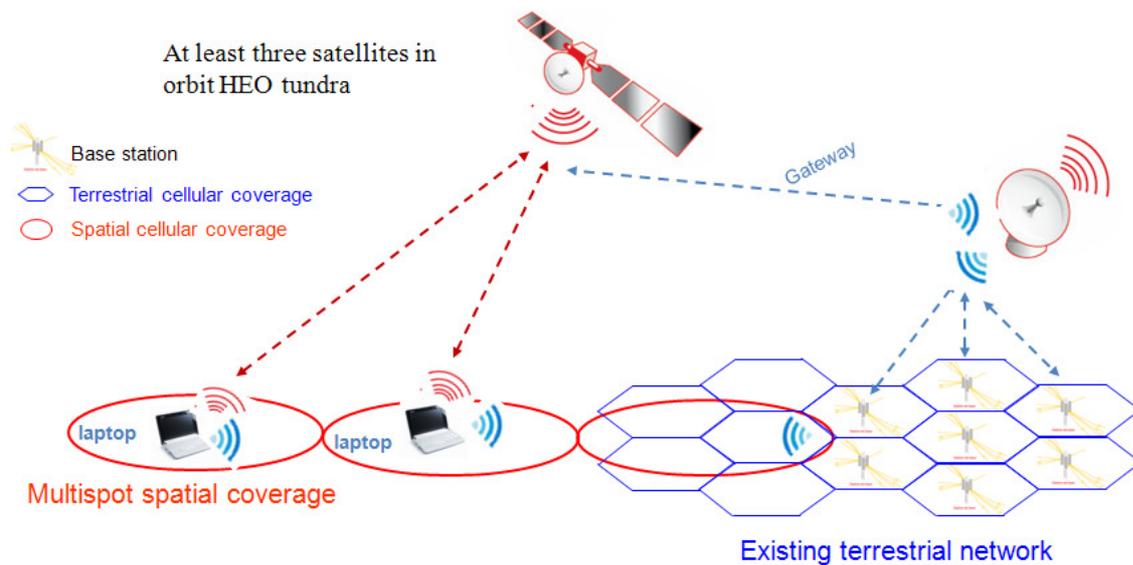


Figure IV. 7: Présentation du système SWIMAX.

Pour assurer les communications vers les satellites ou vers les stations de base terrestre, le terminal utilisateur de type Ultra Portable PC de format A5 doit comporter un système antenne hybride performant. Celui-ci doit intégrer un aérien à polarisation circulaire dédié à la transmission spatiale et un aérien à polarisation linéaire pour la liaison terrestre. Ces antennes seront reliées à un système de commutation, car elles ne sont pas destinées à fonctionner en même temps. Le principe est d'utiliser l'antenne spatiale en priorité et de commuter avec l'antenne terrestre si la liaison spatiale est détériorée à cause de l'espace environnant. Comme le SWIMAX est une solution grand public qui doit être accessible au plus grand nombre, le dispositif à concevoir devra donc être facilement reproductible, et ce pour un coût faible.

Deux types de configurations d'antennes terminaux sont considérés et ont été étudiés au sein de notre laboratoire. Dans le premier cas, l'antenne est extérieure au terminal et l'utilisateur viendra la connecter sur une prise, de la même façon que pour les antennes WIFI. Dans le second cas, celle-ci est directement intégrée au châssis du terminal.

Dans le cadre de ma thèse, uniquement l'étude de la première solution, a été considérée. Le cahier des charges qui lui est associé est présenté dans le paragraphe suivant.

III.2. Cahier des charges de l'antenne hybride

III.2.1. Encombrement, Rayonnement et Choix du type d'antenne.

L'antenne hybride à concevoir est composée de deux types d'antennes pour assurer conjointement les liaisons spatiale et terrestre, qui doivent loger dans l'empreinte d'un carré de 10 cm*10 cm pour une hauteur de l'ordre de 1 cm.

Pour obtenir un lobe directif au zénith, nous avons adopté une antenne BIE ULP dont la hauteur de $\lambda/10$ (8.5 mm à $f=3.6$ GHz) satisfait l'exigence de compacité du cahier des charges de l'antenne spatiale du projet SWIMAX. Les raisons de ce choix peuvent être mieux comprises en se référant au principe de fonctionnement de ce type d'antenne donné dans le chapitre II. Il est à noter que la polarisation circulaire est dans ce cas générée par l'excitation du résonateur BIE avec une source à polarisation circulaire (patch à quatre entrées), dont le principe a été précédemment exposé.

Pour l'antenne terrestre, deux types d'antennes planaires à rayonnements omnidirectionnelles ont été considérés (monopole et fil-plaque). Notre choix s'est plus porté sur l'antenne fil plaque (dont XLIM détient 2 brevets), car malgré un encombrement transversal plus important, cette dernière présente l'avantage d'aboutir à un dispositif moins haut (de l'ordre de $\lambda/10$) et plus rigide (grâce à la présence du fil de masse) qui satisfait l'exigence de compacité (en hauteur) du cahier des charges du projet. Il est à noter que la structure et le fonctionnement de ce type d'aérien ont précédemment été exposés lors du bref état de l'art non exhaustif, qui a été présenté dans le cadre du chapitre I.

Après ces brèves explications sur l'antenne BIE ULP et sur l'antenne fil plaque, nous allons maintenant présenter l'antenne hybride externe dans le cadre du projet SWIMAX qui est composée de ces 2 topologies d'antennes.

III.2.2. Bande de fréquence.

La bande de fréquence considérée dans le cadre du projet est la bande C (bande actuellement non allouée). Celle-ci est large de 350 MHz ([3,4-3,75] GHz) ; ce qui correspond à peu près à 10% de bande. Elle comporte plusieurs canaux de 50 MHz, multiplexés et dédiés aux voix montantes et descendantes des communications terrestre et spatiale. Dans le cadre du projet SWIMAX, seuls deux canaux sont respectivement alloués aux voies montantes et

descendantes de l'antenne terrestre ([3.45-3.5] GHz et [3.65-3.7] GHz), ce qui correspond à peu près à 3% de bande. Le reste étant réservé aux communications spatiales.

III.2.3. Polarisation et ouverture angulaire.

Comme il l'a été indiqué plus haut, l'antenne BIE ULP (ou antenne spatiale) doit générer une polarisation circulaire pour pouvoir communiquer avec les satellites. Dans le cadre du SWIMAX, un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB est demandé sur une ouverture de 60° ($[-30^\circ, 30^\circ]$) pour assurer une bonne isolation en polarisation. Cette large ouverture angulaire, assurera à l'utilisateur final où qu'il soit dans la métropole, de pouvoir bénéficier d'une liaison spatiale avec au moins un des satellites du projet SWIMAX. De plus, il est à noter que comme les canaux dédiés aux communications spatiales couvrent pratiquement la totalité de la bande SWIMAX ([3.4-3.75] GHz), ces spécifications en termes de taux d'ellipticités devront donc eux aussi être assurés sur cette étendue fréquentielle.

Quant à l'antenne fil-plaque (ou antenne terrestre), la polarisation considérée est une polarisation linéaire verticale.

III.2.4. Gain.

Pour l'antenne BIE ULP, un gain supérieur à 7 dB sur toute l'ouverture angulaire ($[-30^\circ, 30^\circ]$) avec un maximum au zénith de 10 dB est recherché. Concernant l'antenne Fil-plaque, deux cas sont à considérer :

- Sur l'ouverture angulaire ($[-30^\circ, 30^\circ]$) où doit fonctionner l'antenne spatiale, les niveaux de gain doivent être les plus faibles possibles, pour que la liaison terrestre ne perturbe pas les communications spatiales.
- à l'horizon, le gain recherché est le plus fort possible.

III.2.5. Récapitulatif du cahier des charges.

A la vue de ce qui précède, les spécifications de l'antenne hybride du projet SWIMAX sont récapitulées dans le **Tableau IV.1**.

	Antenne spatiale (BIE ULP)	Antenne terrestre (Fil-plaque)
Bandes de fonctionnement	[3.4-3.75] GHz => 10% de bande	[3.45-3.5] U [3.65-3.7] GHz 2 canaux de 50 MHz chacun => 3% de bande
Adaptation	< -10 dB	< -10 dB
Rayonnement	Lobe directif au zénith	Omnidirectionnel à l'horizon
Ouverture angulaire	$\pm 30^\circ$ en élévation et à symétrie de révolution en azimut	$60^\circ < \text{élévation} < 90^\circ$ et à symétrie de révolution en azimut
Gain	≥ 10 dB dans l'axe ≥ 7 dB sur l'ouverture	Le plus fort possible à l'horizon < 0 dB sur l'ouverture de l'antenne spatiale
Polarisation	Circulaire : < 3 dB sur l'ouverture angulaire	Linéaire
Encombrement	Contenue dans une empreinte de 10 cm/ 10cm/ 1 cm	

Tableau IV.1 : Spécifications des antennes spatiale et terrestre

Maintenant que le contexte de l'étude et le cahier des charges de l'antenne hybride ont été précédemment spécifiés, il convient de présenter le dispositif final modélisé, ainsi que le prototype réalisé qui lui correspond.

III.3. Modélisation de l'antenne hybride et Réalisation du prototype

III.3.1. Description de l'antenne Hybride.

L'antenne hybride qui a été conçue est illustrée sur la **Figure IV. 8**. Elle est délimitée sur sa face inférieure par un socle métallique de 2 mm d'épaisseur, et sur sa face supérieure par un radome de 3 mm d'épaisseur. Le tout est maintenu par un assemblage d'entretoise et de vis en nylon.

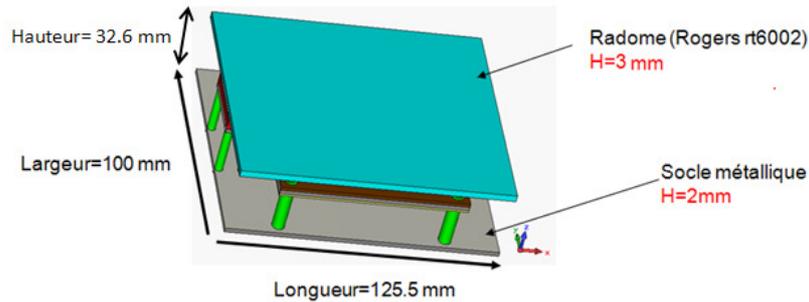


Figure IV. 8: Illustration de l'antenne hybride modélisée sous CST

Avec une mise en transparence du radome, il est possible de distinguer les deux types d'aériens qui composent l'antenne hybride (**Figure IV. 9**). Il s'agit de deux antennes fil-plaque qui sont situées de part et d'autre d'une antenne BIE ULP.

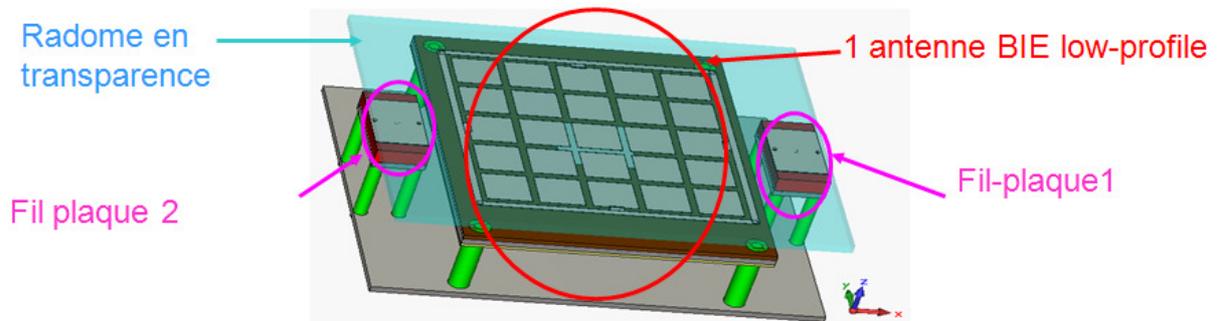


Figure IV. 9: Illustration de l'antenne hybride modélisée sous CST (radome en transparence).

Il est possible de noter que l'encombrement de l'antenne hybride dépasse celui indiqué par le cahier des charges, notamment en termes de hauteur et de longueur. Le dépassement transversal s'explique par le fait, que pour améliorer la polarisation circulaire de l'antenne spatiale, il a fallu symétriser les diagrammes de rayonnement et donc son environnement, d'où la présence de deux antennes fil-plaque. L'avantage de ce procédé, outre l'amélioration du taux d'ellipticité de l'antenne spatiale, est de réaliser éventuellement une diversité d'espace pour la communication terrestre en utilisant l'une ou l'autre des deux antennes fil-plaque.

Concernant la hauteur, il convient de noter que l'antenne hybride seule satisfait les 10mm de hauteur désirée dans le cahier des charges (voir descriptif présenté dans la partie suivante). La raison de ce « supplément » de hauteur s'explique par la présence d'un socle qui a un double emploi. Tout d'abord, il permet d'utiliser des plans de masses disjoints entre les antennes terrestres et l'antenne spatiale. Une épargne est nécessaire pour découpler et ainsi éviter que l'antenne terrestre ne rayonne dans l'ouverture angulaire ($[-30^\circ, 30^\circ]$) du lobe de

l'antenne spatiale. En effet, la diffraction des arêtes du plan de masse de l'antenne terrestre engendre un dépointage qui dévie le rayonnement omnidirectionnel de l'horizon. Adopter un plan de masse de très faible encombrement latéral permet de limiter ce problème. Par contre, les performances de l'antenne sont plus sujettes à l'environnement (une table par exemple). D'où l'emploi du socle situé à 2 cm des différents plans de masse, qui outre le maintien de ces derniers, permet également d'être moins sensible à l'environnement.

Pour mieux présenter cette antenne hybride, nous allons dans un premier temps détailler les caractéristiques (composition, type d'alimentation) de l'antenne BIE ULP. Puis dans un second temps, il conviendra de présenter les antennes fil-plaque.

III.3.1.1. Description détaillée de l'antenne spatiale.

La **Figure IV. 10** représente une vue en coupe de l'antenne BIE ULP. D'un point de vue général, cette dernière est composée de trois couches qui sont du haut vers le bas : l'ensemble radome-FSS, l'ensemble patch-substrat-plan de masse-circuit de distribution et l'ensemble entretoises-socles. Pour une meilleure compréhension de la composition de l'antenne, une description détaillée couche par couche, est effectuée.

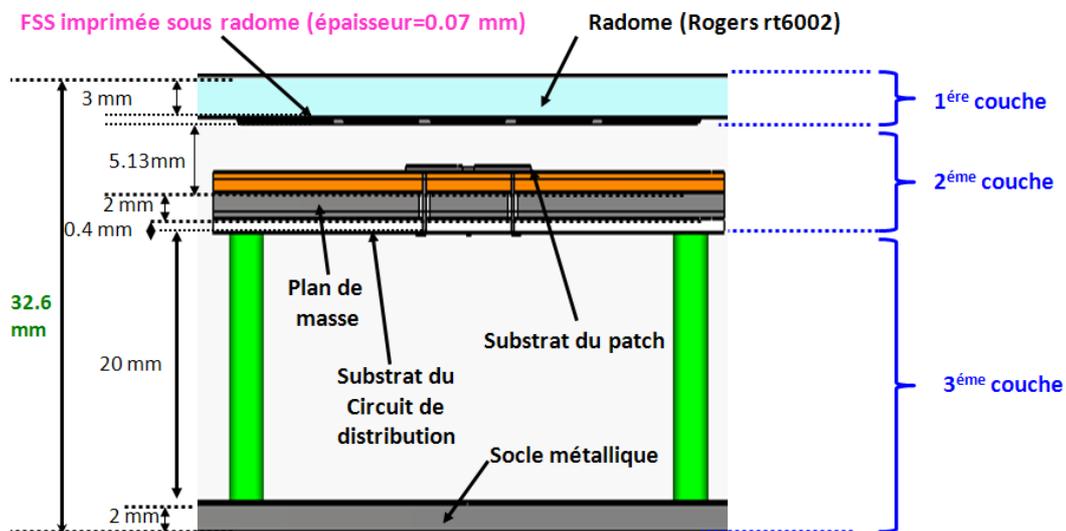


Figure IV. 10: Illustration de l'antenne spatiale modélisée.

Première couche: ensemble radome- FSS :

Cette première couche dite « couche 1 » (**Figure IV. 11**) est composée d'un radome qui couvre toute la surface de l'antenne hybride et qui n'est autre qu'un substrat de type Duroid RT6002 ($\epsilon = 2.87$ et $\tan \delta = 0.0012$). Outre les faibles pertes, l'avantage de ce substrat est qu'il présente une face métallisée sur laquelle peut être gravée la FSS.

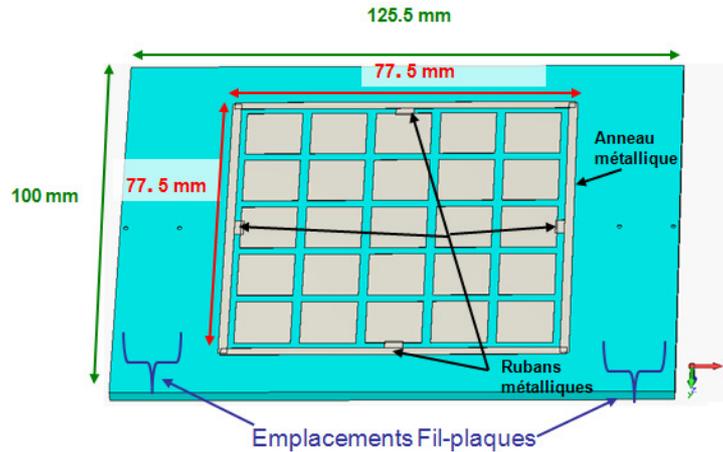


Figure IV. 11: Illustration de la face inférieure du radome

Le demi-matériau BIE est une FSS centrée et symétrique, composée d'un assemblage périodique de patchs carrés (**Figure IV. 11**). Le pas (14.5 mm) et la largeur (13.3 mm) des différents motifs ont été optimisés afin d'obtenir le coefficient de réflexion (notamment en terme de phase) souhaité qui permettra un fonctionnement antennaire autour de 3.6 GHz. Autour de la FSS, un anneau métallique est connecté aux patchs centraux par l'intermédiaire de rubans métalliques. Cet ensemble anneau-rubans métalliques permet d'obtenir les paramètres S_{ij} adéquats pour adapter les 4 accès de l'antenne au circuit de distribution. Ce principe est présenté après la description de l'antenne hybride modélisée.

Comme il l'a été précisé, la réalisation de cette « couche 1 » de l'antenne BIE ULP est simple, car la FSS ainsi que l'ensemble anneau-rubans métalliques sont directement gravés sous le substrat qui agit également en temps que radome.

Couche 2 : patch – plan de masse – circuit de distribution

Pour exciter la résonateur BIE, un patch est imprimé au centre d'un substrat de type Rogers R04003C ($\epsilon = 3.51$, $\tan \delta = 0.0027$) (**Figure IV. 12**). Le patch est alimenté par quatre sondes (ou vias) qui sont reliées à un circuit de distribution 1 voie vers 4 imprimé sur un substrat Rogers R04003C ($\epsilon = 3.64$, $\tan \delta = 0.0027$) qui se trouve sous le plan de masse (**Figure IV. 13**). Ces sondes consistent en des morceaux de câbles SMA 50 ohms (référence : 0.0865 inch OD (2.20mm)) dont le blindage et le téflon ont été enlevés au niveau des substrats du patch et du circuit de distribution, pour éviter toute désadaptation. Les 4 âmes centrales de ces câbles sont quant à elles reliées de part et d'autre aux quatre entrées du patch et aux quatre sorties du circuit de distribution (**Figure IV. 13**).

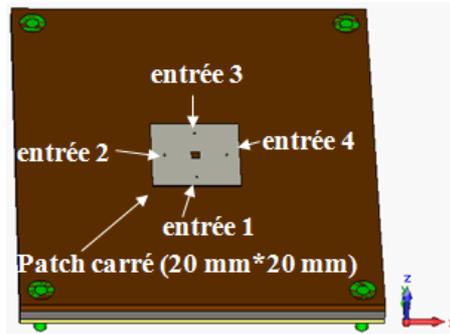


Figure IV. 12: Illustration du patch excitant l'antenne BIE ULP.

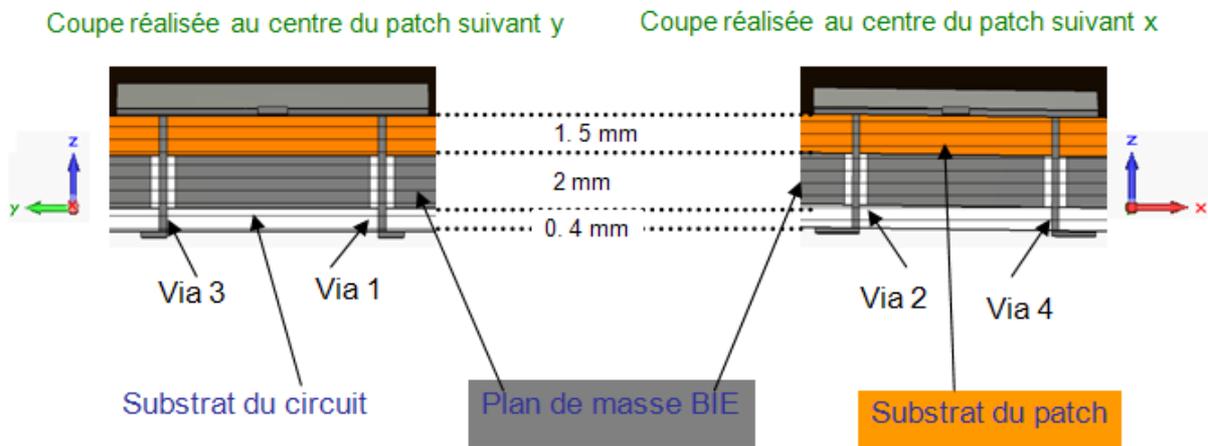


Figure IV. 13: Coupes transversales au niveau du patch de l'antenne BIE ULP.

Le circuit de distribution a été optimisé de telle sorte à avoir le meilleur taux d'ellipticité et les gains désirés sur toute la bande SWIMAX [3.4-3.75] GHz et ceci dans tous les plans. Ce circuit qui est représenté sur la **Figure IV. 14** permet d'obtenir les pondérations en quadrature en sortie nécessaires à la génération de la polarisation circulaire.

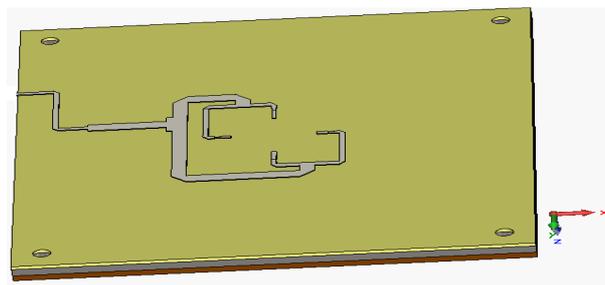


Figure IV. 14: Illustration du circuit de distribution

Pour conclure sur la présentation de cette « couche », il convient de préciser que le substrat du patch, celui du circuit de distribution, ainsi que le plan de masse présentent les mêmes dimensions latérales à savoir 10 cm par 10 cm. Passons maintenant à la description de la dernière couche de l'antenne spatiale.

Couche 3 : Ensemble entretoises - socle.

La troisième couche est constituée d'un assemblage d'entretoises et de vis en nylon qui permettent de maintenir de maintenir les trois aériens séparés par une épargne au socle commun de l'antenne hybride.

Maintenant que la composition de l'antenne spatiale a été détaillée, il convient de présenter l'antenne terrestre.

III.3.1.2. Description détaillée de l'antenne terrestre.

L'antenne terrestre est composée de deux antennes fil-plaque totalement identiques. La **Figure IV. 15** représente une vue en coupe de l'aérien qui se situe à la droite de l'antenne spatiale.

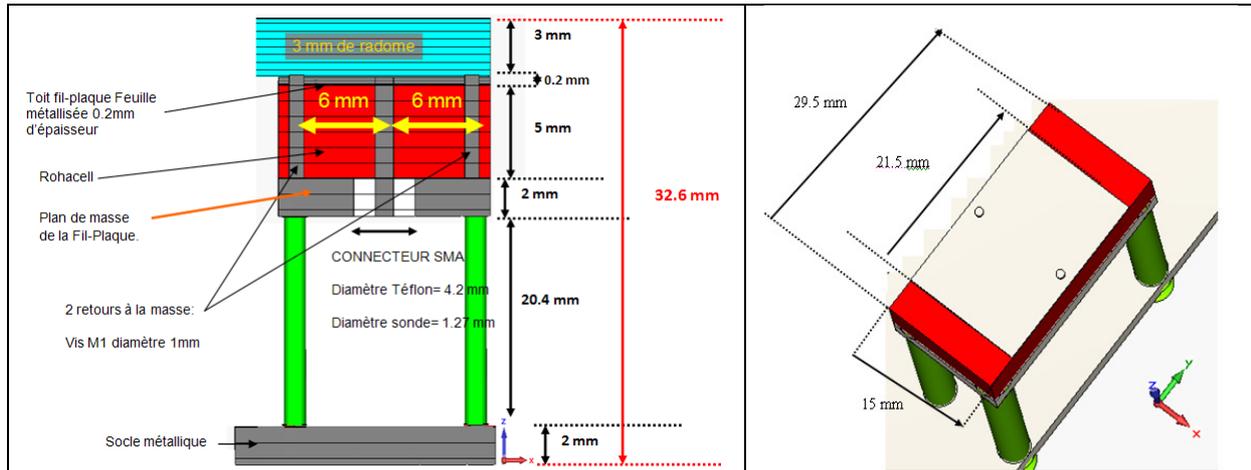


Figure IV. 15: Antenne Terrestre modélisée sous CST

Cette antenne est composée d'un plan de masse de 2 mm d'épaisseur, de 15 mm longueur et de 29.5 mm de largeur, au dessus duquel se trouve une feuille métallisée (15mm*21.5mm*0.2mm) qui fait office de toit pour l'antenne fil-plaque (**Figure IV. 15**). Ces 2 composants sont maintenu à 5 mm de hauteur par le biais d'une plaque de rohacell ($\epsilon = 1.05$) qui possède les mêmes dimensions transverses que le plan de masse.

