UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

ECOLE DOCTORALE STIC

Sciences et Technologie de l'Information et de la Communication

THESE

pour l'obtention du grade de **Docteur en Sciences spécialité Electronique**

de l'Université de Nice-Sophia Antipolis

par Sylvain PFLAUM

Etude et conception d'antennes miniatures et directives à polarisation circulaire pour lecteurs RFID UHF

Thèse dirigée par Robert STARAJ

Rapporteurs :

M. Xavier BEGAUD : Professeur, Telecom Paris Tech
M. Philippe PANNIER : Professeur, Université de Provence

Examinateurs :

M. Claude TETELIN : Directeur Technique CNRFID, Professeur ISEN-Toulon
M. Robert STARAJ : Professeur, LEAT
M. Georges KOSSIAVAS : Professeur, LEAT
M. Philippe LE THUC : Maître de conférence, LEAT

TAGSYS RFID™ e-connecting goods

LEAT LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE ANTENNES ET TELECOMMUNICATIONS

Liste des acronymes

BIE/EBG : Bande Interdite Electromagnétique/Electromagnetic Band Gap

BP : Bande Passante

CEP/PEC : Conducteur Electrique Parfait/Perfect Electric Conductor

CMA/AMC : Conducteur Magnétique Artificiel/ Artificial Magnetic Conductor

CMP/PMC : Conducteur Magnétique Parfait/Perfect Magnetic Conductor

ETSI : European Telecommunications Standards Institute

FEM : Finite Element Method

FDTD : Finite Difference Time Domain

HFSS : High Frequency Structure Simulator

IEC : International Electrotechnical Commission

ISO : International Organization for Standardization

Lcc : Longueur Coins Coupés

MoM : Method of Moments

PDM : Plan de Masse

PIFA : Planar Inverted F Antenna

RA : Rapport Axial

RFID : Radio Frequency Identification

SPR : Surface Partiellement Réfléchissante

UC-PBG : Ultra-Compact Photonic Band Gap

UHF : Ultra High Frequency

Tables des matières

Introduction 11

Chapitre I : La technologie RFID 15

I. Historique 18

II. Principe de fonctionnement 18

III. Classifications d'un système RFID 19

III.1) Régulations des fréquences 19
III.2) Puissance autorisée 20
III.3) Les normes 21
III.4) Type de couplage utilisé 22
III.5) Tags actifs, semi-passifs, passifs ou sans puce de silicium 25

IV. Les domaines d'applications de la technologie RFID 27

IV.1) Les contrôles d'accès ou de paiement 27
IV.2) La traçabilité 28
IV.3) Les services 29

Conclusion 31

Table des illustrations 32

Liste des tableaux 32

Références 32

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires 35

I. Géométrie d'une antenne imprimée 38

II. Méthode d'analyse d'une antenne imprimée rectangulaire 39

II.1) La méthode de la cavité 39
II.1.a) Les conditions aux limites 39
II.1.b) Mode fondamental de la cavité (m = 1 et n = 0 et pour a > b) 40
II.2) La méthode des lignes de transmission 44
II.3) Les méthodes numériques 46

III. Alimentations des antennes imprimées 47

III.1) Alimentation par ligne microruban 47
III.2) Alimentation par fente (couplage électromagnétique) 47
III.3) Alimentation par sonde coaxiale 48
III.4) Autres techniques d'alimentation 48

IV. Polarisation d'une onde électromagnétique 49

IV.1) Définition 49

IV.2) Les différents types de polarisation 50
IV.2.a) Polarisation linéaire 50
IV.2.b) Polarisation elliptique 50
IV.2.c) Polarisation circulaire 51
IV.3) Conditions d'obtention d'une polarisation particulière pour un patch 51
IV.3.a) Polarisation verticale ou horizontale 51
IV.3.b) Polarisation circulaire gauche ou droite 52
V. Généralités sur les techniques d'amélioration de la directivité des antennes planaires 53
V.1) Empilement d'antennes imprimées 53
V.2) Le réseau d'antennes imprimées juxtaposées 54
V.2.a) Cas d'un réseau d'antennes à deux éléments 55
V.2.b) Cas d'un réseau d'antennes composé de n éléments 56
V.2.c) Influence de la distance d sur le diagramme de rayonnement 56
V.2.d) Cas où la distance d est inférieure à $\lambda/2$ 57
V.2.e) Cas où la distance d est supérieure à $\lambda/2$ 58
V.3) Alimentation d'un réseau d'antennes juxtaposées 59
V.4) Exemple de réseau d'antennes en RFID 60
VI. Généralités sur les techniques de miniaturisation des antennes imprimées 61
VI.1) Corrélation entre miniaturisation et performance d'une antenne 61
VI.2) Les techniques classiques 62
VI.3) Les techniques innovantes 65
Conclusion 66
Liste des illustrations 67
Références 69

Chapitre III : Polarisation circulaire avec antennes de type résonateur à courts-circuits 73

I. Antenne imprimée rectangulaire à polarisation circulaire 76
I.1) Géométrie 76
I.2) Résultats simulés d'un patch rectangulaire (hauteur de 5mm) 76
II. Antenne imprimée rectangulaire « court-circuitée » à polarisation circulaire 78
II.1) Géométrie de l'antenne 78
II.2) Résultats de simulation et de mesure 79
III. Antenne PIFA à polarisation linéaire 84
III.1) Géométrie d'une antenne PIFA à polarisation linéaire 84
III.2) Résultat de simulation 85
IV. Antenne PIFA à polarisation circulaire 85
IV.1) Géométrie 85
IV.1.a) Distance entre l'alimentation et les languettes de courts-circuits 86
IV.1.b) Largeur des languettes de courts-circuits 87
IV.1.c) Position des courts-circuits 87
IV.2) Résultats 88

IV.3) Optimisation de la structure 91
IV.3.a) La phase d'optimisation 91
IV.3.b) Géométrie de l'antenne 96
IV.3.c) Résultats 97
V. Récapitulatif des antennes développées dans ce chapitre 100
Conclusion 100
Table des illustrations 101
Liste des tableaux 103
Références 103

Chapitre IV : Généralités sur les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique 105

I. Historique des BIE 108
II. Analogie entre équations de Maxwell et équation de Schrödinger 109
III. Bande Interdite Electromagnétique (BIE) et métamatériau 109
III.1) Définition d'une structure BIE 109
III.2) Structure BIE et métamatériau 110
IV. Méthodes d'analyses et de caractérisation d'une structure BIE 111
IV.1) Le modèle LC 111
IV.2) Modèle de la ligne de transmission 112
IV.3) Méthode FDTD-Détermination de la bande interdite (diagramme de dispersion) 115
IV.3.a) Zone de Brillouin 115
IV.4.b) Diagramme de dispersion 116
IV.4.c) Diagramme de phase 117
V. Optimisation d'une structure BIE 119
V.1) Étude paramétrique d'une structure BIE 119
V.1.a) La largeur du patch (W) 119
V.1.b) Effet de l'écart (g) entre les patchs 119
V.1.c) Effet de l'épaisseur du diélectrique (h) 120
V.1.d) Influence de la permittivité du substrat (ε_r) 120
VI. La structure BIE planaire (UC-PBG) 121
VII. Applications de structures BIE à la conception d'antennes 122
VII.1) Pourquoi utiliser des structures BIE dans la conception d'antennes ? 122
VII.2) Suppression des ondes de surface 123
VII.3) Réduction du couplage entre deux éléments 123
VII.4) Réflecteur d'ondes (CMA : Conducteur Magnétique Artificiel) 124
VII.4.a) Impédance de surface et théorie des images 124
VII.4.b) Notion d'interférences constructives et destructives 124
VII.4.c) Application au cas d'une antenne dipôle 126
VII.4.d) Exemple d'application 127
VII.5) Autres champs d'applications des structures BIE pour la conception d'antenne 128
VII.5.a) SPR : Surface Partiellement Réfléchissante 128
VII.5.b) Réduction des lobes arrières 131
VII.5.c) Structure BIE en tant qu'élément rayonnant 131

VII.5.d) Autres applications des structures BIE planaires 131
VII.5.e) Phénomène d'ondes lentes à partir de structures UC-PBG 133
Table des illustrations 134
Références 136

Chapitre V : Amélioration de la directivité d'une antenne imprimée à l'aide d'une structure métamatériau de type « BIE » 141

I. Performances d'une antenne patch à polarisation linéaire 144
II. Étude d'une cellule BIE 145
II.1) Géométrie de la cellule unitaire 145
II.2) Caractérisation de la structure BIE 145
II.2.a) Propriété CMA et méthode du diagramme de phase 145
II.2.b) Propriété BIE et méthode de la ligne de transmission 146
II.3) Le prototype réalisé 150
III. Association BIE/antenne imprimée en polarisation linéaire 151
III.1) Géométrie 151
III.2) Substrat FR4-époxy 151
III.2.a) Dimensions des paramètres 152
III.2.b) Résultats de simulation 152
III.3) Substrat Rogers 156
III.3.a) Dimensions des paramètres 156
III.3.b) Résultats de simulation 156
III.4) Comparatif de performances simulées avec les deux substrats 160
IV. Influence du nombre de cellules composant la structure BIE 160
IV.1) Substrat FR4-époxy 160
IV.1.a) Géométrie des antennes 161
IV.1.b) Résultats de simulation 161
IV.2) Substrat Rogers 164
IV.2.a) Résultats de simulation 165
IV.3) Récapitulatif 168
V. Association BIE/antenne imprimée en polarisation circulaire 169
V.1) Géométrie de l'antenne finale 169
V.2) Résultats de mesure 170
Conclusion 173
Table des illustrations 174
Liste des tableaux 176

Chapitre VI : Antenne imprimée sur un plan de masse de type « BIE » 179

I. Le phénomène d'ondes lentes (la structure Sievenpiper blindée) 182

I.1) Schéma d'une structure Sievenpiper blindée 182
I.2) Le modèle LC d'une structure Sievenpiper blindée 182
I.3) La théorie des lignes de transmissions multiconducteurs 183
I.4) La méthode FEM (Finite Element Method) - diagramme de dispersion 184

II. Antenne imprimée à coins coupés sur un plan de masse classique 187

II.1) Géométrie de l'élément rayonnant 187
II.2) Résultats de simulation et de mesure 188

III. Antenne imprimée à coins coupés sur un plan de masse BIE 190

III.1) Géométrie de l'antenne sur plan de masse BIE 190
III.2) Résultats de simulation et de mesure 191
III.3) Influence du nombre de cellules composant le PDM BIE 194
III.3.a) Dimensions du patch selon le nombre de cellules 194
III.3.b) Résultats de simulation 195
III.4) Influence de la hauteur 198
III.4.a) Dimensions du patch pour chaque hauteur 198
III.4.b) Résultats de simulation 198
III.5) Cas d'un patch carré ou légèrement rectangulaire 201
III.5.a) Géométrie des deux antennes 201
III.5.b) Résultats de simulation 202

IV. Réseau d'antennes sur plan de masse BIE 203

IV.1) Réseau de deux éléments 203
IV.1.a) Etude sur la distance entre les deux éléments 206
IV.1.b) Etude sur le nombre de cellules 207
IV.1.c) Etude sur la taille de l'élément rayonnant 209
IV.2) Réseau à huit éléments 212

Conclusion 214

Table des illustrations 216

Liste des tableaux 218

Références 218

Conclusion générale et perspectives 221

ANNEXES 225

Introduction

L'émergence de la technologie RFID (Radio Frequency Identification) a désormais une influence majeure sur nos modes de vie. En effet, sans que nous ne nous en soyons forcément aperçus, la RFID fait dorénavant partie intégrante de notre quotidien. Nous la retrouvons par exemple tous les matins en se rendant au travail (accès sécurisé aux bâtiments, transports en commun, etc.) ou en vacances (contrôles des bagages, remontées mécaniques, passeports, etc.). Les applications correspondantes à cette technologie sont de plus en plus nombreuses et répandues. Toutefois, pour certaines applications comme l'antivol, la technologie HF (13,56 MHz) courte distance et certaines contraintes d'utilisation (discrétion du système, distance d'interrogation, résistance à la température de lavage, pression et séchage dans le cas du linge par exemple), ont jusqu'à présent été un frein au développement de solutions intégrées, discrètes et fiables. Récemment, le développement de tags robustes et miniatures à la fréquence RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz) a ouvert de nombreux champs d'applications et notamment celui de l'antivol en permettant de répondre déjà aux contraintes de discrétion pour les éléments rayonnants, de distance d'interrogation, et d'environnements sévères.

Problématique

C'est dans cette problématique d'identification, de suivi et d'antivol que se situe le projet PACID Textile. Labellisé par le pôle SCS et grâce au financement, en 2009, par la Direction Générale de la Compétitivité, de l'Industrie et des Services (DGCIS), le projet PACID Textile est un consortium de plusieurs partenaires. D'une part des partenaires industriels avec Tagsys RFID en tant que porteur du projet mais aussi Elis, Jensen, Maugin, Sofila, Scalagent, le Centre d'Innovation et d'Usages Santé et le Syndicat Inter Hospitalier du Pays d'Aix et d'autre part des partenaires académiques avec l'IM2NP et le LEAT. L'objectif de ce projet est d'identifier les produits textiles, d'automatiser les procédés de traitement et de gestion de ces produits et ainsi mieux contrôler les risques de pertes ou de vols.

Le projet comprend deux axes principaux: le design d'une étiquette UHF et le développement d'une station de lecture UHF. L'axe de conception du tag a été confié au laboratoire IM2NP de Marseille. L'objectif principal étant de rendre le produit petit et performant, et qu'il puisse être intégré à des textiles industriels (blouses de travail, linge plat, etc.) ou commerciaux (prêt-à-porter) de manière discrète. L'autre axe de recherche concerne le développement de la station de lecture UHF qui doit être performante afin d'identifier et d'inventorier rapidement les textiles. C'est l'axe de recherche dont il sera question dans ce manuscrit puisque c'est celui qui a été confié au LEAT. L'antenne ainsi développée a pour mission d'identifier le tag à une distance pouvant aller jusqu'à deux mètres. Une détection se déclenche au passage des articles « taggés » lorsque ceux-ci sont dans la zone de lecture. Le lecteur antivol doit alors être fixé discrètement aux issues des établissements et pouvoir être également intégré de manière non intrusive en tout point désiré du local. L'antenne doit

nécessairement être **miniature** tout en étant de **faible coût**, **directive** et à **polarisation circulaire** dans la **bande RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz)**. Le challenge technique est donc d'avoir un taux maximum de détection (100 %) des tags dans la zone observée sans pour autant venir détecter les tags se trouvant près mais hors de la zone de lecture. Cette zone est définie par l'angle d'ouverture angulaire à -3 dB de l'antenne lecteur.

Du point de vue de l'antenne, il y a donc deux verrous technologiques à lever :

- La gestion de la direction en restreignant et en maîtrisant la zone de lecture
- Son encombrement afin de l'intégrer facilement dans n'importe quel environnement restreint tel que la porte d'un magasin de vêtements.

Toutefois, ces deux verrous technologiques ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Il y a une forte corrélation entre l'encombrement d'une antenne et la directivité de celle-ci. Nous résumons les différentes problématiques dans le Tableau 1.

Dimensions de l'antenne	Bande passante en adaptation	Bande passante en polarisation circulaire	Ouverture angulaire à -3 dB	Coût de fabrication
Les plus faibles possible	3 MHz (0,4%) 0,865-0,868 GHz	3 MHz (0,4%) 0,865-0,868 GHz	20°	Le plus faible possible

Tableau 1 : Cahier des charges du projet PACID Textile

Organisation du manuscrit

Pour plus de clarté, chaque chapitre est composé, au delà du développement, d'un sommaire et des documents annexes (table des illustrations, liste des tableaux et références) indispensables à la bonne compréhension du manuscrit.

Nous commençons ce manuscrit par une brève introduction sur la technologie RFID en expliquant le principe de fonctionnement de ses systèmes. Ce premier chapitre a pour objectif d'introduire le fonctionnement des systèmes « RFID » et plus particulièrement la technologie Ultra Haute Fréquence (UHF).

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation des généralités sur les antennes planaires et en particulier sur les antennes imprimées. Il comportera l'analyse des antennes imprimées à l'aide de la méthode dite « de cavité » ainsi que des différents types de polarisations d'une onde pouvant être obtenus avec de telles structures, soit par une position judicieuse du point d'alimentation soit par une dissymétrie au niveau de l'élément rayonnant. Enfin, nous terminons ce chapitre, en décrivant les principales techniques d'amélioration de la directivité et de miniaturisation des antennes planaires.

Le chapitre suivant présentera de nouvelles structures d'antennes miniatures à polarisation circulaire. Basées sur la technique de miniaturisation utilisant des courts-circuits, les solutions proposées vont nous permettre de réduire d'environ 50 % la taille de l'élément rayonnant tout en conservant la polarisation circulaire ainsi qu'une bande passante satisfaisante.

Le chapitre 4 décrira les méthodes analytiques, numériques et expérimentales permettant de dimensionner et de caractériser les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) appelés dans la littérature anglo-saxonne « Electromagnetic Band Gap » (EBG). Les matériaux BIE peuvent apporter des évolutions très intéressantes. En effet, ces matériaux ont la particularité d'interdire la propagation des ondes de surface qui sont responsables d'une partie des limitations des performances d'une antenne imprimée. Le chapitre 4 comportera une brève introduction sur l'historique de ces matériaux de l'optique aux fréquences micro-ondes ainsi que la description des trois méthodes d'analyse d'une structure BIE (le modèle LC, la méthode de la ligne de transmission et la méthode numérique). Enfin, nous verrons comment, en ajustant les différents paramètres d'une cellule BIE, nous pouvons les optimiser pour fonctionner à la fréquence souhaitée. Pour conclure, nous montrerons les différentes applications possibles des matériaux BIE dans la conception d'antennes.

Dans le chapitre 5, nous montrerons comment la directivité d'une antenne imprimée peut être améliorée à l'aide d'une structure métamatériau de type « BIE » présentée dans le chapitre précédent. Plusieurs études paramétriques réalisées sur des antennes utilisant deux substrats différents, portant notamment sur le nombre de cellules composant la structure BIE, ont été effectuées dans ce chapitre afin d'obtenir la meilleure solution possible en termes de performances radioélectriques (bande passante, polarisation circulaire et ouverture) et de coût.

Après une brève introduction sur le phénomène « d'ondes lentes », le dernier chapitre offrira l'opportunité d'observer le comportement d'une antenne imprimée en présence d'un plan de masse de type « BIE ». Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'étude d'une antenne imprimée sur un plan de masse classique. Puis, nous substituons à ce dernier, un plan de masse de type BIE de mêmes dimensions. Enfin, les résultats de simulation et de mesure des performances du patch en présence du nouveau plan de masse sont présentés et analysés. Nous étudierons ensuite le fonctionnement d'un plan de masse de type BIE, au travers de diverses études paramétriques portant notamment sur la hauteur et sur le nombre de cellules le composant. En dernier lieu, une étude sur la mise en réseau d'antennes juxtaposées sur un plan de masse BIE sera présentée.

La conclusion générale synthétisera les résultats obtenus puis présentera les perspectives que nous envisageons en vue d'améliorer les performances des antennes présentées dans ce manuscrit.

Chapitre I : La technologie RFID

Sommaire

I. Historique 18
II. Principe de fonctionnement 18
III. Classifications d'un système RFID 19
IV. Les domaines d'applications de la technologie RFID 27
Conclusion 31
Table des illustrations 32
Liste des tableaux 32
Références 32

L'objectif de ce premier chapitre est d'introduire le fonctionnement des systèmes d'identification par radiofréquence ou « RFID » pour Radio Frequency Identification (dans la littérature anglo-saxonne) et plus particulièrement la technologie Ultra Haute Fréquence (UHF).

La première partie est consacrée à un bref historique sur les systèmes RFID ainsi que sur le principe de fonctionnement d'un tel système. La seconde partie est consacrée aux différentes classifications régissant les systèmes RFID (bande de fréquence, puissance autorisée, normes et les différents tags).

Enfin, la dernière partie est consacrée à la présentation des différentes applications utilisant cette technologie et notamment dans le domaine des applications blanchisseries car c'est l'application visée dans le projet PACID Textile.

I. Historique

On retrouve les premières traces d'un système RFID durant la seconde guerre mondiale. À cette époque, la RFID est utilisée par les militaires américains pour la reconnaissance des avions ennemis ou alliés. Il s'agissait de compléter la signature RADAR des avions en lisant un identifiant fixe permettant l'authentification des avions alliés. C'est à la fin des années 1960, que le premier brevet lié à la technologie RFID est déposé par Mario Cardullo aux États-Unis pour l'identification de locomotives [1]. En Europe, l'identification du bétail est la première application de la technologie RFID dans le secteur privé. S'ensuivent de nombreuses utilisations commerciales, notamment dans les chaînes de fabrication des constructeurs automobiles. Dans les années 1990, les progrès faits par la technologie et plus particulièrement par la technologie microélectronique ont conduit à l'avènement de la RFID. Dès lors, les premières normalisations ont débuté. Mais ce n'est qu'au début des années 2000 que la RFID a réellement explosée avec les événements du 11 septembre 2001 aux États-Unis. En effet, c'est à partir de cette date que les États-Unis ont mis en place les passeports électroniques. Depuis l'utilisation de la RFID a connu une croissance exponentielle. Son intégration dans la vie de tous les jours est maintenant une réalité : du passeport électronique à l'emprunt de livres dans les bibliothèques, en passant par l'identification des animaux domestiques, des forfaits de ski, des cartes d'accès aux bâtiments ou bien encore son utilisation dans les transports en commun, cette technologie fait dorénavant partie intégrante de notre vie.

Les informations présentées dans cette section ainsi que dans les deux suivantes sont issues de livres référant dans le domaine [2-4]. Pour plus de détails, le lecteur peut s'y référer.

II. Principe de fonctionnement

Un système RFID est composé au minimum de deux entités, une station de base, couramment appelée « lecteur » et un transpondeur plus connu sous le nom « d'étiquette » ou « tag ». L'antenne du lecteur (qui peut être soit intégrée au lecteur soit reliée filairement) transmet un signal à une fréquence déterminée vers une ou plusieurs « étiquettes » radio situées dans son champ de lecture. Lorsque les étiquettes sont « réveillées » par le signal émis par le lecteur, celles-ci transmettent en retour une réponse. Un dialogue s'établit alors entre le lecteur et les étiquettes. On présente, Figure I.1, le schéma de principe d'un système RFID.