L'excitation de la Fil-plaque est réalisée à l'aide d'un connecteur SMA classique, dont l'âme centrale est connectée au toit de l'antenne. De part et d'autre de cette excitation se trouvent à environ 6mm deux vis métalliques M1 (diamètre 1 mm) qui font office de retours à la masse.

La modélisation d'une telle antenne composée de deux aériens différents a été difficile à concevoir. Une phase d'optimisation sur chacune des antennes a donc été nécessaire pour

lever les différentes limitations qui ont pu être rencontrés afin d’aboutir au dispositif présenté précédemment, répondant aux spécifications très contraignantes du cahier des charges SWIMAX.

III.3.2. Optimisation de l’antenne hybride.

La contrainte la plus tendue a été la conception de l’antenne BIE ULP et en particulier, la génération d’une polarisation circulaire inférieure à 3 dB sur tout le cône d’angle solide de 60° d’ouverture et sur toute la bande SWIMAX. Tandis, que la Fil-plaque en polarisation linéaire, apparaît nettement plus accessible.

III.3.2.1. Optimisation de l’antenne spatiale.

Dans notre cas, l’antenne BIE ULP est comme il l’a été montré précédemment, excitée par un patch à quatre entrées numérotées de 1 à 4, qui lorsqu’elles sont alimentées séparément (et que les autres sont chargées sur 50 Ohms), génèrent un diagramme élémentaire noté $E_{[i]}$ (Figure IV. 16).

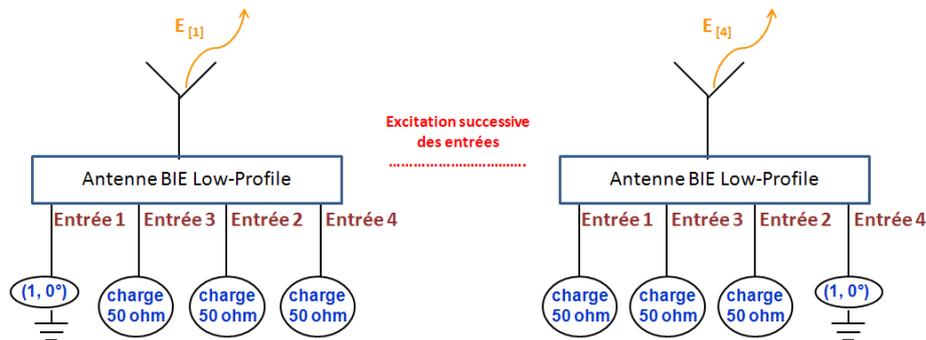


Figure IV. 16: Excitation successive des quatre entrées de l’antenne pour obtenir les diagrammes élémentaires qui leur sont associés.

Il est à noter que pour la génération de la polarisation circulaire, les quatre entrées de l’antenne BIE ULP sont alimentées en même temps par un circuit de distribution 1 voie vers 4, destiné à fournir les poids idéaux P_j (IV.1) à chacune des entrées de l’aérien spatial (Figure IV. 17).

$$\begin{aligned}
 P_1 &= (0.5, \quad 0^\circ) \\
 P_2 &= (0.5, \quad 90^\circ) \\
 P_3 &= (0.5, \quad 180^\circ) \\
 P_4 &= (0.5, \quad 270^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{IV.1}$$

Dans le cas idéal, les poids P_j fournis par le circuit se retrouvent à l'entrée de l'antenne (**Figure IV. 17**). Le diagramme résultant que l'on nomme $E_{[\text{polar circulaire gauche}]}$ (**IV.2**) est donc une combinaison linéaire des diagrammes élémentaires $E_{[j]}$ affectés des poids P_j tous deux définis précédemment.

$$E_{[\text{polar gauche}]} = E_{[1]} * P_1 + E_{[2]} * P_2 + E_{[3]} * P_3 + E_{[4]} * P_4 \quad (\text{IV.2})$$

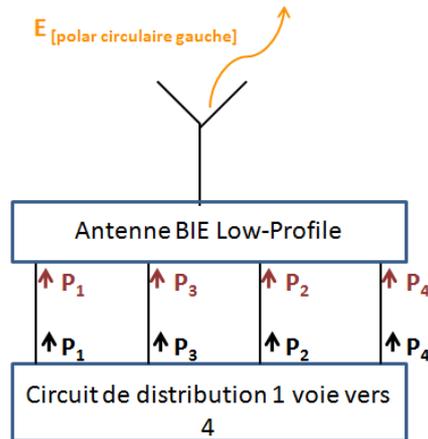


Figure IV. 17: Excitation simultanée des quatre entrées de l'antenne par le circuit de distribution dans le cas idéal.

En pratique, cette hypothèse n'est pas valide dans notre cas. En effet, un fort couplage (**Figure IV. 18**) existe entre les entrées de l'antenne BIE ULP situées sur le même axe, à savoir {1 et 3} et {2 et 4} (**Figure IV. 19**). Tandis qu'entre les autres accès, les niveaux de couplages sont acceptables (**Figure IV. 18**). Cela entraîne une réflexion notée F (**Figure IV. 20**) par chacune des entrées de l'antenne spatiale sur le circuit de distribution, qui a pour effet de modifier les poids idéaux P_j (**IV.1**) délivrés par ce dernier, perturbant ainsi la qualité de la polarisation circulaire générée. Une phase d'optimisation a donc été nécessaire pour réduire chaque paramètre F , de façon à ce que les poids fournis par le circuit de distribution se retrouvent aux entrées de l'antenne BIE ULP (**Figure IV. 17**).

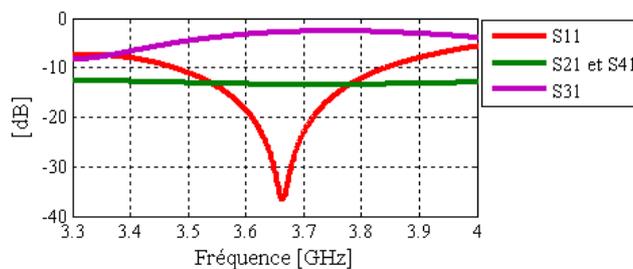


Figure IV. 18: Couplages simulés lorsqu'uniquement l'entrée 1 de l'antenne BIE ULP est excitée et les autres chargées sur 50 Ohms.

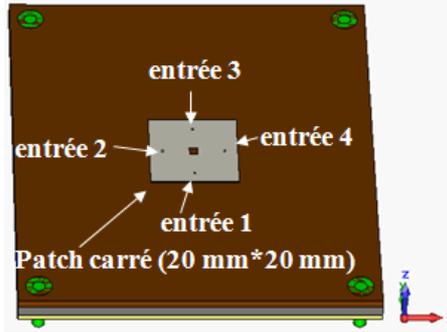


Figure IV. 19: Illustration des 4 accès de l'antenne BIE ULP (patch uniquement représenté pour une meilleure visibilité).

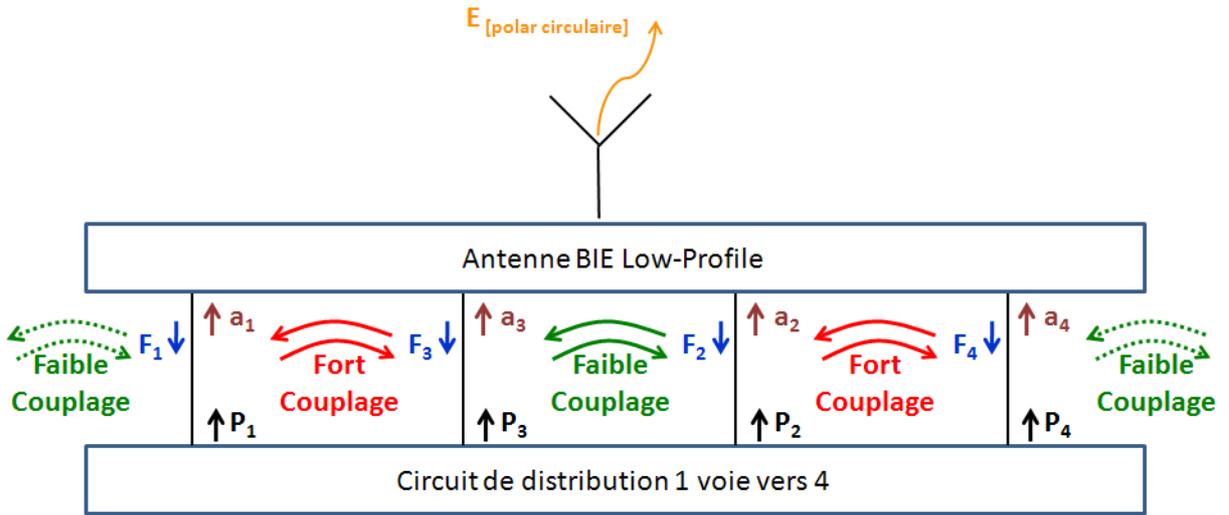


Figure IV. 20: Excitation simultanée des quatre entrées de l'antenne par le circuit de distribution en tenant compte du couplage.

Ces paramètres F sont fonctions des paramètres S_{ij} (de couplages et d'adaptation) de l'antenne BIE ULP (IV.3) et des poids P_j affectés à chacune des entrées de l'antenne spatiale.

$$F_i = \sum_{j=1}^4 S_{ij} * P_j \quad (\text{IV.3})$$

En considérant la numérotation de la **Figure IV. 19**, le développement de l'équation (IV.3) pour chacune des quatre entrées du réseau, aboutit aux équations (IV.4), (IV.5), (IV.6) et (IV.7).

$$F_1 = S_{11} * P_1 + S_{12} * P_2 + S_{13} * P_3 + S_{14} * P_4 \quad (\text{IV.4})$$

$$F_2 = S_{21} * P_1 + S_{22} * P_2 + S_{23} * P_3 + S_{24} * P_4 \quad (\text{IV.5})$$

$$F_3 = S_{31} * P_1 + S_{32} * P_2 + S_{33} * P_3 + S_{34} * P_4 \quad (\text{IV.6})$$

$$F_4 = S_{41} * P_1 + S_{42} * P_2 + S_{43} * P_3 + S_{44} * P_4 \quad (\text{IV.7})$$

Les équations (IV.4), (IV.5), (IV.6) et (IV.7) peuvent être simplifiées en négligeant les paramètres S de couplage associés aux entrées qui ne sont pas localisées dans le même axe que celui excité. La généralisation de cette constatation aux entrées du réseau, aboutit à l'équation simplifiée (IV.8) et montre que chaque paramètre F_x dépend du coefficient de réflexion S_{xx} de l'entrée excitée x et du paramètre de couplage S_{xy} de l'entrée y localisée dans le même axe que x .

$$F_x = S_{xx} * P_x + S_{xy} * P_y \quad (\text{IV.8})$$

Pour annuler F_x au niveau de chacune des entrées x , et en tenant compte des poids idéaux affectés par le circuit de distribution ($P_x = -P_y$), il s'avère primordial que les paramètres S associés aux entrées $\{x,y\}$ localisées dans le même axe, à savoir S_{xx} et S_{xy} soient identiques en module et en phase (IV.9).

$$S_{xx} = S_{xy} \quad (\text{IV.9})$$

Pour satisfaire (IV.9), la seule solution est de désadapter l'entrée x de l'antenne dans le but d'aboutir à un coefficient de réflexion (S_{xx}) égale au paramètre de couplage qui lui est associé (S_{xy}). En considérant la dispersion du circuit de distribution, une optimisation a été effectuée sur la structure (fss, sondes d'excitation) pour obtenir les paramètres S (S_{xx} et S_{xy}) adéquats (Figure IV. 21) permettant d'annuler les paramètres F au niveau de chacune des entrées de l'antenne spatiale, et ce sur toute la bande SWIMAX (Figure IV. 22).

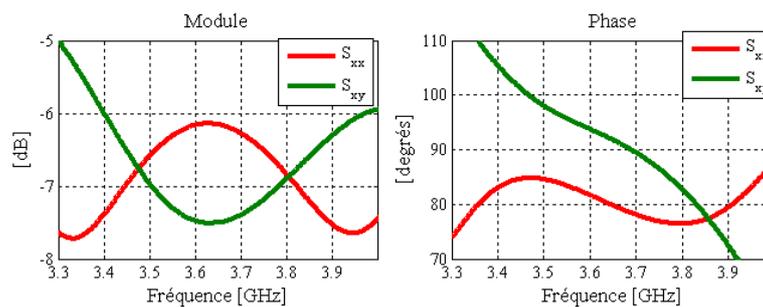


Figure IV. 21: Paramètres S (S_{xx} et S_{xy}) optimisés en simulation.

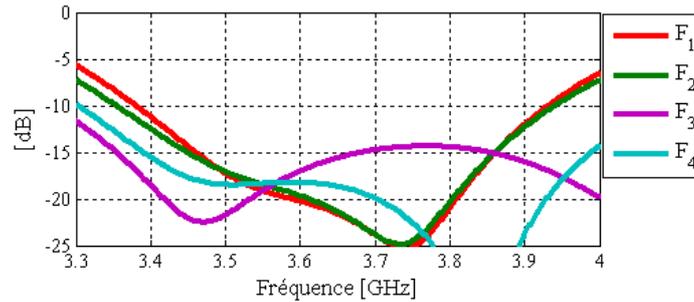


Figure IV. 22: Paramètres F simulés par chacune des entrées de l'antenne spatiale.

Passons maintenant à l'optimisation des antennes terrestres.

III.3.2.2. Optimisation de l'antenne terrestre.

Contrairement à l'antenne spatiale, la modélisation des aériens terrestres en polarisation linéaire a été nettement plus accessible. Celle-ci, a été effectuée en tenant compte d'une étude qui a été réalisée dans le laboratoire XLIM (l'annexe 2) [IV.24], regroupant l'influence des différentes grandeurs caractéristiques de l'antenne Fil-Plaque sur les performances antennaires.

L'optimisation des antennes fil-plaque a consisté à définir leurs emplacements et à les concevoir de telle manière que ces dernières ne perturbent pas la liaison spatiale.

L'emplacement de ces dernières est conditionné par l'antenne BIE ULP. En effet, comme celle-ci doit générer un rayonnement directif dans l'axe, il a donc fallu la placer au centre de l'antenne hybride. Ce qui ne laisse que les extrémités de l'antenne hybride pour les aériens fil-plaque.

Au cours de la modélisation, nous nous sommes aperçus que lorsque les trois aériens reposent sur le même plan de masse (Figure IV. 23), les antennes terrestres rayonnent (Figure IV. 25) sur le cône d'angle de 60° sur lequel l'antenne BIE doit fonctionner. Ce qui a pour effet de perturber la liaison spatiale.

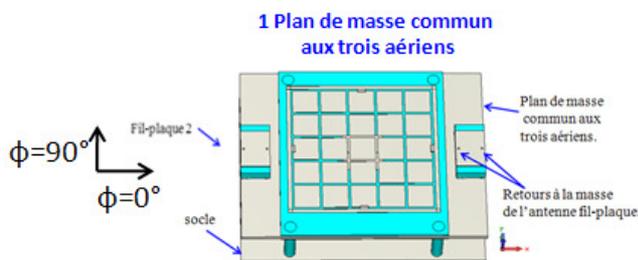


Figure IV. 23: Illustration de l'antenne hybride dans le cas où le plan de masse est commun aux trois aériens.

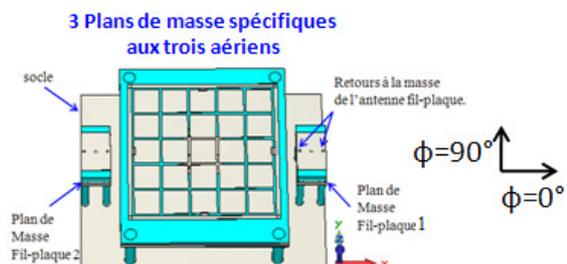


Figure IV. 24: Illustration de l'antenne hybride dans le cas où les plans de masse sont propres à chacun des trois aériens.

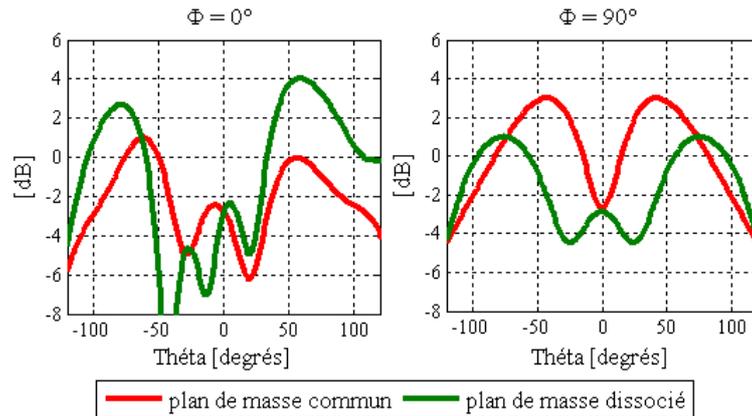


Figure IV. 25: Effet du plan de masse sur le rayonnement de l'antenne Fil-Plaque 2 à $f=3.5$ GHz (fréquence haute du 1^{er} canal alloué à la transmission terrestre).

Cela s'explique par le fait que la diffraction des arêtes du plan de masse engendre un dépointage qui dévie le rayonnement de l'horizon ($\theta=90^\circ$). Le seul moyen de limiter ces diffractions est d'agrandir ou de diminuer le plan de masse de manière significative. Compte tenu du fait que l'encombrement alloué par le cahier des charges est restreint, la solution qui a été adoptée, est de diminuer les dimensions latérales des plans de masses des antennes fil-plaque (**Figure IV. 24**). Cela revient donc à les dissocier de celui de l'antenne BIE ULP.

Ainsi, cette dissociation des plans de masse aboutit au résultat escompté. En effet, les maximas de rayonnement se rapprochent de l'horizon (90°) (**Figure IV. 25**), excepté à $\Phi=0^\circ$ et pour les angles d'élévation θ positifs, où un dépointage moins conséquent est observé du à la présence de l'antenne BIE ULP. Enfin, pour finir, il est nécessaire de noter que la dissymétrie des diagrammes (**Figure IV. 25**) dans le plan $\Phi=0^\circ$, pour les deux configurations, résulte du fait que l'environnement des antennes Fil-plaque n'est pas homogène suivant cette direction. En effet, ce plan coïncide avec la direction d'alignement des trois aériens (terrestres et spatiale).

A ce stade du manuscrit, la description de l'antenne hybride qui a été modélisé ainsi que les différentes optimisations auxquelles elle a été sujette pour aboutir à un dispositif répondant aux spécifications très contraignantes du cahier des charges du projet SWIMAX, ont été exposés. Afin de valider la méthode de conception, un prototype a été fabriqué. Sa description est l'objet du paragraphe suivant.

III.3.3. Réalisation du prototype.

Pour valider la méthode de conception et confronter la simulation et la mesure, un prototype a été réalisé conjointement par la société Prototig et par le laboratoire XLIM

(Figure IV. 26). Pour obtenir plus de détails sur la composition de cette structure, le lecteur pourra se référer à la description de l'antenne SWIMAX modélisée qui a précédemment été exposé.

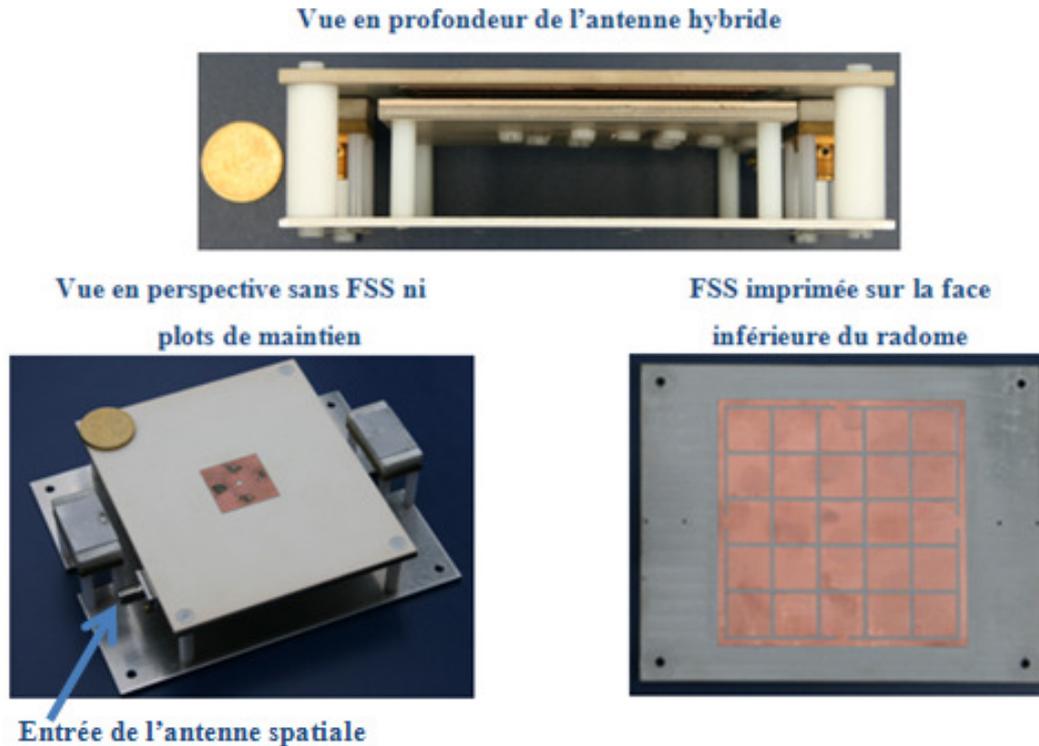


Figure IV. 26: Illustration du prototype SWIMAX réalisé.

Maintenant que le dispositif modélisé ainsi que le prototype réalisé ont tous deux été présentés, il convient de comparer leurs performances afin de déterminer si celles-ci répondent aux exigences du cahier des charges.

III.4. Comparaison Simulation/ Mesure.

III.4.1. Obtention des résultats de simulation EM.

Comme dans le cadre du Chapitre III, les résultats électromagnétiques simulés sont la combinaison de deux simulations obtenues en utilisant deux logiciels différents. Tout d'abord, une simulation antennaire du dispositif est effectuée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio sans prise en compte du circuit de distribution (Figure IV. 27). A noter que les vias et les lignes de sortie du circuit sont tout de même considérés pour cette première modélisation. Finalement, nous aboutissons à une boîte noire qui intègre les paramètres S et les performances en rayonnement. Cette boîte comprend 6 entrées dont les numéros 1 à 4 correspondent aux entrées de l'antenne spatiales et les numéros 5 à 6 aux entrées des deux

antennes terrestres. En parallèle, les circuits de distribution sont simulés à l'aide du logiciel Momentum qui permet d'obtenir les paramètres S sous forme de touchstone. Finalement, ces derniers sont connectés à la boîte noire équivalente de l'antenne dans le logiciel CST microwave studio pour obtenir les performances du système global (**Figure IV. 27**). Ce procédé a déjà été validé par le passé et permet de réduire fortement les temps de calcul qui sont prohibitifs quand un circuit de distribution est intégré à une antenne.

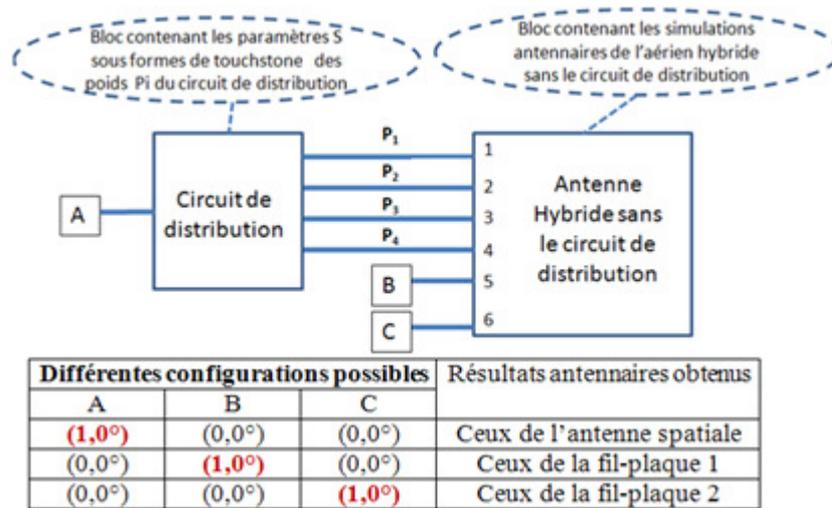


Figure IV. 27: Illustration de la simulation du dispositif complet

Pour confronter les résultats de simulations obtenus à l'aide de la méthode décrite précédemment, des mesures ont été faites dans la base de notre laboratoire XLIM.

III.4.2. Mesures dans la chambre anéchoïque.

La **Figure IV. 28** est une photographie qui a été réalisée dans la base de mesure d'XLIM, qui est une chambre anéchoïque ou anéchoïde. Nous pouvons distinguer le prototype SWIMAX sous test à l'extrémité du piédestal permettant une rotation du dispositif sous test de 360° autour de son axe (axe vertical).

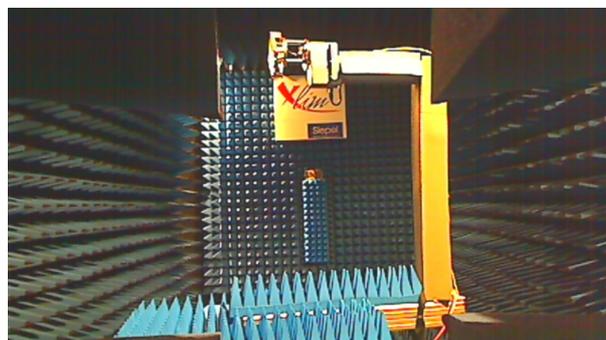


Figure IV. 28 : Photo de la base de mesure d'XLIM et schéma de principe.

Pour mesurer le taux d'ellipticité, une méthode a été employée. Elle consiste à mesurer les composantes E_{θ} et E_{ϕ} (module et phase en linéaire) dans le plan Φ considéré soit en fonction de la fréquence (pour établir la bande passante) soit en fonction de l'angle d'élévation (pour déterminer l'ouverture angulaire). Dans le premier cas, l'antenne sous test est placée à un angle d'élévation θ donné et la fréquence varie, alors dans le second l'inverse est effectué.

De ces deux composantes mesurées on en déduit le taux d'ellipticité grâce à la formule (IV.10).

$$TE_{dB} = 20 \log \left(\sqrt{\frac{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2 - |E_{\theta}^2 + E_{\phi}^2|}{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2 + |E_{\theta}^2 + E_{\phi}^2|}} \right) \quad (\text{IV.10})$$

Le même procédé est appliqué pour les gains en polarisation circulaire gauche et droite, car ceux-ci sont déduits des mesures de E_{θ} et de E_{ϕ} en utilisant les formules (IV.11) et (IV.12).

$$Gain_{gauche} = 20 \log \left(\left| \frac{E_{\theta} + i^* E_{\phi}}{\sqrt{2}} \right| \right) \quad (\text{IV.11})$$

$$Gain_{droite} = 20 \log \left(\left| \frac{E_{\theta} - i^* E_{\phi}}{\sqrt{2}} \right| \right) \quad (\text{IV.12})$$

Maintenant que les procédés d'obtention des résultats de simulation et de mesure ont été présentés, il convient de les confronter dans le but de déterminer si le dispositif modélisé et celui réalisé satisfont les exigences du cahier des charges.

III.4.3. Comparaison des performances simulées et mesurées de l'antenne hybride.

Pour débiter cette étude, l'antenne spatiale est dans un premier temps considérée.

III.4.3.1. Performances de l'antenne spatiale.

Paramètres S :

La **Figure IV. 29** révèle que l’antenne simulée et celle mesurée, sont toutes deux respectivement adaptées à -10 dB sur de larges bandes de fréquence. En effet, celles-ci sont de l’ordre de 22.7% ([3.2-4.02] GHz) pour le dispositif simulé et de 19.1% ([3.22-3.9] GHz) pour le prototype. Il convient de noter que ces résultats sont obtenus à l’entrée du circuit de distribution.

Si nous considérons maintenant la bande SWIMAX ([3.4-3.75] GHz) définie dans les spécifications, l’adaptation simulée est inférieure à -16 dB, tandis que celle mesurée est inférieure à -11 dB. Cependant, bien que la mesure semble être moins satisfaisante que la simulation, les deux dispositifs antennaires (modélisé et réalisé) satisfont la spécification de -10 dB du cahier des charges.

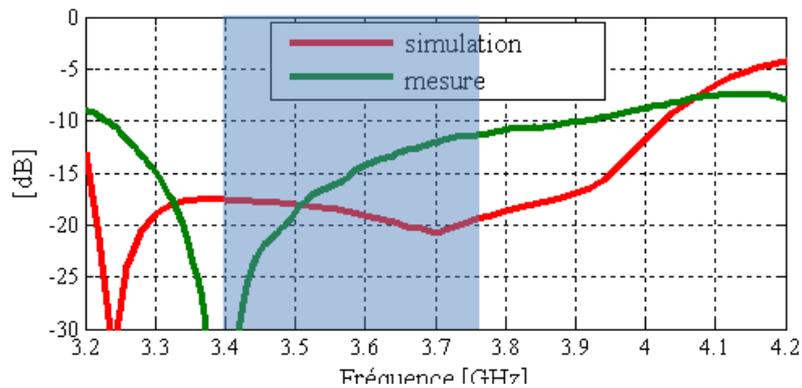


Figure IV. 29: Adaptation simulée et mesurée de l’antenne spatiale.

Pour ce qui est du couplage (**Figure IV. 30**) entre l’antenne spatiale et les deux antennes terrestres, aussi bien les simulations que les mesures montrent que ceux-ci sont comme escomptés très faibles (inférieur à -20 dB sur la bande SWIMAX). Cela garantit donc le fait que l’antenne BIE ne perturbera pas la liaison terrestre et vice vers ça. Il est à noter que la fil-plaque numéro 2 noté flp2 est celle qui est la plus proche de l’entrée de l’antenne spatiale.

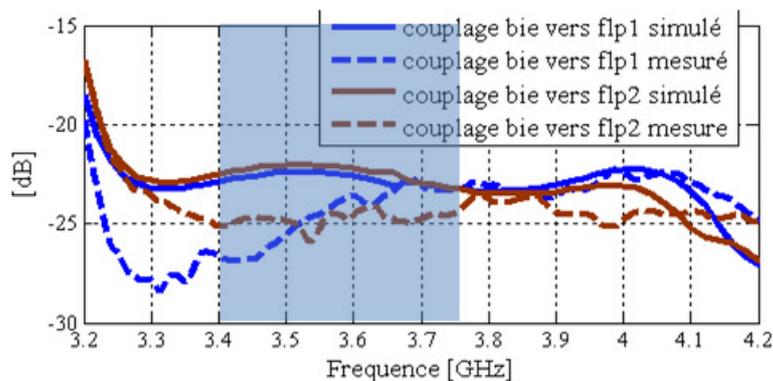


Figure IV. 30: Couplages simulés et mesurés vers les antennes terrestres.

Evolution du gain fréquentiel au zénith (dans l'axe) :

Afin de comparer le rayonnement au zénith de l'antenne modélisée avec celui du dispositif réalisé, les niveaux de directivité (champ total) et de gain réalisé (en polarisation circulaire gauche) en fonction de la fréquence, sont relevés (**Figure IV. 31**). Il est à noter que conformément au principe de l'antenne BIE ULP exposé dans le chapitre II, les valeurs dans l'axe (ou au zénith) augmentent avec la fréquence jusqu'à atteindre un maximum à la fréquence de coupure. Celle-ci est aux alentours de 4.25 GHz pour le dispositif modélisé et autour de 4.35 GHz pour le prototype. Cette fréquence de coupure plus haute en mesure qu'en simulation, traduit une erreur de réalisation sur la hauteur du résonateur BIE, qui est plus basse pour le prototype (voir le principe des antennes BIE exposé dans le chapitre II).

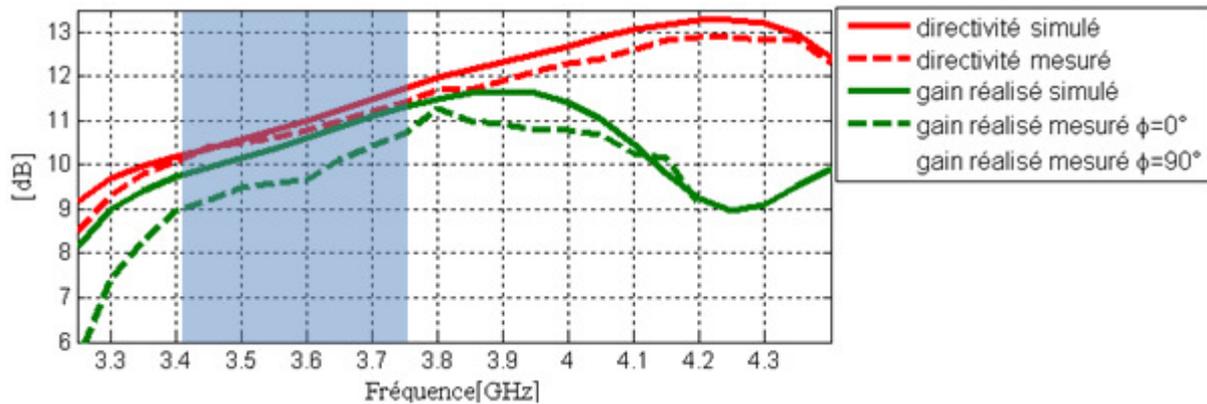


Figure IV. 31: Directivité et gain fréquentiel simulé et mesuré au zénith de l'antenne spatiale.

La différence en simulation entre le gain en polarisation circulaire gauche et la directivité de l'ordre de 0.5 dB sur la bande SWIMAX est essentiellement due aux pertes dans les matériaux et au taux d'ellipticité non parfait (voir paragraphe suivant), et très minoritairement à la désadaptation. En tenant compte de l'incertitude de la base de mesure de l'ordre de ± 0.5 dB, le même écart est observé en mesure. Toutefois, le gain réalisé simulé en polarisation circulaire gauche qui est supérieur à 9.7 dB au zénith sur toute la bande [3.4-3.85] GHz (couverture plus grande que la bande SWIMAX [3.4-3.75] GHz), permet presque de satisfaire la spécification de 10 dB du cahier des charges dans cette direction. Quant au gain réalisé mesuré en polarisation circulaire gauche, il est inférieur à la simulation, puisqu'il est sur la bande [3.4-3.85] GHz (couverture plus grande que la bande SWIMAX), supérieur à 9 dB. Cet écart avec la simulation, notamment pour les fréquences basses de la bande provient

d'un taux d'ellipticité détérioré en mesure, comme nous le verrons dans la suite. Cependant, compte tenu de l'incertitude de la base de mesure de ± 0.5 dB, des niveaux semblables aux simulations ont été obtenus, permettant ainsi au prototype, à l'instar de la modélisation, de quasiment satisfaire la spécification de 10dB au zénith.

Taux d'ellipticité:

La **Figure IV. 32**, illustre le taux d'ellipticité **simulé** sur la bande SWIMAX ([3.4-3.75] GHz) et en dehors (3.8 GHz et 3.85 GHz) dans les quatre plans azimutaux $\Phi = 0^\circ$, $\Phi = 45^\circ$, $\Phi = 90^\circ$, $\Phi = 135^\circ$.

A la vue de ces résultats, il est donc possible de noter que le cas le plus favorable est à 3.6 GHz puisque c'est à cette fréquence que l'antenne et notamment le circuit, ont été optimisés. De plus, la variation du taux d'ellipticité n'est pas à symétrie de révolution et n'est pas forcément minimal dans l'axe, notamment pour les fréquences extrêmes de la bande. Cela s'explique par le fait que l'optimisation a été faite sur toute l'ouverture angulaire de 60° et sur toute la bande de fréquence SWIMAX ([3.4-3.75] GHz).

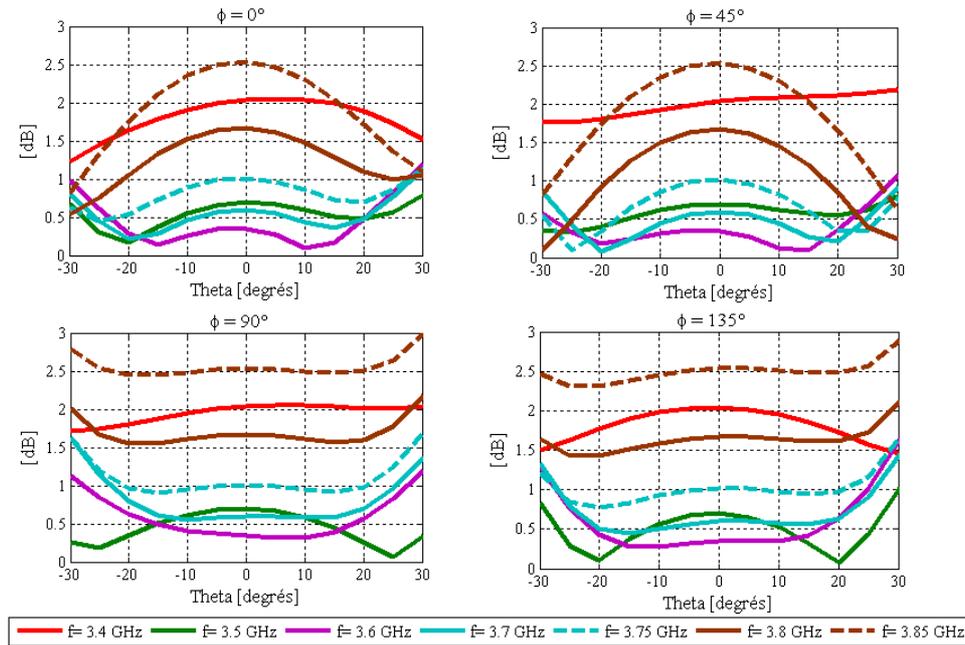


Figure IV. 32: Taux d'ellipticité simulés de l'antenne spatiale dans quatre plans azimutaux Φ .

Il en résulte donc que le taux d'ellipticité simulé de l'antenne spatiale, inférieur à 3 dB dans tous les plans azimutaux sur une ouverture de $\pm 30^\circ$ et ceci sur toute la bande 3.4 GHz - 3.85 GHz, satisfait le cahier des charges. Cette bande est supérieure à celle du

SWIMAX puisque pour rappel, cette dernière s'étend de 3.4 GHz à 3.75 GHz. De plus, le taux d'ellipticité est dans les mêmes conditions inférieur à 2.1 dB, sur une bande de fréquence moins étendue de 50 MHz ([3.4-3.8] GHz) que la précédente, mais qui reste toutefois supérieure à la bande SWIMAX.

Afin de déterminer si les taux d'ellipticité mesurés corroborent la simulation, des relevés 2D identiques aux précédents ont été effectués (**Figure IV. 33**). Pour rappel, ceux-ci sont obtenus à partir des composantes mesurés E_θ et E_Φ dans le plan considéré.

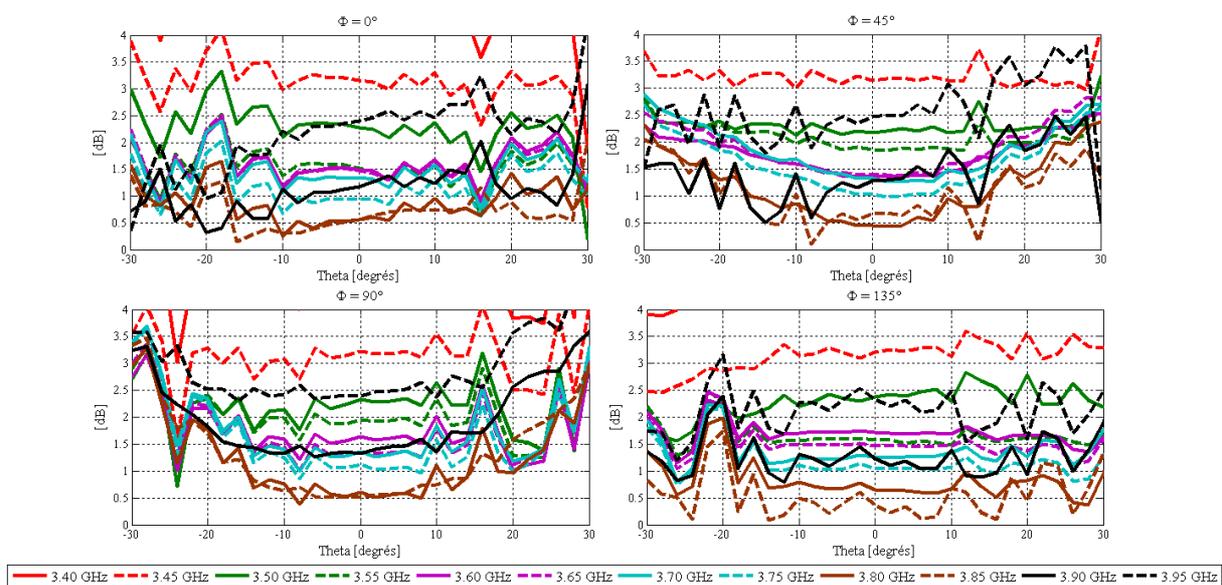


Figure IV. 33: Taux d'ellipticité mesurés de l'antenne spatiale dans quatre plans azimutaux Φ .

A la vue de ces résultats, la bande passante est établie en considérant un taux d'ellipticité inférieur à 3.25 dB, ce qui compte tenu de la tolérance de la base de mesure (± 0.5 dB) correspond à une valeur très proche de la spécification. La bande passante du prototype réalisé s'étend de 3.5 GHz à 3.9 GHz en exceptant le taux d'ellipticité obtenu pour les angles d'élévation θ inférieurs à -27° et ceux supérieurs à 26° dans le plan $\Phi=90^\circ$ (**Figure IV. 33**). Cette bande de l'ordre 400 MHz est légèrement inférieure à celle obtenue en simulation, mais excède celle désirée dans les spécifications (350 MHz). Cet écart fréquentiel entre la bande passante en taux d'ellipticité obtenue en mesure ([3.5-3.9] GHz) et celle déduite de la simulation ([3.4-3.85] GHz) qui est évalué à 100MHz, est identique à celui observé en directivité. Il résulte d'une hauteur du résonateur BIE plus basse en réalisation ($HF=4.88$ mm) par rapport à la modélisation ($HF=5.13$ mm), qui induit une augmentation de la fréquence de

coupure conformément au principe de l'antenne BIE ULP explicité dans le chapitre II. Ainsi, la prise en compte de ce défaut permet par des rétro-simulations de se rapprocher d'avantage des performances mesurées en termes de directivité, de gain réalisé et de taux d'ellipticité (Figure IV. 34).

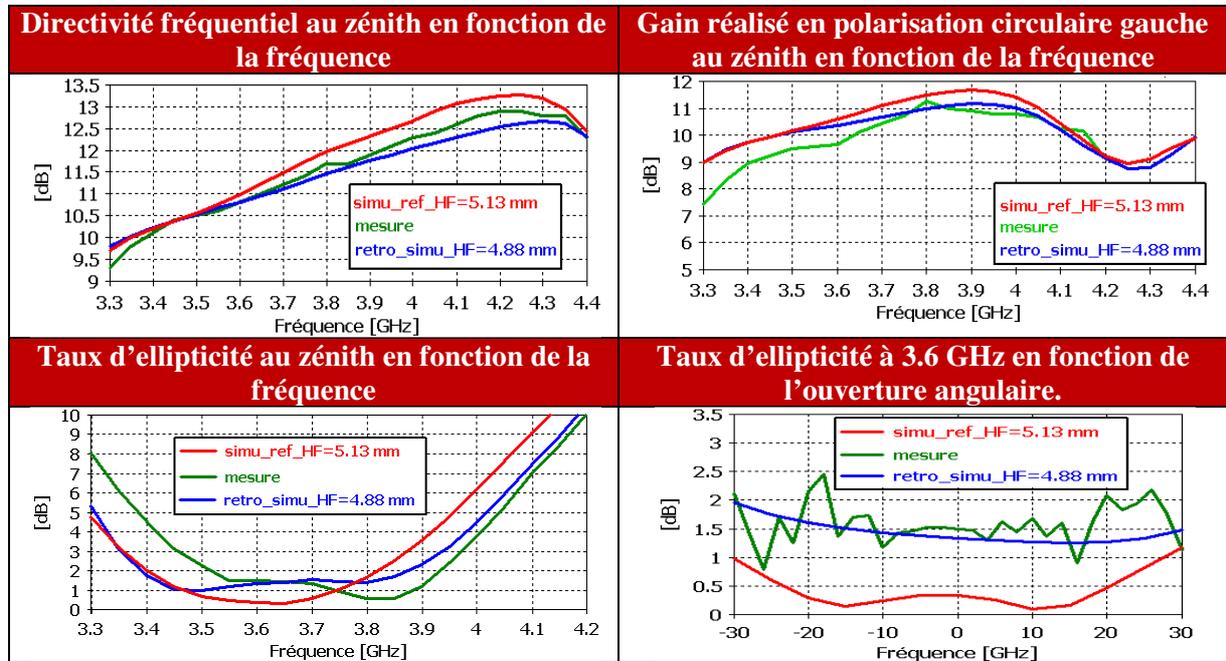


Figure IV. 34: Prise en compte du défaut constaté.

Avant de conclure l'étude des performances de l'antenne BIE ULP, il convient de présenter les niveaux de gain obtenus aux extrémités de l'ouverture angulaire. Il convient de noter que ces résultats ne sont pas issus de la rétro-simulation.

Gain réalisé en polarisation circulaire gauche aux extrémités de l'ouverture angulaire:

Pour quantifier les niveaux de gain réalisé en polarisation circulaire gauche aux extrémités de l'ouverture angulaire, des relevés 2D ont là aussi été effectués dans 4 plans azimutaux (Figure IV. 35).

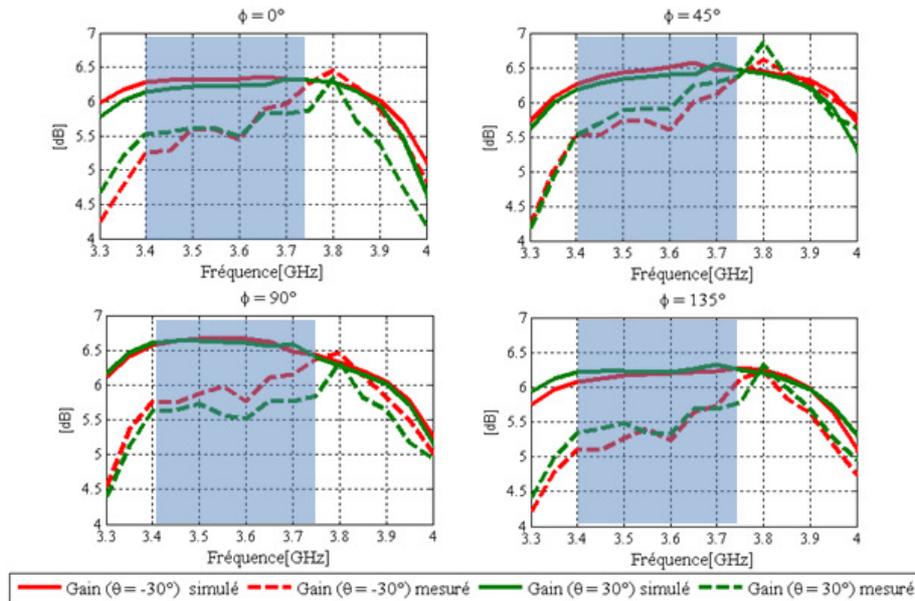


Figure IV. 35: Gain réalisé de l'antenne spatiale simulé et mesuré au niveau des extrémités de l'ouverture angulaire ($\theta = -30^\circ$ et $\theta = 30^\circ$) dans quatre plans azimutaux Φ .

Dans le cahier des charges, il est spécifié que le gain de l'antenne spatiale sur l'angle d'ouverture de $\pm 30^\circ$ doit être supérieur ou égal à 7dB. Or, le gain réalisé simulé obtenu n'est supérieur qu'à 6.2 dB sur cette ouverture angulaire requise et sur la bande 3.4 GHz-3.85 GHz (bande où le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB en simulation). Cela constitue donc une limite des antennes BIE ULP car les différentes études menées, n'ont pas permis d'accroître le gain réalisé au niveau des extrémités de l'angle d'ouverture. Ce problème provient de la trop forte directivité de l'antenne qui s'accompagne d'une ouverture angulaire réduite. En mesure, le gain réalisé sur l'ouverture de 60° est supérieur à 5.1 dB dans tous les plans. Ce niveau, compte tenu de la tolérance de la base de mesure (± 0.5 dB) est très proche de la simulation.

En conclusion, les spécifications du cahier des charges sont presque obtenues avec l'antenne BIE ULP modélisée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. En effet, bien que les exigences en taux d'ellipticité simulés soient satisfaisantes, puisqu'il est inférieur à 3 dB sur l'ouverture angulaire de 60° et sur la bande SWIMAX, le critère en gain est insuffisant de 0.8 dB aux extrémités de l'ouverture angulaire. Cela constitue une limite des antennes BIE ULP, car les différentes études menées, n'ont pas permis de l'accroître. Cependant, ces performances ont été obtenus sur une bande de travail relativement large qui est même

supérieur de 100MHz ([3.4-3.85] GHz) à la bande SWIMAX ([3.4-3.75] GHz). Quant au prototype réalisé, compte tenu des défauts de réalisation qui ont été ciblés par des rétro simulations, celui-ci est caractérisé par un décalage fréquentiel d'environ 100 MHz. Cependant, malgré cet écart en fréquence, le prototype réalisé présente des performances satisfaisantes compte tenu de la tolérance de la base de mesure (± 0.5 dB).

Maintenant que les performances de l'antenne spatiale ont été exposées, il convient de présenter celles des antennes terrestres.

III.4.3.2. Performance antenne terrestre.

Il convient de rappeler que seul deux canaux de la bande SWIMAX sont alloués aux transmissions terrestres: [3.45-3.5] GHz et [3.65-3.7] GHz.

Adaptation:

Les antennes fil-plaque modélisées du fait de leurs similitudes, présentent la même adaptation simulée (**Figure IV. 36**). En effet, elles sont toutes les deux adaptées à -12.5 dB sur le premier canal alloué à la transmission terrestre à savoir [3.45-3.5] GHz et à -9.5 dB sur le 2^{ème} canal [3.65-3.7] GHz (**Figure IV. 36**). Quant aux résultats mesurés, le décalage fréquentiel d'environ 100 MHz détériore l'adaptation au niveau du premier canal, tandis qu'elle l'améliore pour le second. En effet, ces deux aériens sont adaptés à -5 dB sur le premier canal et -12 dB pour le second.

Ce décalage traduit des erreurs de réalisation qui ont été ciblés par la mise en œuvre de rétro-simulations réalisées sur le dispositif modélisé de référence (**Figure IV. 37**). En effet, la prise en compte de ces défauts permet de se rapprocher d'avantage des performances mesurées en termes de d'adaptation.