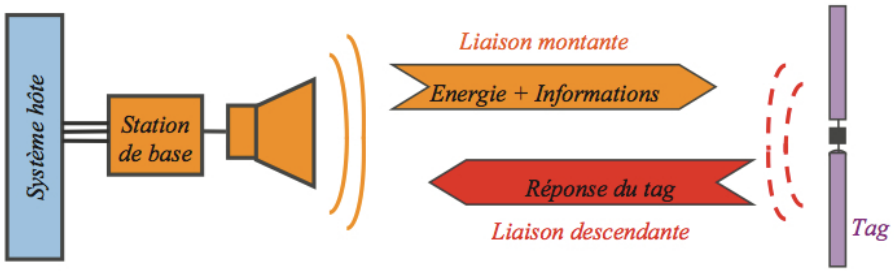


Figure I.1 : Principe de fonctionnement d'un système RFID

La station de base est composée d'un système hôte et d'une antenne. Elle a pour mission :

- ❖ d'assurer le transport d'énergie nécessaire au tag afin que celui-ci puisse assurer la tâche qui lui incombe.
- ❖ de servir de support à l'envoi de données vers le système hôte.

Le tag lui, est composé d'une puce électronique et d'une antenne toutes deux assemblées dans un « package » (Figure I.2). Il a pour mission :

- ❖ de répondre à une requête de la station de base.
- ❖ d'envoyer au lecteur les informations stockées dans sa mémoire (informations concernant l'objet auquel il est associé).

Contrairement aux autres systèmes de communication, le tag RFID ne comporte pas de chaîne d'émission RF. Le tag communique avec le lecteur en perturbant le signal incident qu'il reçoit. C'est cette perturbation qui est porteuse de l'information. Cette technique est appelée « rétro-modulation ».

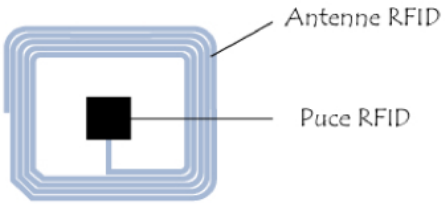


Figure I.2 : Composition d'une étiquette RFID

III. Classifications d'un système RFID

Avec l'essor de cette technologie, divers types de fonctionnement se sont développés. Nous proposons dans cette partie une classification des systèmes RFID selon différents critères (en fonction de la fréquence à laquelle ils fonctionnent, du type de couplage utilisé, du type de puce utilisée ainsi que leur mode de fonctionnement) [2-4].

III.1) Régulations des fréquences

Comme pour tout système radio, les systèmes RFID doivent obéir à des règles comme l'allocation des fréquences et la puissance autorisée. Ils n'utilisent que les fréquences allouées aux applications industrielles, scientifiques ou médicales appelées bandes ISM (Industrial Scientifc Medical). Ces bandes de fréquences sont libres. L'inconvénient majeur réside dans le fait que de nombreuses autres technologies les utilisent. Nous présentons ici, les différentes bandes de fréquence utilisées en RFID :

- **Basses Fréquences (BF) et Hautes Fréquences (HF)**

Les fréquences comprises entre **120-135 KHz** sont appelées Basses Fréquences ou dans la littérature anglo-saxonne LF pour Low Frequency. Utilisant le champ magnétique proche, elles permettent d'avoir une portée de l'ordre de quelques centimètres à un mètre.

Les caractéristiques physiques des tags BF font d'eux des candidats idéaux pour être supportés partout type de matériaux : textiles, plastiques, etc.

La fréquence **13,56 MHz** appartient aux Hautes Fréquences ou HF pour High Frequency. Utilisant également le champ magnétique proche, elle est couramment utilisée avec des étiquettes au format carte à puce (smart card), par exemple dans les bibliothèques (entrées/sorties des livres, inventaire, emplacement), ou pour le contrôle d'accès, avec des distances de lecture de l'ordre de quelques centimètres à un mètre.

- **Ultra Hautes Fréquences (UHF) et Micro-ondes**

Les bandes de fréquences **0,86-0,96 GHz** et **2,4-2,5 GHz** appartiennent à la famille UHF. Cependant pour les distinguer, il est d'usage d'utiliser le terme UHF pour les systèmes fonctionnant aux alentours de **0,9 GHz** et d'appeler fréquences micro-ondes la bande proche de **2,4 GHz**. Dès lors que l'application nécessite de grandes distances de lecture ou un débit d'information important, ce sont les systèmes RFID fonctionnant en UHF ou micro-ondes qui sont choisis. La communication entre les antennes de l'émetteur et du récepteur ne se fait alors plus par couplage magnétique mais par propagation électromagnétique. L'inconvénient avec le principe de propagation des ondes électromagnétiques est que le système devient plus sensible aux perturbations (proximité de liquide ou de métaux) qu'avec le phénomène de couplage magnétique. Il existe également d'autres bandes de fréquences moins utilisées, par exemple les fréquences allant de **5,7 à 5,8 GHz** ou encore la fréquence **0,433 GHz**. En Figure I.3, est donné le spectre des différentes fréquences les plus utilisées.

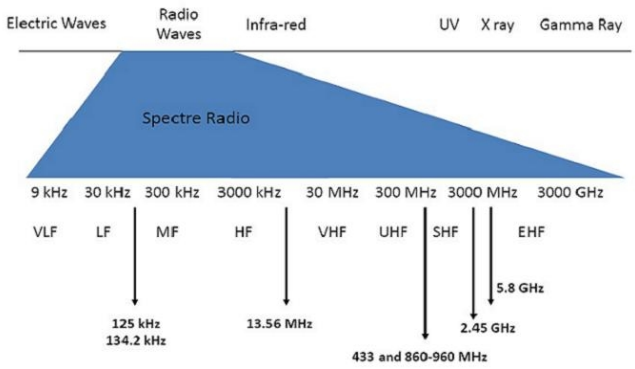


Figure I.3 : Spectre des fréquences RFID

III.2) Puissance autorisée

Dans le Tableau I.1, nous donnons les différentes réglementations données par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) concernant les systèmes RFID fonctionnant en champ proche.

Référence ETSI	Bande de fréquence concernée	Puissance d'émission max autorisée
EN 300.330	9KHz-30 MHz	42 dBµA/m à 10m

Tableau I.1 : Puissance autorisée en champ proche

On constate que pour les systèmes fonctionnant en champ proche, c'est la valeur de l'intensité du champ électrique (en A/m) mesurée à 10 mètres de l'antenne d'émission qui est donnée comme limite.

Pour les systèmes RFID fonctionnant en champ lointain, la puissance d'émission maximale autorisée est exprimée en Watt (W). Selon la zone géographique (Europe ou États-Unis), cette puissance n'est pas calculée de la même façon. En Europe, on parle de Watt ERP (Effective Radiated Power). Aux États-Unis, cette puissance est normalisée par rapport à une antenne de référence isotrope. L'unité est donc le watt EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power). Le rapport entre les deux unités est 1 W ERP = 1,62 W EIRP. Les différentes puissances sont données dans le Tableau I.2.

Région	Bande de fréquence	Puissance d'émission autorisée
Europe	865-865,6 MHz	100 mW ERP
	865,6-867,6 MHz	2 W ERP
	867,6-868 MHz	500 mW ERP
Etats-Unis	902-928 MHz	4 W EIRP
Japon	952-954 MHz	4 W EIRP

Tableau I.2 : Puissance autorisée en RFID en champ lointain

Comme pour tout système destiné à être commercialisé, il existe plusieurs normes [3-4] régissant le domaine de la RFID dans le but de faciliter l'interopérabilité et donc l'accès au marché.

III.3) Les normes

L'interopérabilité des équipements RFID (lecteurs et tags) exige une normalisation quant à leur mode de fonctionnement. Pour une fréquence d'utilisation donnée, n'importe quel tag doit être lu par n'importe quel lecteur. C'est la définition du protocole de communication de l'interface-air. L'ISO (International Organisation for Standardization) et l'IEC (International Electrotechnical Commission) [5] sont des organismes qui établissent des standards d'opérations pour différentes technologies. Ils travaillent ensemble notamment pour toutes standardisations concernant les technologies de l'information.

- **La norme ISO/IEC**

L'ISO/IEC a rédigé des normes relatives à l'identification et la gestion des objets ou équipements dans la série des protocoles d'interface ISO 18000 conçus pour des opérations de logistique. Ces normes couvrent toute la gamme des fréquences utilisées dans le monde en matière de RFID. Les différentes normes sont regroupées dans les Tableau I.3.

Il est à noter que la norme ISO/IEC 18000-5, pour un fonctionnement à 5,8 GHz a été abandonnée faute de consensus.

Normes	Objectif
ISO/IEC18000-1	Architecture générale et paramètres à normaliser
ISO/IEC 18000-2	Paramètres pour les communications par interface air jusqu'à 125 KHz
ISO/IEC 18000-3	Paramètres pour les communications par interface air à 13,56 MHz
ISO/IEC 18000-4	Paramètres pour les communications par interface air à 2,45 GHz
ISO/IEC 18000-6	Paramètres pour les communications par interface air entre 0,86-0,96 GHz
ISO/IEC 18000-7	Paramètres pour les communications par interface air à 0,433 GHz

Tableau I.3 : Normes ISO/IEC régissant le fonctionnement de la RFID

- **Autres standards RFID**

EPC Global Gen 2 : L'EPC (Electronic Product Code) [6] est une technologie d'identification sans contact standardisée basée sur une norme RFID UHF de moyenne portée (lecture jusqu'à plusieurs mètres de distance). Elle est issue de travaux du MIT (Massachusetts Institute of Technology) dans le but de concevoir les évolutions technologiques aptes à refonder des chaînes d'approvisionnement plus intégrées, plus sécurisées et plus performantes. C'est la norme de référence pour la RFID UHF.

ISO 14443 et ISO 15693 : Ces deux normes concernent la RFID à 13,56 MHZ en champ proche (ISO/IEC 18000-3) pour un fonctionnement d'une dizaine de centimètres à un mètre du lecteur. Elles offrent une grande possibilité d'implémentation notamment en cryptographie et anticollision.

III.4) Type de couplage utilisé

En fonction de la fréquence de fonctionnement et de la distance de fonctionnement souhaitée, les principes mis en œuvre ne sont pas les mêmes. En effet, l'onde électromagnétique émanant du lecteur vers le tag ne possède pas les mêmes propriétés de propagation dans tout l'espace. Pour modéliser la propagation d'une onde dans un environnement global, il convient de découper l'espace en différentes zones (Figure I.4).

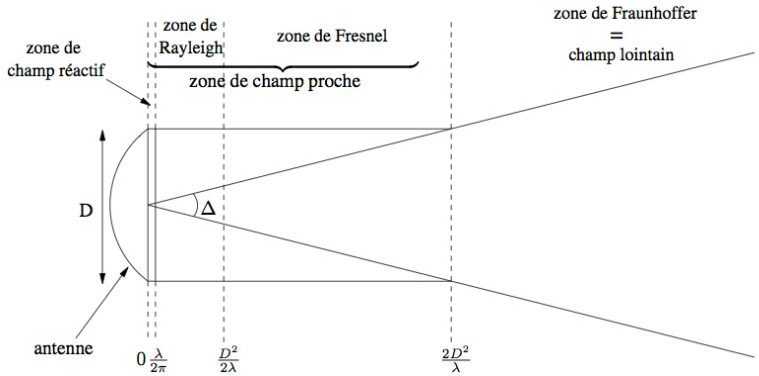


Figure I.4 : Zones champ proche/champ lointain

- **Champ proche (Zones de Rayleigh et Fresnel)**

La zone de Rayleigh et la zone de Fresnel sont des zones dites « zone de champ proche » ou dans la littérature anglo-saxonne « near-field region ». Elles se situent à des distances de l'antenne comprise entre $^{2\pi}/_{\lambda}$ et $^{D^2}/_{\lambda}$ pour la zone de Rayleigh et entre $^{D^2}/_{\lambda}$ et $^{2D^2}/_{\lambda}$ pour la zone de Fresnel. Où λ représente la longueur d'onde et D la plus grande dimension de l'antenne lecteur. C'est dans cette zone que l'intensité du champ et donc l'énergie transmise du lecteur vers le tag décroît le plus rapidement (en r^3 pour la zone de Rayleigh et en r^2 pour la zone de Fresnel). En RFID à 13,56 MHz, c'est le champ magnétique qui est porteur de l'énergie du signal (couplage magnétique entre l'antenne du lecteur et celle du tag).

Par exemple, lors d'une communication en liaison montante, le champ magnétique est à la fois porteur d'énergie et de données. L'antenne du tag, généralement composée de spires, récupère l'énergie et l'information par l'intermédiaire des lignes de champ magnétique générées par l'antenne du lecteur.

Lors de la liaison descendante, le tag communique avec le lecteur par rétro-modulation c'est-à-dire par « modulation de charge » et plus particulièrement la modulation de charge résistive. En modifiant la valeur de sa charge, le tag fait varier sa consommation d'énergie qu'il représente dans le champ magnétique. L'antenne lecteur étant reliée à l'antenne du tag par un couplage magnétique, cette variation de consommation d'énergie se traduit par une variation du courant circulant dans l'antenne lecteur. Ce principe de fonctionnement est décrit Figure I.5.

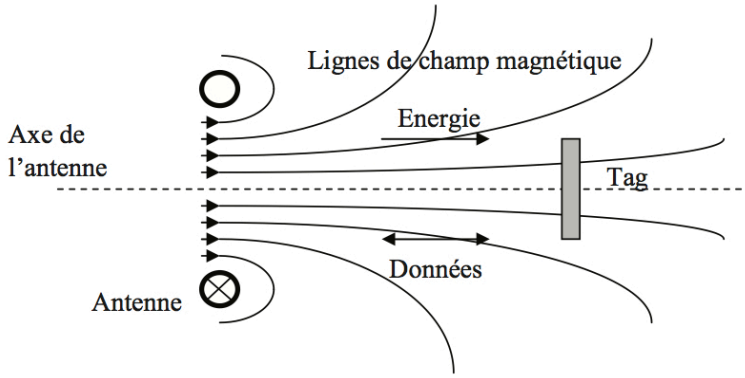


Figure I.5 : Principe de fonctionnement d'un tag en champ proche

De nos jours, les systèmes RFID fonctionnant à 13,56MHz sont encore les plus répandus car ils offrent un bon compromis entre distance de lecture, débit d'information et résistance aux perturbations. Une panoplie de tags HF est illustrée Figure I.6. Certains tags ont la particularité de fonctionner en champ proche et en champ lointain.



Figure I.6 : Tags RFID HF

Toutefois, l'émergence actuelle de la technologie NFC (Near-Field Communication) freine son développement.

- **Champ lointain (Zone de Fraunhoffer)**

Dans la zone de champ lointain, on ne parle plus de couplage magnétique entre les deux antennes mais de champ électromagnétique rayonné. Les antennes du lecteur et du tag ne sont plus des spires mais des éléments rayonnants tels que des dipôles (pour le tag) ou des patchs ou cornets (pour les antennes lecteur). D'après la Figure I.4, la zone de Fraunhoffer ou champ lointain se situe au-delà de $^{2D^2}/_{\lambda}$. Dans cette zone, l'intensité du champ décroît en 1/r. Contrairement aux systèmes RFID fonctionnant en champ proche (couplage magnétique), les systèmes RFID en champ lointain ne sont pas limités par les lignes de champ magnétique émanant du lecteur (Figure I.7). En utilisant les propriétés de propagation électromagnétique du champ électrique rayonné par l'antenne lecteur, il est possible de transporter de l'énergie et des données d'un lecteur à un tag et inversement. Par exemple, durant une communication en mode liaison descendante entre le lecteur et le tag, le tag utilise la technique de rétro-modulation ou « backscattering » en anglais.

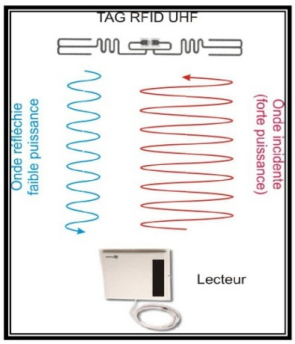


Figure I.7 : Communication en champ lointain d'un système RFID UHF

Cette technique consiste à faire varier le coefficient de réflexion. La puce modifie son impédance d'entrée, induisant de la sorte une désadaptation d'impédance entre l'antenne et la puce du tag. L'onde est alors réfléchie plus ou moins densément, créant ainsi l'information. En conclusion avec un système RFID fonctionnant sur le principe du champ électromagnétique rayonné, les distances de lectures obtenues sont plus grandes qu'avec un fonctionnement par couplage avec en contrepartie, un environnement de propagation plus complexe.

III.5) Tags actifs, semi-passifs, passifs ou sans puce de silicium

Les systèmes RFID UHF peuvent également être différenciés selon le type de fonctionnement de leurs tags. Pour les tags disposant d'un circuit électronique, trois catégories sont distinguées selon la source d'alimentation de leur puce : les passifs, les actifs et les semi-passifs ou semi-actifs. D'autre part, une nouvelle famille est apparue récemment, celle des tags ne disposant pas de puce. Nous présentons ici, les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles.

- **Les tags actifs**

On parle de tags actifs quand ceux-ci possèdent leur propre alimentation (émetteur RF) généralement une petite pile qui permet d'augmenter la distance d'interrogation.

Avantages : Distance de fonctionnement entre le tag et l'antenne de l'ordre de 30 mètres
Batterie intégrée au tag
Capables de stocker une grande quantité d'informations

Inconvénients : Interférence avec d'autres équipements RF (téléphones, radio, etc.)
Durée de vie de la batterie
Coût élevé de fabrication

- **Les tags passifs**

A contrario, un tag passif est un tag ne possédant pas sa propre alimentation. Il rétro-module l'onde issue du lecteur pour transmettre des informations. Il n'intègre pas d'émetteurs RF. Le tag passif utilise l'onde électromagnétique issue du lecteur pour alimenter le circuit électronique embarqué entraînant ainsi une diminution de la distance d'interrogation.

Avantages : Sans batterie
Faible coût de fabrication
Facilement intégrable
Durée de vie du tag

Inconvénients : Distance de communications jusqu'à 10 mètres
Capacité d'informations disponibles faibles
Protocoles de communication simple (sécurité)

- **Les tags semi-passifs ou semi-actifs**

Un tag RFID semi-passif ou semi-actif est un tag comportant une alimentation embarquée (piles, batteries, etc.), mais cette dernière n'est pas utilisée pour alimenter un émetteur puisque le principe de communication reste la rétro-modulation (comme pour le tag passif). L'alimentation embarquée est utilisée afin d'alimenter le circuit électronique du tag ou tout autre circuit (capteur) connecté au circuit de base. Cette alimentation permet, en théorie, d'améliorer les performances du système. Ce type de tag est largement utilisé pour des applications nécessitant une capture d'information (température, choc, lumière, etc.).

Un récapitulatif des différents types de tags avec puce est présenté Figure I.8.

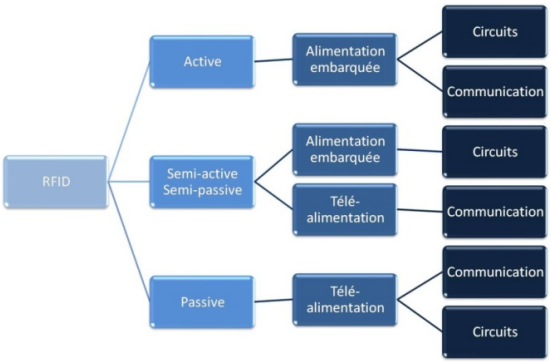


Figure I.8 : Récapitulatifs des différents tags avec puce

- **Les tags sans puce**

Enfin, il existe un dernier type de système RFID émergeant [7]. Ce type de système est encore en plein développement et est basé sur la technologie Ultra Large Bande (ULB). Comme son nom l'indique, un tag RFID sans puce est un tag qui ne fait pas usage de circuit intégré pour stocker des informations. L'information est contenue dans la géométrie de l'antenne du tag. L'avantage de cette technologie est de pouvoir localiser précisément les tags en plus de les identifier. En effet en communication ULB, des impulsions ultra-courtes sont utilisées pour véhiculer les données, ce qui permet d'estimer avec précision la durée d'un trajet aller-retour, donnant ainsi des informations sur la distance entre le lecteur et le tag. Néanmoins, cette technologie n'est à l'heure actuelle pas très répandue. En effet, leurs fonctionnalités sont fortement limitées, du fait de leur quantité de données limitée et figée.

Le Tableau I.4 dresse un comparatif qualitatif des différentes catégories de tags disposant d'un circuit électronique, en fonction de leurs distances de lecture, leurs débits de données, leurs durées de vie et de leurs coûts. Le choix d'alimentation d'un tag par rapport à un autre est fortement dépendant des besoins souhaités et donc de l'application RFID visée.

	Distance	Données	Durée de vie	Coût
Actif				
Semi-actif				
Passif				

Tableau I.4 : Comparatifs des performances des différents tags RFID UHF

IV. Les domaines d'applications de la technologie RFID

Les applications où les étiquettes RFID sont utilisées étant déjà très nombreuses, il s'agit simplement ici de présenter succinctement quelques exemples des possibilités offertes par cette technologie [2]. Les domaines d'applications de la technologie RFID peuvent être décomposés en trois catégories.

IV.1) Les contrôles d'accès ou de paiement

❖ Le contrôle d'accès

Les étiquettes RFID sont très utilisées pour le contrôle d'accès des immeubles, des parkings, des stades ou bien encore des parcs de loisirs. Le contrôle d'accès est le secteur public où la RFID a été implantée le plus précocement. Nous pouvons citer les « badges » qui en fonction de leur identifiant donnent accès, ou non, aux zones sécurisées d'un établissement, les accès d'immeubles, les forfaits dans les stations de sports d'hiver, les billets pour certains événements sportifs (coupe du monde football, JO de Pékin 2008, etc.). C'est l'application majeure de la technologie RFID.

❖ Le péage automatique

De nombreuses sociétés de gestion d'autoroute à péages ont mis en place un système d'abonnement basé sur la technologie RFID. Ainsi, les abonnés bénéficient de voies particulières. Par simple lecture de l'étiquette RFID à distance, le paiement s'effectue sans arrêt du véhicule fluidifiant ainsi le trafic.

❖ Les transports en commun

Une des applications les plus connues et les plus démocratisées de la technologie RFID reste la carte de transport sans contact. L'usager du métro par exemple, passe sa carte sur une base (généralement apposée à des tourniquets d'accès), qui l'authentifie, valide son titre de transport, et lui donne accès au réseau.

❖ **Les passeports/permis de conduire électroniques**

De nombreux pays ont adopté l'utilisation de tags RFID pour les passeports ou les permis de conduire électroniques avec pour but de stocker d'avantage d'informations et de lutter contre la contrefaçon. Depuis peu, les cartes bancaires sont progressivement remplacées pour certains paiements par des cartes sans-contact offrant une plus grande facilité d'utilisation.