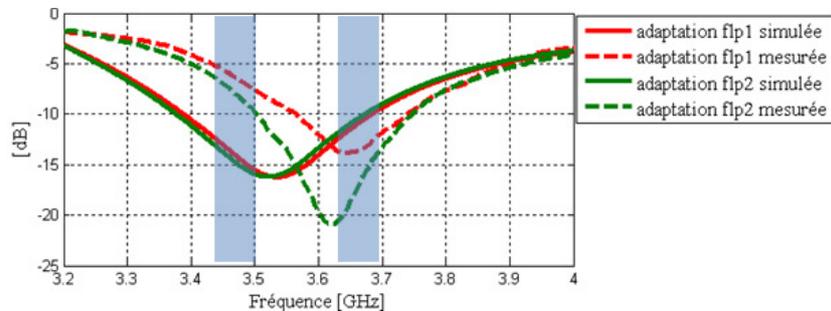


Figure IV. 36: Comparaison entre les adaptations simulées et mesurées des deux aériens terrestres.

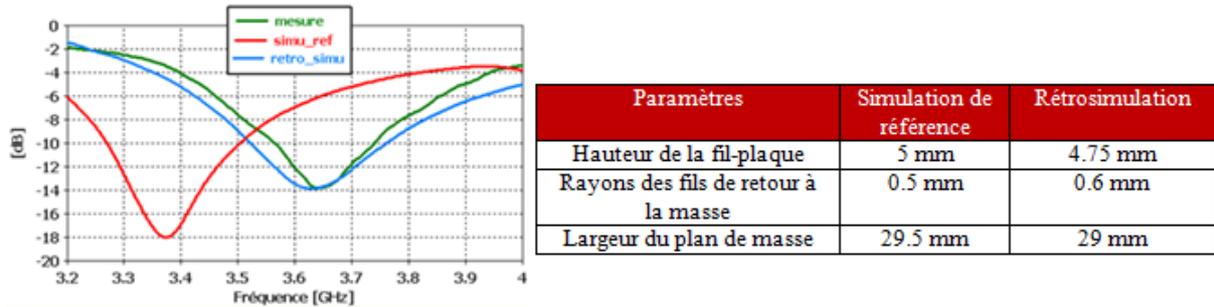


Figure IV. 37: Prise en compte des défauts de réalisation de l'antenne Fil-Plaque.

Etant donné que les deux antennes fil-plaque sont quasi-semblables, uniquement les performances en rayonnement de la fil-plaque numéro 1, sont détaillées (Figure IV. 38).

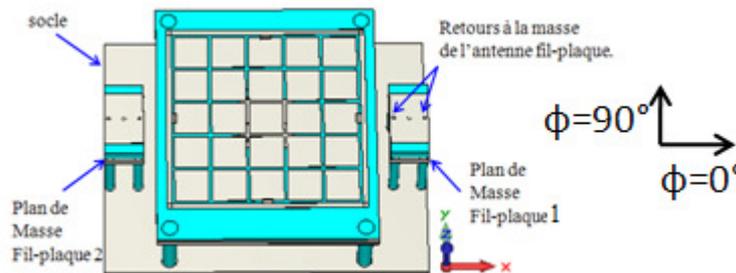


Figure IV. 38: Rappel du positionnement des deux antennes Fil-Plaque.

Diagramme de rayonnement en gain réalisé:

La Figure IV. 39 illustre le gain réalisé de l'antenne fil-plaque (n°1) en fonction de l'angle d'élévation θ dans deux plans principaux.

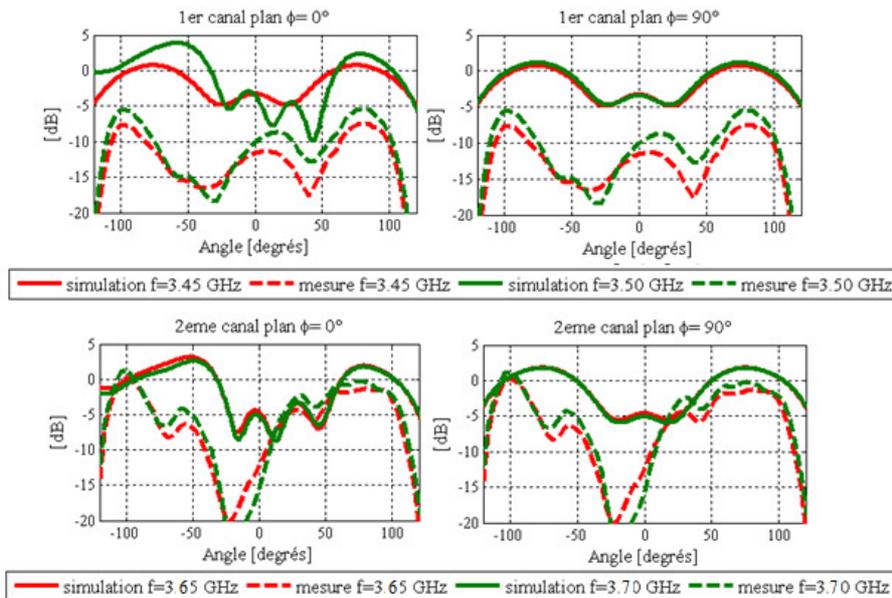


Figure IV. 39: Gain réalisé de l'antenne terrestre n°1 dans les plans principaux.

La dissymétrie des diagrammes de rayonnement dans le plan $\Phi = 0^\circ$ est due à l'environnement de l'antenne fil plaque qui n'est pas homogène suivant cette direction. En effet, le plan $\Phi = 0^\circ$ coïncide avec le plan d'alignement des antennes (**Figure IV. 38**).

De plus, à l'exception du plan $\Phi = 0^\circ$ et pour les angles d'élévation négatifs où un dépointage plus conséquent du à la présence de l'antenne spatiale est observé, les maxima de rayonnement (**Figure IV. 39**) sont obtenus proche de l'horizon ($\theta=90^\circ$) comme souhaité par le cahier des charges. Il convient de rappeler que l'obtention de ces résultats est possible grâce au plan de masse très limité des antennes fil plaque qui est disjoint de celui de l'antenne spatiale. Toutefois cette disposition nécessite un socle positionné à une hauteur assez importante (2 cm) des plans de masse. Pour avoir plus de détails, le lecteur pourra se référer à la phase d'optimisation des antennes terrestres précédemment exposée dans ce chapitre.

De manière générale, les antennes Fil-plaque (modélisée et réalisée) ne parasiteront pas la liaison spatiale (antenne BIE ULP) car leur gain réalisé sont sur l'ouverture angulaire de fonctionnement de l'antenne BIE ($\pm 30^\circ$) inférieurs à -2 dB pour les deux canaux. Cela satisfait donc le cahier des charges. Pour conclure sur cette étude, il convient de noter que les faibles gains mesurés sur le 1^{er} canal, résultent des défauts de fabrication, qui engendrent un décalage fréquentiel affectant le fonctionnement et l'adaptation de la fil-plaque.

En marge de la conception de l'antenne hybride externe à base d'antenne BIE ULP (segment spatial) et d'antenne fil plaque (segment terrestre), une étude complémentaire visant à définir la cohabitation de cette dernière avec d'autres standards de communication, a été menée à l'initiative du CNES.

III.4.4. Etude complémentaire : Cohabitation et Compatibilité électronique.

Comme toutes les antennes, l'antenne hybride externe peut être sujette à des perturbations d'ordre électronique qui proviennent d'antennes environnantes fonctionnant sur d'autres standards de communication. Il est donc nécessaire d'étudier la compatibilité électronique de cet aérien avec les normes électromagnétiques existantes, afin d'évaluer les niveaux de perturbations et définir si besoin les précautions à mettre en œuvre pour s'en affranchir.

Pour se faire, il convient de regarder le niveau d'énergie accepté par les différents aériens qui composent l'antenne hybride sur une large bande de fréquence. A noter que seule une des deux fil-plaque (fil-plaque n°2) a été considéré lors de cette étude.

La **Figure IV. 40** illustre les coefficients de réflexion à l'entrée des antennes spatiale et terrestre (fil-plaque n°2). Pour cette étude, uniquement deux normes ont été considérées : l'UMTS et le WIMAX mobile.

Il en résulte donc que l'antenne terrestre sera peu perturbée par les antennes environnantes fonctionnant sur les normes UMTS et WIMAX mobile, car le module du S11 est dans les deux cas inférieur à -0.3 dB. Quant à l'antenne spatiale, en raison de son S11 inférieur à -6 dB, celle-ci pourra être perturbée par les structures fonctionnant sur le standard WIMAX mobile. Il faudra donc dans ce cas utiliser des filtres pour limiter les perturbations induites par cette norme.

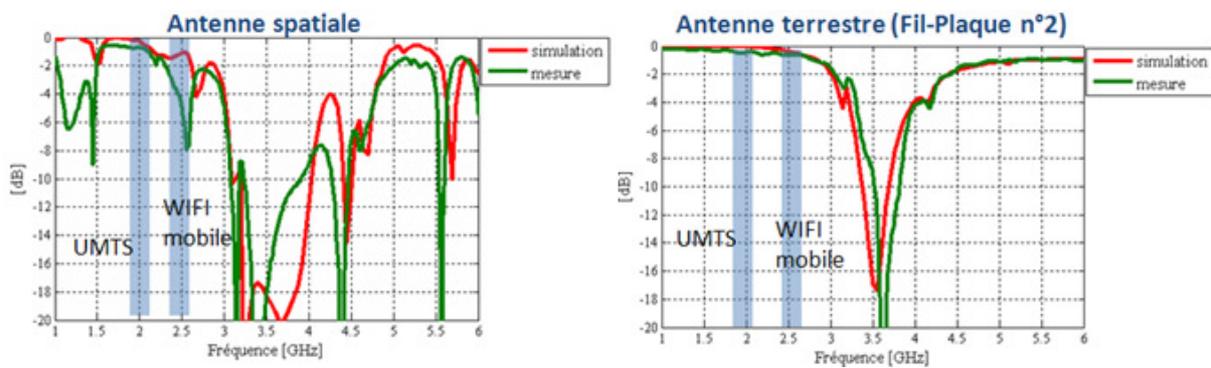


Figure IV. 40: *Compatibilité électronique des antennes spatiale et terrestres.*

Dans la première partie de ce chapitre, la conception d'une antenne hybride performante intégrant un aérien BIE ULP générant une polarisation circulaire unique (gauche dans ce cas) a été présentée. Les différents travaux qui ont été menés ont permis de conclure que ce type d'antenne peut fournir de très bonnes performances en termes de taux d'ellipticité (< 3 dB) sur une large ouverture angulaire 60° , dans tous les plans Φ et sur une bande de fréquence étendue (10%). La fabrication d'un prototype, malgré les défauts de réalisation constatés, a permis de valider la méthode de conception, puisque des performances quasi-identiques à celles simulées ont été obtenus. Une perspective à ces travaux qui est présentée dans la troisième partie de ce chapitre, est de considérer maintenant un dispositif toujours à base d'antenne BIE ULP, mais générant cette fois-ci une bipolarisation circulaire (gauche et droite) à la place de la polarisation circulaire unique développée dans le cadre du SWIMAX. Les travaux qui ont été menés sont présentés dans le paragraphe suivant.

IV. Bipolarisation circulaire en bande C (application CNES : SIMO et MIMO)

IV.1. Contexte et Cahier des Charges.

L'objectif est d'étudier puis de réaliser une antenne compacte en bande C qui possède les 2 polarisations circulaires (droite et gauche). Cette structure sera utilisée par le CNES pour effectuer des campagnes de mesure de propagation dans les modes SIMO et MIMO en bande C à la fréquence de 3.82 GHz. Dans le but d'assurer une cohérence avec les travaux existants du projet SWIMAX et d'avoir une base de travail pour la structure à développer, les spécifications à obtenir (**Tableau IV.2**) sont proches de celles de l'antenne spatiale étudiée précédemment. Seuls la bande de fréquence et le gain sont différents avec bien évidemment la génération de la bipolarisation circulaire. L'objectif est triple puisqu'il s'agit d'une part, d'assurer une bipolarisation circulaire satisfaisante pour les campagnes de mesure, d'autre part d'obtenir un gain adéquat sur $\pm 30^\circ$ avec une antenne de 10 cm et finalement de découpler les deux antennes imbriquées.

Encombrement	<i>Disque de 10 cm (idem / système SWIMAX)</i>
Fréquence	<i>3.7 GHz – 3.9 GHz</i>
Polarisation	<i>Circulaire gauche et droite</i>
Angle d'ouverture	<i>$\pm 30^\circ$ (idem / système SWIMAX)</i>
Gain	<i>≥ 8 dB dans l'axe et ≥ 5 dB à $\pm 30^\circ$</i>
Taux d'ellipticité	<i>< 3 dB (idem / système SWIMAX)</i>

Tableau IV.2 : Spécifications de l'antenne à double polarisation circulaire en bande C

A partir de l'antenne BIE ULP définie dans le cadre du projet SWIMAX, différents concepts susceptibles de fournir de la bipolarisation circulaire droite et gauche, ont été étudiés. Il convient donc d'évaluer les avantages et les inconvénients de ces différents procédés, afin de choisir la structure la mieux adaptée pour satisfaire aux spécifications du cahier des charges.

IV.2. Présentation des différentes structures étudiées.

Il est à noter que ce paragraphe n'est qu'une phase de pré-étude destinée à déterminer la solution à adopter. De ce fait, les résultats qui sont présentés n'ont pas été optimisés et sont obtenus sans la présence d'un circuit de distribution pour affecter les poids adéquats à la génération de la polarisation circulaire souhaitée. Ceux-ci sont administrés à chaque entrée de l'antenne BIE à l'aide du logiciel de simulation.

IV.2.1. Solution 1 : 2 patches à 4 entrées, chacun dédié à une polarisation

Le point de départ de cette étude est donc l'antenne BIE ULP qui avait été développée dans le cadre de la conception de l'antenne hybride externe du projet SWIMAX. Celle-ci était alimentée par un patch à quatre entrées qui permet une meilleure polarisation circulaire qu'avec un patch à 2 entrées car une symétrie spatiale parfaite est possible.

La solution la plus évidente pour la génération de la bipolarisation circulaire est donc d'utiliser deux patches présentant quatre entrées chacun. Etant donné l'encombrement mis à notre disposition, il n'est possible que de positionner deux circuits de distribution une voie vers quatre. Les entrées du patch 1 sont numérotées de 1 à 4 et de 5 à 8 pour le patch 2 (**Figure IV. 41**). A noter que les autres caractéristiques de l'antenne n'ont pas été modifiées et notamment la FSS qui est identique à celle utilisée dans l'antenne spatiale du projet SWIMAX.

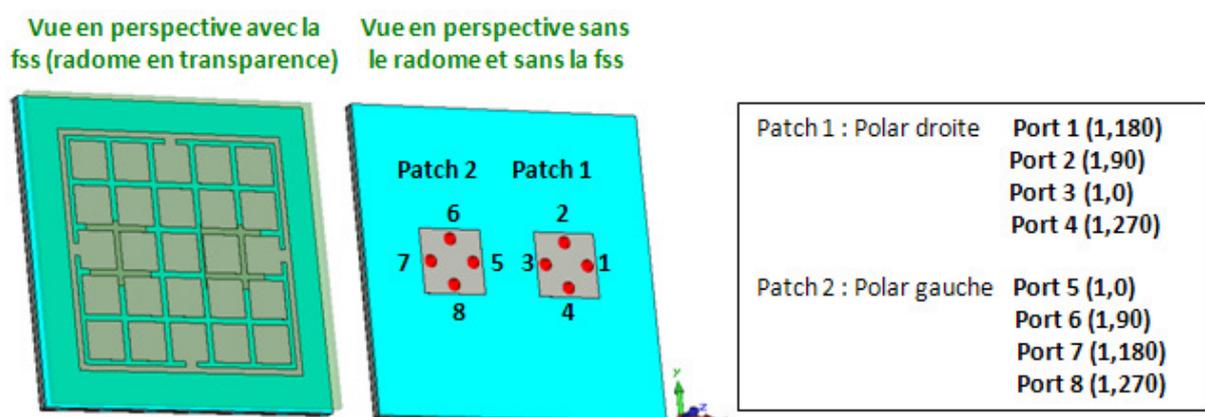


Figure IV. 41: Présentation de la première solution.

Pour cette pré étude sans circuit de distribution, des poids idéaux ont été administrés sur les 8 entrées, en sachant que le patch 1 est dédié à la polarisation circulaire droite alors que le patch 2 est chargé de générer une polarisation circulaire gauche. Les pondérations sur

chacun des 8 ports d'accès sont illustrées sur la **Figure IV. 41**. Des pondérations symétriques suivant l'axe Oy ont été appliquées sur les deux patches pour générer les deux types de polarisation circulaire souhaitée.

Un des avantages de cette solution est le faible niveau de couplage entre les deux patches comme le montre les paramètres S de la **Figure IV. 42**.

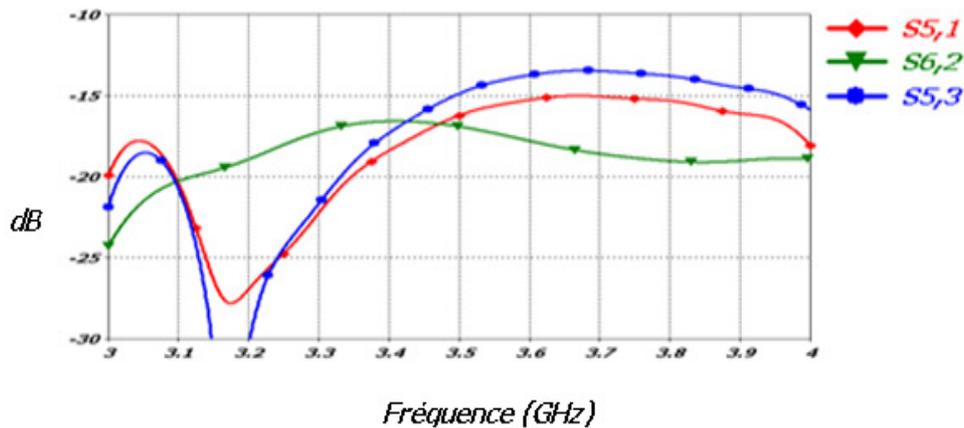


Figure IV. 42: Couplage entre les patches.

Cependant, pour obtenir ce faible niveau de couplage qui est nécessaire pour limiter les perturbations entre les deux patches et donc avoir un fonctionnement satisfaisant de l'antenne, il convient de disposer les deux éléments suffisamment éloignés l'un de l'autre. Le revers de la médaille est que ce positionnement décentré dans un plan conduit à des lobes directifs qui ne pointent plus au zénith de l'antenne comme le montre les diagrammes de rayonnement en directivité à 3.8 GHz (**Figure IV. 43**).

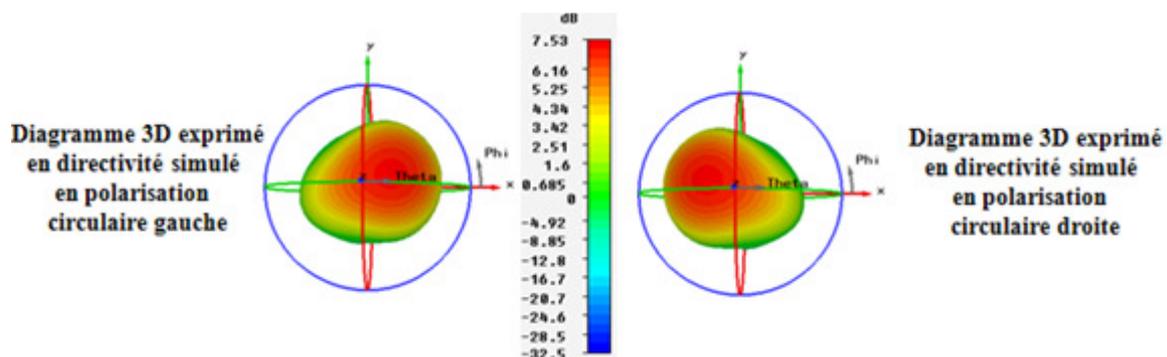


Figure IV. 43: Directivité 3D à f=3.8 GHz, dans les deux cas de figures.

Il est à noter que pour obtenir ces diagrammes de rayonnement, les 4 entrées du patch considéré sont excitées avec le gradient de phase adéquat (**Figure IV. 41**), tandis que celles du patch non considéré sont chargées sur 50 ohms.

Ce dépointage provient d'effets de bords car la source d'excitation de l'antenne BIE ULP n'est plus centrée par rapport à la FSS et ceci dans les 2 configurations, mais avec un effet inversé. En effet, dans les 2 cas, la répartition des champs sur la surface de l'antenne n'est plus à symétrie de révolution. Le lobe incliné conduit à des directivités nettement plus faibles que par rapport au cas de référence, qui est l'antenne BIE ULP à pointage axiale conçue pour le projet SWIMAX. Ce problème est l'inconvénient majeur de cette solution, car il est possible d'obtenir une polarisation circulaire d'un niveau acceptable avec ce procédé (**Figure IV. 44**).

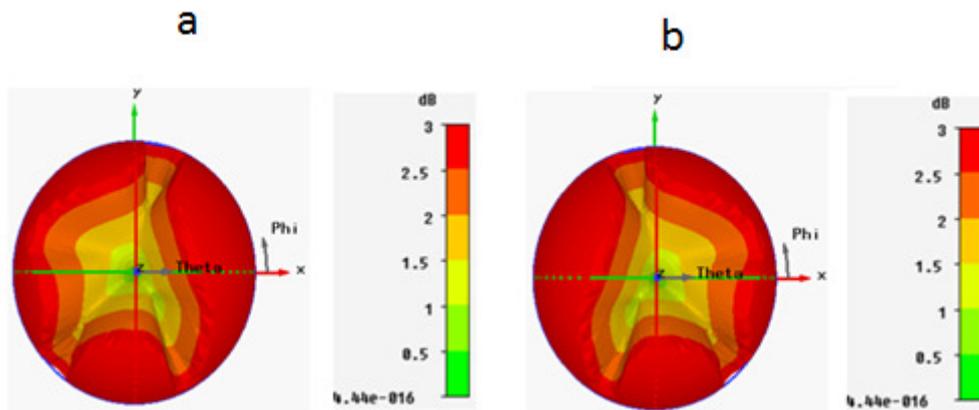


Figure IV. 44: Taux d'ellipticité obtenue en polarisation circulaire gauche (a) et droite (b).

Même si les taux d'ellipticité ne satisfont pas tout à fait le cahier des charges, il convient de noter ces résultats indiquent une potentialité et une optimisation conduirait très certainement à des résultats probants car aucun travail d'amélioration n'a été effectué.

En définitive, cette solution est intéressante car elle est simple à mettre en œuvre. De plus, les couplages entre les 2 configurations sont faibles et la polarisation circulaire est possible à condition d'optimiser les paramètres. L'inconvénient provient du dépointage des lobes de rayonnement qui induisent une faible directivité et donc un faible gain.

Pour pallier ce problème, nous avons étudié un deuxième concept qui consiste à utiliser les entrées des deux patches pour chacune des deux polarisations circulaires.

IV.2.2. Solution 2 : 2 patches à 4 entrées, dont 2 pour chaque polarisation

Dans le paragraphe précédent, il a été montré que dédier chacun des deux patches à une polarisation circulaire conduit à un dépointage des diagrammes de rayonnement car les sources d'excitation ne sont plus centrées par rapport à la FSS. Pour compenser cette

dissymétrie, nous avons étudié un système où chaque polarisation circulaire est générée par 2 entrées de chacun des deux patchs. Ainsi, les deux patchs sont utilisés pour chacune des 2 polarisations circulaires comme indiqué sur la **Figure IV. 45**.

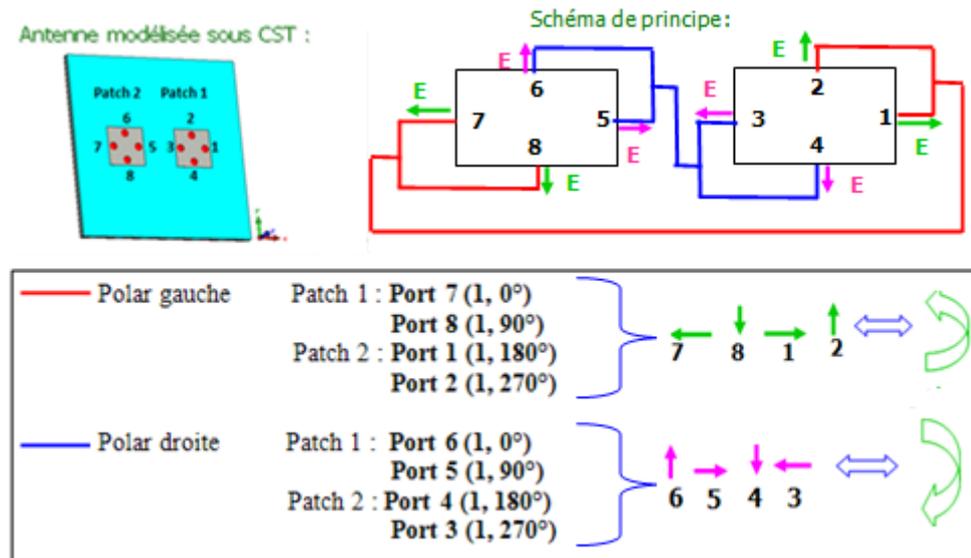


Figure IV. 45: Illustration du principe de la solution 2

Ce procédé qui combine 4 entrées de 2 patchs différents pour chaque polarisation est utilisé pour centrer et symétriser l'excitation de manière à avoir un diagramme de rayonnement à lobe axial. Par exemple, le dépointage obtenu avec l'excitation du port 7 est compensé par le dépointage obtenu avec l'excitation du port 1. Cela résulte du fait que les dépointages sont symétriques par rapport à l'axe en raison des positions elles même symétriques des entrées. Ainsi par exemple, pour réaliser la polarisation circulaire droite, nous allons utiliser les entrées 7 & 8 du patch 2 et les entrées du patch 1 qui leur sont diamétralement opposés 1 & 2. En utilisant le même principe, il est possible de générer une polarisation circulaire gauche, en considérant cette fois-ci, les entrées 5-6 du patch 2 et les entrées 4-3 du patch 1. Bien évidemment, une excitation en quadrature doit être appliquée sur ces 4 entrées pour obtenir la polarisation circulaire. Finalement, en combinant ces deux procédés, il est possible théoriquement d'obtenir un faisceau axial à polarisation circulaire.

Maintenant que le principe de cette deuxième solution a été présenté, il convient de présenter les performances du dispositif. Il est à noter que la polarisation circulaire gauche est obtenue en excitant en quadrature les accès 7,8,1,2 alors que les accès 3,4,5,6 sont chargés sur 50 ohms. Quant à l'autre polarisation, l'opération inverse est effectuée.

Dans les deux cas et conformément au principe de fonctionnement, un lobe de rayonnement est obtenu au zénith avec une directivité de l'ordre de 8.4 dB (**Figure IV. 46**). Toutefois, nous pouvons noter des diagrammes qui ne sont pas à symétrie de révolution. Le principal inconvénient de cette solution réside dans le fort couplage entre 2 entrées d'un même patch qui participent à la génération de deux polarisations circulaires différentes. Nous pouvons voir sur la **Figure IV. 47** que la valeur est proche de -3.5 dB entre les accès 1 et 3. De ce fait, une perturbation importante va exister le système polarisation gauche et le système polarisation droite, les rendant très dépendant et très difficile à mettre au point.

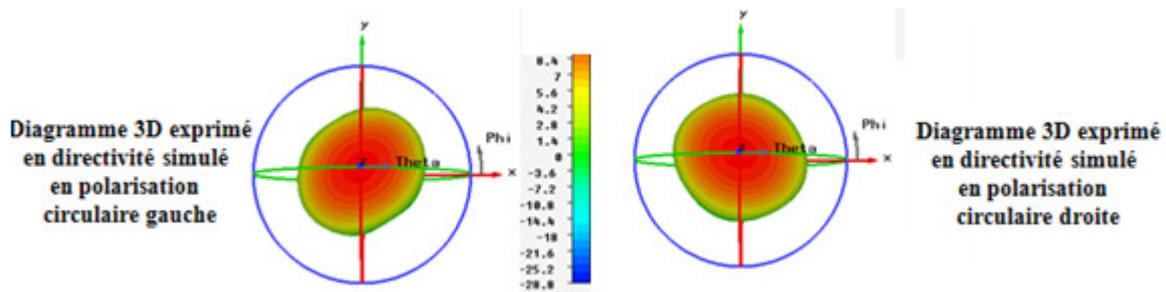


Figure IV. 46: Directivité 3D à $f=3.8$ GHz, dans les deux cas de figures.

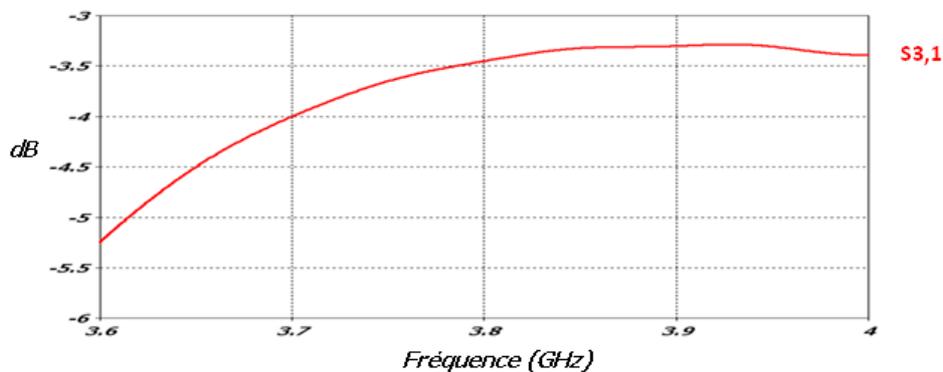


Figure IV. 47: Couplage entre les entrées d'un même patch.

La première solution avait comme principal inconvénient le dépointage des diagrammes alors que le niveau de couplage était acceptable, puisque des patches indépendants étaient chacun dédiés à la génération d'une polarisation circulaire. Quant à la 2^{ème} solution qui pêche par un fort couplage, elle est favorable en termes de diagramme de rayonnement puisqu'un lobe directif axial est obtenu. En effet, l'utilisation d'entrées opposées qui sont situées sur 2 patches différents permet une excitation symétrique de l'antenne BIE ULP.

Nous proposons donc un troisième procédé qui présente les avantages de ces deux dernières solutions sans en avoir les inconvénients.

IV.2.3. Solution 3 : 4 patches à 2 entrées

La troisième solution consiste à utiliser les avantages des deux premières solutions sans leurs inconvénients. L'idée est d'utiliser une antenne BIE ULP à 4 patches possédant chacun 2 entrées (**Figure IV. 48**). En effet, il n'est pas possible à cause de problèmes d'encombrement d'utiliser quatre circuits de distribution 1 voie vers 4 avec ce dispositif à 4 patches. Le principe est d'utiliser 2 patches disposés symétriquement par rapport au centre de la structure (en diagonale) pour la génération d'une polarisation circulaire. Les 2 entrées de ces 2 patches étant dédiées exclusivement à la génération de la même polarisation circulaire en appliquant une excitation en quadrature sur ces 4 ports. Le même procédé étant appliqué pour les quatre entrées des 2 autres patches pour la génération de l'autre polarisation. L'avantage est d'avoir une excitation symétrique de l'antenne BIE ULP (pour éviter les lobes dépointés) et des entrées dédiées à des polarisations différentes éloignées (couplage faible).

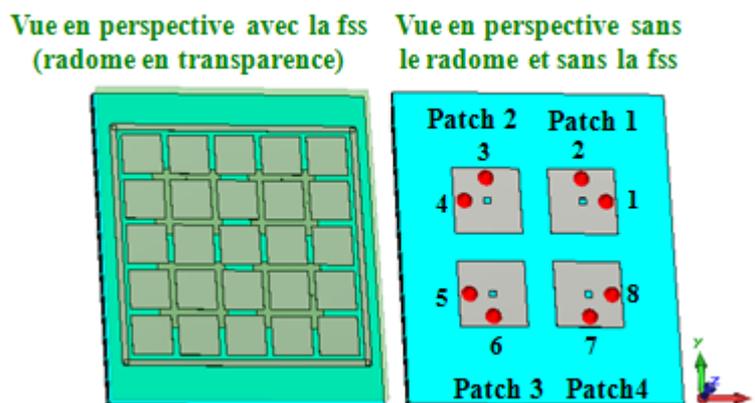


Figure IV. 48: Illustration du principe de la solution 3.

Par exemple, pour la génération de la polarisation droite, les accès 1, 2 du patch 1 et les accès 5,6 du patch 3 sont utilisés avec les pondérations suivantes : 1 ($1,0^\circ$), 2 ($1,90^\circ$), 5 ($1,180^\circ$), 6 ($1,270^\circ$).

La solution 3 paraît donc être la mieux adaptée à notre étude car elle préserve les avantages des solutions 1 et 2, tout en s'affranchissant de leurs inconvénients. Cependant, elle est délicate à mettre en œuvre et présentera une durée de développement élevée. La difficulté réside dans l'obtention des paramètres S_{ij} adéquats (voir étude SWIMAX) pour que le système patch-circuit de distribution soit adapté aux deux types de polarisations circulaires. Celle-ci n'a donc pas été retenue mais reste donc une perspective intéressante pour de futurs travaux.

Une nouvelle structure moins contraignante en termes de durée de développement a donc été privilégiée et est présentée dans le point suivant.

IV.3. Structure Retenue : deux antennes BIE ULP délimitées par des murs verticaux dans le résonateur.

En dépit des avantages et des inconvénients spécifiques à chacune des trois solutions présentées précédemment, on peut constater qu'elles présentent toutes, le même point commun : celui d'utiliser la même antenne BIE ULP pour la génération des deux types de polarisation circulaire (gauche et droite). Une idée qui n'a pas encore été exploitée serait donc de décomposer la structure allouée par le cahier des charges en deux secteurs indépendants l'un de l'autre par l'utilisation de murs verticaux dans le résonateur. De cette manière, on aboutirait à une structure équivalente à celle de l'antenne spatiale du projet SWIMAX dont les bonnes performances ont été démontrées précédemment. En effet, chaque secteur serait une antenne BIE ULP alimentée par un patch à quatre entrées et dédié à un type de polarisation circulaire donnée.

Il est à noter que cette solution se présente comme une « amélioration » de la solution 1 précédemment étudiée, qui consistait à placer deux patchs dédiés chacun à un type de polarisation circulaire donnée sur toute la structure allouée par le cahier des charges. En effet, la position non centrée des patchs induisant une répartition du champ en surface en asymétrique de révolution qui se traduit par des lobes de rayonnements qui dépointent (**Figure IV. 43**), est dans ce cas évitée par la symétrisation spatiale de chaque secteur sous l'effet des murs. Ces derniers ont pour effet de limiter la répartition de l'énergie conduisant ainsi à la génération d'une tâche de la forme souhaitée (à symétrie de révolution dans notre cas) qui par la transformée de Fourier spatiale engendre un diagramme de rayonnement directif au zénith.

L'utilisation de murs réfléchissants dans le cadre des antennes BIE a été précédemment exposée dans le cadre du chapitre I.

L'antenne ainsi modélisée avec ce procédé est présentée dans le paragraphe suivant.

IV.3.1. Description détaillée de l'antenne modélisée

Le dispositif retenu est décomposé en deux secteurs **identiques** qui sont délimités par des murs métalliques verticaux comme illustré sur la **Figure IV. 49**. Chaque secteur étant dédié à la génération d'une polarisation circulaire donnée.

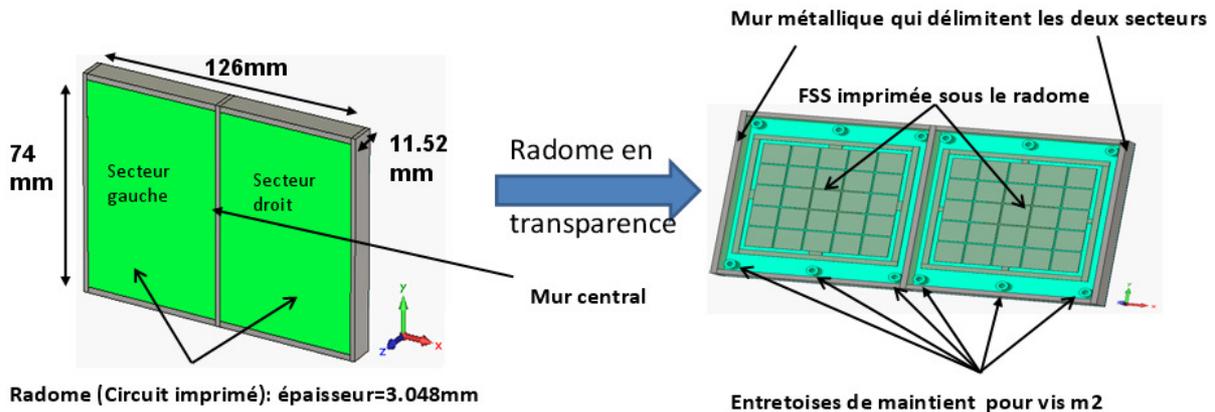


Figure IV. 49: Représentation générale de l'antenne

La présence des murs engendre plusieurs avantages qui sont :

- de découpler les deux secteurs (ou les 2 antennes BIE ULP), les rendant ainsi indépendants l'un de l'autre,
- de diminuer l'encombrement latéral de l'antenne BIE,
- et enfin de symétriser l'environnement du patch d'excitation dans chaque secteur permettant ainsi d'obtenir dans les deux cas des lobes directifs pointant au zénith.

En définitive, chaque secteur est une antenne BIE ULP sectorielle avec sa fss et son alimentation propre (patch à 4 entrées associé à un circuit de distribution), qui est destinée à réaliser un type de polarisation circulaire.

Avant de commencer, une présentation plus détaillée de cette antenne, il convient de noter que l'encombrement global du dispositif excède de 2.6 cm suivant la longueur les exigences du cahier des charges. Mais en contrepartie, celui-ci a une largeur plus faible de 2.6 cm par rapport aux 10cm exigés. Au final, la surface du dispositif est inférieure au 100 cm^2 de 6.76 cm^2 . D'un point de vue général, cette antenne est composée de trois couches que nous allons détailler dans les paragraphes suivants :

Couche 1 : Ensemble radome+ FSS

Cette couche dite « couche 1 » (**Figure IV. 50**) est composée d'un radome couvrant chaque secteur et qui n'est autre qu'un substrat de type Duroid RT6002 ($\epsilon = 2.87$ et $\tan \delta = 0.0012$). Outre les faibles pertes, l'avantage de ce substrat est qu'il présente une face métallisée sur laquelle peut être gravée la FSS,

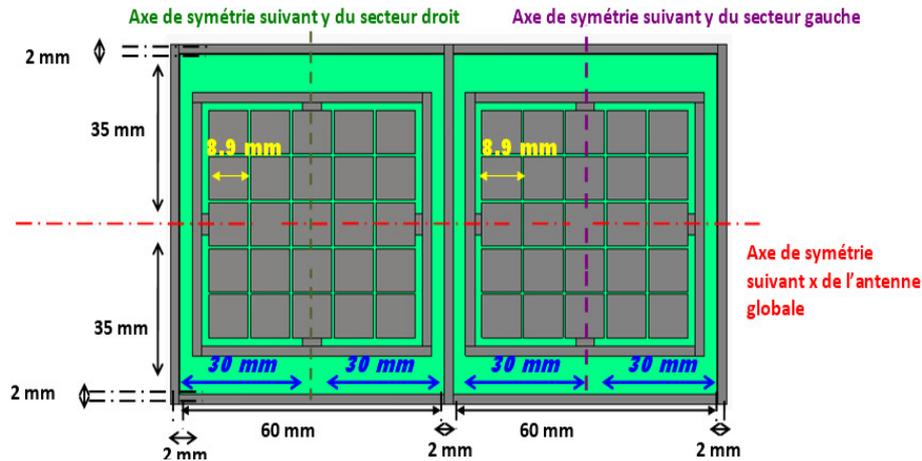


Figure IV. 50: Illustration de la face inférieure du radome.

Les deux FSS qui constituent les demi-matériaux BIE de chacune des antennes BIE ULP sont identiques. Elles sont composées d'un assemblage périodique de patches carrés de section égale à 8.9 mm espacés de 9.5 mm. Autour de la FSS, un anneau métallique est connecté aux patches centraux par l'intermédiaire de rubans métalliques. Cet ensemble anneau-rubans métalliques permet d'obtenir les paramètres S_{ij} adéquats pour adapter les 4 accès de l'antenne au circuit de distribution. Pour plus de détails, le lecteur peut se référer à l'étude de l'antenne hybride SWIMAX exposée au début de ce chapitre.

La principale difficulté réside dans le maintien de cette couche par rapport à la couche inférieure n°2 qui correspond au système d'excitation comprenant les patches, le plan de masse et les circuits de distribution. Cet intervalle de 4.9 mm entre la face inférieure du radome et la face supérieure du substrat du patch correspond à la hauteur du résonateur (**Figure IV. 51**). Sur chacun des secteurs, 6 entretoises qui sont équiréparties suivant la longueur et la largeur permettent d'assurer l'intervalle entre les deux couches. (**Figure IV. 52**). Le tout étant maintenu par les faces inférieures et supérieures du dispositif, grâce à des jeux de vis (Vis M2 sup et Vis M2 inf) qui viennent se fixer de part et d'autres des entretoises.

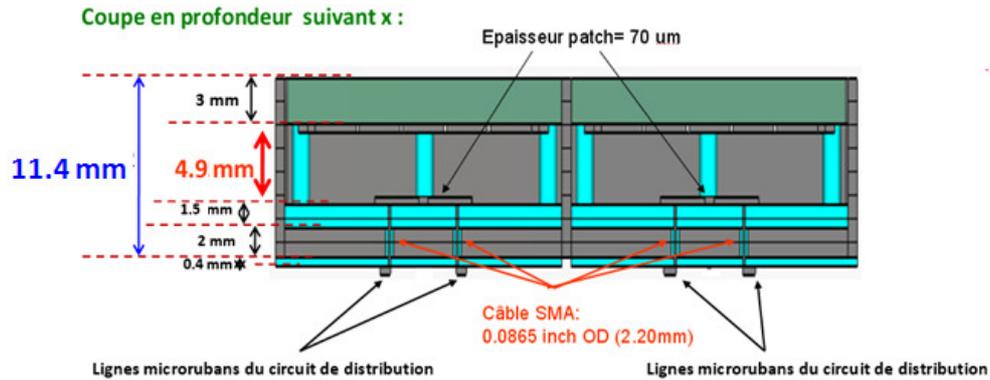


Figure IV. 51: Illustration de la hauteur à laquelle est placée la fss.

Vue en profondeur (radome et substrat en transparence) :

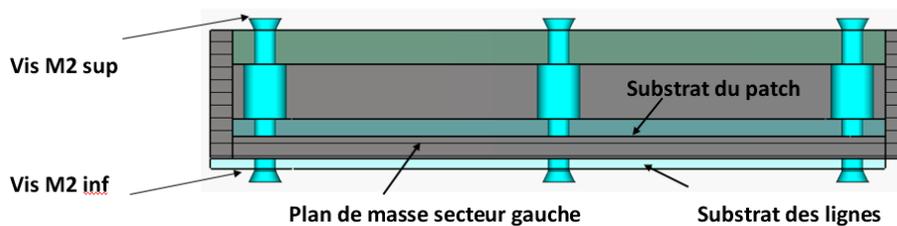


Figure IV. 52: Illustration des entretoises et des vis de maintien utilisées.

La description de la couche inférieure (n°2) qui correspond au système d'excitation, est l'objet du paragraphe suivant.

Couche 2 : patch + pdm + vias+circuits de distribution

L'excitation des résonateurs BIE est réalisée à l'aide deux antennes patch à 4 accès disposées au centre de chaque secteur (**Figure IV. 53**) et reliées à deux circuits de distribution par le biais de câbles SMA (50 ohms). Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer à l'étude de l'antenne hybride SWIMAX précédemment présentée.

Chacun de ces deux circuits est optimisé pour délivrer une pondération en quadrature de phase (P1 (0.5,0°), P2 (0.5,90°), P3 (0.5,180°), P4 (0.5, 270°)) à la fréquence centrale de 3.8 GHz afin d'obtenir une polarisation circulaire satisfaisante (**Figure IV. 54**). Il convient de noter que ces deux circuits sont identiques et symétriques par rapport à l'axe central du dispositif global de manière à obtenir deux polarisations circulaires inversées (gauche et droite) avec un taux d'ellipticité égal. Etant donné que l'épaisseur des substrats sur lesquels sont imprimés les circuits de distributions est très faible (35 μm après usinage), un jeu de vis en nylon a été utilisé pour le maintien au plan de masse.

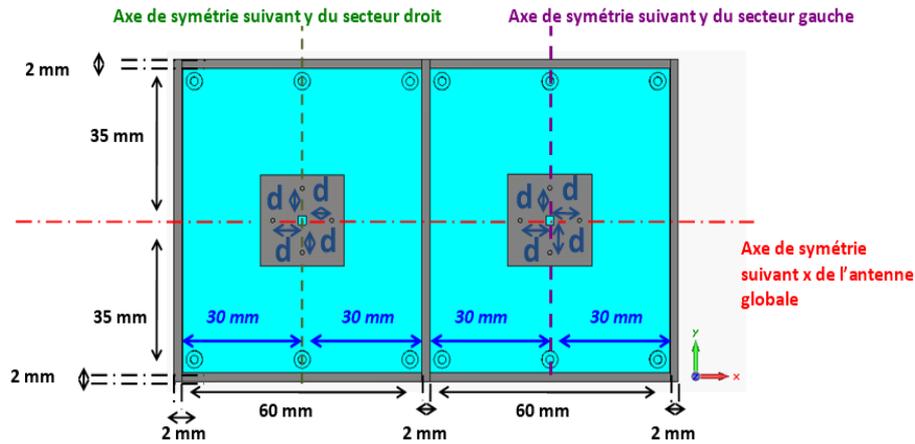


Figure IV. 53: Illustration du patch excitant les antennes BIE ULP.

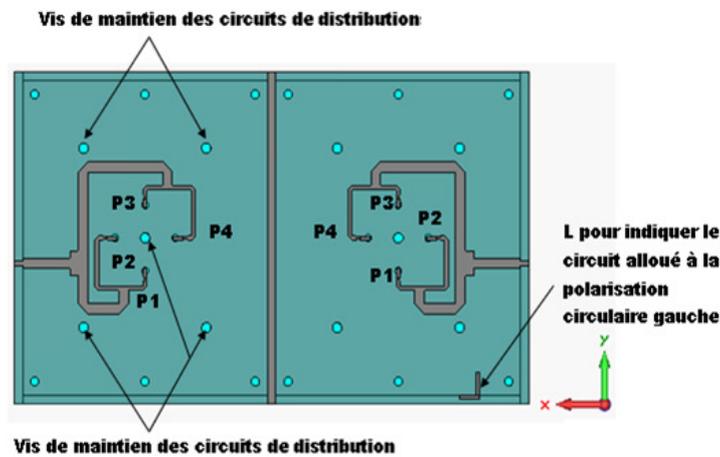


Figure IV. 54: Circuits de distribution

Afin de valider la méthode de conception, un prototype a été fabriqué. Sa description est l'objet du paragraphe suivant.

IV.3.2. Description du prototype réalisée

Pour valider la méthode de conception, un prototype de l'antenne BIE ULP à double secteurs a été réalisé (Figure IV. 55). Pour obtenir plus de détails sur la composition de cette structure, le lecteur pourra se référer à la description de l'antenne modélisée qui a précédemment été exposée.

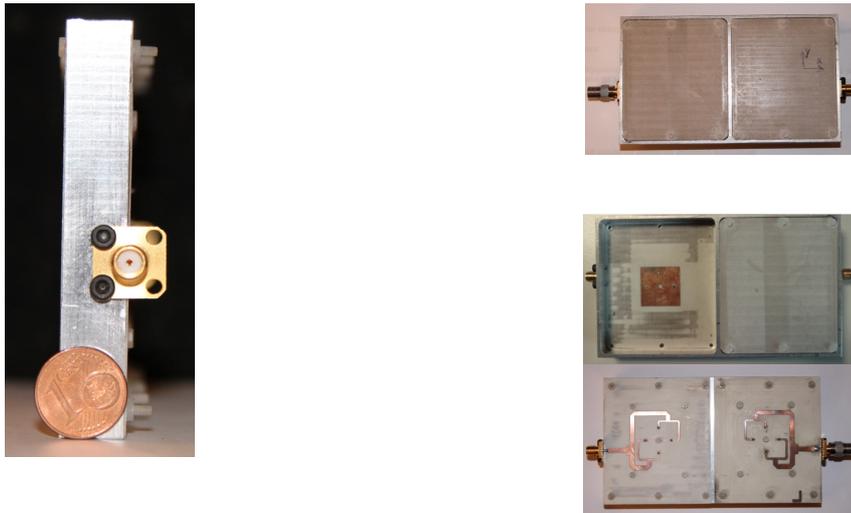


Figure IV. 55 : Photographies du dispositif réalisé

Maintenant que le dispositif modélisé ainsi que le prototype réalisé ont tous deux été présentés, il convient de comparer leurs performances afin de déterminer si celles-ci répondent aux exigences du cahier des charges. Le principe d'obtention des résultats électromagnétiques aussi bien en simulation qu'en mesure ayant été déjà exposé dans le cadre de l'étude relative au projet SWIMAX, il ne sera pas répété. Pour plus de détails, le lecteur pourra s'y référer.

IV.4. Comparaison Mesure Simulation.

Adaptation :

La Figure IV. 56 illustre une comparaison des adaptations simulées et mesurées obtenues pour chacun des deux secteurs. A noter que l'adaptation relative à chaque secteur, aussi bien en simulation qu'en mesure, est obtenue en chargeant l'entrée de l'autre secteur sur 50 Ohms.

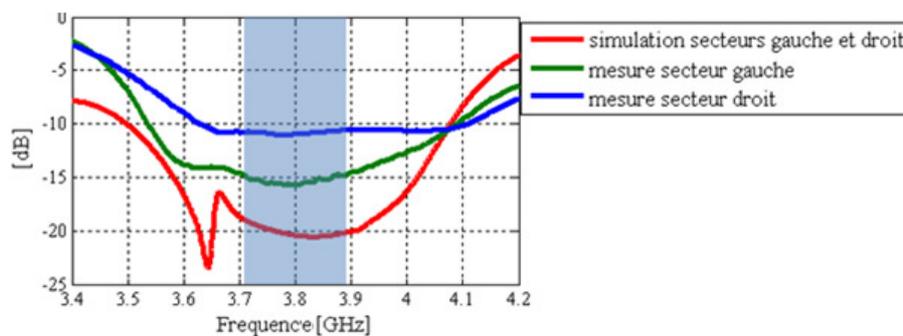


Figure IV. 56: Adaptations simulées et mesurées pour chacun des secteurs du dispositif modélisé et du prototype réalisé.