IV.2) La traçabilité

❖ **La gestion de la chaîne d'approvisionnement**

Dans le domaine de la logistique, on retrouve quatre niveaux d'applications :

- À l'expédition

Une étiquette RFID permet de faciliter le contrôle du chargement des palettes et de leurs tris en fonction de leurs destinations. Généralement, une étiquette contient diverses informations autres que l'identification des objets par exemple le contenu d'une palette, le pays de fabrication, la date de fabrication, le numéro de commande, etc.

- À la réception

Les données stockées dans l'étiquette sont automatiquement collectées à leurs arrivées dans les entrepôts. Cela permet d'effectuer des contrôles ainsi que de mettre à jour rapidement les stocks.

- En transit

Durant le transport de marchandises, la technologie RFID permet la traçabilité des produits à chaque point de chargement et déchargement. L'expéditeur peut à tout moment être informé sur le suivi d'une commande.

- En interne

Les tags RFID permettent les inventaires de produits, améliorant ainsi la gestion des stocks.

❖ **Le suivi des animaux**

Le suivi des animaux permet d'améliorer l'identification précise du nombre d'animaux, mais surtout d'assurer une traçabilité alimentaire et sanitaire afin d'éviter des désastres alimentaires comme ce fut le cas avec la grippe aviaire et la vache folle. Au-delà de ces aspects, elle réduit la charge de travail des éleveurs en automatisant le suivi individuel des animaux pour le tri ou encore la distribution d'alimentation.

❖ **Le tri postal/bagage**

Les étiquettes RFID sont utilisées dans l'orientation du courrier et des colis. Depuis peu, les compagnies aériennes les utilisent pour le suivi et le tri des bagages. Les étiquettes RFID sur les bagages doivent permettre de réduire de 30 à 40 % le taux d'erreur d'acheminement.

❖ **Le domaine automobile**

Les constructeurs automobiles utilisent une étiquette RFID dans de nombreuses applications comme pour la gestion des stocks à la sortie des chaînes de montage pour retrouver et expédier le véhiculé fabriqué à leurs clients. Mais aussi pour identifier un véhicule en cours de fabrication et suivre les différentes étapes de montage.

❖ **Et bien d'autres…**

En termes de traçabilité, la RFID se retrouve parfois dans des applications peu communes. À Paris, 95 000 arbres possèdent une puce RFID insérée 2 cm sous l'écorce afin de fournir pour chacun une carte d'identité informatique servant à la mairie afin d'assurer un suivi. Les informations sont récoltées par les agents municipaux. En Angleterre, 500 000 poubelles sont équipées d'étiquettes RFID dans le but d'identifier les manquements au recyclage et réduire le volume d'ordures ménagères. Dans certaines épreuves sportives, les dossards sont équipés d'étiquette RFID afin de localiser et chronométrer les coureurs. Les bouteilles de gaz embarquent également une étiquette permettant d'assurer la gestion des stocks. Mais surtout de tracer la vie d'une bouteille de gaz, limitant ainsi les risques d'explosion.

IV.3) Les services

❖ **La contrefaçon**

Les cartes RFID sont pour le moment infalsifiables, chacune a un numéro unique au monde et il est donc impossible (ou très difficile et donc cher) de les reproduire. C'est pourquoi elles ont été utilisées sur les billets pendant la coupe du monde de football en Allemagne.

❖ **Les plaques d'immatriculation**

Aux Etats-Unis, certains états utilisent l'implantation de puces RFID sur les plaques d'immatriculation. En effet, grâce à la technologie RFID, il est alors possible par le biais d'un lecteur approprié de lire les puces jusqu'à 100 m. Instantanément, on obtient toutes les informations relatives à cette voiture (marque, numéro d'immatriculation, informations sur le propriétaire). Ce système d'identification de véhicules trouve diverses applications : sécurité, contrôle de l'accès, paiement électronique, surveillance et traitement, gestion de la circulation et service clientèle. Il permet aussi de lutter contre le vol et les infractions (défaut d'assurance, de contrôle technique, de respect des normes antipollution).

❖ **Les bibliothèques**

La technologie RFID est maintenant très bien implantée dans les bibliothèques. L'étiquette RFID (flexible) est collée directement sur le livre et peut être recouverte par un papier ou par le logo de la bibliothèque. Elle permet ainsi de fluidifier l'emprunt et le taux de demande des livres. Le système RFID rend également possible la gestion rapide des inventaires sur étagère

ainsi que la recherche d'ouvrage. L'étiquette RFID sert à la fois d'identifiant mais aussi d'antivol.

❖ **La santé**

Dans le secteur de la santé, la sécurité apportée par la traçabilité médicale justifie l'emploi de la technologie RFID. Ainsi, certains hôpitaux utilisent des étiquettes RFID pour l'identification de leurs échantillons biologiques. Un autre exemple est le suivi des dons du sang. Ces nouvelles puces assurent la traçabilité du don et permettent ainsi des transfusions plus sûres. En effet, le système contient un capteur de température qui permet un contrôle permanent le long de la chaîne frigorifique. Ce suivi précis permettra dorénavant d'éviter la destruction des dons à cause de doutes sur la continuité de la chaîne du froid.

❖ **Les blanchisseries industrielles**

Dans le secteur des services de la location textile, l'utilisation de tags RFID permet aux industriels d'améliorer leurs processus de traitement du linge par l'automatisation des différentes étapes de manipulation et d'augmenter ainsi leur productivité. La traçabilité du linge est une véritable demande de l'hôpital. Aujourd'hui, la technologie RFID HF (haute fréquence à 13,56 MHz) n'offre pas la possibilité d'une lecture « en vrac » sans contrainte contrairement à l'UHF. Le système d'identification UHF du linge utilise une étiquette robuste (la puce est souvent contenue dans un boîtier en plastique) qui résiste aux différentes opérations de traitement de textile (lavage, essorage, séchage sous haute température) et qui est fixée au linge par couture ou thermocollage. La lecture de ces étiquettes a lieu à différentes étapes de la chaîne de traitement (sortie d'usine, distribution sur sites, retour à l'usine, tri, etc.). Par ailleurs, dans un contexte économique difficile, la technologie RFID offre des perspectives intéressantes en termes de traçabilité, de gestions des inventaires et de sécurité (lutte contre le vol) des textiles industriels (blouses de travail, linge plat, etc.) et commerciaux (prêt-à-porter). Voici quelques exemples concrets liés à cette problématique.

- Meilleure gestion des inventaires

Les blanchisseries disposent d'un stock de linges ou de vêtements conséquent qu'elles préparent en lots pour chacun de leurs clients. La technologie RFID UHF permet de faire des inventaires rapides de chariots entiers de linge sans avoir à manipuler les produits. Les inventaires peuvent également se faire directement sur les étagères permettant ainsi à une blanchisserie de mieux gérer son stock et donc de réaliser des économies.

- Contribution au maintien de l'hygiène en milieu hospitalier

En effet, cette technologie contribue à réduire la contamination des personnes (maladies nosocomiales), la lecture se faisant à distance et donc sans contamination que ce soit chez les blanchisseurs ou à l'hôpital.

- Vol/disparition du linge

Les pertes annuelles moyennes d'une blanchisserie sont très importantes et certains articles (notamment les plus chers) disparaissent (vol, pertes, dégradation, etc.) à 100 % en

moins de 6 mois. Ces pertes représentent l'équivalent de 80K€, ce qui correspond à 50 % du budget annuel d'achats de textiles et 4,1 % du budget global de fonctionnement d'une blanchisserie comme Elis par exemple.

La technologie RFID peut pallier cette problématique. Toutefois, les systèmes antivol existants pour le textile ne sont pas discrets et opèrent souvent en parallèle du système d'identification.

Conclusion

Après une brève introduction, nous venons d'expliciter le principe de fonctionnement d'un système RFID ainsi que ses diverses composantes.

Dans une première partie, nous avons vu qu'un système RFID pouvait être classé et différencié selon plusieurs critères comme sa fréquence de fonctionnement, le type de tags ou le type de couplage (magnétique ou électromagnétique) utilisés. Dans un second temps, nous avons énoncé les principales normes (fréquence, puissance autorisée) régissant le domaine de la RFID.

Enfin, nous avons énuméré les différents domaines d'application de la technologie RFID UHF. Ceux-ci sont nombreux à ce jour et seront probablement considérables dans le futur. Comme pour toutes les nouvelles technologies, la RFID apporte des solutions avantageuses à des domaines variés. Un point central est de permettre la traçabilité des objets, d'animaux ou de personnes. De plus, elle empêche jusqu'à un certain point les risques de fraude. Toutefois, vouloir éviter certains risques peut parfois aller à l'encontre du respect de la vie privée.

Table des illustrations

Figure I.1 : Principe de fonctionnement d'un système RFID 18
Figure I.2 : Composition d'une étiquette RFID 19
Figure I.3 : Spectre des fréquences RFID 20
Figure I.4 : Zones champ proche/champ lointain 22
Figure I.5 : Principe de fonctionnement d'un tag en champ proche 23
Figure I.6 : Tags RFID HF 24
Figure I.7 : Communication en champ lointain d'un système RFID UHF 24
Figure I.8 : Récapitulatifs des différents tags avec puce 26

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Puissance autorisée en champ proche 20
Tableau I.2 : Puissance autorisée en RFID en champ lointain 21
Tableau I.3 : Normes ISO/IEC régissant le fonctionnement de la RFID 22
Tableau I.4 : Comparatifs des performances des différents tags RFID UHF 27

Références

[1] http://www.rfidjournal.com/article/view/392

[2] **K. Finkenzeller,** "RFID handbook: fundamentals and applications in contactless smart cards and identification", second edition, publié par *John Wiley and Sons*, 2003.

[3] **D. Paret,** "RFID en ultra et super hautes fréquences UHF-SHF: théorie et mise en œuvre", *Dunod,* 2008.

[4] **D. M. Dobkin,** "The RF in RFID: passive RFID UHF in practice", *Elsevier Inc*, 2008.

[5] ISO, http://www.iso.org/iso/fr/home.htm

[6] EPC Global, http://www.epcglobalinc.org/home

[7] **A. Vena,** "Contribution au développement de la technologie RFID sans puce à haute capacité de codage", *thèse de doctorat* soutenue le 28 Juin 2012 à l'INP de Grenoble.

Chapitre II : Généralités sur les antennes planaires

Sommaire

I. Géométrie d'une antenne imprimée 38
II. Méthode d'analyse d'une antenne imprimée rectangulaire 39
III. Alimentations des antennes imprimées 47
IV. Polarisation d'une onde électromagnétique 49
V. Généralités sur les techniques d'amélioration de la directivité des antennes planaires 53
VI. Généralités sur les techniques de miniaturisation des antennes imprimées 61
Conclusion 66
Liste des illustrations 67
Références 69

L'objectif de ce chapitre est de proposer une brève introduction sur les antennes planaires et en particulier sur les antennes imprimées.

Afin d'illustrer les principales caractéristiques des antennes imprimées, nous nous intéresserons, dans un premier temps aux différentes méthodes permettant de les caractériser et plus particulièrement à la méthode dite « méthode de la cavité ». Nous présenterons alors dans cette partie, les différents modes, la répartition des champs dans la cavité ainsi que les diagrammes de rayonnement dans les différents plans (plan E et plan H).

Dans un second temps, nous décrirons les différentes techniques d'alimentation des antennes planaires ainsi que les différentes polarisations d'une onde pouvant être obtenues soit par une position judicieuse du point d'alimentation soit par une dissymétrie au niveau de l'élément rayonnant.

Enfin, nous terminerons ce chapitre, en décrivant les principales techniques d'amélioration de la directivité et de miniaturisation des antennes planaires.

Introduction

Depuis son apparition dans les années 1950, la technique des circuits imprimés a révolutionné le domaine de l'électronique et, plus récemment, celui des hyperfréquences où elle se prête particulièrement bien à la réalisation d'antennes dites microruban ou microstrip, plus couramment appelées « antennes patch ». Cette technologie appliquée aux antennes connaît un succès croissant, grâce à ses nombreuses qualités notamment nous pouvons citer :

- Un faible coût de fabrication,
- Leur légèreté et leur faible encombrement,
- La possibilité d'impression sur des surfaces non planes (substrats souples),
- Une mise en réseau afin d'améliorer la directivité et le gain de l'antenne,
- Un Balayage électronique possible,
- Le choix d'une polarisation de l'onde électromagnétique linéaire ou circulaire par ajustement de la géométrie et de l'excitation de l'élément rayonnant.

Ces antennes présentent, également, un certain nombre de défauts pouvant limiter leur domaine d'application. On peut noter :

- Une faible bande passante (de 1 à 5 %),
- Un faible gain (environ 5 dB),
- L'excitation d'ondes de surface dans le diélectrique ce qui entraîne une dégradation des performances de l'antenne.

I. Géométrie d'une antenne imprimée

Dans sa version la plus simple, l'antenne imprimée est composée d'un substrat diélectrique dont une face est entièrement métallisée et est appelée plan de masse. La seconde face comporte un motif de forme variable (carré, triangulaire ou circulaire par exemple). Ce dernier constitue l'élément rayonnant dont les dimensions et les caractéristiques du substrat (permittivité et tangente de pertes) déterminent la fréquence de résonance de l'antenne. La géométrie d'une antenne imprimée est montrée Figure II.1. Les dimensions d'une antenne patch rectangulaire sont données par sa longueur *a*, sa largeur *b* et son épaisseur *h*. D'un point de vue pratique, on choisira une épaisseur finie et inférieure à la longueur d'onde de travail λ_0 dans le vide ($h < 0{,}05\ \lambda_0$).

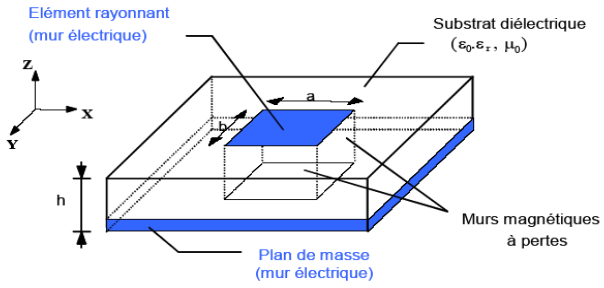


Figure II.1 : Géométrie d'une antenne imprimée

II. Méthode d'analyse d'une antenne imprimée rectangulaire

Il existe plusieurs méthodes d'analyse du fonctionnement d'une antenne imprimée rectangulaire :

- La méthode de la cavité
- La méthode de la ligne de transmission
- Les méthodes numériques

Chaque méthode présente ses propres avantages et inconvénients. Dans ce manuscrit, nous avons choisi de présenter les trois méthodes d'analyse d'une antenne imprimée. La méthode de la cavité [1] sera la plus détaillée car elle permet de bien comprendre le fonctionnement d'une antenne imprimée notamment au niveau du diagramme de rayonnement faisant appel à la notion de directivité. Les autres méthodes seront abordées de façon succincte.

II.1) La méthode de la cavité

II.1.a) Les conditions aux limites

Une antenne imprimée peut être considérée comme une cavité résonnante constituée de quatre murs latéraux magnétiques et de deux murs horizontaux électriques (surfaces parfaitement conductrices), placée dans un repère (O, x, y, z) (Figure II.1). Les conditions aux limites (décrites ci-dessous) vont alors imposer une répartition du champ électrique et magnétique à l'intérieur de la cavité.

- Les murs électriques dans les plans z = 0 et z = h sont idéaux
- Les murs magnétiques dans les plans y = 0, y = b, x = 0 et x = a sont idéaux

La condition $h << \lambda$ indique que le champ électromagnétique ne varie quasiment pas sur la hauteur. On peut donc en conclure que le champ électrique interne à la cavité n'est orienté que suivant l'axe Oz [2] afin de respecter les conditions aux limites.

$$\vec{E} = E_z(x,y)\overrightarrow{U_z} \qquad \text{(Eq: II. 1)}$$

À partir de l'équation de Maxwell-Lorentz [3] :

$$\vec{\nabla} \Lambda \vec{E} = -j\omega \vec{B} \qquad \text{(Eq: II. 2)}$$

où B représente le champ magnétique interne à la cavité. L'équation de propagation s'écrit :

$$\overrightarrow{\nabla^2}\vec{E} + k^2\vec{E} = 0 \qquad \text{(Eq: II. 3)}$$

En utilisant les conditions aux limites et après plusieurs simplifications [4], on peut donner les expressions du champ électromagnétique dans la cavité (Eq: II.4) ainsi que la fréquence de résonance de différents modes de la cavité (Eq:II.5). Les entiers *m* et *n* représente l'ordre des modes suivant la direction x et y.

$$E_z(x,y) = E_0 \cos\frac{m\pi}{a}x \cdot \cos\frac{n\pi}{b}y \qquad H_x = -E_0 \frac{j\,n\pi}{\omega\,\mu\,b}\cos\frac{m\pi}{a}x \sin\frac{n\pi}{b}y$$

$$H_y = E_0 \frac{j\,m\pi}{\omega\,\mu\,a}\sin\frac{m\pi}{a}x \cos\frac{n\pi}{b}y \qquad \text{(Eq: II. 4)}$$

$$f_{m,n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\,\mu}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \qquad \text{(Eq: II. 5)}$$

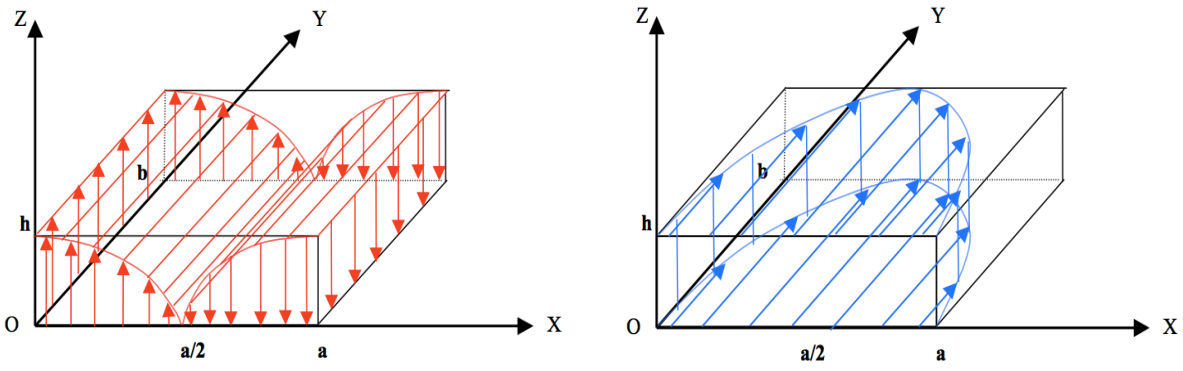
II.1.b) Mode fondamental de la cavité (m = 1 et n = 0 et pour a > b)

- **Répartition des champs dans la cavité**

Nous allons représenter l'allure des champs électriques et magnétiques ainsi que l'allure des courants sur le patch, dans le cas du mode fondamental $TM_{1,0}$ (m=1 et n=0) et pour a > b.

$$E_z(x,y) = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) H_x(x,y) = 0 \text{ et } H_y(x,y) = j\left(\frac{\pi}{\omega\,\mu\,a}\right)\sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \qquad \text{(Eq: II. 6)}$$

On note que les champs sont indépendants de *y* et sont donc constants suivant cette direction. On constate que lorsque le champ électrique est maximal en un point sur l'axe x, le champ magnétique est nul et réciproquement. La Figure II.2 représente la répartition des champs électriques et magnétiques du mode fondamental.



(a) (b)

Figure II.2 : Répartition des champs électriques (a) et magnétiques (b) d'un patch rectangulaire pour son mode fondamental

Les courants surfaciques du patch sont donnés par la relation :

$$\vec{J} = \vec{n} \Lambda \vec{H} = \vec{U}_z \Lambda \frac{\vec{H}}{\mu} \qquad \text{(Eq: II. 7)}$$

Soit

$$\vec{J}_{(x,y)} = j\,\frac{\pi}{\omega\pi a}\sin\left(\frac{\pi x}{a}\right)\overrightarrow{U_x} \qquad \text{(Eq: II. 8)}$$

L'orientation des courants sur le patch permet de définir deux plans de coupe (Figure II.3). Dans le premier cas, le plan E contient les vecteurs du champ électrique (y=0) et dans le second, le plan H contient les vecteurs du champ magnétique (x=0).

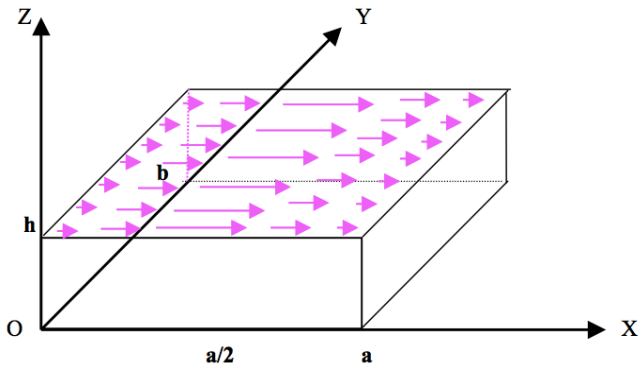


Figure II.3 : Courants surfaciques d'une antenne imprimée

- **Le champ lointain rayonné**

De par la connaissance des courants surfaciques sur le patch, on peut en déduire le champ lointain rayonné par l'antenne. Nous allons rappeler la formule du champ lointain total rayonné. Une présentation plus complète de cette méthode peut être trouvée dans [4].

$$\vec{E}_{tot} = C\,\frac{\sin(kh\cos\theta)}{2j}\,\frac{e^{jVb}-1}{jV}\,\frac{k(e^{jWa}+1)}{k^2-W^2}\left(-\cos\theta\cos\varphi\,\vec{U}_\theta + \sin\varphi\,\vec{U}_\varphi\right) \qquad \text{(Eq: II. 9)}$$

Avec V = k sin θ sin φ et W = k sin θ cos φ

Il est intéressant de donner une représentation des diagrammes de rayonnement dans le plan E ($\varphi = 0$) et le plan H ($\varphi = \frac{\pi}{2}$) dans le cas où $\varepsilon_r = 1$.