La **Figure IV. 56**, révèle que les adaptations simulées associées aux secteurs gauche et droit sont identiques compte tenu de la symétrie du dispositif antennaire global. En terme de niveau, les dispositifs modélisés sont adaptés à -18 dB sur la bande de travail ([3.7 GHz-3.9] GHz) et satisfont donc la spécification de -10 dB du cahier des charges. Quant aux mesures, elles révèlent que le secteur gauche (à polarisation circulaire gauche) est adapté à -14 dB sur la bande de travail alors que la valeur pour le secteur droit est un peu moins favorable puisqu'elle est de -11 dB sur la bande. Bien que ces mesures soient moins satisfaisantes que la simulation (-18 dB), il est tout de même possible de conclure que le prototype réalisé satisfait lui aussi la spécification de -10 dB.

Concernant le couplage (**Figure IV. 57**), les niveaux sont également favorables puisqu'il n'excède pas -25 dB en simulation et -30 dB en mesure sur la bande [3.7-3.9] GHz. Le plus faible couplage mesuré provient de la moins bonne adaptation du prototype. De manière générale, ces faibles niveaux de couplage, aussi bien en simulation qu'en mesure, sont dus à la présence des murs métalliques entre les 2 secteurs.

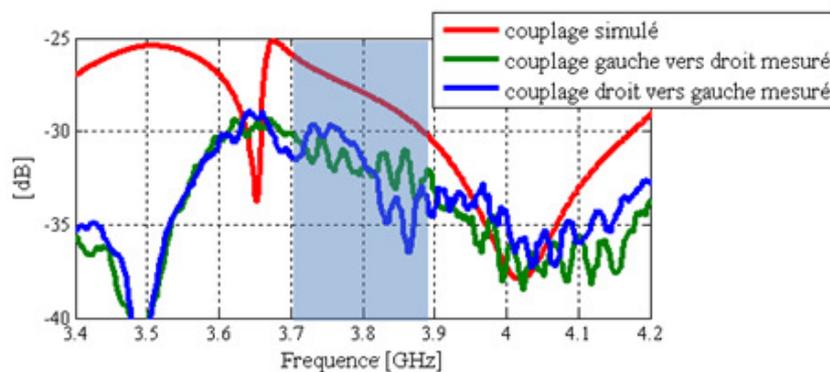


Figure IV. 57 : *Couplages simulés et mesurés pour chacun des secteurs du dispositif modélisé et du prototype réalisé.*

Pour conclure, il convient de noter que les secteurs du dispositif modélisé ainsi que ceux du prototype réalisé présentent une adaptation qui satisfait la spécification de -10 dB du cahier des charges. Quant aux couplages, ces derniers sont comme escomptés très faibles grâce à l'effet des murs métalliques qui assure une décorrélation des deux secteurs.

Passons maintenant aux performances en rayonnement.

Diagramme de rayonnement 3D et rayonnement au zénith :

Pour illustrer l'effet des murs sur le rayonnement, les diagrammes de rayonnement 3D simulés exprimés en gain réalisé en polarisation circulaire gauche ont été relevés pour le

secteur gauche (**Figure IV. 58**), pour trois fréquences qui se situent en début (3.7 GHz), en milieu (3.8) GHz et en fin (3.9 GHz) de la bande de travail.

Il est donc possible de noter que la mise en place des murs verticaux qui symétrisent l’environnement spatial du patch d’excitation dans chaque secteur, permet d’obtenir des diagrammes de rayonnement directifs sans dépointage.

En début de bande: $f=3.7$ GHz En milieu de bande: $f=3.8$ GHz En fin de bande: $f=3.9$ GHz

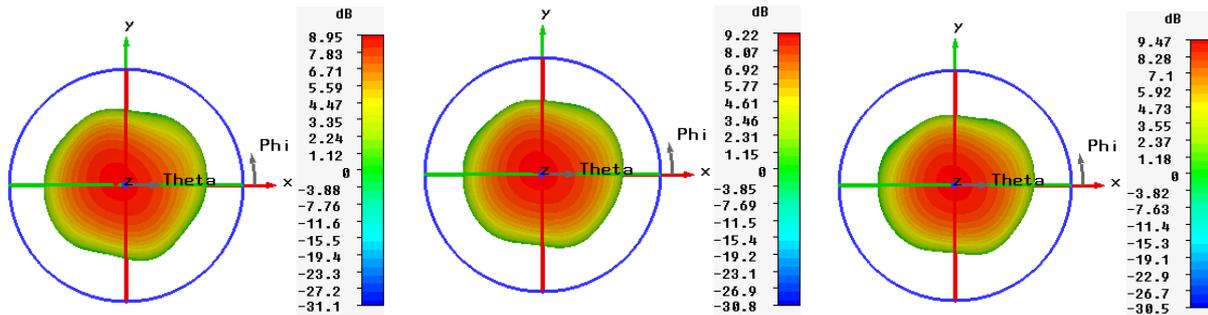


Figure IV. 58: Diagrammes de rayonnement 3D simulés du secteur gauche exprimés en gain réalisé en polarisation circulaire gauche.

Afin d’établir une comparaison entre le rayonnement au zénith de l’antenne modélisée avec celui du dispositif réalisé, le gain réalisé en polarisation circulaire gauche en fonction de la fréquence, est relevé (**Figure IV. 59**). Il est à noter que les maximums de gain réalisés, associés aux secteurs gauche et droit sont identiques compte tenu de la symétrie du dispositif antennaire global. De plus, conformément au principe de l’antenne BIE ULP exposé dans le chapitre II, les valeurs dans l’axe (ou au zénith) augmentent avec la fréquence jusqu’à atteindre un maximum à la fréquence de coupure. Celle-ci est aux alentours de 3.95 GHz en simulation et autour de 4.05 GHz en mesure. Cet écart fréquentiel provient d’une hauteur de résonateur BIE plus basse pour les deux secteurs du prototype (voir le principe des antennes BIE ULP exposé dans le chapitre II).

En termes de niveau, le gain réalisé simulé pour les deux secteurs, supérieur à 9 dB au zénith sur toute la bande de travail [3.7-3.9] GHz, permet de satisfaire le cahier des charges dans cette direction. Pour rappel, le gain exigé étant un gain supérieur à 8 dB. Pour ce qui est des mesures, celles-ci révèlent que le secteur gauche du prototype satisfait le cahier des charges. En effet, le gain réalisé est supérieur à 8.25 dB sur la bande de travail. Pour le secteur droit, le cahier des charges est respecté à condition de tenir compte de l’incertitude de la base de mesure (± 0.5 dB). En effet, le gain dans l’axe est supérieur à 7.8 dB sur la bande. De plus, il convient de noter que l’écart de niveau entre les deux secteurs du prototype est en majeure

partie causé par des pertes d'adaptations différentes entre les 2 configurations qui peuvent être déduites de la **Figure IV. 56**.

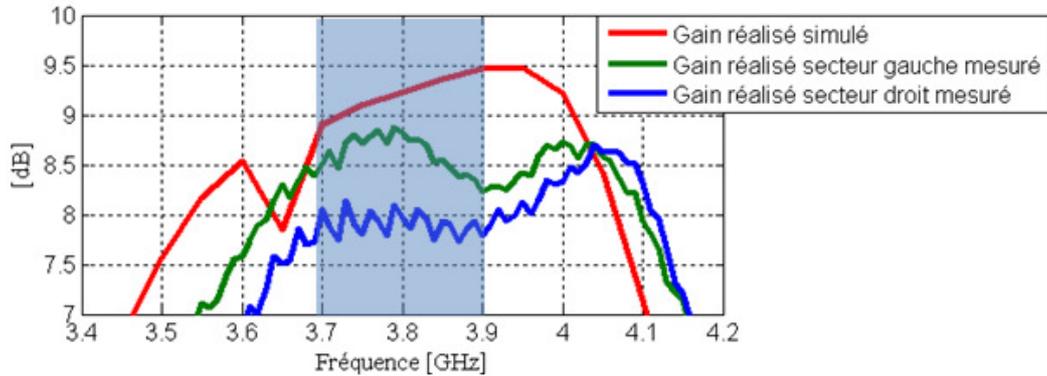


Figure IV. 59: Gain réalisé en polarisation circulaire au zénith en fonction de la fréquence

Taux d'ellipticité :

Afin de comparer les taux d'ellipticités simulés à ceux mesurés, des relevés 2D dans les deux plans azimutaux principaux ($\Phi = 0^\circ$ et $\Phi = 90^\circ$), ont été effectués pour chacun des deux secteurs. Ceux-ci sont représentés en fonction de l'angle d'ouverture et pour 3 fréquences de la bande de travail sur la **Figure IV. 60** pour le secteur gauche et sur la **Figure IV. 61** pour le secteur droit.

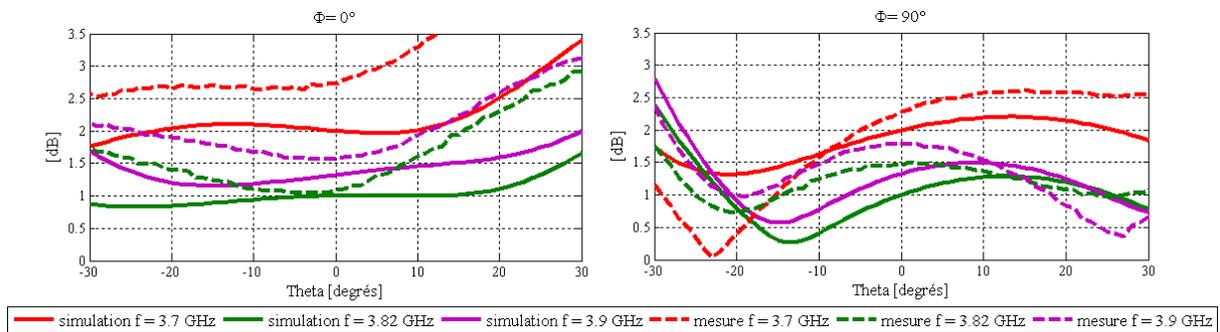


Figure IV. 60 : Comparaison des taux d'ellipticités simulés et mesurés du secteur gauche en fonction de l'angle d'élévation, pour 3 fréquences et dans les deux plans principaux.

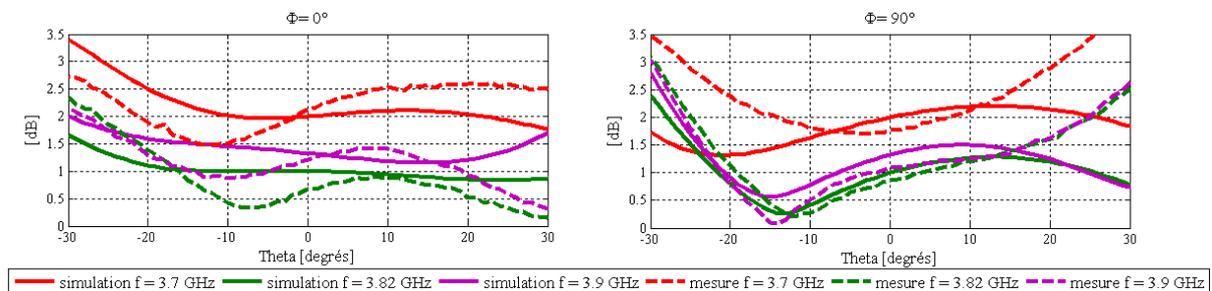


Figure IV. 61 : Comparaison des taux d'ellipticités simulés et mesurés du secteur droit en fonction de l'angle d'élévation, pour 3 fréquences et dans les deux plans principaux.

Il est à noter que les taux d'ellipticité simulés obtenus pour les deux secteurs (gauche et droit) sont strictement identiques dans le plan Φ égale à 90° et symétriques dans le plan Φ égale à 0° . Cela s'explique par la disposition symétrique (**Figure IV. 62**) des 2 secteurs par rapport à l'axe central du dispositif global (0y).

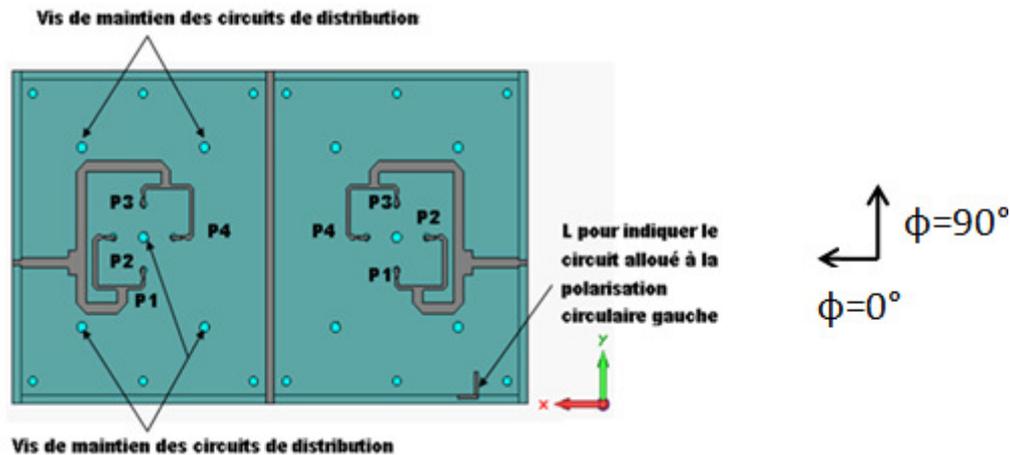


Figure IV. 62 : Rappel de la disposition des circuits de distribution dans chaque secteur.

En termes de niveaux, les relevés 2D (**Figure IV. 60** et **Figure IV. 61**) révèlent que le dispositif modélisé satisfait les critères en taux d'ellipticité sur toute la bande ($[3.7-3.9]$ GHz) et sur toute l'ouverture angulaire (60°), mise à part pour les angles d'élévation supérieurs à 25° pour le secteur gauche et ceux situés en dessous de -25° pour le secteur droit obtenus à 3.7 GHz dans le plan Φ égale à 0° .

Quant aux mesures, les résultats sont plus contrastés. A 3.82 GHz qui est la fréquence pour les campagnes de mesure en diversité, le taux d'ellipticité est toujours inférieur à 3 dB dans les deux plans principaux. De plus, excepté 2 cas qui correspondent au résultat du secteur gauche dans le plan $\Phi = 0^\circ$ pour θ supérieur à 22° et au résultat du secteur droit dans le plan $\Phi = 90^\circ$ pour θ inférieur à -27° , ce taux d'ellipticité est même inférieur à 2.5 dB. Les mêmes remarques peuvent être effectuées à la fréquence de 3.9 GHz qui correspond à la fin de la bande. Par contre à 3.7 GHz, les résultats sont un peu moins satisfaisants. En effet, dans le plan $\Phi = 0^\circ$ pour le secteur gauche et dans le plan $\Phi = 90^\circ$ pour le secteur droit, un taux d'ellipticité supérieur au seuil exigé (3 dB) est obtenu, notamment pour les angles extrêmes de l'ouverture. Pour chacun des deux secteurs, le taux d'ellipticité néfaste n'apparaît que dans un seul plan principal car pour l'autre, les valeurs respectent le cahier des charges. Ainsi, mise à part pour quelques cas singuliers et en considérant l'incertitude de la base de mesure qui est de ± 0.5 dB, il est possible de conclure que le taux d'ellipticité satisfait le cahier des charges.

Afin d'avoir la bande passante du taux d'ellipticité, une nouvelle série de mesures pour des angles d'élévation fixes ($\theta = -30^\circ$, $\theta = 30^\circ$ et $\theta = 0^\circ$) en fonction de la fréquence, a été effectué pour le secteur gauche (**Figure IV. 63**) et le secteur droit (**Figure IV. 64**).

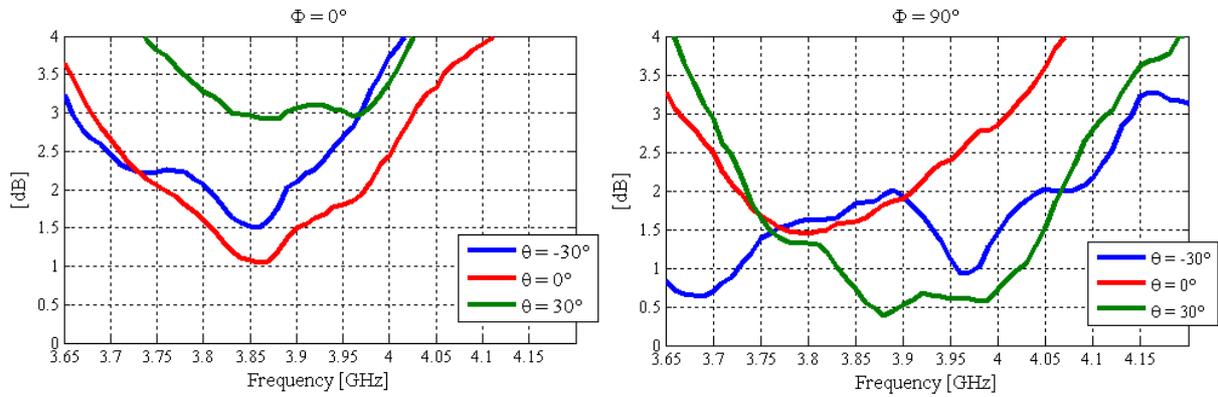


Figure IV. 63 : Taux d'ellipticité mesuré du secteur gauche en fonction de la fréquence pour 3 angles d'élévation et dans les deux plans principaux.

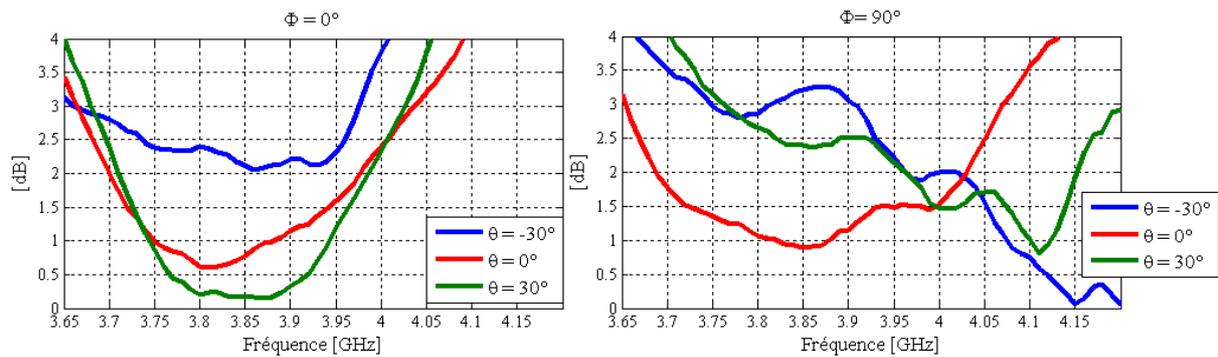


Figure IV. 64 : Taux d'ellipticité mesuré du secteur droit en fonction de la fréquence pour 3 angles d'élévation et dans les deux plans principaux.

Aux incertitudes de la base près qui sont de ± 0.5 dB, ces résultats sont cohérents avec ceux fournis dans le paragraphe précédent qui correspondaient à la première série de mesures en fonction de l'angle d'élévation (**Figure IV. 60** et **Figure IV. 61**). A la vue de ces résultats et notamment ceux du secteur droit dans le plan $\Phi = 90^\circ$ pour θ égale à -30° , la bande passante est établi en prenant un taux d'ellipticité inférieur à 3.25 dB qui, en considérant les incertitudes de la base de ± 0.5 dB, correspond à une valeur très proche de la spécification (3 dB) du cahier des charges. Pour le secteur droit, cette bande passante s'étend de 3.75 GHz à 3.975 GHz. Quant au secteur gauche, celle-ci est légèrement inférieure car les fréquences sont comprises entre 3.8 GHz et 3.975 GHz. Cependant, en termes d'étendue fréquentielle, ces bandes sont quasi-semblables à celle obtenue en simulation (200 MHz).

Si maintenant uniquement le zénith (θ égale à 0°) est considéré, les bandes passantes (avec un taux d'ellipticité inférieur à 3.25 dB) sont élargies puisqu'elles sont désormais évaluées à 350 MHz ([3.675-4.025] GHz) pour le secteur gauche et 375 MHz ([3.65-4.025] GHz) pour le secteur droit.

Cependant, il convient de noter que l'écart fréquentiel observé entre la simulation et la mesure est quasiment de 100 MHz. Celui-ci est identique au décalage fréquentiel observé en directivité entre les secteurs du dispositif modélisé et ceux du prototype réalisé. Il résulte, comme pour l'antenne SWIMAX, d'une hauteur de résonateur BIE plus basse en réalisation.

Après cette présentation des taux d'ellipticité mesurés, il convient de détailler les gains en polarisation circulaire obtenus aux extrémités de l'ouverture angulaire.

Gain réalisé en polarisation circulaire aux extrémités de l'ouverture angulaire:

Afin de comparer les gains réalisés simulés à ceux mesurés, des relevés 2D dans les deux plans azimutaux principaux ($\Phi = 0^\circ$ et $\Phi = 90^\circ$), ont été effectués pour chacun des deux secteurs. Ceux-ci sont représentés en fonction de la fréquence pour deux angles d'élévation donnés ($\theta = -30^\circ$ et $\theta = 30^\circ$) sur la **Figure IV. 65** pour le secteur gauche et sur la **Figure IV. 66** pour le secteur droit.

Il est à noter qu'à l'instar des taux d'ellipticité simulés présentés précédemment, les gains réalisés obtenus pour les deux secteurs (gauche et droit) sont strictement identiques dans le plan Φ égale à 90° et symétriques dans le plan Φ égale à 0° .

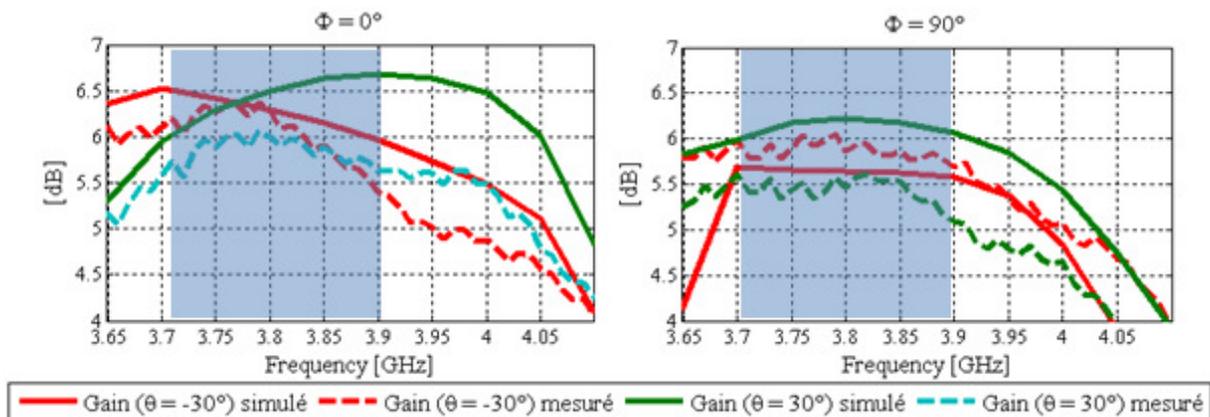


Figure IV. 65 : Comparaison des gains réalisés simulés et mesurés du secteur gauche en fonction de la fréquence, pour deux angles d'élévation et dans les deux plans principaux.

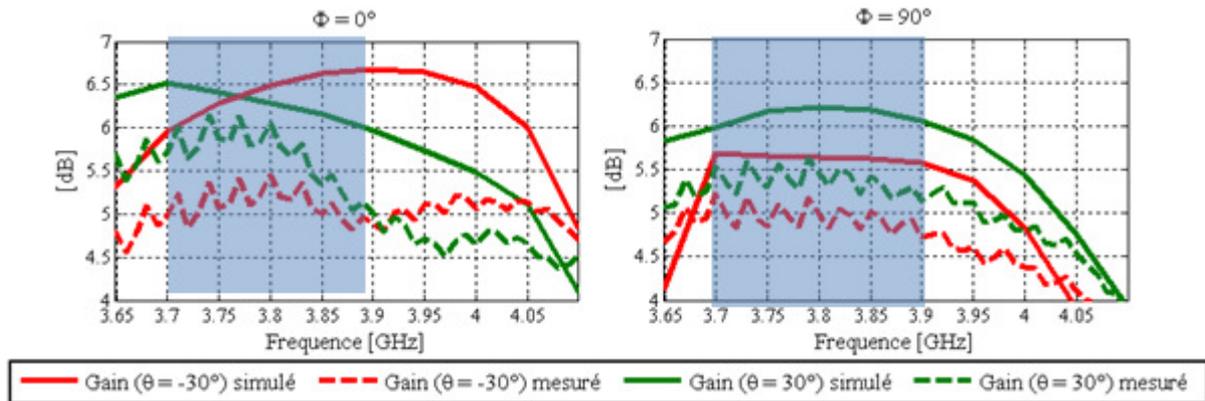


Figure IV. 66 : Comparaison des gains réalisés simulés et mesurés du secteur droit en fonction de la fréquence, pour deux angles d’élévation et dans les deux plans principaux.

En termes de niveaux, les relevés 2D (**Figure IV. 65** et **Figure IV. 66**) révèlent que les secteurs gauches des dispositifs antennaires (modélisé et réalisé), satisfont la spécification en gain réalisé (de 5 dB) du cahier des charges, puisqu’ils présentent respectivement des niveaux supérieurs à 5.5 dB en simulation et 5 dB en mesure. Quant aux secteurs droits, le dispositif modélisé satisfait le cahier des charges, tandis que celui réalisé respecte la spécification de 5 dB à condition de considérer les incertitudes de la base (± 0.5 dB). En effet, le gain réalisé pour les angles extrêmes de l’ouverture est supérieur à 4.7 dB sur la bande de travail ([3.7-3.9] GHz) et dans les deux plans Φ .

Pour conclure sur cette étude relative à la conception d’une antenne BIE ULP à bipolarisation circulaire en bande C, il convient de noter que le dispositif antennaire modélisé satisfait en tout point aux exigences du cahier des charges à une exception près (taux d’ellipticité à 3.7 GHz dans le plan $\Phi=0^\circ$ où l’ouverture angulaire n’est que de 50° à la place des 60° exigée). Quant au prototype réalisé, celui-ci compte tenu des incertitudes de la base de mesure (± 0.5 dB), satisfait les critères en gain (8 dB dans l’axe et 5 dB aux extrémités de l’ouverture) pour les deux secteurs. Pour ce qui est du taux d’ellipticité, un décalage fréquentiel de pratiquement 100 MHz par rapport à la bande de travail ([3.7-3.9] GHz) est observé. Celui-ci résulte d’une hauteur du résonateur BIE réalisé plus basse que celle du dispositif modélisé de référence. Cependant, malgré cet écart fréquentiel, les performances en termes de taux d’ellipticité (ouverture angulaire, niveau, et bande passante) sont semblables à celles simulées.

V. Conclusion

L'objet de ce chapitre a été d'appréhender les performances que l'antenne BIE ULP est à même de fournir lorsqu'une polarisation circulaire est considérée. Pour se faire, des études ont été menées dans le cadre de travaux initiés par le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) et ont abouti à la fabrication de deux prototypes.

Le premier comporte une antenne BIE ULP, générant une polarisation circulaire unique (gauche dans ce cas). Tandis que le second est composé lui, de deux antennes BIE (toujours ULP) disjointes par l'emploi de murs métalliques, et générant chacune une polarisation circulaire inverse (gauche pour le secteur gauche et droite pour le secteur droit). Dans les deux cas, le challenge a été de modéliser ces antennes pour qu'elles délivrent des taux d'ellipticité bas ($\leq 3\text{dB}$), sur un cône d'angle solide large (60°) et sur une bande de fréquence étendue (10% pour la première application et environ 5.3% pour la seconde).

La principale difficulté lors de cette modélisation a été le fort couplage qui existe entre les entrées de la source à polarisation circulaire (patch à 4 entrées) employée, qui s'explique par la proximité des accès. Ce couplage a pour effet de modifier les poids idéaux délivrés par le circuit de distribution, détériorant ainsi la qualité de la polarisation circulaire. Une phase d'optimisation a donc été nécessaire pour obtenir les paramètres S_{ij} adéquats, qui en tenant compte des niveaux de couplage, permettent de réduire la réflexion par les 4 accès de la source sur les sorties du circuit de distribution. Cette phase d'optimisation est nécessaire et suffisante pour aboutir à des dispositifs modélisés répondant aux cahiers des charges très contraignants établis dans ce chapitre.

En définitive, il ressort des études menées dans ce chapitre, que l'antenne BIE ULP présente plusieurs avantages non négligeables pour les applications nécessitant une communication avec le spatial. Le premier atout de cet aérien est comme son nom l'indique, sa compacité (en hauteur) inférieure au dixième de la longueur d'onde de travail, qui en fait un dispositif peu encombrant. Le second avantage est le niveau de gain que cette antenne est à même de fournir. En effet, celui-ci (généralement de l'ordre de 10 dB) est supérieur à ceux délivrés par des aériens présentant la même compacité (patch par exemple). Enfin, le troisième et dernier atout, est la qualité de la polarisation circulaire générée qui fait de cet aérien un dispositif attrayant. En effet, que l'on soit en polarisation circulaire gauche, droite ou bien encore en bipolarisation circulaire (gauche et droite), il est possible de disposer de taux d'ellipticité bas ($\leq 3\text{dB}$) sur un cône d'angle solide large (60°) et sur une bande de fréquence étendue (10% voire plus).

Cependant pour disposer de ces performances, il convient de bien régler la hauteur du résonateur BIE du prototype lors de la fabrication. En effet, une erreur d'environ 0.25 mm engendre un décalage fréquentiel de la bande passante en taux d'ellipticité (établie pour un seuil de 3 dB) évalué à 100 MHz pour des fréquences situées autour de 3 GHz.

Bibliographie Chapitre IV

[IV.1] G. KUMAR – K.P. RAY

"Broadband Microstrip Antennas" Editeur Artech House, Broadband Circularly Polarized MSAs, pp 309-356

[IV.2] K. T. V. REDDY - G. KUMAR

"Dual-feed gap-coupled square microstrip antennas for broadband circular polarization", Journal of Microwave and Optical Letters, Vol. 26, Issue 6, Pages 399 – 402

[IV.3] S. ASSAILLY – C. TERRET – JP. DANIEL – K. MAHDJOUBI

"Low cost stacked circular polarized microstrip antenna" Symposium Antennas and Propagation Society International 1989. AP-S. Digest, 26-30 June 1989 Page(s) :628 - 631 Vol.2

[IV.4] M. KOSSEL – H BENEDICKTER – W. BAECHTOLD

"Circular polarized aperture coupled patch antennas for an RFIDsystem in the 2.4 GHz ISM band", IEEE Radio and Wireless Conference, 1999. RAWCON 99. Page(s) :235 – 238

[IV.5] J. W. ZHANG – S. S. ZHONG – S. Q. XU

"Compact broadband circularly polarized microstrip antenna", Microwave and Optical Technology Letters Vol. 48, Issue 9, Pages 1730 – 1732

[IV.6] J. H. LU - H. C. YU - K. L. WONG

"Compact circular polarisation design for equilateral-triangular microstrip antenna with spur lines", Electronics Letters, Vol. 34, Issue 21, 15 Oct 1998 Page(s) :1989 – 1990

[IV.7] H. C. LIEN - Y. C. LEE – H. C. TSAI

"Couple-fed Circular Polarization Bow Tie Microstrip Antenna", PIERS Online Vol. 3 No. 2 2007 pp : 220-224

[IV.8] Y. J. SUNG - Y. S. KIM

"Circular polarised microstrip patch antennas for broadband and dual-band operation", Electronics Letters Publication Date : 29 April 2004, Vol. 40, Issue : 9 On page(s) : 520- 522

[IV.9] K. L. WONG – S. Y. KE

"Cylindrical-rectangular microstrip patch antenna for circular polarization", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 41, Issue 2, Feb. 1993 Page(s) :246 – 249

[IV.10] B. SUBBARAO – V.F. FUSCO

"Compact polarisation selectable radial cavity antenna", Electronics Letters, Vol. 41, Issue 12, June 2005, Page(s) : 671 – 672

[IV.11] G. H. SCHENNUM – T.M. SKIVER.

"Antenna feed element for low circular cross-polarization", Aerospace conference proceeding IEEE, Vol. 3, Feb 1997, Page(s) : 135-150

[IV.12] R. CHANTALAT, L. MOUSTAFA, M. THEVENOT, T. MONEDIERE and B. JECKO,

"Low Profile EBG Resonator Antennas", Hindawi Publishing Corporation, International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2009, Article ID 394801, 7 pages.

[IV.13] M. SALAH TOUBET, R. CHANTALAT, M. THEVENOT, T. MONEDIERE and B. JECKO, "Conception of a Low-Profile and High-Gain EBG Resonator Antenna with wide Bandwidth", IWAT2010 International Workshop on Antenna Technology.

[IV.14] S. WANG, A.P. FERESIDIS, G. GOUSSETIS, J.C. VARDAXOGLU.

" Low-Profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane". Electronic Letters, Volume 40 n°7, 2004.

[IV.15] D. SIEVENPIPER, L. ZHANG, R. F. J. BROAS, N. G. ALEXOPOULOS, and E. YABLONOVITCH,

“High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059– 2074, 1999.

[IV.16] Y.SUZUKI, T.CHIBA

"Wide band singly-fed circularly polarized microstrip antenna" Nat.Conv.Rec., IECE of Japan, September 1986, pp.1-90

[IV.17] 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

[IV.18] G. TROUILLARD.

Contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques 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

[IV.19] 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

[IV.20] 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.

[IV.21] ELSAYED AHMAD Ahmad.

Conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages interéléments : application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire. Thèse de doctorat : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique. Limoges : Université de Limoges, 2010.

[IV.22] M. SIMEK, I. MICA, J. KACALEK, R. BURGET,

“Bandwidth Efficiency of Wireless Networks of WPAN, WLAN, WMAN and WWAN”, *Electrorevue*, 2007.

[IV.23] S. BOUAZDI

“Technologie de Transmission Sans Fil 3G”, Septembre 2007.

[IV.24] P. LISSARD.

« Contribution à l'étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique ». Thèse de doctorat n° 19-2004, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Septembre 2004.

Conclusion générale

Les travaux présentés tout au long de ce manuscrit ont porté sur l'étude d'une antenne BIE à hauteur de résonateur réduite, pouvant atteindre des grandeurs inférieures au dixième de la longueur d'onde. Celle-ci est appelée antenne BIE Ultra Low-Profile (ou ULP). L'objet de cette thèse a donc été d'appréhender les limitations et d'étudier les potentialités de cet aérien en termes de formation de faisceaux, de bande passante et de polarisation.

Cette compacité en hauteur résulte de l'utilisation d'une FSS à phase négative qui permet d'obtenir une structure ultra compacte avec uniquement un plan de masse traditionnel associé. La structure ainsi obtenue est composée de motifs périodique de type patches, disposés au dessus d'un plan de masse. Celle-ci présente d'un point de vue architectural, la même géométrie que les surfaces CMA utilisées dans de nombreuses études, en lieu et place du plan de masse, pour réduire la compacité d'autres antennes. Toutefois, nous avons pu montrer au cours du chapitre II, que la théorie des antennes BIE pour ce type de structure, était adaptée et constituait une interprétation alternative intéressante.

En effet, l'étude d'un dispositif de référence a permis de déterminer que l'antenne BIE ULP, présente le même fonctionnement qu'une antenne BIE « classique » possédant une hauteur de $\lambda_0/2$. De plus, leurs performances dépendent au même titre que les antennes BIE, des propriétés en réflexions de la FSS employée, et notamment de la phase. Celle-ci, qui est négative, outre la compacité qu'elle induit, abaisse le facteur de qualité du résonateur. Cela se traduit donc en termes de rayonnement, par une faible directivité (généralement autour de 10 dBi) et une bande passante en rayonnement élevée (pouvant dépasser les 50%). Tandis que les antennes BIE « classiques », sont généralement caractérisées par une forte directivité et une faible bande passante en rayonnement. Cette dualité dans les performances antennaires s'explique par la dualité structurelle des FSS employées dans les deux structures, du fait du principe de Babinet.

Cependant, les différentes études qui ont été menées, ont montrées que la large bande passante des antennes BIE ULP obtenue en rayonnement, est limitée par celle en adaptation, qui est nettement plus faible. En effet, il est extrêmement difficile d'adapter ce type d'aérien dans la zone évanescente ($f <$ fréquence de coupure) où les diagrammes de rayonnement sont directifs. A contrario, un module de S11 inférieur à -10 dB sur une large bande de fréquence peut être obtenu dans la zone leaky wave ($f >$ fréquence de coupure); mais les diagrammes ne sont plus directifs. Cette difficulté à adapter l'antenne BIE ULP en dessous de sa fréquence de coupure est commune aux antennes BIE « classiques ». Cela s'explique par le fait que le mode est de plus en plus évanescent ; ce qui constitue un rempart à la transmission de l'énergie. Une solution pour aboutir à un dispositif présentant une meilleure adaptation dans

la zone évanescente est d'éloigner la source du plan de masse, et donc de la FSS. Mais les contreparties sont une baisse de la directivité et une hauteur plus importante. Au final, malgré la compacité en hauteur (inférieure à $\lambda/10$) et la bande passante en rayonnement élevée que l'on obtient avec une antenne BIE ULP, celle-ci sera limitée par la faible bande passante en adaptation. Cette dernière est avec la faible directivité (autour de 10 dBi) que cette structure est à même de fournir, les principaux inconvénients de l'antenne BIE ULP.

Des études ont été menées dans le chapitre III pour palier à ces limitations. Ces dernières toutes caractérisées par l'insertion de résonances supplémentaires ou la considération de sources particulières afin d'élargir la bande passante en adaptation, n'ont pas été concluantes. En effet, l'adoption de FSS avec des motifs résonants, l'ajout à l'antenne de dispositifs localement résonants (patchs ou fentes) ou l'intégration de sources particulières n'ont pas conduit à des améliorations significatives des performances du dispositif de référence. Finalement, la bande passante en adaptation a été accrue par la considération d'une structure réalisable présentant un fonctionnement multimodal, le gain étant quant à lui augmenté par l'emploi d'une multitude de sources. Plusieurs structures réalisables, larges bandes et grand gain ont pu être définies. La comparaison de leur performance, a convergé vers la définition d'un dispositif antenneur multisources, le plus favorable en termes de bande passante, d'adaptation et de gain. Au final, le prototype conçu dans le cadre de cette étude présente une bande en adaptation à -6 dB, large de l'ordre de 71% ([1-2.1]) GHz. Si un niveau inférieur de -8 dB est considéré, celle-ci est de l'ordre de 49% ([1-1.65] GHz). Les performances en rayonnement en termes de niveau sont limitées par les pertes induites par le circuit de distribution, utilisé pour alimenter les 12 accès de l'antenne. Toutefois, un gain maximum de 17 dB est obtenu pour une bande passante à -3dB identique à celle obtenue en adaptation (71% => [1-2.1] GHz).

Le quatrième et dernier chapitre a quant à lui permis d'appréhender les performances que l'antenne BIE ULP est à même de fournir lorsqu'une polarisation circulaire est considérée. Pour se faire, des études ont été menées dans le cadre de travaux initiés par le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) et ont aboutis à la fabrication de deux prototypes.

Le premier comporte une antenne BIE ULP, générant une polarisation circulaire unique (gauche dans ce cas). Tandis que le second est composé lui, de deux antennes BIE (toujours ULP) disjointes par l'emploi de murs métalliques, et générant chacune une polarisation circulaire inverse (gauche pour le secteur gauche et droite pour le secteur droit). Dans les deux cas, le challenge a été de modéliser ces antennes pour qu'elles délivrent des

taux d'ellipticité bas ($\leq 3\text{dB}$), sur un cône d'angle solide large (60°) et sur une bande de fréquence étendue (10% pour la première application et environ 5.3% pour la seconde).

En définitif, s'il fallait faire un bilan des travaux que j'ai effectué au cours de ces trois dernières années sur l'antenne BIE ULP, il ressort que ce type d'aérien présente plusieurs avantages. Le premier est certainement la très faible hauteur qui le caractérise, pouvant atteindre des grandeurs inférieures au dixième de la longueur d'onde. Le second atout qui en est un si un travail est effectué sur l'adaptation, est sa bande passante en rayonnement qui est élevée en monosource. Et enfin, le dernier atout qui n'est pas le moindre, est que l'antenne BIE ULP présente les mêmes potentialités que l'antenne BIE dite « classique » en termes de formation de diagramme et de génération de polarisation diverses.

Dans le prolongement de ce travail de thèse, nous envisageons les perspectives suivantes :

1. En effet, il y a lieu d'apporter quelques solutions aux difficultés d'adaptation des antennes BIE. Une solution à envisager serait d'utiliser des filtres multipôles en amont de l'antenne.
2. Une autre perspective à considérer serait de concevoir une matrice 2D ou 1 D de secteurs BIE ULP, à l'instar de ce qui a été fait pour l'antenne à bipolarisation circulaire CNES. L'objectif dans ce cas sera de réaliser une antenne agile qui pourra être utilisée dans de nombreux domaines d'application (RADAR par exemple). Chaque secteur pourra ainsi être alimenté en polarisation linéaire ou circulaire.

Liste des travaux

Publications dans les revues scientifiques internationales:

Wide Bandwidth, High-Gain and Low-Profile EBG Prototype for High Power Applications

- **Auteurs :** **Toubet, M.S.** ; Hajj, M. ; Chantalat, R. ; Arnaud, E.; Jecko, B.; Diot, JC.
- Journal: IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters
- Manuscript ID: AWPL-04-11-0348

Bipolar Dual-Band MPRS-FSS Sectoral Antenna For Base Station Applications

- **Auteurs :** Hajj, M. ; **Toubet, M.S.** ; Chantalat, R. ; Monediere, T.;
- Journal: Microwave and Optical Technology Letters
- Manuscript ID: Vol. 53, No. 12, December 2011

Communications Internationales:

Conception of a Low-Profile and High-Gain EBG Resonator Antenna with wide bandwidth

- **Du 1 au 3 Mars 2010**
- **Auteurs :** **Toubet, M.S.** ; Chantalat, R. ; Thevenot, M. ; Monediere, T. ; Jecko, B. ;
- **Conférence :** Antenna Technology (IWAT), 2010 International Workshop
- **Lieu :** LISBONNE

Generation of circular polarization with Low-Profile EBG Antenna

- **Du 11 au 15 Mars 2011**
- **Auteurs :** **Toubet, M.S.** ; Hajj, M. ; Chantalat, R. ; Jecko, B. ; Elsayed Ahmad, A.;
- **Conférence :** Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference
- **Lieu :** ROME

High Gain and Broadband Ultra Low Profile EBG Antenna for High Power and Electronic Warfare Applications (en attente de la réponse)

- **Du 26 au 30 Mars 2012**
- **Auteurs :** **Toubet, M.S.** ; Chantalat, R.; Hajj, M. ; Jecko, B.
- **Conférence :** Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference
- **Lieu :** ROME

Designing a Partially Reflective Surface for Tri-band Sectoral Antennas (en attente de la réponse)

- **Du 26 au 30 Mars 2012**
- **Auteurs :** Hajj, M. ; Chantalat, R.; **Toubet, M.S.** ; Jecko, B.
- **Conférence :** Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference
- **Lieu :** ROME

Communications nationales :

Antenne BIE Low-Profile excitée par un patch à deux entrées en polarisation circulaire.

- **Du 18 au 20 Mai 2011**
- **Auteurs:** **Toubet, M.S.** ; Chantalat, R; Elsayed Ahmad, A. ; Jecko, B, Marc. Thevenot; Thierry. Monediere.
- **Conférence :** 17èmes Journées Nationales Microondes
- **Lieu :** BREST

Conception d'un système antenne multifonctions

- **Du 18 au 20 Mai 2011**
- **Auteurs :** Elsayed Ahmad, A. ; **Toubet, M.S.** ; Thevenot, M. ; Monediere, T.
- **Conférence :** 17èmes Journées Nationales Microondes
- **Lieu :** BREST

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I. 1: Antennes dans un environnement urbain.	9
Figure I. 2: Polarisations d'une onde électromagnétique	11
Figure I.3 : Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes.....	12
Figure I.4 : Différents types de liaisons.....	12
Figure I.5 : Exemples d'antennes directives courantes.	13
Figure I.6 : Exemples d'utilisation des antennes patch.....	13
Figure I.7 : Exemples d'antennes sectorielles à base de patch.	14
Figure I.8 : Cellule omnidirectionnelle par trois secteurs de 120°	15
Figure I.9 : Exemple d'antennes à rayonnement omnidirectionnelle.....	15
Figure I.10 : Mise en évidence de l'effet d'un fil de retour à la masse.	16
Figure I.11 : Diagramme de rayonnement d'une antenne Fil-Plaque.	17
Figure I.12 : Assemblage de matériaux BIE.	18
Figure I.13 : Miroir de Bragg.	19
Figure I.14 : Caractérisation d'un matériau BIE en réflexion et en transmission.....	20
Figure I.15 : Caractérisation d'un matériau BIE à défaut en réflexion et en transmission.....	20
Figure I.16 : Antenne BIE grand gain bidirectionnelle.....	21
Figure I.17 : Cartographie du champ électrique tangentiel dans le matériau BIE.....	21
Figure I.18 : Illustration d'une antenne BIE « classique ».	22
Figure I.19 : Motifs élémentaires pouvant constituer une Surface Sélective en Fréquence d'après Munk [I.20].....	22
Figure I.20 : Illustration d'une FSS à base de tiges métalliques (à gauche) et les propriétés en réflexion qui lui sont associées.....	23
Figure I.21 : Directivité et bande passante en fonction du coefficient de qualité du résonateur	24
Figure I.22 : Structure considérée	25
Figure I.23 : 2 zones de fonctionnement.....	25
Figure I.24 : Répartition des champs (plan de coupe I Figure I.22)	25
Figure I.25 : Tâche générée au dessus de l'antenne (plan de coupe I Figure I.22)	25
Figure I.26 : Diagramme de rayonnement	25
Figure I.27 : Evolution de la directivité d'une antenne BIE en fonction de la fréquence	26
Figure I.28 : Antenne B.I.E à polarisation circulaire par patch à encoches	27
Figure I.29 : Dimensions du patch à encoches	27
Figure I.30 : Source d'alimentation de l'antenne B.I.E.....	28
Figure I.31 : Demi matériau de l'antenne B.I.E.....	28
Figure I.32 : Méthode de conception de l'antenne BIE coaxiale omnidirectionnelle.....	29
Figure I.33 : antenne omnidirectionnelle «coaxiale» réalisée et ses diagrammes de rayonnement	29
Figure I.34 : (a) Cartographies du champ électrique (ouverture circulaire), (b) cartographies du champ électrique (ouverture elliptique), (c)diagramme de rayonnement associé.....	30
Figure I.35 : Illustration des tâches générées par chacune des sources élémentaires du réseau.	31
Figure I.36 : Diagrammes de rayonnement en fonction du nombre de sources.....	32
Figure I.37 : Réseau d'antennes BIE rectangulaires séparées par des murs métalliques.	33
Figure I.38 : Antenne BIE large bande. {Schéma repris de la référence [I.41]}.....	33
Figure I.39 : Principe de l'antenne bibande	34
Figure I.40 : Performances de l'antenne bibande.....	34

Figure I.41 : <i>Illustration des structures CMA dont le mushroom de Sievenpiper</i>	36
Figure I.42 : <i>Phase du coefficient de réflexion d'une structure CMA</i>	36
Figure I.43 : <i>Evolution de l'antenne BIE classique vers des structures plus compactes</i>	38

Chapitre II :

Figure II. 1: <i>Equivalence de rayonnement entre une fente et son complémentaire</i>	49
Figure II. 2: <i>Application du principe de Babinet sur les tiges métalliques</i>	50
Figure II. 3: <i>Coefficient de réflexion des deux demi-matériaux BIE</i>	50
Figure II. 4: <i>FSS Babinet de référence (à gauche) et coefficient de réflexion de cette dernière (à droite)</i>	51
Figure II. 5: <i>Description de l'antenne BIE ULP</i>	52
Figure II. 6: <i>Evolution de la directivité et des diagrammes de rayonnement associés</i>	53
Figure II. 8 : <i>Tâche générée au dessus de l'antenne</i>	53
Figure II. 9 : <i>Représentation des variables</i>	54
Figure II. 10 : <i>Directivité pour différentes longueurs de dipôle LOD (HD = 30)</i>	54
Figure II. 11 : <i>Directivité pour différentes hauteurs de dipôle HD (LOD = 250)</i>	54
Figure II. 12 : <i>Adaptation pour différentes longueurs de dipôles LOD (HD = 30)</i>	55
Figure II. 13 : <i>Partie imaginaire de Ze</i>	56
Figure II. 14 : <i>Partie réelle de Ze</i>	56
Figure II. 15 : <i>Adaptation pour différentes hauteurs de dipôles HD (LOD = 250)</i>	57
Figure II. 16 : <i>Partie imaginaire de Ze</i>	57
Figure II. 17 : <i>Partie réelle de Ze</i>	57
Figure II. 18 : <i>FSS de référence</i>	60
Figure II. 19 : <i>FSS à période réduite</i>	60
Figure II. 20 : <i>FSS à période plus importante</i>	60
Figure II. 21 : <i>Module du coefficient de réflexion des FSS</i>	61
Figure II. 22 : <i>Phase du coefficient de réflexion des FSS</i>	61
Figure II. 23 : <i>Représentation des 3 antennes à coefficient de réflexion de FSS identique</i>	61
Figure II. 24 : <i>Adaptation des 3 antennes</i>	62
Figure II. 25 : <i>Directivité des 3 antennes</i>	62
Figure II. 26 : <i>Diagramme de rayonnement dans le plan E à 0.5 GHz pour les 3 antennes</i> ...	62
Figure II. 27 : <i>Diagramme de rayonnement dans le plan H à 0.5 GHz pour les 3 antennes</i> ...	62
Figure II. 28 : <i>FSS de référence</i>	63
Figure II. 29 : <i>FSS moins réfléchissante</i>	63
Figure II. 30 : <i>FSS plus réfléchissante</i>	64
Figure II. 31 : <i>Module du coefficient de réflexion des FSS</i>	64
Figure II. 32 : <i>Phase du coefficient de réflexion des FSS</i>	64
Figure II. 33 : <i>Représentation des 3 antennes à coefficient de réflexion de FSS différent</i>	64
Figure II. 34 : <i>Directivité des 3 antennes</i>	66
Figure II. 35 : <i>Adaptation des 3 antennes</i>	66
Figure II. 36: <i>Représentation des 3 antennes à hauteur totale identique</i>	66
Figure II. 37: <i>Directivité des 3 antennes</i>	67
Figure II. 38: <i>Adaptation des 3 antennes</i>	67
Figure II. 39: <i>Antenne BIE ULP à rayonnement omnidirectionnel</i>	69
Figure II. 40: <i>Diagramme de rayonnement</i>	70
Figure II. 41: <i>Antenne BIE ULP à rayonnement sectoriel</i>	70
Figure II. 42: <i>Diagramme de rayonnement</i>	70

Chapitre III :