- **Diagramme de rayonnement dans le plan E**

D'après la formule du champ lointain total rayonné (Eq: II.9), on déduit le champ lointain rayonné dans le plan E, avec $\varphi = 0°$ et $V = 0$.

$$\vec{E}_{plan\ E} = C\sin(kh\cos\theta)\,\frac{(e^{jka\sin\theta}+1)}{(\cos\theta)^2}\,(\cos\theta\,\vec{U}_\theta) \qquad \text{(Eq: II. 10)}$$

En remplaçant $k = \frac{\pi}{a}$ et après simplification :

$$\vec{E}_{plan\ E} = \left|\cos\left(\frac{\pi\sin\theta}{2}\right)\right| \qquad \text{(Eq: II. 11)}$$

Exprimé en dB, le champ lointain total rayonné dans le plan E est :

$$\vec{E}(dB)_{plan\ E} = 10\log\left\{\left|\cos\left(\frac{\pi\sin\theta}{2}\right)\right|^2\right\} \qquad (Eq: II.12)$$

On constate que le diagramme de rayonnement dans le plan est indépendant des dimensions de l'antenne. Un exemple est donné Figure II.4.

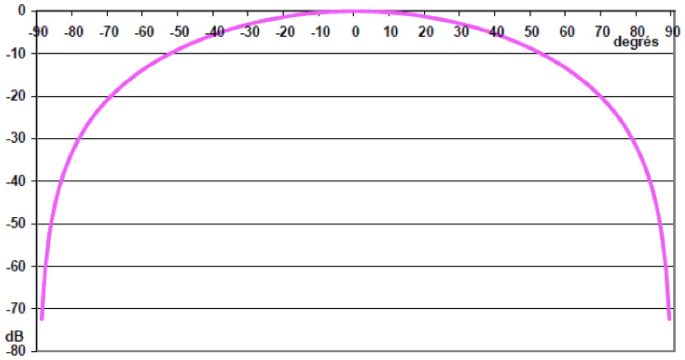


Figure II.4 : Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E

- **Diagramme de rayonnement dans le plan H**

Toujours à partir de l'équation du champ lointain total (Eq: II.9) mais dans le plan H avec cette fois-ci, $\varphi = \frac{\pi}{2}$ et W = 0, on en déduit que le champ lointain rayonné est :

$$\vec{E}_{plan\ H} = C\sin(kh\cos\theta)\frac{(e^{jkb\sin\theta} - 1)}{\sin\theta}\vec{U}_{\varphi} \qquad (Eq: II.13)$$

Après remplacement de k et simplification, nous avons :

$$\vec{E}_{plan\ H} = \left|\frac{\sin\left(\frac{\pi\sin\theta}{2}\right)\frac{b}{a}}{\left(\frac{\pi\sin\theta}{2}\right)\frac{b}{a}}\cos\theta\right| \qquad (Eq: II.14)$$

Exprimé en dB, le champ lointain total rayonné dans le plan H est :

$$\vec{E}_{dB\ plan\ H} = 10 * \log\left\{\left|\frac{\sin\left(\frac{\pi\sin\theta}{2}\right)\frac{b}{a}}{\left(\frac{\pi\sin\theta}{2}\right)\frac{b}{a}}\cos\theta\right|^2\right\} \qquad (Eq: II.15)$$

A l'inverse de ce qu'on a vu précédemment, le diagramme de rayonnement dans le plan H est dépendant de *a* et de *b*. Par exemple, si le rapport b/a= 2, la directivité est plus importante (Figure II.5). Il y a donc corrélation entre directivité et taille de l'antenne.

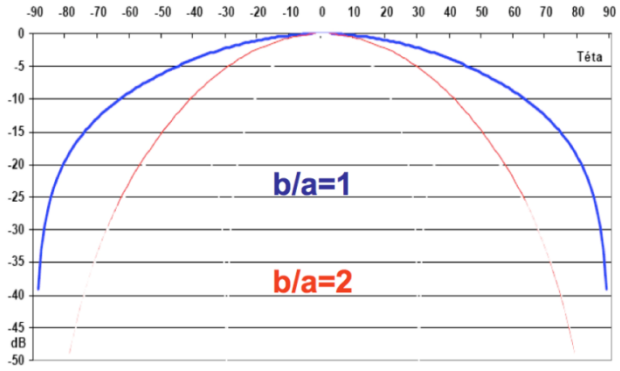


Figure II.5 : Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan H[1]

- **Diagramme de rayonnement en fonction de la permittivité**

Afin d'être complet, nous allons maintenant prendre en compte l'effet de la permittivité du substrat utilisé. Pour cela nous reprenons l'expression du champ total rayonné mais en prenant cette fois-ci k = $\frac{\pi}{a\sqrt{\varepsilon_r}}$. Les expressions des diagrammes dans les plans E et H deviennent alors (Figure II.6) :

$$\vec{E}_{\text{plan E}} = \left|\cos\left(\frac{\pi \sin\theta}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\right)\right| \qquad \text{(Eq: II. 16)}$$

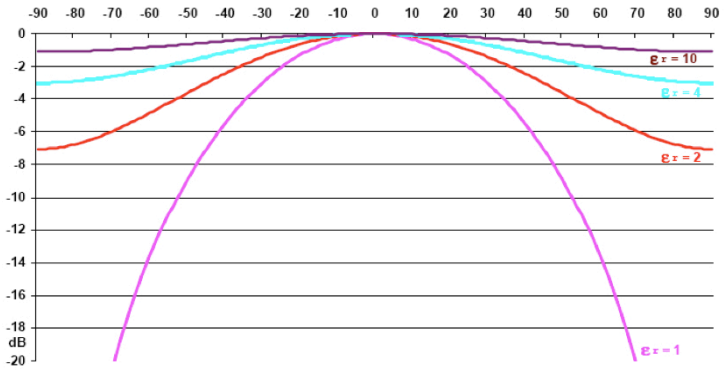


Figure II.6 : Diagramme de rayonnement dans le plan E en fonction de la permittivité

$$\vec{E}_{\text{plan H}} = \left|\frac{\sin\left(\frac{\pi \sin\theta}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\right)\frac{b}{a}}{\left(\frac{\pi \sin\theta}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\right)\frac{b}{a}}\cos\theta\right| \qquad \text{(Eq: II. 17)}$$

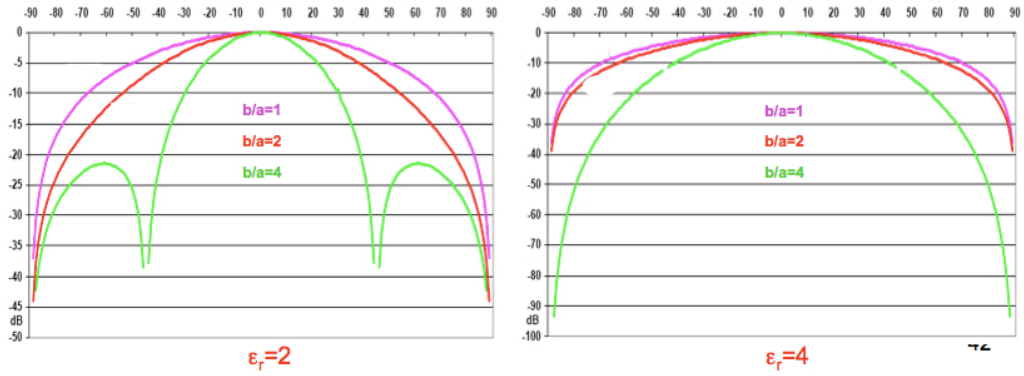


Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement dans le plan H en fonction de la permittivité

À partir des équations Eq: II.16 et Eq: II.17 et des Figures II.6 et II.7, on remarque que la permittivité du substrat a une forte influence sur le diagramme de rayonnement dans les deux plans. Plus la permittivité est faible, plus le diagramme de rayonnement devient directif, à contrario le diagramme de rayonnement devient omnidirectionnel pour de fortes valeurs de permittivité. De plus, le diagramme de rayonnement dans le plan H dépendra du rapport des dimensions de l'antenne *b/a*, alors qu'il en est indépendant dans le plan E. Enfin, on observe dans le plan H, l'apparition de lobes secondaires lorsque ce même rapport est important et que la permittivité du substrat est faible.

Il n'est donc pas évident d'obtenir des antennes à la fois de faibles dimensions (vis-à-vis de la longueur d'onde) et directives (ouverture angulaire faible). Pour conclure, même si la méthode de cavité permet de bien comprendre le fonctionnement d'une antenne, elle ne tient pas compte de l'effet du point d'alimentation sur l'antenne et notamment sa position sur l'élément rayonnant. Une autre méthode permet d'y remédier.

II.2) La méthode des lignes de transmission

Les conditions aux limites peuvent être représentées de façon simplifiée en considérant l'antenne comme un tronçon de ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 et de longueur L [5]. Les expressions du courant et de la tension se propageant le long de cette ligne peuvent s'écrire :

$$V_{(x)} = V_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \qquad \text{(Eq: II. 18)}$$

$$I_{(x)} = \frac{I_0}{Z_0} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \qquad \text{(Eq: II. 19)}$$

Cette écriture permet une représentation de la variation de l'impédance d'entrée de l'antenne. Les équations II.20 et II.21 permettent de déterminer le point d'excitation y_0 pour une impédance d'entrée désirée.

$$R_e = R_b \cos^2\left(\frac{\pi}{a} y_0\right) \qquad \text{(Eq: II. 20)}$$

R_e étant l'impédance d'entrée désirée, R_b l'impédance de l'antenne et a la longueur de l'antenne. D'où :

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1}\left(\sqrt{\frac{R_e}{R_b}}\right) \qquad \text{(Eq: II. 21)}$$

Si l'on choisit un point d'excitation situé à proximité d'un bord rayonnant (x= 0 ou x = a) où la tension est maximale et le courant minimum, on obtiendra alors une impédance d'entrée maximale. À l'inverse, une excitation localisée au centre de l'antenne (x = a/2) où la tension sera minimale et le courant maximal, permettra l'obtention d'une impédance proche de zéro. Cette impédance peut être ajustée par un choix judicieux de la position de l'alimentation ce qui permettra d'adapter l'antenne par rapport à l'impédance interne de la source (généralement prise égale à 50 Ω). L'impédance d'entrée d'une antenne permet également de déterminer sa fréquence de résonance, fréquence pour laquelle l'impédance présente un maximum de partie réelle associée à une partie imaginaire proche de zéro.

- **Procédure de conception d'une antenne imprimée rectangulaire**

Nous allons maintenant rappeler la procédure de conception de l'antenne imprimée rectangulaire issue de la méthode des lignes de transmission [6]. En fonction, du substrat (permittivité, épaisseur) sur lequel est imprimé le pavé rayonnant et de la fréquence souhaitée (f_r), on détermine les dimensions du patch rectangulaire.

1. On détermine la largeur du patch en fonction des paramètres énoncés précédemment

$$b = \frac{c}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \qquad \text{(Eq: II. 22)}$$

Où c est la vitesse de la lumière dans le vide.

2. Ensuite, on détermine la permittivité effective, ainsi que la longueur ΔL

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 10\frac{h}{a}\right]^{-1/2} \qquad \text{(Eq : II. 23)}$$

$$\Delta L = 0{,}412\,\frac{(\varepsilon_{eff} + 0{,}3)\left(\frac{a}{h} + 0{,}264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0{,}258)\left(\frac{a}{h} + 0{,}8\right)} \qquad \text{(Eq: II. 24)}$$

ΔL représente l'allongement électrique de la ligne de transmission (on considère que les lignes du champ électrique ne s'arrêtent pas brutalement aux bords de l'élément).

3. Nous déterminons la longueur effective a_{eff}

$$a_{eff} = \frac{c}{2f_o\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \qquad \text{(Eq: II. 25)}$$

4. Finalement, la longueur de l'antenne est

$$a = a_{eff} - 2\Delta L = \frac{c}{2f_o\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L \qquad \text{(Eq: II. 26)}$$

La méthode des lignes de transmission permet de donner rapidement les dimensions d'une antenne imprimée pour une fréquence de résonance souhaitée. De plus, cette méthode permet de déterminer approximativement la position du point d'excitation y_0 pour une impédance d'entrée désirée.

II.3) Les méthodes numériques

Enfin, la dernière méthode d'analyse des antennes imprimées est la méthode numérique. Cette dernière ne sera pas abordée dans ce manuscrit néanmoins un tableau récapitulatif des différentes méthodes numériques existantes est proposé Figure II.8. On distinguera notamment :

- **MoM** : Method Of Moments (méthode des moments)
- **FEM** : Finite Element Method (méthode des éléments finis)
- **FDTD** : Finite Difference Time Domain (méthode des différences finies dans le domaine temporel)

Méthode	MoM	FEM	FDTD
Méthode de discrétisation	Surfaces, fils	Polyèdres arbitraires	Cubes ou parallélépipèdes
Effort de discrétisation	Objet rayonnant	Domaine entier	Domaine entier
Conditions aux limites	-	Parois absorbantes	Parois absorbantes
Méthodes	Fréquentielle 2D ou 2,5D Eq. linéaires	Fréquentielle 3D Eq. linéaires	temporelle 23D Calcul itératif
Points forts	Fils, surfaces métalliques, couplages	Formes, matériaux arbitraires	Formes orthogonales Matériaux arbitraires Large bande
Limitations	Matériaux diélectriques fini, Matériaux inhomogènes Large bande	Grandes structures Couplages Large bande	Couplages Formes courbes Fort Q
Logiciels commerciaux	IE3D, Ansoft, ADS, Momentum, FEKO, Sonnet, EMSight, Microwave Office, WIPL-D, CONCEPT II	HFSS, CST, FEMLAB	Fidelity Zeland, XFDTD, Remcom, EMA3D, Empire, SEMCAD, CONCERTO

Figure II.8 : Les principales méthodes numériques

III. Alimentations des antennes imprimées

Nous avons vu dans la section précédente (méthode des lignes de transmission) que la position du point d'alimentation jouait un rôle important dans la détermination de l'impédance de l'antenne. Nous allons maintenant discuter des principales techniques d'alimentation utilisées [1].

III.1) Alimentation par ligne microruban

Cette technique est sans doute l'une des moins coûteuses et la plus facile à réaliser. L'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation microruban sont imprimés sur la même face du substrat (Figure II.9). L'inconvénient majeur de cette alimentation est lié à la présence de la ligne elle-même, qui de par son rayonnement parasite le diagramme de l'antenne. De plus, l'adaptation (proche de $50\,\Omega$) n'est pas aisée.

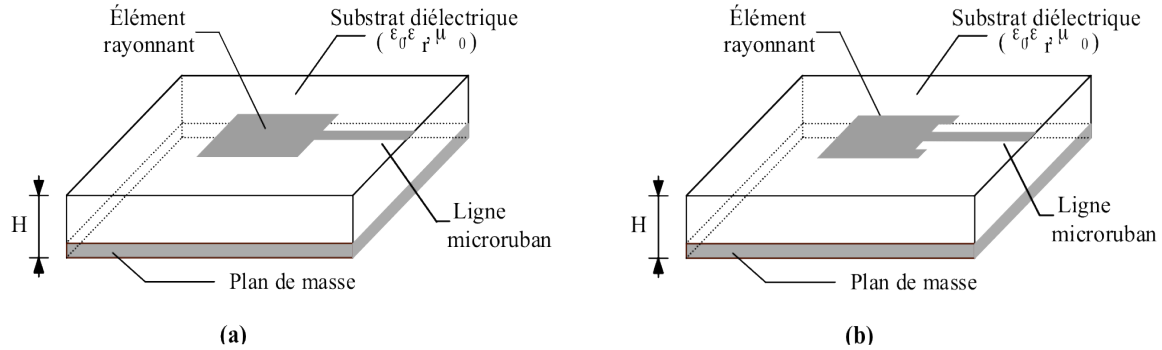


Figure II.9 : Alimentation par ligne microruban (a) ajout d'une encoche (b)

Afin de corriger ce problème d'adaptation, une encoche sur l'antenne le long de la ligne d'alimentation permet d'ajuster l'impédance d'entrée et donc d'adapter l'antenne.

III.2) Alimentation par fente (couplage électromagnétique)

L'élément rayonnant et la ligne de transmission sont placés de part et d'autre du plan de masse. L'excitation s'effectue par couplage électromagnétique entre la ligne et l'élément rayonnant à travers une fente. L'adaptation dépendra alors de la taille de la fente et de son stub associé (généralement une longueur « quart d'onde » est prise comme taille de stub). Le plan de masse permettra d'isoler le circuit d'alimentation de l'antenne comme le montre la Figure II.10. Néanmoins, le fait de « découper » le plan de masse afin de coupler la ligne microruban avec le pavé rayonnant va introduire un rayonnement arrière (ce rayonnement parasite peut notamment apparaître si la fréquence de travail est proche de la résonance de la fente).

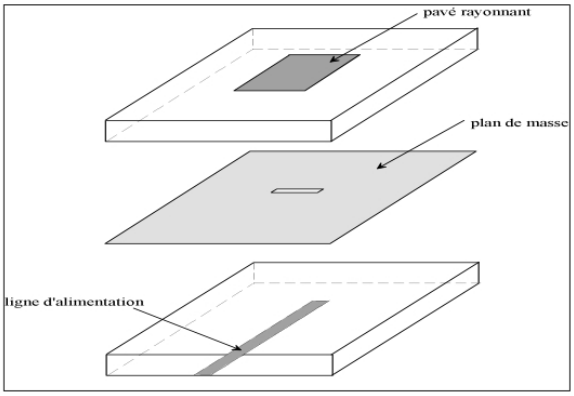


Figure II.10 : Alimentation d'une antenne imprimée par fente

III.3) Alimentation par sonde coaxiale

La Figure II.11 illustre la technique d'alimentation par sonde coaxiale. L'âme centrale du câble est directement soudée sur le pavé rayonnant après avoir traversé le plan de masse et le diélectrique. Le conducteur extérieur est lui relié au plan de masse. La position de la sonde coaxiale sur l'élément rayonnant permet le contrôle de l'adaptation et prédispose le mode excité. Cette technique est l'une des plus utilisées car elle est simple à réaliser.

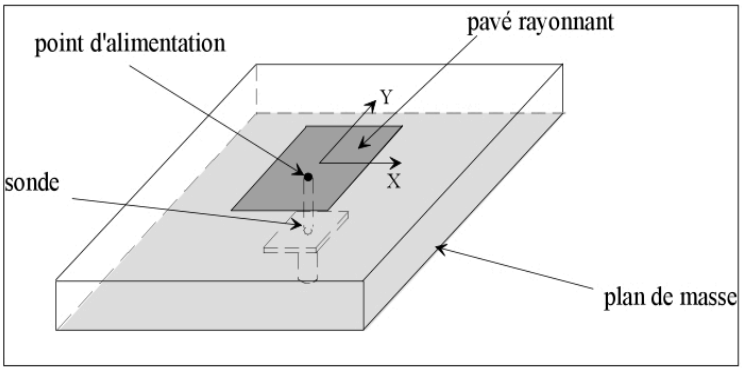


Figure II.11 : Alimentation par sonde coaxiale d'une antenne imprimée

III.4) Autres techniques d'alimentation

Nous venons de voir les principales techniques d'alimentation d'antennes imprimées. Toutefois, il en existe d'autres telles que l'alimentation par proximité. Figure II.12.a (la ligne d'alimentation est prise en sandwich entre deux diélectriques), ou par guide d'ondes coplanaire comme le montre la figure II.12.b.

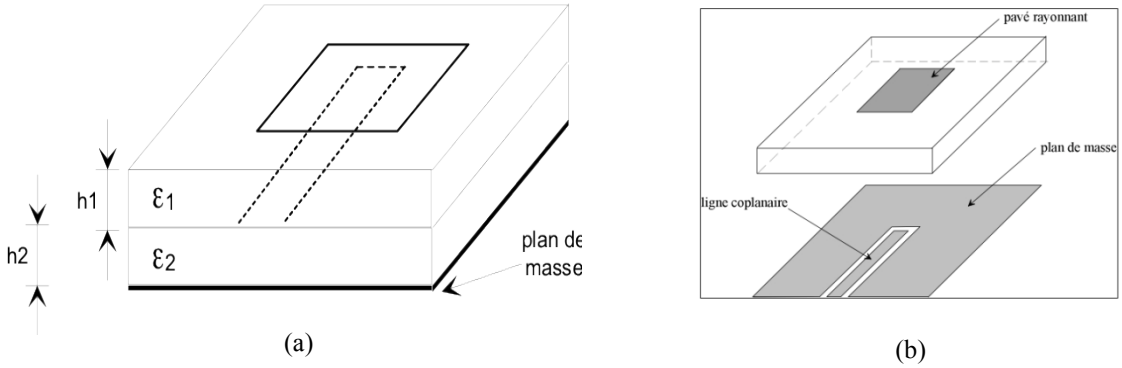


Figure II.12 : Alimentation par proximité (a), par ligne coplanaire (b)

Pour la suite des travaux, nous avons choisi d'utiliser l'alimentation par sonde coaxiale. Elle a pour avantages de ne pas gêner le rayonnement de l'antenne et son intégration est facile dans une structure de type métamateriau (lorsque l'élément rayonnant est par exemple entouré de cellules BIE). En effet, dans ce cas l'ajout d'une ligne microruban par exemple pourrait gêner la périodicité de la structure.

IV. Polarisation d'une onde électromagnétique

La connaissance de la polarisation d'une onde électromagnétique est une caractéristique fondamentale car elle aura une influence importante sur le transfert d'énergie entre deux antennes. La nature de la polarisation (linéaire, elliptique ou circulaire) est étroitement liée au mode fondamental généré et donc à la position du point d'alimentation. Par exemple, une antenne imprimée légèrement rectangulaire alimentée sur la diagonale peut générer une polarisation circulaire. Nous verrons par la suite, les différentes techniques permettant d'obtenir une polarisation circulaire avec une antenne imprimée.

IV.1) Définition

La polarisation de l'onde rayonnée par l'antenne dans une direction en un point donné en champ lointain est définie comme la polarisation d'une onde localement plane. Par convention, si le sens de propagation de l'onde se fait dans la direction *Oz* d'un repère orthonormé, alors le champ électrique $\vec{E}$ se situe dans le plan *Ox* et le champ magnétique $\vec{H}$ se situe dans le repère *Oy* de ce repère (Figure II.13).

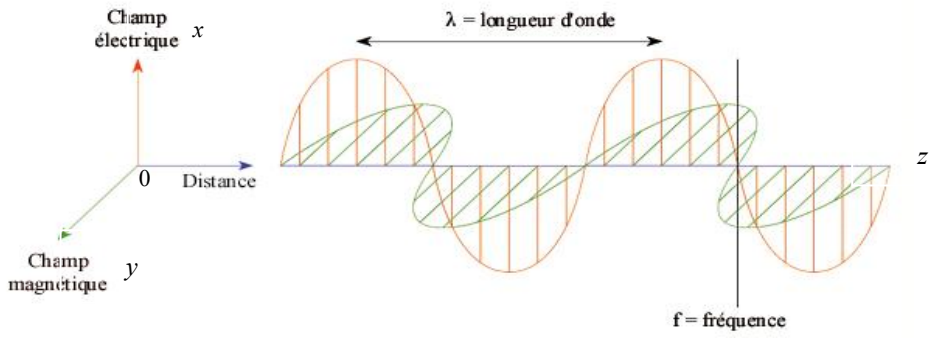


Figure II.13: Propagation d'une onde plane dans la direction Oz

IV.2) Les différents types de polarisation

IV.2.a) Polarisation linéaire

La polarisation linéaire qu'elle soit horizontale ou verticale représente l'évolution d'une onde électromagnétique dont l'orientation reste la même au cours de sa propagation. La polarisation H (horizontale) et V (verticale) est donnée par rapport à une référence (généralement le sol). Dans le cas où le champ électrique est perpendiculaire au sol, on parle de polarisation V. Si le champ électrique est parallèle au sol, on parle de polarisation H.

IV.2.b) Polarisation elliptique

Prenons l'exemple d'une onde plane se propageant suivant l'axe z [5]. Le champ électrique $\vec{E}$ peut alors se décomposer sous la forme :

$$\vec{E}(z,t) = E_a \cos(\omega t - k_z + \varphi_x)\,\vec{u}_x \qquad \text{(Eq: II. 27)}$$

Et peut également s'écrire sous sa forme complexe :

$$\vec{E} = \begin{cases} E_a\, e^{[-j(k_z - \varphi_x]} \\ 0 \\ 0 \end{cases} \qquad \text{(Eq: II. 28)}$$

Considérons maintenant le champ électrique (Eq : II.27) par rapport à un référentiel sphérique (Figure II.14).

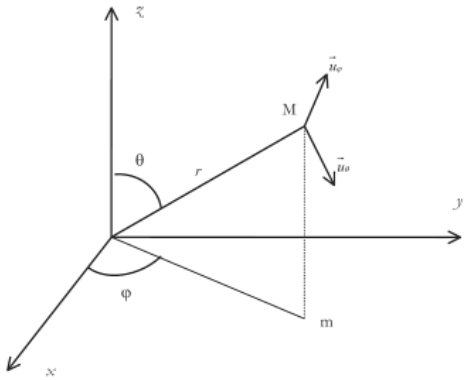


Figure II.14 : Référentiel sphérique

En notation complexe dans ce référentiel, l'équation Eq II.28 devient :

$$\vec{E} = \left(E_\theta \vec{u}_\theta + E_\varphi \vec{u}_\varphi\right) e^{j\omega t} \qquad \text{(Eq: II. 29)}$$

Après développement et simplification [5], l'expression du champ électrique est :

$$\vec{E} = a\cos\omega t\ \vec{u}_\theta + b\cos(\omega t + \beta)\,\vec{u}_\varphi \qquad \text{(Eq: II. 30)}$$

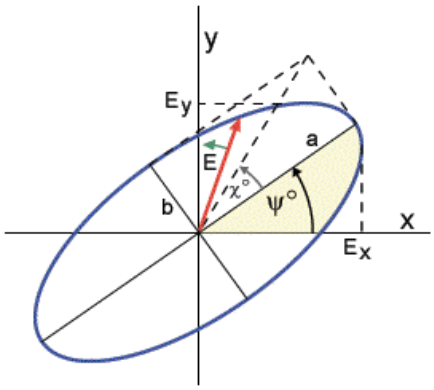


Figure II.15 : Ellipse de polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique peut être définie par son rapport axial (Eq : II.31). Il correspond au rapport du demi-grand axe (*a*) sur le demi-petit axe (*b*) de l'ellipse [5].

$$1 \leq \mathrm{AR} = \frac{a}{b} \leq \infty \qquad (\mathrm{Eq: II.31})$$

Le rapport axial est souvent exprimé en dB :

$$\mathrm{AR_{dB}} = 20\ \log_{10}(|\mathrm{AR_{lineaire}}|) \qquad (\mathrm{Eq: II.32})$$

IV.2.c) Polarisation circulaire

La polarisation circulaire n'est rien d'autre qu'un cas particulier d'une polarisation elliptique (Eq : II.30). Elle est obtenue si la différence de phase β entre les deux composantes du champ électrique $\vec{E}$ est égale à ± 90° et que leurs amplitudes soient les mêmes (a=b). Par convention, si β > 0, on parle de polarisation circulaire gauche et si β < 0, on parle de polarisation circulaire droite. On considérera qu'une antenne génère une polarisation circulaire gauche ou droite, si son rapport axial est inférieur à 3 dB.

IV.3) Conditions d'obtention d'une polarisation particulière pour un patch

Nous allons maintenant donner les différentes techniques permettant l'obtention d'une polarisation particulière de l'onde rayonnée pour une antenne imprimée. Il est à noter que le type de polarisation est souvent lié à la position du point d'alimentation sur l'élément rayonnant.

IV.3.a) Polarisation verticale ou horizontale

En alimentant l'élément rayonnant en un point précis (axe x ou y), un seul mode sera excité et l'on obtiendra soit une polarisation linéaire verticale (axe x) soit une polarisation linéaire horizontale (axe y) [7].

IV.3.b) Polarisation circulaire gauche ou droite

La polarisation circulaire peut être obtenue à partir d'une seule ou de deux sources d'alimentation. Le choix d'une technique plutôt qu'une autre dépend bien évidemment des performances souhaitées en termes de bande passante en polarisation circulaire. En effet, cette bande passante sera plus élevée dans le cas d'un système à deux accès mais sa réalisation sera alors plus complexe (coupleur hybride, déphaseur 90°, etc.).

- **À un accès**

L'excitation d'une seule source peut également créer de la polarisation circulaire mais reste plus difficile à obtenir, du fait que cette dernière doit dégénérer deux modes orthogonaux de même amplitude et en quadrature de phase. En pratique, la dégénérescence des deux modes est obtenue par une dissymétrie de l'élément rayonnant (Figure II.16). Cette dissymétrie est créée par différentes techniques :

- ❖ Elément rayonnant légèrement rectangulaire alimenté sur la diagonale
- ❖ Troncature de deux des quatre coins de l'antenne [8]
- ❖ Ajout d'un motif sur le pavé rayonnant (fente) [9]

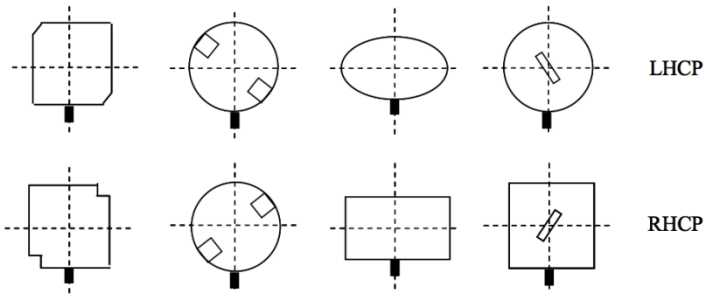


Figure II.16 : Polarisation circulaire à un accès

- **À deux accès**

On utilise généralement une alimentation double dans le cas où l'on souhaite une forte bande passante. Prenons l'exemple d'une antenne imprimée carrée, l'excitation de deux modes orthogonaux est obtenue en plaçant la sonde d'alimentation sur les deux médianes de l'antenne. Le déphasage de 90° entre les deux modes peut être réalisé par :

- ❖ L'ajout d'une ligne retard « quart d'onde », mais la bande passante sera limitée en fréquence à cause de la présence de cette ligne (Figure II.17.a) [10]
- ❖ L'utilisation d'un coupleur hybride 3dB, qui permet d'obtenir une bande passante plus importante (Figure II.17.b) [10]
- ❖ L'utilisation du composant actif (déphaseur 90°)



(a) (b)

Figure II.17 : Polarisation circulaire à deux accès

Nous venons de voir, dans les parties II à IV, comment fonctionne une seule antenne imprimée (alimentation, polarisation). Nous avons vu que l'ouverture angulaire à –3 dB était dépendante dans le plan H (Eq: II.17) des dimensions de l'antenne et de la permittivité du substrat utilisé (cette dernière dépendance étant également vraie dans le plan E (Eq: II.16)). Dans certaines applications et notamment dans l'application antenne antivol RFID de notre projet, l'antenne lecteur doit posséder une faible ouverture angulaire (environ 20°) afin de limiter la zone de détection. Afin de confiner le champ électromagnétique dans une certaine direction, trois solutions sont envisagées :

1) L'empilement d'antennes imprimées
2) Le réseau d'antennes imprimées juxtaposées
3) L'utilisation d'une structure métamateriau (BIE)

Cette dernière sera abordée dans le chapitre IV.

V. Généralités sur les techniques d'amélioration de la directivité des antennes planaires

V.1) L'empilement d'antennes imprimées

La première technique est l'empilement d'antennes imprimées. Nous n'allons pas aborder en détail cette technique. Le lecteur pourra se référer à [11-12] s'il le souhaite.

Dans [11], trois antennes imprimées sont empilées. Une ouverture angulaire à -3 dB de 50° est obtenue avec un élément directeur situé à 0,25λ. L'auteur propose d'utiliser quatre antennes afin d'augmenter la directivité [12]. L'ouverture angulaire à -3 dB est alors de 36°. La géométrie de l'antenne ainsi que son diagramme de rayonnement sont représentés en Figure II.18.

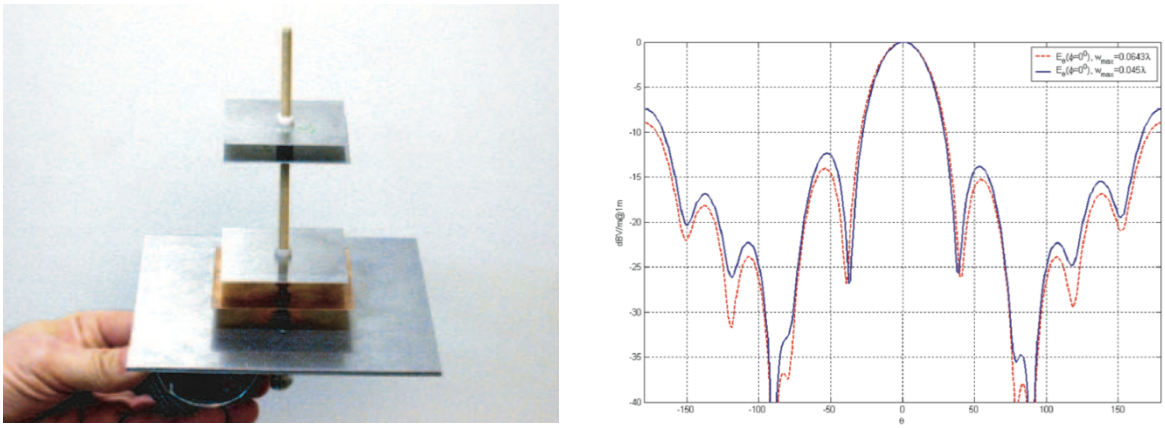


Figure II.18 : Amélioration de la directivité à l'aide d'antennes empilées

L'utilisation de cette technique peut s'avérer intéressante pour certaines applications. Toutefois, la hauteur entre les éléments est jugée importante pour notre application antivol.

V.2) Le réseau d'antennes imprimées juxtaposées

Un réseau d'antennes linéaire est constitué par un alignement de sources élémentaires identiques afin de créer un rayonnement de forme particulière. Toutes les sources sont alimentées par une loi d'illumination en amplitude et en phase. Le rayonnement résulte de l'addition en phase des champs provenant de chaque élément. La Figure II.19 montre un réseau d'antennes composées de N éléments, équidistants d'une longueur *d* appelée « pas de réseau ».

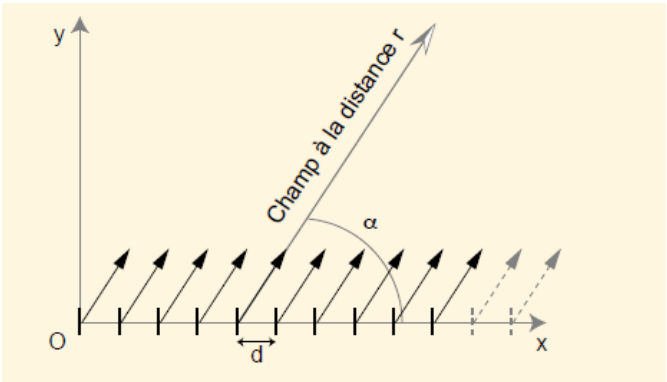


Figure II.19 : Réseau linéaire à N éléments

Le réseau occupant une surface plus importante qu'une antenne élémentaire, son diagramme de rayonnement sera plus étroit puisque la directivité augmente en fonction de la surface de l'antenne selon l'équation suivante [13].

$$D(0,0) = \frac{4\pi S_{eff}}{\lambda^2} \qquad \text{(Eq: II. 33)}$$

Où D(0,0) est la directivité dans la direction perpendiculaire à la surface de l'ouverture et S_{eff} est la surface effective de rayonnement. On parvient à augmenter le gain de l'antenne élémentaire de 10-15 dB en fonction du nombre d'éléments composant le réseau d'antennes.

V.2.a) Cas d'un réseau d'antennes à deux éléments

Considérons un réseau de deux antennes identiques (non isotropes) en champ lointain situé sur un même axe x (y = 0), et distant d'une longueur *d* (Figure II.20).

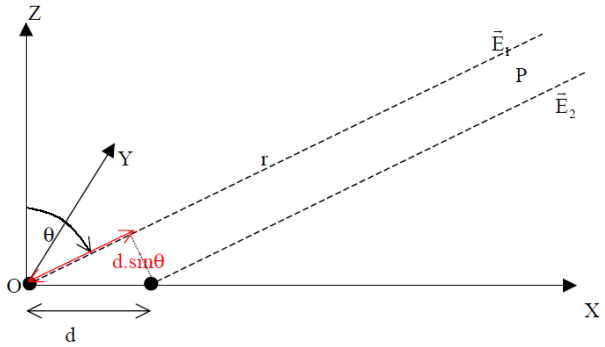


Figure II.20 : Réseau à deux antennes en champ lointain distant d'une longueur *d*

On peut définir le champ électrique rayonné par les deux antennes par [14] :

$$\overrightarrow{E_1}(P) = A\,\frac{e^{-jkr}}{r}\overrightarrow{e_p} \qquad \text{(Eq: II. 34)}$$

$$\overrightarrow{E_2}(P) = A\,\frac{e^{-jk(r-d\sin\theta)}}{r-d\sin\theta}\overrightarrow{e_p} \qquad \text{(Eq: II. 35)}$$

Où *A* est une constante et $\overrightarrow{e_p}$ le vecteur unitaire au point P

En se servant des simplifications du fait que nous sommes en champ lointain, on peut négliger la distance *d.sin (θ)* sur son amplitude mais non sur sa phase. Par conséquent, le champ total rayonné au point P s'obtient en sommant les deux contributions précédentes.

$$\vec{E}(P) = A\left\{\frac{e^{-jkr}}{r} + \frac{e^{-jk(r-d.\sin\theta}}{r}\right\}\overrightarrow{e_p} = A\frac{e^{-jkr}}{r}\overrightarrow{e_p}\left\{1 + e^{jkd.\sin\theta}\right\} \qquad \text{(Eq: II. 36)}$$

On s'aperçoit à partir de ces équations que le terme $1 + e^{jk\,d.sin\,\theta}$ est créé de par la présence de la deuxième antenne (pour une distance entre antennes de *d* et dans le plan y = 0). On appelle ce terme Facteur de réseau. Il correspond à la modification apportée au diagramme de rayonnement d'une antenne seule lorsqu'elle est mise en réseau avec une autre antenne identique. On exprime alors le champ rayonné par les deux antennes sous la forme :

$$\overrightarrow{E}(P) = 2A\,\frac{e^{-jkr}}{r}e^{(jkd\sin\theta)/2}\cos\left(\frac{kd\sin\theta}{2}\right)\overrightarrow{e_p} \qquad \text{(Eq: II .37)}$$

Et son module, dans le plan E à une distance *r* donné :

$$E(\theta) = \left|\cos\frac{kd\sin\theta}{2}\right| \qquad \text{(Eq: II. 38)}$$

On remarque que le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes dépend très fortement de la distance *d*. Une distance *d* mal choisie entraînera l'apparition de lobes de réseau non désirés ce qui détériorera le lobe principal et donc son gain.

V.2.b) Cas d'un réseau d'antennes composé de n éléments

En se basant sur ce que nous venons de voir précédemment, nous allons généraliser l'expression du champ total rayonné pour un réseau d'antennes composé de n éléments. Le facteur de réseau est alors :

$$R = 1 + e^{jk\,d.\sin\theta} + e^{2jk\,d.\sin\theta} + e^{3jk\,d.\sin\theta} + \cdots + e^{(n-1)jk\,d.\sin\theta} \qquad \text{(Eq: II. 39)}$$

On reconnaît ici une suite géométrique de raison $e^{jk\,d.\sin\theta}$ et après simplifications, on obtient l'expression du champ rayonné dans le plan E :

$$\overrightarrow{E}(P) = \left\{\frac{e^{\frac{jnkd\sin\theta}{2}}}{e^{\frac{jkd\sin\theta}{2}}}\frac{\sin\left(\frac{nkd\sin\theta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd\sin\theta}{2}\right)}\right\}\left\{E(\theta)\frac{e^{-jkr}}{r}\overrightarrow{e_p}\right\} \qquad \text{(Eq: II. 40)}$$

Le facteur de réseau s'écrit dans le plan E sous la forme :

$$|R(\theta)| = \left|\frac{\sin\left(\frac{nkd\sin\theta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd\sin\theta}{2}\right)}\right| \qquad \text{(Eq: II. 41)}$$

On constate que pour une distance *d* donnée (0,5λ), plus le nombre d'éléments *n* composant le réseau d'antennes est important, plus l'ouverture du lobe principal sera pincée.

V.2.c) Influence de la distance d sur le diagramme de rayonnement

Dans le cas d'une pondération uniforme, on sait que le facteur de réseau peut s'écrire :

$$R(\tau) = \frac{\sin\left(\frac{nkd\tau}{2}\right)}{\sin\left(\frac{kd\tau}{2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{n\pi d\tau}{\lambda}\right)}{\sin\left(\frac{\pi d\tau}{\lambda}\right)} \qquad \text{(Eq: II. 42)}$$

Où $\tau = \sin\theta$ et $k = \frac{2\pi}{\lambda}$

À partir de l'équation Eq : II.42, on s'aperçoit que le module de $R(\tau)$ est un sinus cardinal de période λ/d [12] (Figure II.21).

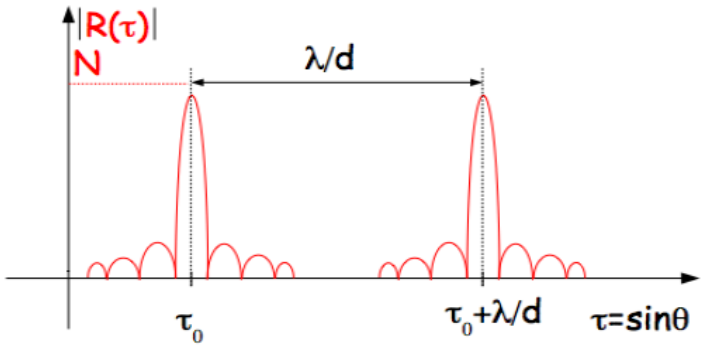


Figure II.21 : Module de R(τ) de périodicité λ/d

On appelle le domaine visible l'intervalle où sin (θ) est compris entre $[-1;1]$ soit $[-90^\circ ; 90^\circ]$. Par opposition l'autre domaine est appelé domaine invisible. Selon la valeur de *d*, on aura donc un lobe principal dans le domaine visible mais également un ou plusieurs lobes d'ambiguïtés.

V.2.d) Cas où la distance d est inférieure à λ/2

Dans un premier temps, nous allons prendre une distance *d* inférieure à λ/2 et nous allons observer les lobes présents dans le domaine visible (Figure II.22).

On observe l'absence de lobes de réseau dans le domaine visible lorsque la distance *d* est inférieure à λ/2. Ils sont dans le domaine invisible ce qui ne perturbera pas le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes. Néanmoins, pour ces distances, le couplage entre les éléments composant le réseau est important ce qui détériorera les performances de celui-ci (ouverture du lobe principal, gain).

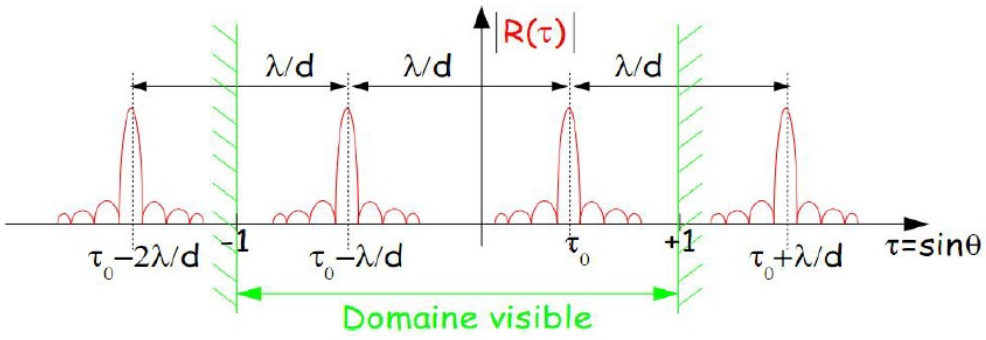


Figure II.22 : Lobes présents dans le domaine visible pour une distance *d* inférieure à λ/2

V.2.e) Cas où la distance d est supérieure à λ/2

Prenons maintenant une distance *d* supérieure à λ/2 (Figure II.23). Nous allons observer les lobes présents dans le domaine visible.

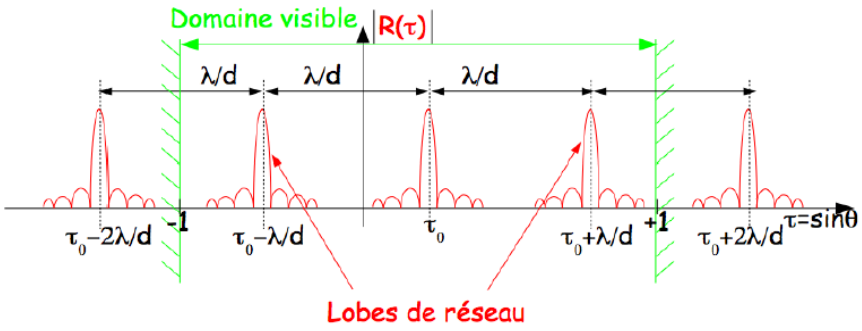


Figure II.23 : Lobes présents dans le domaine visible pour une distance d supérieure à λ/2

On remarque pour des distances supérieures à λ/2, l'apparition de lobes de réseau dans le domaine visible, ce qui très nuisible pour le diagramme de rayonnement du lobe principal. Il est à noter que la distance optimale (entre couplage et lobes de réseau) est généralement autour de 0,5λ.

Voici un exemple de diagramme de rayonnement pour un réseau de 20 éléments sans apparition de lobes d'ambiguïtés [15] (Figure II.24).

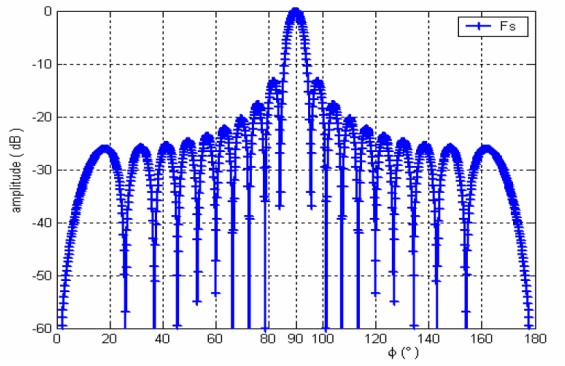


Figure II.24 : Diagramme de rayonnement d'un réseau à 20 éléments sans apparition de lobes d'ambiguïtés

Dans le cas d'une antenne directive, les diagrammes de rayonnement présentent un maximum que l'on appelle lobe principal. On peut déterminer son ouverture angulaire à -3 dB [13] :

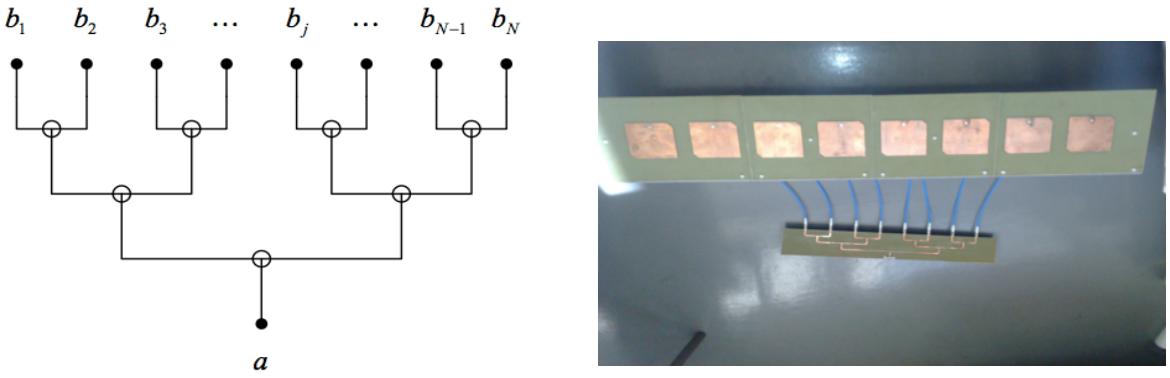
$$\text{Ouverture}_{-3db} = \frac{51\,\lambda}{nd} \qquad \text{(Eq: II. 43)}$$

Les autres extrema sont appelés lobes secondaires. On mesure l'importance de ces lobes par une différence en dB du premier lobe secondaire par rapport au lobe principal. Généralement, cette différence doit être inférieure à -15 dB. Il est possible d'atténuer l'influence des lobes secondaires. En effet, il existe plusieurs méthodes permettant de le faire telle que celle de Taylor ou de Woodward mais la plus connue est sans doute celle de Tchebychev [16]. Elle consiste à appliquer une pondération en amplitude sur chaque élément afin de diminuer les lobes secondaires. Cependant, l'abaissement des lobes secondaires s'obtiendra au détriment de la directivité.

V.3) Alimentation d'un réseau d'antennes juxtaposées

Dans cette section, nous ne donnerons que le principal dispositif d'alimentation d'un réseau d'antennes sans pour autant le détailler (le lecteur peut se référer à [17] pour un développement plus complet). C'est ce type de dispositif que nous utiliserons pour alimenter notre réseau d'antennes. Historiquement, le premier concept d'alimentation en chandelier a été réalisé par Kadak [18].

L'objectif d'un réseau en chandelier (Figure II.25) est de produire une loi d'alimentation en sortie uniforme en amplitude et phase appelée équi-amplitude et équi-phase. Pour cela, il suffit de chaîner différents niveaux de diviseurs de puissance (Figure II.25.a et II.25.b).



(a) (b)

Figure II.25 : Alimentation en chandelier d'un réseau d'antennes (a) exemple d'un réseau d'antennes à 8 éléments alimenté par un diviseur de puissance en technologie planaire (b)

Dans certaines applications (radar par exemple), un dépointage du lobe principal est souhaité [5]. Un déphasage appliqué à l'entrée de chaque élément permettra de créer ce dépointage (Figure II.26).

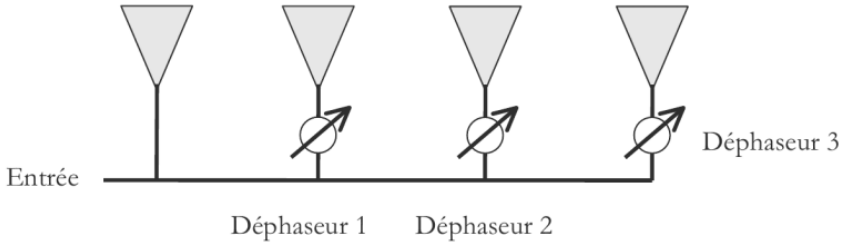


Figure II.26 : Déphaseur à l'entrée de chaque élément permettant de créer un dépointage du lobe principal

V.4) Exemple de réseau d'antennes en RFID

Un réseau de huit antennes imprimées à coins coupés est présenté dans [19] (Figure II.27). Un écartement entre éléments de 117 mm soit $\lambda/3$ est choisi. L'ouverture angulaire à – 3 dB de ce réseau est d'environ 20° avec des coefficients de transmission inférieure à -15 dB. Le problème principal de cette antenne réside dans le fait de l'importance de la longueur totale du réseau (1 mètre).

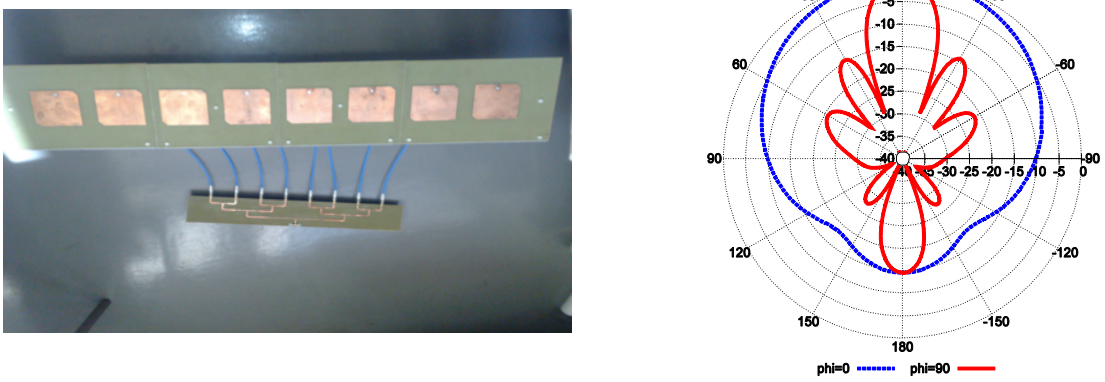


Figure II.27 : Réseau de 8 antennes imprimées à coins coupés pour lecteur RFID

Dans cette partie, nous venons de présenter les deux principales techniques permettant d'améliorer la directivité d'une antenne. Dans le cas de notre application antivol, notre choix s'est porté sur les réseaux d'antennes juxtaposées à cause de la taille rédhibitoire des antennes empilées.

À partir des résultats obtenus dans [19], l'objectif est de réduire la taille du réseau. Pour cela, nous nous sommes concentrés sur la miniaturisation et la directivité d'une antenne qui sera l'élément unitaire de notre futur réseau.

VI. Généralités sur les techniques de miniaturisation des antennes imprimées

De nos jours, la taille des antennes imprimées doit être de plus en plus réduite afin de pouvoir les intégrer facilement dans différentes applications sans fils telles que la téléphonie mobile, le GPS (Global Positioning System), Bluetooth, Wi-Fi, etc. La caractéristique principale des antennes miniatures vient de leurs dimensions très inférieures à la longueur d'onde.

On parle d'antennes miniatures lorsqu'elles sont telles que [20] :

$$L \leq \frac{\lambda_0}{2\pi} \qquad \text{(Eq: : II. 44)}$$

Où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et *L* la taille de l'antenne.

Toutefois, on aimerait que cette diminution des dimensions de l'élément rayonnant ne change en rien les performances radioélectriques de l'antenne. Ce n'est malheureusement pas le cas.

VI.1) Corrélation entre miniaturisation et performance d'une antenne

En effet, ces performances en termes de gain, de bande passante et d'efficacité se dégradent d'autant plus que les dimensions de l'antenne diminuent. Cette dégradation résulte d'une augmentation du facteur de qualité *Q*.

$$Q(\omega_0) = \frac{ROS - 1}{BP\sqrt{ROS}} \qquad BP = \frac{f_o}{Q} = \frac{c}{Q\,\lambda\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{1}{\eta\, Q} \qquad \text{(Eq: II. 45)}$$

Où $\omega_0 = 2\pi f_0$, *ROS* est le rapport d'onde stationnaire de l'antenne, *BP* est la bande passante de l'antenne, *eff* est son efficacité, ε_r sa permittivité, η son rendement et *Q* son facteur de qualité.

On remarque, d'après l'équation Eq: II.45, la corrélation qui existe entre le facteur de qualité de l'antenne et les paramètres, efficacité, bande passante et permittivité du substrat et on peut en conclure que :

- Si BP augmente, alors l'efficacité et le facteur de qualité diminuent.
- La BP dépend de la permittivité du substrat et de la largeur de bande du ROS de l'antenne.
- La taille de l'élément rayonnant dépend de la hauteur/permittivité du substrat utilisé. Une permittivité élevée entraînera un élément rayonnant de faibles dimensions mais aura en contrepartie une largeur de bande faible en adaptation.

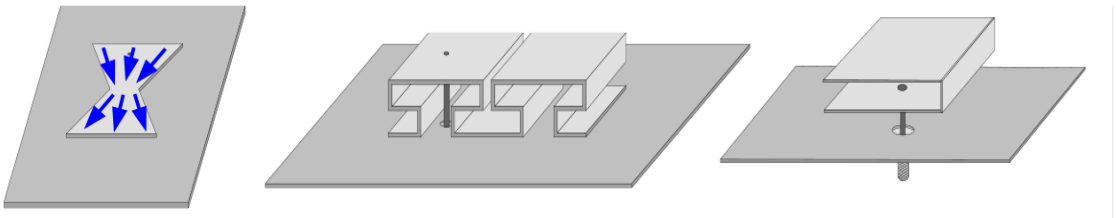
Nous allons, par la suite, détailler les principales techniques de miniaturisation existantes dans la littérature telles que :

- La modification de la géométrie de l'élément rayonnant
- L'insertion de fentes et/ou de méandres sur l'élément rayonnant
- L'utilisation de substrats de haute permittivité
- L'ajout de courts-circuits verticaux entre l'élément rayonnant et le plan de masse (antenne PIFA « Planar Inverted F Antenna »)
- L'utilisation de matériau magnéto-diélectrique
- L'utilisation du phénomène « d'ondes lentes »

VI.2) Les techniques classiques

- **Géométrie de l'élément rayonnant**

La modification de la forme de l'élément rayonnant permet l'allongement du trajet des courants à sa surface ce qui entraîne une diminution de la fréquence de résonance du mode fondamental et des modes supérieurs de l'antenne [21]. En se basant sur cette technique, on peut obtenir des antennes en forme de nœud papillon (Figure II .28.a). Si l'on souhaite obtenir une diminution plus importante des dimensions de l'antenne, on peut non seulement faire appel à l'allongement des longueurs électriques mais aussi à la création de couplages capacitifs. À partir de ces deux techniques, les solutions possibles sont donc la réalisation de méandres latéraux (Figure II .28.b) et le repliement de la structure rayonnante (Figure II .28.c) [22]. Cette dernière a néanmoins comme principal défaut d'augmenter la hauteur totale de l'antenne. Quant à la première, l'utilisation de méandres permettra à la fois une miniaturisation de l'élément rayonnant mais peut également conduire à des antennes multi bandes ou larges bandes. En contrepartie, ces méandres conduisent à de faibles efficacités de rayonnement.



(a) (b) (c)

Figure II.28 : Miniaturisation d'une antenne en modifiant sa géométrie forme papillon (a) méandres latéraux (b) repliement de l'élément rayonnant (c)

- **Insertion de fentes et/ou de méandres**

Comme dans le cas précédent, le principe de miniaturisation reste le même. L'insertion de fentes et/ou de méandres permet d'allonger le trajet des courants surfaciques et donc de diminuer la fréquence de résonance de l'antenne (Figure III.29).

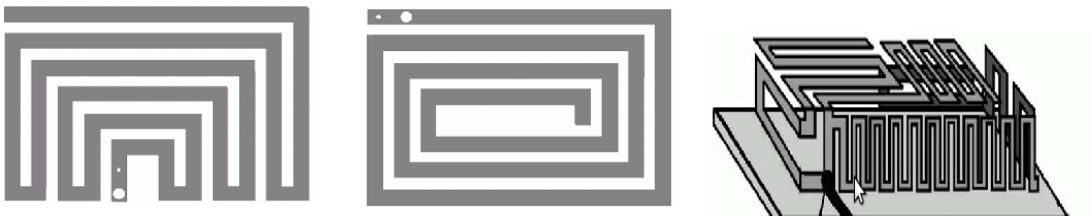
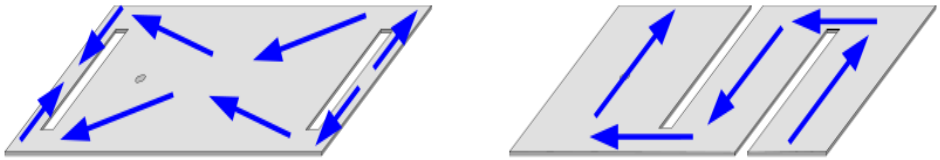


Figure II.29 Miniaturisation de l'élément par méandres

Les fentes ainsi pratiquées sur l'élément rayonnant vont induire des effets capacitifs et selfiques modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne. La configuration « fente rectiligne » n'est pas la seule existante et l'on peut recenser des structures avec des fentes en H, en papillon, en U [23]. De plus, l'utilisation d'une fente dans le pavé rayonnant permet non seulement un allongement des trajets des courants (en les forçant à contourner cette fente) mais aussi la création de nouvelles résonances (cette dernière propriété ne sera pas abordée dans ce mémoire). Une fente peut être soit débouchante [24] (Figure II .30.a) soit non débouchante [25] (Figure II .30.b).



(a) (b)

Figure II.30 Insertion de fentes dans l'élément rayonnant non débouchante (a) débouchante (b)

- **Substrat à haute permittivité**

Les fréquences de résonance du mode fondamental et des modes supérieurs sont inversement proportionnelles à la racine carrée de la permittivité du substrat utilisé. Il est donc évident qu'une augmentation de cette permittivité entraînera un allongement des courants et par conséquent une diminution des longueurs électriques de l'antenne. En contrepartie, les pertes diélectriques vont augmenter et de ce fait le facteur de qualité également (Eq : II.45). Les conséquences sur le fonctionnement sont une diminution de la bande passante et de l'efficacité, une ouverture angulaire plus large de l'antenne ainsi qu'une augmentation de son coût de fabrication. Ce phénomène est illustré sur la Figure II.31.

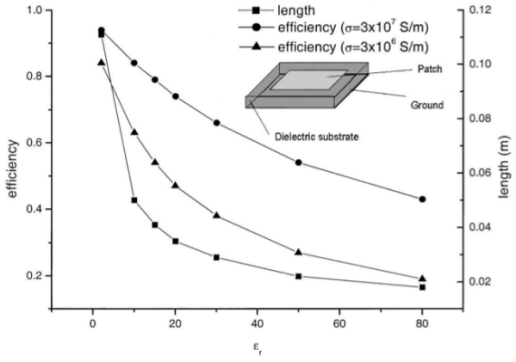


Figure II.31: Evolution de l'efficacité d'une antenne imprimée en fonction de la permittivité du substrat [26]

- **Ajout de courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse**

Une des techniques les plus utilisées, notamment dans la téléphonie mobile est l'utilisation d'un ou de plusieurs languette(s) de courts-circuits entre l'élément rayonnant et le plan de masse. En observant la distribution des champs du mode fondamental d'une antenne imprimée (Figure II.32), on constate que le champ électrique s'annule au milieu de la longueur résonante [27].

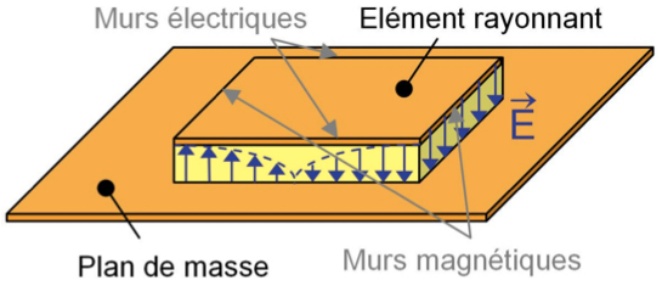
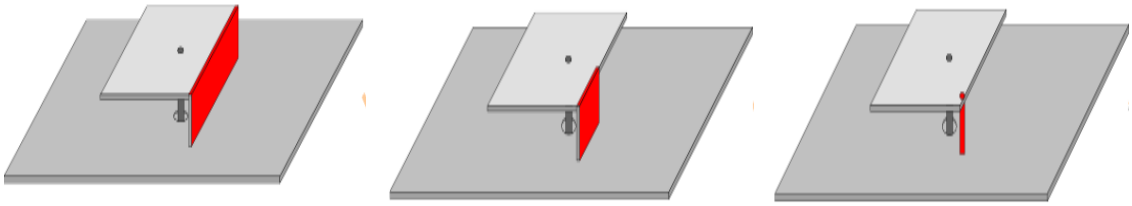


Figure II.32 : Représentation du champ électrique dans la cavité d'une antenne imprimée

Les courts-circuits de type plans (Figure II .33.a), languettes (Figure II .33.b) ou filaires (figure II .33.c), ajoutés entre le pavé rayonnant et le plan de masse permettent de réduire les dimensions de l'élément rayonnant pouvant aller jusqu'à un facteur 2. Ce sont des antennes dites « quart d'onde » appelées plus couramment « Planar Inverted F Antenna » (PIFA). L'ajout du court-circuit entraîne une augmentation de l'inductance, dont la valeur dépend de la taille du court-circuit (largeur, longueur et hauteur). En général, plus un court-circuit est fin, plus l'effet selfique qu'il engendre est important. Cet effet a pour conséquence une réduction de la fréquence de résonance (et donc de la taille de l'élément rayonnant) et une amélioration de la bande passante. Toutefois, l'inductance créée ne dépend pas seulement de sa taille mais aussi de sa position. En les ajustant correctement, on peut contrôler à la fois l'impédance d'entrée et la fréquence de résonance de l'antenne. Le gain des antennes PIFA ne dépasse que très rarement 4 dB et génère bien souvent une polarisation linéaire. Une

combinaison de plusieurs techniques peut être utilisée afin d'obtenir des antennes miniatures, multi bande et large bande [27].



(a) (b) (c)

Figure II.33 : Ajout de court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse de type plan (a) languette (b) filaire (c)

VI.3) Les techniques innovantes

Les techniques classiques de miniaturisation d'aériens, excepté l'utilisation de matériaux magnétiques, ont pour principal défaut de réduire drastiquement la bande passante. De nouvelles méthodes de miniaturisation d'éléments rayonnants, en rupture avec les précédentes, consistent à utiliser des matériaux aux propriétés physiques n'existant pas à l'état naturel, appelé « métamatériau ».

- **Utilisation de matériau magnéto-diélectrique**

La méthode de miniaturisation, développé par Mosallaei et Sarabandi consiste à empiler plusieurs couches diélectriques et magnéto-diélectriques [28]. En plus de miniaturiser l'élément rayonnant d'un facteur 5,4, cette méthode permet d'augmenter la bande passante d'un facteur 6 (Figure II.34) et l'efficacité de l'antenne.

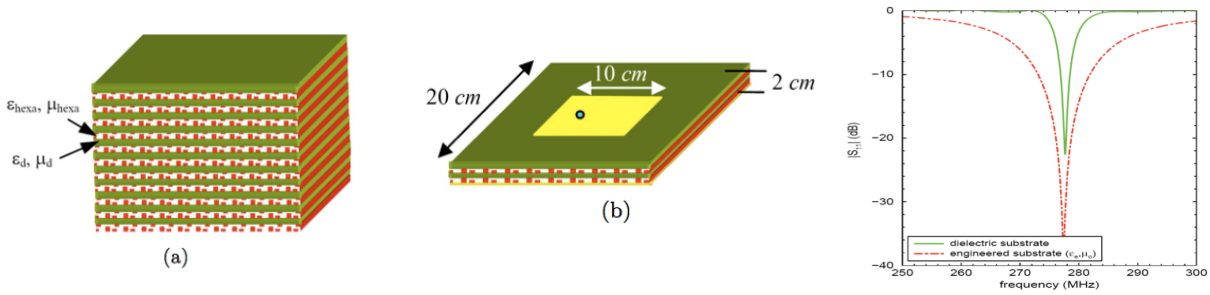


Figure II.34 : Miniaturisation d'une antenne à l'aide de matériau magnéto-diélectrique

- **Le phénomène « d'ondes lentes »**

La dernière technique (la moins connue) de miniaturisation des antennes imprimées fait appel à un phénomène dit « d'ondes lentes » dans la cavité [29]. Nous n'allons pas développer en détail son fonctionnement, ceci sera fait dans le chapitre VI. Néanmoins, nous allons expliquer de façon simple comment cela fonctionne. Comme on a pu le voir dans la section II.1 de ce chapitre, en présence d'un plan de masse classique de type PEC (Perfect Electric

Conductor), des lignes de champs sont créées dans la cavité permettant le rayonnement de l'antenne. En substituant le plan de masse classique par un plan de masse composé périodiquement de cellules BIE, des lignes de champs sont alors « capturées » par le nouveau plan de masse entraînant une réduction de la vitesse de phase dans la cavité et donc une augmentation de la permittivité relative du substrat. Par conséquent une réduction de la taille de l'élément rayonnant (Eq : II.45) peut être obtenue. Ce phénomène est contrôlé par la distance entre le plan de masse BIE et l'élément rayonnant. Nous verrons ultérieurement que plus cette distance est faible, plus le phénomène d'ondes lentes sera important.

Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter des généralités sur les antennes planaires (principe de fonctionnement, alimentation, polarisation et efficacité de polarisation d'une onde).

En premier lieu, à partir de la méthode de cavité, nous avons vu que la permittivité du substrat avait une forte influence sur le diagramme de rayonnement dans les deux plans. Plus cette permittivité est faible, plus le diagramme de rayonnement devient directif. De plus, nous avons montré que le diagramme de rayonnement dans le plan H dépend des dimensions de l'antenne alors qu'il est indépendant dans le plan E.

Par ailleurs, nous avons présenté les différents types d'alimentation des antennes imprimées. Pour la suite de nos travaux, notre choix s'est porté sur l'alimentation par sonde coaxiale car elle a pour avantages de ne pas gêner le rayonnement de l'antenne et s'intégrer facilement dans une structure de type métamateriau (lorsque l'élément rayonnant est par exemple entouré de cellules BIE). En effet, dans ce cas l'ajout d'une ligne microruban, par exemple, pourrait altérer la périodicité de la structure.

En dernier lieu, afin de confiner le champ électromagnétique (nécessaire pour l'application antivol) dans une certaine direction, nous avons présenté deux premières techniques « empilement » et « réseau d'antennes ». Toutefois, dans la bande RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz), la taille de ces antennes est assez importante. Pour répondre à cette problématique, nous avons énoncé différentes techniques de miniaturisation des antennes imprimées. Néanmoins, certaines ne sont pas compatibles avec notre cahier des charges (prix des substrats de forte permittivité, difficulté d'obtention de la polarisation circulaire pour des antennes en forme papillon ou bien encore dimensions importantes dans le cas des matériaux magnéto-diélectriques). Dans ce manuscrit, nous nous sommes intéressés à deux techniques de miniaturisation qui sont :

- ❖ L'ajout de courts-circuits verticaux entre l'élément rayonnant et le plan de masse (antenne PIFA « Planar Inverted F Antenna »)
- ❖ L'utilisation du phénomène « d'ondes lentes »

Elles seront abordées dans les chapitres suivants.

Liste des illustrations

Figure II.1 : Géométrie d'une antenne imprimée 38
FigureII.2 : Répartition des champs électriques (a) et magnétiques (b) d'un patch rectangulaire pour son mode fondamentale 40
Figure II.3 : Courants surfacique d'une antenne imprimée 41
Figure II.4 : Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan E 42
Figure I.5 :Exemple de diagramme de rayonnement dans le plan H 43
Figure II.6 : Diagramme de rayonnment dans le plan E en fonction de la permittivité 43
Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement dans le plan H en fonction de la permittivité 44
Figure II.8 : Les principales méthodes numériques 46
Figure II.9 : Alimentation par ligne microruban (a) ajout d'une encoche (b) 47
Figure II.10 : Alimentation d'une antenne imprimée par fente 48
Figure II.11 : Alimentation par sonde coaxiale d'une antenne imprimée..... 48
Figure II.12 : Alimentation par proximité (a) par ligne coplanaire (b) 49
Figure II.13 : Propagation d'une onde plane dans la direction Oz 49
Figure II.14 : Référentiel sphérique 50
Figure II.15 : Ellipse de propagation..... 51
Figure II.16 : Polarisation circulaire à un accès 52
Figure II.17 : Polarisation circulaire à deux accès 53
Figure II.18 : Amélioration de la directivité à l'aide d' antennes empilées 54
Figure II.19 : Réseau linéaire à N éléments 54
Figure II.20 : Réseau à deux antennes en champ lointain distant d'une longueur *d*..... 55
Figure II.21 : Module de R(τ) de périodicité λ/d..... 57
Figure II.22 : Lobes présents dans le domaine visible pour une distance d inférieure à λ/2.... 57
Figure II.23 : Lobes présents dans le domaine visible pour une distance d supérieure à λ/2 .. 58
Figure II.24 : Diagramme de rayonnement d'un réseau à 20 éléments sans apparition de lobesd'ambiguïtés 58
Figure II.25 : Alimentation en chandelier d'un réseau d'antennes (a) exemple d'un réseau d'antennes à 8 éléments aliménté par un diviseur de puissance en technologie planaire (b) ... 59
Figure II.26 : Déphaseur à l'entrée de chaque élément permettant de créer un dépointage du lobe principal..... 60

Figure II.27 : Réseau de 8 antennes imprimées à coins coupés pour lecteur RFID 60
Figure II.28 : Miniaturisation d'une en modifiant sa géométrie forme papillon (a) méandres latéraux (b) repliement de l'élément rayonnant (c) 62
Figure II.29 : Miniaturisation de l'élément par méandres 63
Figure II.30 : Insertion de fentes dans l'élément rayonnant non débouchante (a) débouchante (b) 63
Figure II.31 : Evolution de l'efficacité d'une antenne imprimée en fonction de la permittivité du substrat 64
Figure II.32 : Représentation du champ électrique dans la cavité d'une antenne imprimée 64
Figure II.33 : Ajout de court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse de type plan (a) languette (b) filaire (c) 65
Figure II.34 : Miniaturisation d'une antenne à l'aide de matériau magnéto-diélectrique 65

Références

[1] **G. Kossiavas,** "Cours technique d'antennes", LEAT.

[2] **D.M. Pozar and D.H Schaubert,** "Microstrip antenna: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays", *IEEE antennas and propagation society* (John Wiley & Sons, New York, US, 1995).

[3] **D.M. Pozar,** "Microwave engineering", 2nd edition, *John Wiley & Sons*, University of Michigan, 1997.

[4] **P. Vaudon,** "Cours: Les antennes imprimées", IRCOM- Université de Limoges.

[5] **O. Picon et coll,** "Les antennes: Théorie, conception et applications", *Dunod*, Paris, 2009.

[6] **C.A Balanis,** "Antenna theory: Analysis and design" 3rd edition, *John Wiley & Sons*, Hoboken (New Jersey), US, 2005).

[7] **J.S Chen and K.L Wong,** "A single-layer dual-frequency rectangular microstrip patch antenna using a single probe feed", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol **11**, pp. 83-83, February 1996.

[8] **W.S Chen, C.K Wu, K.L Wong,** "Single-feed square-ring microstrip antenna with truncated corners for compact circular polarization operation", *Electronics Letters*, Vol **34**, pp. 1045-1047, May 1998.

[9] **K.F Tong and T.P Wong,** "Circularly polarized U-slot antenna", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol **55**, August 2007.

[10] **K.C Gupta and A. Benalla,** "Microstrip antenna design", *Artechhouse*, Norwood, 1988.

[11] **S. Egashira, E. Nishiyama and A. Sakitani,** "Stacked microstrip patch antenna with wide band and high gain", *IEEE AP-S*, Vol **3**, pp 1132-1135, May 1990.

[12] **E. Moldovan,** "Dual polarized antenna with high directivity for base station antennas", *thèse de doctorat* soutenue en Février 2004, Suède.

[13] **C. Migliaccio,** "Cours: Les réseaux d'antennes", LEAT.

[14] **P. Vaudon,** "Cours: Les réseaux d'antennes", IRCOM- Université de Limoges.

[15] **R. Ghayoula, A. Gharsallaha, N. Fadlalah, M. Rammal,** "Synthèse de diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes linéaires par la méthode Dolph-Tchebycheff", *SETIT conférence*, Mars 2007.

[16] **R. Staraj,** "Analyse et synthèse de réseaux d'antennes microruban", *rapport de DEA Automatique et traitement du signal*, Université de Nice Sophia-Antipolis, Juin 1988.

[17] **N J.G Fonseca,** "Étude de Systèmes Micro-ondes d'Alimentation d'Antennes Réseaux pour Applications Multifaisceaux", *thèse de doctorat* soutenue le 15 Octobre 2010 à l'Université de Toulouse.

[18] **E.H Kadak**, "Conformal Array Beam Forming Network" *US Patent* 3,868,695, 25 Février 1975.

[19] **S. Pflaum,** "Etude et conception d'une antenne imprimée RFID UHF", *rapport de stage*, Université de Nice Sophia-Antipolis, Juin 2009.

[20] **H.A Wheeler,** "The radiansphere around a small antenna", *Proceedings IRE*, pp. 1325-1331, August 1959.

[21] **J. George, M. Deepukumar, C.K Aanandan, P. Mohanan, K.G Nair,** "Analysis of new compact microstrip antenna" *IEEE Transactions on antennas and propagation*, Vol **46**, No 11, November 1998.

[22] **G. Kossiavas, A. Papernik, P. Brachat, P. Ratajczak,** "A quarter-wavelength antenna with superposed square patches", *Microwave journal*, pp. 82-89, June 1998.

[23] **K. Sarabandi and R. Azadegan,** "Design of an efficient miniaturized UHF planar antenna," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, Vol. **51**, No. 6, pp. 1270–1276, June 2003.

[24] **S. Maci, G. BiffiGentili, P. Piazzesi, C. Salvador,** "Dual-band slot-loaded antenna" *IEEE Proceeding on Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol **142**, No 3, pp. 225-232, June 1995.

[25] **M. Martinez-Vazquez, M. Geissler, D. Heberling, A. Martinez-Gonzalez, D. Sanchez-Hernandez,** "Compact dual-band antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol **32**, No 2, pp 87_88, January 2002.

[26] **I. S. Ghosh, A. Hilgers, T. Schlenker, and R. Porath**, "Ceramic microwave antennas for mobile applications," *Journal of the European Ceramic Society*, Vol. **21**, No. 15, pp. 2621 – 2628, 2001

[27] **P. Ciais,** "Antennes compactes pour terminaux mobiles multibandes", *thèse de doctorat* soutenue à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, 13 Décembre 2004.

[28] **H. Mosallaei and K. Sarabandi** "Engineered meta-substrate for antenna miniaturization," *Ann Arbor*, Vol. **1001**, pp. 48 109–2122, 2004.

[29] **F. Elek** "Theory and applications of multiconductor transmission line analysis for shielded Sievenpiper and related structures", *thèse de doctorat* soutenue à l'Université de Toronto, 2010.

Chapitre III : Polarisation circulaire avec antennes de type résonateur à courts-circuits

Sommaire

I. Antenne imprimée rectangulaire à polarisation circulaire 76
II. Antenne imprimée rectangulaire « court-circuitée » à polarisation circulaire 78
III. Antenne PIFA à polarisation linéaire 84
IV. Antenne PIFA à polarisation circulaire 85
V. Récapitulatif des antennes développées dans ce chapitre 100
Conclusion 100
Table des illustrations 101
Liste des tableaux 103
Références 103

L'objectif de chapitre est de proposer de nouvelles structures d'antennes miniatures à polarisation circulaire. Basées sur la technique de miniaturisation à l'aide des courts-circuits, les solutions proposées nous permettent de réduire d'environ 50 % la taille de l'élément rayonnant tout en conservant la polarisation circulaire ainsi qu'une bande passante satisfaisante.

I. Antenne imprimée rectangulaire à polarisation circulaire

Nous avons vu dans le chapitre II, qu'une antenne imprimée à un accès pouvait générer de la polarisation circulaire, si l'élément rayonnant était légèrement rectangulaire et qu'il était alimenté sur sa diagonale. En effet, deux modes orthogonaux déphasés de 90° l'un par rapport à l'autre sont alors excités. Le déphasage de 90° est obtenu grâce à la différence électrique entre les deux longueurs du pavé rayonnant. La bande passante en polarisation circulaire de ce type d'antenne est d'environ 1 %.

I.1) Géométrie

Nous étudions un élément rayonnant légèrement rectangulaire de dimensions 152 x 160 mm^2 (environ $\lambda/2$ x $\lambda/2$), positionné au centre d'un plan de masse de dimensions 270 x 270 mm^2. La taille du plan de masse est choisie de telle sorte à ce que le rayonnement arrière soit faible sans pour autant avoir une taille importante pour un plan de masse. L'élément rayonnant est alimenté par sonde coaxiale localisée sur la diagonale (courbe en pointillé). Le diélectrique entre le résonateur et le plan de masse est de type « air », sa permittivité relative vaut donc 1 et son épaisseur est de 5 mm. On peut observer en Figure III.1, la géométrie de cette antenne.

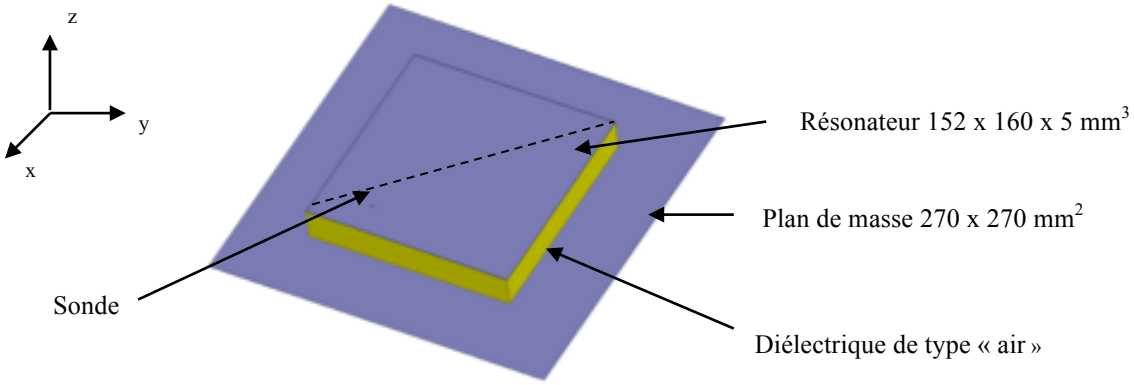
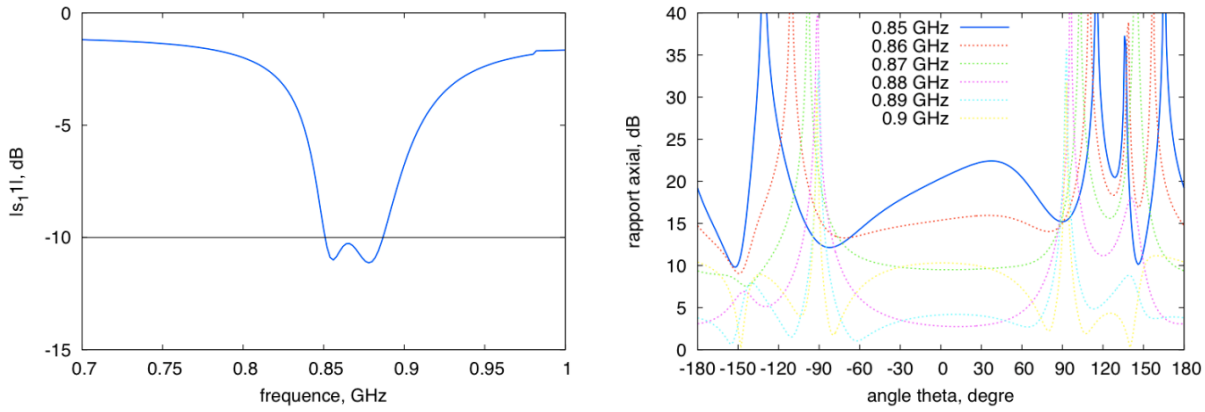


Figure III.1 : Géométrie d'un patch rectangulaire à polarisation circulaire

I.2) Résultats simulés d'un patch rectangulaire (hauteur de 5mm)

Les résultats de simulation (adaptation, gain, rapport axial, efficacité et diagramme de rayonnement) de cette antenne sont présentés Figure III.2, III.3 et III.4.

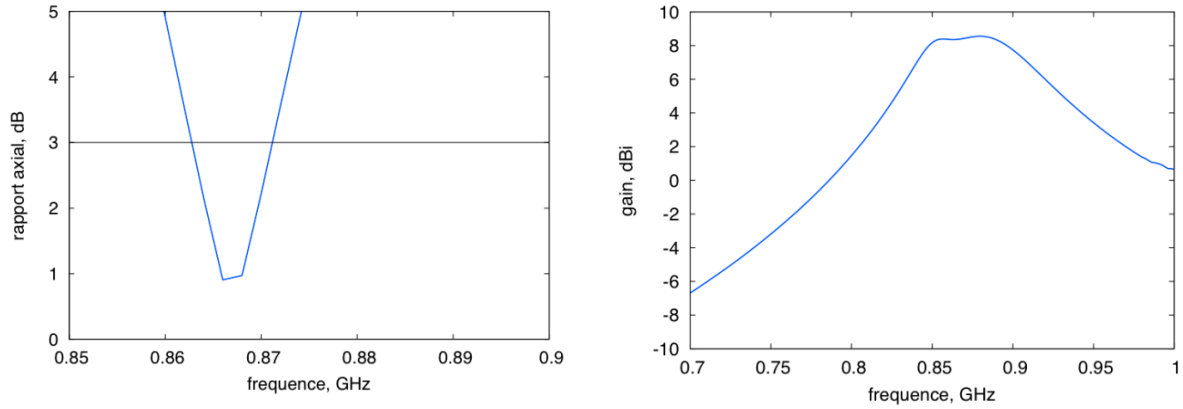
La bande passante en adaptation de cette antenne est de 4 % allant de 0,852 à 0, 887 GHz. Nous traçons, Figure III.2.b, le rapport axial (RA) en fonction de l'angle θ (φ=0°) pour plusieurs fréquences comprises entre 0,85 et 0,9 GHz.



(a) (b)

Figure III.2 : Module du coefficient de réflexion (a) et rapport axial en fonction de θ pour φ=0° (b) de l'antenne imprimée rectangulaire

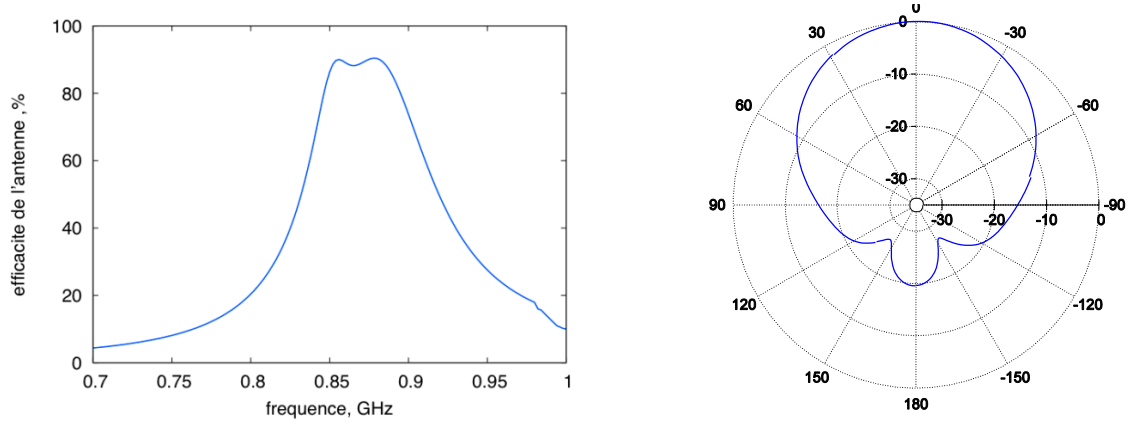
Le rapport axial varie rapidement en fonction de la fréquence. L'obtention de la polarisation circulaire se fait dans la direction normale à l'antenne soit φ=θ=0°. Une fois la direction optimale d'obtention de la polarisation circulaire définie, nous traçons, Figure III.3, le RA (a) et le gain (b) en fonction de la fréquence dans cette direction.



(a) (b)

Figure III.3 : RA et gain de l'antenne dans la direction φ=θ=0°

La bande passante en polarisation circulaire pour un RA inférieur à 3 dB est de 8 MHz soit d'environ 1 %. Le gain total moyen dans la bande où l'antenne présente un $|S_{11}| \leq$ -10 dB est de 8.1 dBi. Ce sont des résultats cohérents pour une antenne à un accès (cf. chapitre II). Enfin, la Figure III.4 présente l'efficacité totale et le diagramme de rayonnement normalisé dans le plan x-z à 0,866 GHz.



(a) (b)

Figure III.4 : Efficacité totale (a) et diagramme de rayonnement normalisé à 0,866 GHz (b)

L'efficacité totale (avec pertes) moyenne est de 90 % dans la bande où l'antenne est adaptée (un $|S_{11}| \leq$ -10 dB). Ceci s'explique par le fait qu'aucun diélectrique n'est utilisé et qu'il n'y a donc aucune perte hormis les pertes par désadaptation. L'allure du diagramme de rayonnement est bien celle d'une antenne imprimée.

L'antenne imprimée rectangulaire, que nous venons de voir, présente les caractéristiques typiques d'une antenne imprimée à polarisation circulaire à un accès (bande passante, gain, angle d'ouverture et direction de l'obtention de la polarisation circulaire). Néanmoins, l'utilisation d'un substrat à faible permittivité (donc faible coût) engendre des dimensions d'antenne importantes. Afin de miniaturiser cette antenne, nous allons étudier la possibilité de lui ajouter des courts-circuits.

II. Antenne imprimée rectangulaire « court-circuitée » à polarisation circulaire

L'idée est de reprendre la même géométrie vue dans la section précédente (Figure III.1) en y ajoutant non pas une, mais deux languettes de courts-circuits dans le but de garder la même dissymétrie au niveau du résonateur. L'ajout des courts-circuits doit à la fois nous permettre de miniaturiser l'élément rayonnant d'un facteur 2 mais aussi de conserver la polarisation circulaire nécessaire à notre application.

II.1) Géométrie de l'antenne

La géométrie de l'antenne proposée est montrée Figure III.5. L'antenne de dimensions 65x70x20 mm^3 est placée au centre d'un plan de masse identique (270 x 270 mm^2). Afin d'adapter à la même fréquence notre antenne, sa hauteur a été augmentée d'un facteur 4. Les deux languettes métalliques de courts-circuits, de largeur 2 mm et d'épaisseur 0,3 mm sont localisées sur deux coins opposés de l'antenne.

La sonde d'alimentation est située sur la diagonale opposée à une distance dx = 10 mm et dy = 11,5 mm du bord du résonateur. Il n'y a toujours aucun diélectrique entre le plan de masse et le résonateur.

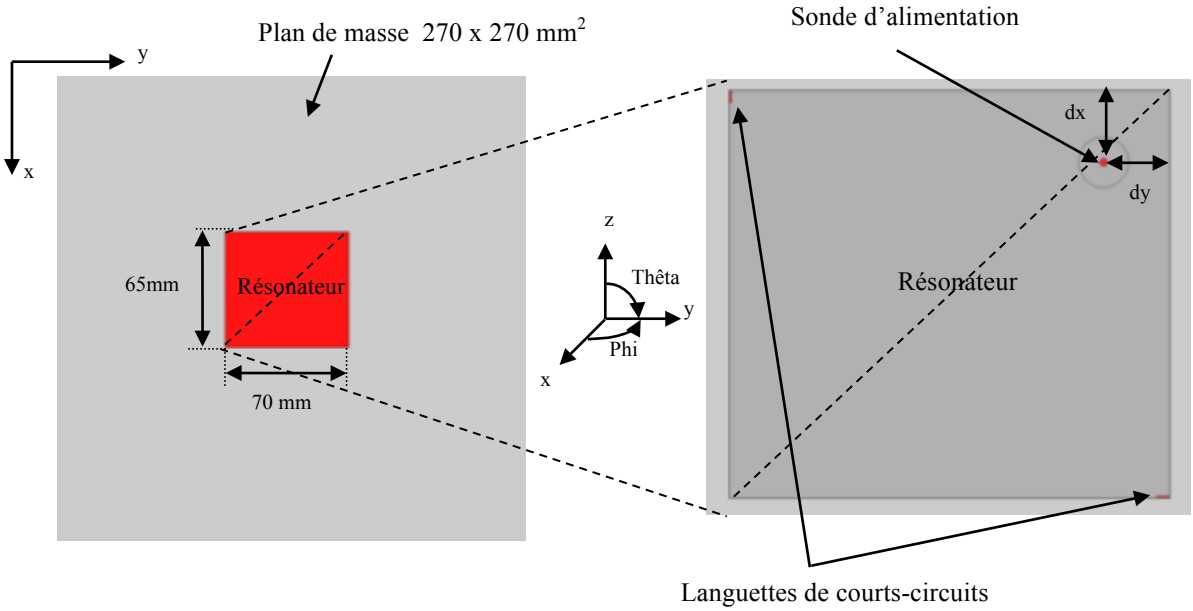


Figure III.5 : Géométrie de l'antenne rectangulaire « court-circuitée » à polarisation circulaire

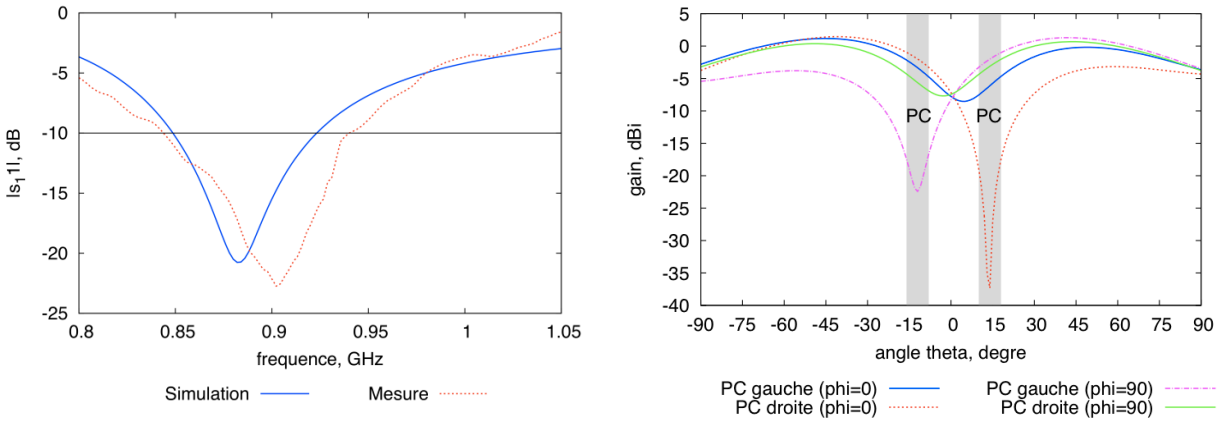
Nous avons réalisé un prototype de cette antenne au sein du laboratoire, en utilisant un alliage de cuivre, de nickel et de zinc appelé « maillechort » dont la conductivité est de l'ordre de 4.10^6 S/m.

II.2) Résultats de simulation et de mesure

- **Coefficient de réflexion et gain en polarisation circulaire**

Les mesures du coefficient de réflexion de l'antenne ont été faites à l'aide d'un analyseur de réseau ZVM Rohde & Schwarz. La Figure III.6 représente l'évolution du module du coefficient de réflexion simulé et mesuré (Figure III.6.a) ainsi que le gain en polarisation circulaire de l'antenne (Figure III.6.b).

D'après la Figure III.6.a, l'antenne simulée est adaptée avec comme critère un $|S_{11}| \leq -10$ dB de 0,85 GHz à 0,92 GHz, soit 7,8 % de bande passante. Cette antenne couvre la bande RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz) et quasiment la bande RFID UHF US (0,902-0,928 GHz). En mesure, la bande passante en adaptation est de 8,9 % (0,855-0,935 GHz). Les résultats de mesure confirment donc les résultats de simulation.



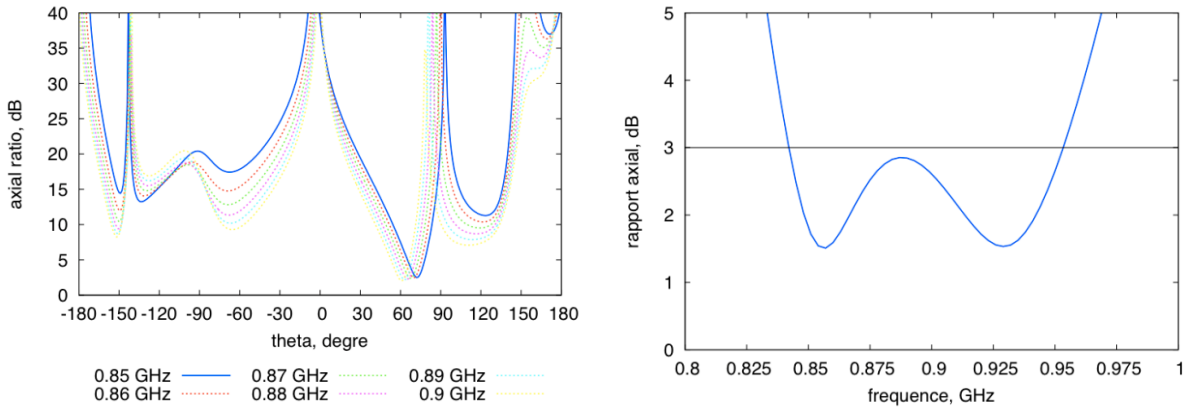
(a) (b)

Figure III.6 : Module du coefficient de réflexion (a) gain en polarisation circulaire droite et gauche pour φ=0 et 90° (b)

La Figure III.6.b présente le gain simulé en polarisation circulaire (PC) gauche et droite de cette antenne, obtenue uniquement pour φ= 0° et 90° (pas de polarisation circulaire dans les autres plans). La Figure III.6.b nous donne trois informations. Elle permet de définir à la fois la direction d'obtention de la PC, son angle d'ouverture ainsi que son sens (gauche ou droite). En prenant comme critère une différence entre les deux polarisations d'au moins 15 dBi, l'antenne génère une polarisation circulaire gauche dans la direction φ=0° et 10° ≤ θ ≤ 20°, avec une différence maximale à θ=14° (zone grisée sur la Figure III.6.b) et une polarisation circulaire droite dans la direction φ=90° et -9° ≤ θ ≤ 18°, avec une différence maximale pour un angle θ= -13° (zone grisée sur la Figure III.6.b). Etant donné que les performances en polarisation circulaire sont identiques pour les deux angles φ, nous prendrons dans la suite de notre étude la direction φ=0°. Cette direction est une direction peu habituelle comparée à celle obtenue avec une antenne imprimée « classique » (φ=θ=0°) et est non exploitable pour l'application visée. Nous pensons que ce dépointage, qui est dû principalement à la dissymétrie des antennes court-circuitées (type PIFA), s'accentue avec la hauteur. Pour mettre en évidence l'influence de la hauteur de l'antenne sur la direction d'obtention de la polarisation circulaire, nous reprenons l'antenne imprimée rectangulaire non court-circuitée de la section précédente, mais avec cette fois-ci, la même hauteur que l'antenne « court-circuitée » soit 20 mm. Les autres dimensions restent inchangées.

Nous présentons le RA en fonction de l'angle θ (pour φ=0°) et pour plusieurs fréquences (Figure III.7.a) ainsi que le RA en fonction de la fréquence (Figure III.7.b) dans la direction optimale d'obtention de la polarisation circulaire.

Comparée à la Figure III.2.b (hauteur de 5 mm), l'antenne imprimée ne génère plus de polarisation circulaire dans la direction normale à l'antenne (φ=θ=0°) mais dans une direction dépointée avec comme direction optimale φ=0° et θ≈65°. La variation du rapport axial en fonction de la fréquence (Figure III.7.b), dans cette direction, se fait plus lentement. Cela se traduit par une augmentation de la bande passante en polarisation circulaire (Figure III.7.b). Néanmoins l'angle d'ouverture de la PC est plus faible (20°).



(a) (b)

Figure III.7 : RA en fonction de θ (a) et de la fréquence (b) d'un patch rectangulaire non court-circuité de hauteur 20 mm

Nous résumons, Tableau III.1, les différentes informations (bande passante, direction optimale et ouverture) sur la polarisation circulaire pour les deux hauteurs d'antennes.

Hauteur (mm)	Angle d'ouverture	Direction θ optimale	Bande passante
5	$[-40° : 40°]$	0°	7 MHz (0,8%)
20	$[55° : 75°]$	65°	104 MHz (11%)

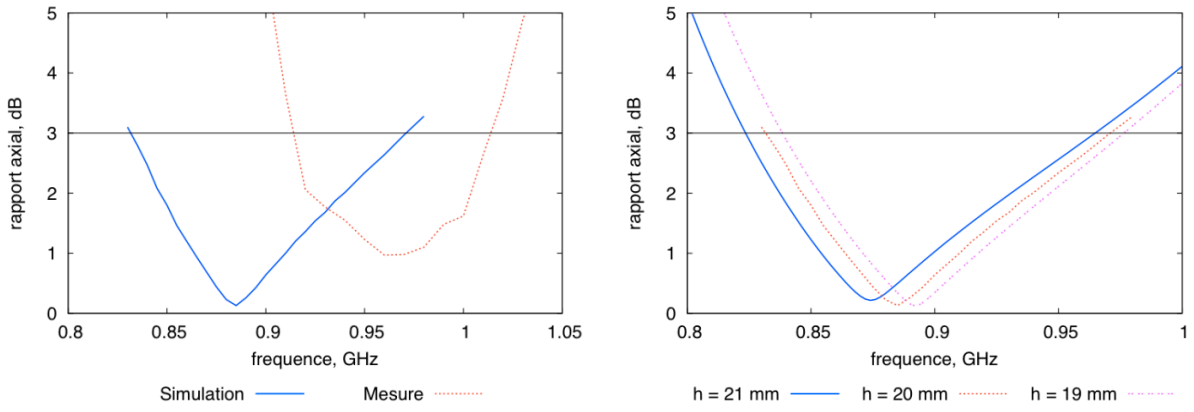
Tableau III.1 : Comparatifs d'obtention de PC d'un patch rectangulaire non court-circuité pour deux hauteurs d'antennes

La hauteur entre l'élément rayonnant et le plan de masse a donc un effet important sur la direction et l'angle d'ouverture en polarisation circulaire.

- **Rapport axial et gain de l'antenne**

Une fois la direction optimale de la polarisation circulaire définie (direction φ=0° et θ=14°), nous traçons Figure III.8.a, le RA de l'antenne court-circuitée en fonction de la fréquence.

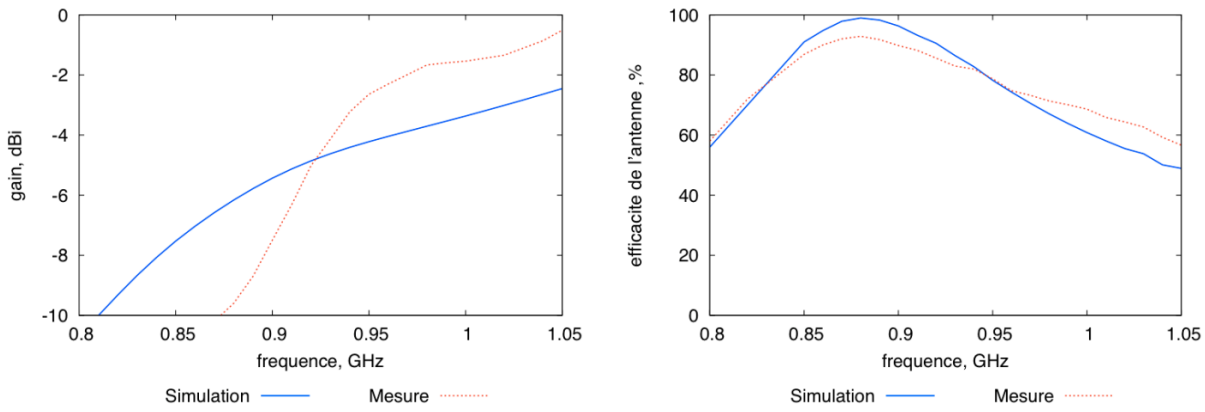
La bande passante simulée en polarisation circulaire pour un RA inférieur à 3 dB est de 0,83-0,97 GHz soit 15,5 %, quant à la bande passante mesurée, elle est de 11 % (de 0,912-1,015 GHz). On observe un fort décalage d'environ 8 % au niveau de la fréquence centrale sur le RA entre la simulation et la mesure. Nous pensons que ce décalage provient de la qualité de réalisation de l'antenne. Pour appuyer cette hypothèse, nous avons simulé la même antenne en faisant varier la hauteur entre le résonateur et le plan de masse (Figure III.8.b). Nous observons qu'une faible variation de la hauteur engendre un décalage important en fréquence du RA. Étant donné qu'aucun substrat n'est utilisé, il n'est pas impossible qu'on ait un décalage de 1 mm (par exemple) au niveau de la hauteur. Une variation de 1 mm représente 5 % de la hauteur totale de l'antenne. Cette variation explique en partie le décalage en fréquence entre la simulation et la mesure.



(a) (b)

Figure III.8 : Rapport axial simulé et mesuré en fonction de la fréquence (a) et en fonction de la hauteur (b) de l'antenne

La Figure III.9.a présente les résultats simulés et mesurés du gain total (qui tiennent compte des pertes par désadaptation) dans la direction d'obtention de la polarisation circulaire. Nous constatons le même décalage en fréquence observé pour le rapport axial. De plus, le gain mesuré est nettement supérieur au gain simulé dans la bande de fréquence où l'antenne génère de la polarisation circulaire. Cette amélioration résulte du fait que les courants de retour au niveau du câble d'alimentation peuvent venir s'ajouter au courant de l'antenne, créant alors des interférences constructives. On constate que le gain de l'antenne est assez faible dû à la présence des courts-circuits.

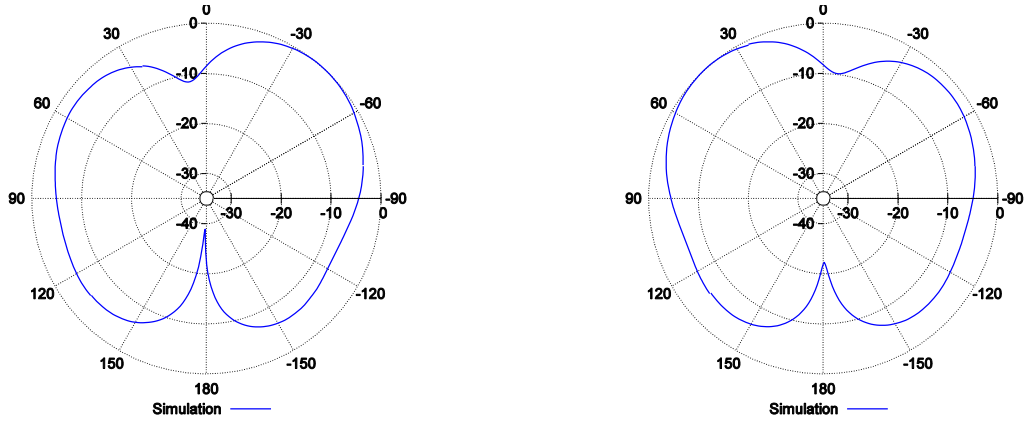


(a) (b)

Figure III.9 : Gain (a) et efficacité (b) simulés et mesurés de l'antenne rectangulaire « court-circuitée »

L'efficacité totale, Figure III.9.b, mesurée, à l'aide de la méthode de Wheeler Cap, est de 90% dans la bande RFID UHF Europe. L'efficacité totale est définie par le rapport de la puissance totale rayonnée sur la puissance incidente. Elle prend en compte les pertes par désadaptation entre le câble et l'antenne, les pertes ohmiques sur les parties métalliques ainsi que les pertes diélectriques (celles-ci sont nulles dans notre cas). Nous observons une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure.

En Figure III.10, sont tracés les diagrammes de rayonnement normalisés simulés de l'antenne dans les plans x-z et y-z. L'observation de ces diagrammes de type dipolaires révèle qu'ils sont sensibles à la position des courts-circuits. Nous constatons ainsi, que dans les deux plans, le rayonnement est omnidirectionnel avec deux légers creux à θ= ±14° et θ=180° dus à la présence des courts-circuits.



(a) (b)

Figure III.10 : Diagramme de rayonnement normalisé dans le plan x-z (a) et y-z (b)

Pour résumer, les performances radioélectriques simulées de l'antenne imprimée rectangulaire « court-circuitée » sur un plan de masse de dimensions 0,75λ x 0.75λ sont présentées dans le Tableau III.2. Elles sont comparées à l'antenne imprimée rectangulaire sans courts-circuits, appelée dans le Tableau III.2 « antenne de référence ». Le gain est donné dans la direction optimale d'obtention de la polarisation circulaire (ce n'est pas dans cette direction que celui ci est maximal) et à la fréquence de 0,866 GHz. De même pour l'efficacité totale. Dans le tableau, les abréviations sont les suivantes, BP : Bande Passante, PC : Polarisation Circulaire.

	Dimensions du pavé rayonnant	**BP S_{11} (%)**	**BP PC (%)**	**Gain (dBi)**	**Efficacité (%)**
Antenne de référence	152x160x20mm^3	7,5	11	-4,8	90
Antenne « court-circuité »	65x70x20mm^3	7,8	15,5	-6.4	98

Tableau III.2 : Comparatif d'une antenne imprimée rectangulaire « court-circuitée » ou non

Dans cette section, une nouvelle structure d'antenne à polarisation circulaire a été présentée. Cette antenne, réalisée avec deux courts-circuits, représente un bon compromis entre performances et encombrement. Toutefois, la direction, l'angle d'ouverture de la polarisation circulaire et le gain de l'antenne peuvent limiter son champ d'application.

Toujours dans le but de miniaturiser l'élément résonant, nous proposons l'étude d'une antenne PIFA à polarisation circulaire.

III. Antenne PIFA à polarisation linéaire

Par rapport à une antenne demi-onde (patch), une antenne PIFA (Planar Inverted F Antenna) est une antenne quart-onde. Elle est obtenue en plaçant un court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse là où le champ électrique est nul pour le mode fondamental.

III.1) Géométrie d'une antenne PIFA à polarisation linéaire

La géométrie d'une antenne PIFA est représentée Figure III.11.

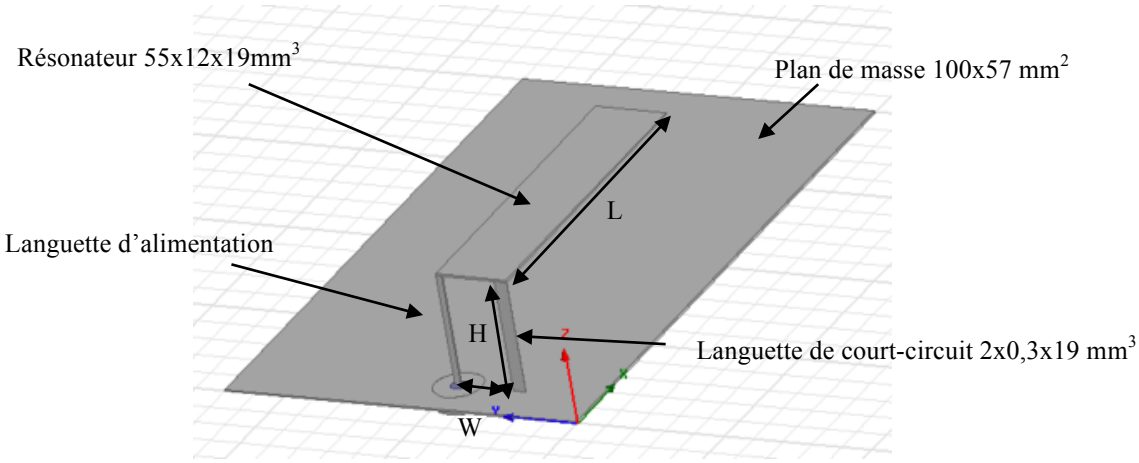


Figure III.11 : Géométrie d'une antenne PIFA

Avec un court-circuit de type languette ou filaire placé dans un coin de l'antenne, on peut donner, en première approximation, la fréquence de résonance (f_r) fondamentale théorique d'une antenne PIFA [1] :

$$f_r = \frac{c}{4\,(L + W + H)} \qquad (\text{Eq: III. 1})$$

Avec *c*, la vitesse de la lumière dans le vide, *L* la longueur de la PIFA, *H* la hauteur de la PIFA et *W*, la distance entre le coin de l'antenne et le court-circuit.

En partant de l'équation Eq: III.1 (et en prenant pour fréquence de résonance, la fréquence centrale de la bande RFID UHF Europe soit 0,866 GHz), nous avons conçu un élément rayonnant de dimensions L=55 x W=12 x H=19 mm^3. Celui-ci est positionné à proximité d'un des bords du plan de masse de dimensions 100 x 57 mm^2 (dimensions standard de plan de masse dans la téléphonie mobile). La languette de court-circuit a une largeur 2 mm et une épaisseur 0,3 mm. Le diélectrique entre l'élément rayonnant et le plan de masse est de l'air.

Afin de valider ces dimensions théoriques, nous avons simulé cette antenne avec le logiciel de simulation HFSS d'ANSYS.

III.2) Résultat de simulation

La visualisation du coefficient de réflexion, Figure III.12, de cette antenne fait apparaître une résonance à 0,866 GHz. On constate une bonne similitude entre la théorie et la simulation.