Figure III. 1: <i>Motif élémentaire de la FSS périodisé.</i>	80
Figure III. 2: <i>Coefficient de réflexion en phase de la FSS.</i>	81
Figure III. 3: <i>Antenne de référence.</i>	81
Figure III. 4: <i>Module du S11 de l'antenne de référence.</i>	82
Figure III. 5: <i>Evolution de la directivité.</i>	82
Figure III. 6: <i>Diagrammes de rayonnement.</i>	82
Figure III. 7: <i>Motifs de FSS résonantes.</i>	84
Figure III. 8: <i>Motif périodique avec une fente $\lambda/4$ en L et coefficient en réflexion en phase...</i>	84
Figure III. 9: <i>Antenne BIE ULP avec une FSS intégrant des fentes $\lambda/4$ en L.</i>	85
Figure III. 10: <i>Comparaison des directivités</i>	85
Figure III. 11: <i>Comparaison des modules de S11</i>	86
Figure III. 12: <i>Insertion d'une fente $\lambda/4$ en L dans l'antenne BIE ULP.</i>	87
Figure III. 13: <i>Comparaison des directivités</i>	87
Figure III. 14: <i>Comparaison de l'adaptation</i>	87
Figure III. 15: <i>Antenne BIE ULP avec des patches au dessus de la FSS.</i>	88
Figure III. 16: <i>Comparaison de l'adaptation</i>	89
Figure III. 17: <i>Comparaison des directivités</i>	89
Figure III. 18: <i>Etude de l'antenne BIE ULP avec différents types de source</i>	90
Figure III. 19: <i>Comparaison de l'adaptation</i>	90
Figure III. 20: <i>Comparaison de la directivité</i>	91
Figure III. 21: <i>Illustration de l'antenne BIE ULP de référence en configuration monosource.</i>	93
Figure III. 22: <i>Directivité de l'antenne BIE ULP de référence en configuration monosource.</i>	94
Figure III. 23: <i>E_x relevé au dessus de l'antenne BIE ULP.</i>	95
Figure III. 24: <i>E_z dans le résonateur suivant un plan xoy à 1.2 GHz.</i>	95
Figure III. 25: <i>E_z plan xoy (a), plan yoz (b), et E_z dans le plan yoz à 1.4 GHz.</i>	95
Figure III. 26: <i>E_z au dessus de l'antenne (a), dans le résonateur (b), et E_z dans le résonateur à 1.6.</i>	96
Figure III. 27: <i>E_z dans le résonateur suivant un plan xoy à 1.9 GHz.</i>	96
Figure III. 28: <i>H_y et H_y à 2.1 GHz.</i>	96
Figure III. 29: <i>Adaptation et impédance d'entrée de l'antenne BIE ULP de référence en configuration monosource.</i>	97
Figure III. 30: <i>Représentation de l'antenne BIE ULP de référence en configuration multisources.</i>	98
Figure III. 31: <i>Adaptation équivalente de l'antenne BIE ULP de référence en configuration multisources et monosource</i>	99
Figure III. 32: <i>Impédances d'entrée de l'antenne BIE ULP de référence en configuration multisources.</i>	100
Figure III. 33: <i>Comparaison des directivités obtenues pour les antennes de références en configuration monosource et multisources.</i>	100
Figure III. 34: <i>Directivité et gain réalisé de l'antenne BIE ULP de référence en configuration multisources.</i>	101
Figure III. 35: <i>Diagramme de rayonnement dans le plan E.</i>	101
Figure III. 36: <i>Diagramme de rayonnement dans le plan H</i>	101
Figure III. 37: <i>Mise en place d'un blindage local autour des sondes</i>	102
Figure III. 38: <i>Comparaison de l'adaptation équivalente des 2 antennes multisources.</i>	103
Figure III. 39: <i>Impédance d'entrée équivalente en module et en phase.</i>	103

Figure III. 40: Comparaison des directivités des 2 antennes multisources	104
Figure III. 41: Comparaison des gains réalisés des 2 antennes multisources.....	104
Figure III. 42: Diagramme de rayonnement dans le plan E.....	105
Figure III. 43: Diagramme de rayonnement dans le plan H	105
Figure III. 44: Mise en place de quatre encoches sur chaque motif de la FSS.....	106
Figure III. 45: Comparaison des adaptations équivalentes.	107
Figure III. 46: Comparaison des directivités obtenues.	107
Figure III. 47: Comparaison des gains obtenus.	108
Figure III. 48: Diagramme de rayonnement dans le plan E.....	108
Figure III. 49: Diagramme de rayonnement dans le plan H	108
Figure III. 50: Représentation de l'antenne BIE ULP finale	110
Figure III. 51: Adaptation de l'antenne BIE ULP finale.....	111
Figure III. 52: Directivité et gain de l'antenne BIE ULP finale.....	111
Figure III. 53: Diagrammes de rayonnement dans le plan E	112
Figure III. 54: Diagrammes de rayonnement dans le plan H.....	112
Figure III. 55: Prototype d'antenne BIE ULP réalisé	113
Figure III. 56: Câble coaxial RG 316.....	113
Figure III. 57: Diviseur de puissance 1 voie vers 12 Minicircuit ZNPD12-S+	114
Figure III. 58: Module des paramètres S mesurés	115
Figure III. 59: Phase des paramètres S mesurés	115
Figure III. 60: Module des paramètres F	115
Figure III. 61: Comparaison de l'adaptation finale issue de la mesure à celle simulée	116
Figure III. 62: Mesure des paramètres S du diviseur de puissance	117
Figure III. 63: Adaptation du circuit de distribution	117
Figure III. 64: Modules et Phases des paramètres S mesurés pour chaque accès.....	117
Figure III. 65: Isolation mesurés entre les accès du circuit de distribution.....	117
Figure III. 66: Antenne simulée chargée sur le touchstone mesuré du circuit d'alimentation	119
Figure III. 67: Comparaison de l'adaptation	120
Figure III. 68: Comparaison du gain réalisé.....	120
Figure III. 69: Comparaison des diagrammes de rayonnement en mesure et en simulation	122

Chapitre IV :

Figure IV .1: Différentes déformations d'une antenne imprimée.	130
Figure IV. 2: Exemple d'antennes à double excitation.....	131
Figure IV. 3: Exemple d'une mise en réseau du patch à deux alimentations.....	132
Figure IV. 4: Exemple de circuit de distribution pour une mise en réseau du patch à deux alimentations.	132
Figure IV. 5: Quadruple excitation en quadrature.	132
Figure IV. 6: Evolution des systèmes mobiles.	134
Figure IV. 7: Présentation du système SWIMAX.	135
Figure IV. 8: Illustration de l'antenne hybride modélisée sous CST.....	139
Figure IV. 9: Illustration de l'antenne hybride modélisée sous CST (radome en transparence).	139
Figure IV. 10: Illustration de l'antenne spatiale modélisée.....	140
Figure IV. 11: Illustration de la face inférieure du radome.....	141
Figure IV. 12: Illustration du patch excitant l'antenne BIE ULP.....	142
Figure IV. 13: Coupes transversales au niveau du patch de l'antenne BIE ULP.....	142

Figure IV. 14: <i>Illustration du circuit de distribution</i>	142
Figure IV. 15: <i>Antenne Terrestre modélisée sous CST</i>	143
Figure IV. 16: <i>Excitation successive des quatre entrées de l'antenne pour obtenir les diagrammes élémentaires qui leur sont associés.</i>	144
Figure IV. 17: <i>Excitation simultanée des quatre entrées de l'antenne par le circuit de distribution dans le cas idéal.</i>	145
Figure IV. 18: <i>Couplages simulés lorsqu'uniquement l'entrée 1 de l'antenne BIE ULP est excitée et les autres chargées sur 50 Ohms.</i>	145
Figure IV. 19: <i>Illustration des 4 accès de l'antenne BIE ULP (patch uniquement représenté pour une meilleure visibilité).</i>	146
Figure IV. 20: <i>Excitation simultanée des quatre entrées de l'antenne par le circuit de distribution en tenant compte du couplage.</i>	146
Figure IV. 21: <i>Paramètres S (S_{xx} et S_{yy}) optimisés en simulation.</i>	147
Figure IV. 22: <i>Paramètres F simulés par chacune des entrées de l'antenne spatiale.</i>	148
Figure IV. 22: <i>Illustration de l'antenne hybride dans le cas où le plan de masse est commun aux trois aériens.</i>	148
Figure IV. 23: <i>Illustration de l'antenne hybride dans le cas où les plans de masse sont propres à chacun des trois aériens.</i>	148
Figure IV. 24: <i>Effet du plan de masse sur le rayonnement de l'antenne Fil-Plaque 2 à $f=3.5$ GHz (fréquence haute du 1^{er} canal alloué à la transmission terrestre.</i>	149
Figure IV. 25: <i>Illustration du prototype SWIMAX réalisé.</i>	150
Figure IV. 26: <i>Illustration de la simulation du dispositif complet</i>	151
Figure IV. 27 : <i>Photo de la base de mesure d'XLIM et schéma de principe.</i>	151
Figure IV. 28: <i>Adaptation simulée et mesurée de l'antenne spatiale.</i>	153
Figure IV. 29: <i>Couplages simulés et mesurés vers les antennes terrestres.</i>	154
Figure IV. 30: <i>Directivité et gain fréquentiel simulé et mesuré au zénith de l'antenne spatiale.</i>	154
Figure IV. 31: <i>Taux d'ellipticité simulés de l'antenne spatiale dans quatre plans azimutaux Φ.</i>	155
Figure IV. 32: <i>Taux d'ellipticité mesurés de l'antenne spatiale dans quatre plans azimutaux Φ.</i>	156
Figure IV. 33: <i>Prise en compte du défaut constaté.</i>	157
Figure IV. 34: <i>Gain réalisé de l'antenne spatiale simulé et mesuré au niveau des extrémités de l'ouverture angulaire ($\theta=-30^\circ$ et $\theta=30^\circ$) dans quatre plans azimutaux Φ.</i>	158
Figure IV. 35: <i>Comparaison entre les adaptations simulées et mesurées des deux aériens terrestres.</i>	159
Figure IV. 36: <i>Prise en compte des défauts de réalisation de l'antenne Fil-Plaque.</i>	160
Figure IV. 37: <i>Rappel du positionnement des deux antennes Fil-Plaque.</i>	160
Figure IV. 38: <i>Gain réalisé de l'antenne terrestre n°1 dans les plans principaux.</i>	160
Figure IV. 39: <i>Compatibilité électronique des antennes spatiale et terrestres.</i>	162
Figure IV. 40: <i>Présentation de la première solution.</i>	164
Figure IV. 41: <i>Couplage entre les patches.</i>	165
Figure IV. 42: <i>Directivité 3D à $f=3.8$ GHz, dans les deux cas de figures.</i>	165
Figure IV. 43: <i>Taux d'ellipticité obtenue en polarisation circulaire gauche (a) et droite (b).</i>	166
Figure IV. 44: <i>Illustration du principe de la solution 2</i>	167
Figure IV. 45: <i>Directivité 3D à $f=3.8$ GHz, dans les deux cas de figures.</i>	168
Figure IV. 46: <i>Couplage entre les entrées d'un même patch.</i>	168
Figure IV. 47: <i>Illustration du principe de la solution 3.</i>	169
Figure IV. 48: <i>Représentation générale de l'antenne</i>	171

Figure IV. 49: <i>Illustration de la face inférieure du radome</i>	172
Figure IV. 50: <i>Illustration de la hauteur à laquelle est placée la fss.</i>	173
Figure IV. 51: <i>Illustration des entretoises et des vis de maintien utilisées.</i>	173
Figure IV. 52: <i>Illustration du patch excitant les antennes BIE ULP.</i>	174
Figure IV. 53: <i>Circuits de distribution</i>	174
Figure IV. 54 : <i>Photographies du dispositif réalisé</i>	175
Figure IV. 55: <i>Adaptations simulées et mesurées pour chacun des secteurs du dispositif modélisé et du prototype réalisé.</i>	175
Figure IV. 56 : <i>Couplages simulés et mesurés pour chacun des secteurs du dispositif modélisé et du prototype réalisé.</i>	176
Figure IV. 57: <i>Diagrammes de rayonnement 3D simulés du secteur gauche exprimés en gain réalisé en polarisation circulaire gauche.</i>	177
Figure IV. 58: <i>Gain réalisé en polarisation circulaire au zénith en fonction de la fréquence</i>	178
Figure IV. 59 : <i>Comparaison des taux d'ellipticités simulés et mesurés du secteur gauche en fonction de l'angle d'élévation, pour 3 fréquences et dans les deux plans principaux.</i>	178
Figure IV. 60 : <i>Comparaison des taux d'ellipticités simulés et mesurés du secteur droit en fonction de l'angle d'élévation, pour 3 fréquences et dans les deux plans principaux.</i>	178
Figure IV. 61 : <i>Rappel de la disposition des circuits de distribution dans chaque secteur.</i> ..	179
Figure IV. 62 : <i>Taux d'ellipticité mesuré du secteur gauche en fonction de la fréquence pour 3 angles d'élévation et dans les deux plans principaux.</i>	180
Figure IV. 63 : <i>Taux d'ellipticité mesuré du secteur droit en fonction de la fréquence pour 3 angles d'élévation et dans les deux plans principaux.</i>	180
Figure IV. 64 : <i>Comparaison des gains réalisés simulés et mesurés du secteur gauche en fonction de la fréquence, pour deux angles d'élévation et dans les deux plans principaux.</i> .	181
Figure IV. 65 : <i>Comparaison des gains réalisés simulés et mesurés du secteur droit en fonction de la fréquence, pour deux angles d'élévation et dans les deux plans principaux.</i> .	182

Annexes

Annexe 1 : Caractéristiques du diviseur de puissance Minicircuit ZNPD12-S+

Coaxial

Power Splitter/Combiner

12 Way-0° 50Ω 800 to 2450 MHz

ZN12PD-252+



Maximum Ratings

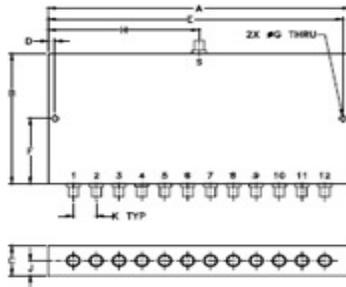
Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	10W max.
Internal Dissipation	1.5W max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

SUM PORT	S(COM)
PORT 1,2,3.....12	1,2,3.....12

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F
6.60	3.28	.75	.150	6.45	1.64
167.64	83.31	19.05	3.81	163.93	41.65
G	H	J	K		wt
.144	3.30	.38	.500		grams
3.66	83.82	9.65	12.70		370

Features

- low insertion loss, 0.5 dB typ.
- high isolation, 23 dB typ.
- excellent VSWR, 1.2:1 typ.
- excellent amplitude unbalance, 0.3 dB typ.

Applications

- instrumentation
- PCS
- GSM
- cellular
- cellular
- WCDMA
- PDC
- radar

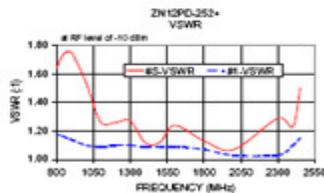
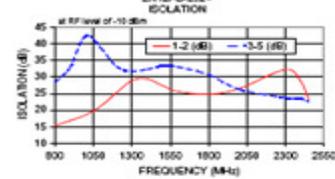
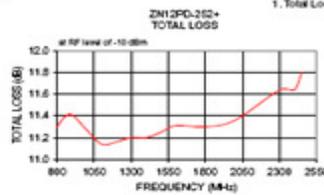
Electrical Specifications

FREQ. RANGE (MHz)	ISOLATION (dB)		INSERTION LOSS (dB) ABOVE 10.9 dB		PHASE UNBALANCE (Degrees)	AMPLITUDE UNBALANCE (dB)	VSWR (:1)	
	Adjacent Typ.	Opposite Min.	Typ.	Max.			S Typ.	OUT Typ.
800-1000	16	33	0.45	1.0	5	0.5	1.6	1.2
1000-2450	23	30	0.6	1.4	5	0.7	1.2	1.1

Typical Performance Data

Freq. (MHz)	Total Loss* (dB)	Amplitude Unbalance (dB)		Isolation (dB)		Phase Unbalance (deg.)	VSWR S	VSWR 12
		Adjacent	Opposite	Adjacent	Opposite			
800.00	11.30	0.33	15.14	26.37	2.36	1.64	1.18	
850.00	11.39	0.32	15.08	30.39	2.52	1.74	1.16	
900.00	11.41	0.32	16.76	33.00	2.66	1.75	1.14	
1000.00	11.27	0.32	18.49	42.57	2.96	1.54	1.10	
1100.00	11.14	0.33	21.23	38.77	3.07	1.26	1.09	
1200.00	11.16	0.33	25.22	33.25	3.15	1.26	1.10	
1300.00	11.20	0.32	28.91	31.53	3.15	1.27	1.10	
1400.00	11.20	0.28	29.44	32.36	3.21	1.12	1.09	
1500.00	11.25	0.23	27.39	33.34	3.29	1.12	1.09	
1600.00	11.31	0.20	25.65	33.09	3.54	1.24	1.09	
1800.00	11.30	0.15	24.77	30.69	4.08	1.13	1.07	
2000.00	11.36	0.17	26.54	26.26	4.96	1.07	1.03	
2300.00	11.64	0.31	32.29	23.70	5.94	1.29	1.03	
2400.00	11.64	0.27	28.56	23.35	6.19	1.23	1.10	
2450.00	11.80	0.26	23.36	22.56	6.16	1.50	1.15	

* Total Loss = Insertion Loss + 10.9dB splitter loss.



electrical schematic



P.O. Box 250166, Brooklyn, New York 11225-0000 (718) 904-4500 Fax (718) 222-4951 The Design Engineer Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MICLStn/terms.jsp.

REV. A
M-2764
ZN12PD-252+
ED-113601
HY12DCP
100608

12 Way-0° Power Splitter/Combiner ZN12PD-252+

Typical Performance Data

FREQ. (MHz)	TOTAL LOSS ¹ (dB)	AMP. UNBAL. (dB)	ISOLATION (dB)		PHASE UNBAL. (deg.)	FREQ. (MHz)	VSWR (:1)	
			ADJ 1-2	OPP 2-4			S	12
			500.0	11.07			0.45	9.09
550.0	11.10	0.42	10.20	20.99	1.43	550.0	1.45	1.24
600.0	11.08	0.40	11.18	22.41	1.65	600.0	1.41	1.22
650.0	11.07	0.39	12.14	23.88	1.88	650.0	1.36	1.21
700.0	11.10	0.37	13.17	25.29	2.15	700.0	1.39	1.20
750.0	11.19	0.35	14.19	26.74	2.20	750.0	1.50	1.19
800.0	11.30	0.33	15.14	28.37	2.36	800.0	1.64	1.18
825.0	11.35	0.33	15.57	29.32	2.41	825.0	1.70	1.17
850.0	11.39	0.32	15.98	30.39	2.52	850.0	1.74	1.16
875.0	11.41	0.32	16.37	31.60	2.53	875.0	1.76	1.16
900.0	11.41	0.32	16.76	33.00	2.56	900.0	1.75	1.14
925.0	11.39	0.32	17.15	34.67	2.70	925.0	1.73	1.13
950.0	11.36	0.32	17.55	36.72	2.75	950.0	1.67	1.12
975.0	11.32	0.32	18.00	39.34	2.91	975.0	1.61	1.11
1000.0	11.27	0.32	18.49	42.57	2.96	1000.0	1.54	1.10
1025.0	11.22	0.33	19.05	45.53	2.90	1025.0	1.45	1.10
1050.0	11.18	0.33	19.68	44.62	3.00	1050.0	1.38	1.09
1100.0	11.14	0.33	21.23	38.77	3.07	1100.0	1.26	1.09
1200.0	11.16	0.33	25.22	33.25	3.15	1200.0	1.26	1.10
1300.0	11.20	0.32	28.91	31.83	3.15	1300.0	1.27	1.10
1400.0	11.20	0.28	29.44	32.36	3.31	1400.0	1.12	1.09
1500.0	11.25	0.23	27.39	33.34	3.29	1500.0	1.12	1.09
1600.0	11.31	0.20	25.65	33.09	3.54	1600.0	1.24	1.09
1800.0	11.30	0.15	24.77	30.69	4.08	1800.0	1.13	1.07
2000.0	11.36	0.17	26.54	26.26	4.96	2000.0	1.07	1.03
2225.0	11.67	0.32	27.41	23.65	5.66	2225.0	1.40	1.03
2250.0	11.66	0.32	28.38	23.64	5.75	2250.0	1.38	1.03
2275.0	11.65	0.31	29.92	23.65	5.83	2275.0	1.34	1.03
2300.0	11.64	0.31	32.29	23.70	5.94	2300.0	1.29	1.03
2325.0	11.62	0.30	35.46	23.71	6.03	2325.0	1.23	1.04
2350.0	11.61	0.29	36.36	23.69	6.08	2350.0	1.17	1.06
2375.0	11.61	0.28	32.52	23.57	6.13	2375.0	1.16	1.08
2400.0	11.64	0.27	28.56	23.35	6.19	2400.0	1.23	1.10
2425.0	11.70	0.27	25.50	23.01	6.21	2425.0	1.35	1.13
2450.0	11.80	0.26	23.16	22.56	6.16	2450.0	1.50	1.15
2475.0	11.92	0.26	21.30	22.05	6.07	2475.0	1.67	1.18
2500.0	12.07	0.26	19.82	21.48	5.96	2500.0	1.85	1.20
2525.0	12.21	0.27	18.61	20.91	5.84	2525.0	2.03	1.23
2550.0	12.34	0.28	17.63	20.35	5.73	2550.0	2.19	1.25
2575.0	12.46	0.29	16.83	19.82	5.61	2575.0	2.34	1.27
2600.0	12.54	0.30	16.17	19.34	5.49	2600.0	2.43	1.28

¹Total Loss = Insertion Loss + 10.8dB Splitter Loss

REV. X2
ZN12PD-252+
100721
Page 1 of 1

Mini-Circuits®
 I/F/R/MICROWAVE COMPONENTS • ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED • RoHS compliant
 P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661
 The Design Engineers Search Engine finds the model you need, Instantly • For detailed performance specs & shopping online see minicircuits.com

Annexe 2 : Influence des différents paramètres physiques de l'antenne Fil-Plaque monopolaire.

La connaissance de l'influence des paramètres géométriques de l'antenne sur ses caractéristiques électriques permet de contrôler son impédance d'entrée au voisinage de la résonance parallèle originale. Ces paramètres, pour une antenne avec un fil de masse sont au nombre de dix :

- La hauteur entre les deux plans,
- La permittivité du substrat,
- La surface du toit supérieur,
- La forme du toit supérieur,
- La surface du plan de masse (infinie ou non),
- Le rayon et la position du fil de masse,
- Le rayon et la position de la sonde,
- Le déplacement conjoint des deux fils.

Ce nombre important de grandeurs permet de multiplier les configurations possibles et d'adapter au mieux l'aérien si on en maîtrise bien l'influence. Le tableau présenté sur la **Figure A1.1** propose un récapitulatif de l'effet qualitatif des divers paramètres sur les caractéristiques électriques de l'antenne.

Pour une bonne interprétation des tableaux, il convient de considérer la légende suivante :

 **diminution**  **stabilité**  **augmentation**

PARAMETRES		<i>Fréquence de résonance</i>	<i>résistance de résonance</i>	<i>facteur de qualité</i>
<i>Hauteur</i>		↘	□	↘
<i>Permittivité du substrat</i>		↘	↗	↗
<i>Dimensions du toit</i>		↘	□	□
<i>Longueur-largeur du plan de masse</i>		↘↗	↘↗↗	↘↗↗
<i>rayon de la sonde coaxiale</i>		□	□	□
<i>rayon d'un ou des fils de masse</i>		↗	↘	↘
<i>Déplacement de la sonde coaxiale</i>		Centre vers extrémité	↗	↗
<i>Déplacement d'un fil de masse</i>		Centre vers extrémité	↘	↗
<i>Déplacement des fils</i>	<i>Distance entre fils constante</i>	Centre vers extrémité	↘	↗
	<i>Distance entre fils variable ↗</i>	Centre vers extrémité	↗	↘
<i>Déplacement conjoint de tous les fils</i>		Centre vers extrémité	↘	↗

Figure A1.1 - Tableau de paramétrage d'une antenne Fil-Plaque à plusieurs fils de retour.

Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la longueur d'onde dite : The ULP EBG Antennas

Résumé :

Ce mémoire est consacré à l'étude d'une antenne BIE à hauteur de résonateur réduite, pouvant atteindre des grandeurs inférieures au dixième de la longueur d'onde. Celle-ci est appelée antenne BIE Ultra Low-Profile (ou ULP). L'objet de cette thèse a donc été d'appréhender les limitations et d'étudier les potentialités de cet aérien en termes de formation de faisceaux, de bande passante et de polarisation.

Les travaux menés ont abouti à la conception de trois prototypes d'antenne BIE ULP. Le premier est un dispositif large bande (71%), grand gain (17 dB) conçu dans le cadre d'une application de forte puissance. Les deux derniers sont des prototypes BIE ULP en polarisation circulaire gauche pour l'un et à bipolarisation circulaire (gauche et droite) pour l'autre.

Abstract:

This thesis is devoted to the study of EBG antenna with reduced resonator height, expected to reach dimensions less than tenth of the wavelength. The antenna is called Ultra low profile EBG antenna. Therefore the purpose of the thesis is understanding the limitations and exploring the potential of the antenna in terms of beam shaping, bandwidth and polarization. The works led to the development of three ULP EBG antenna prototypes. The first is a broadband device (71%), high gain (17 dB) developed as part of a high power application. The last two are EBG ULP prototypes designed to deliver left circular polarization for the first one and bi-circular polarization for the second.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Mots clés :

BIE (Bande Interdite Electromagnétique)
ULP (Ultra Low-Profile)
Antenne Directive

Formation de diagramme
Technique Multisource
Polarisation circulaire et linéaire

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques
– Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex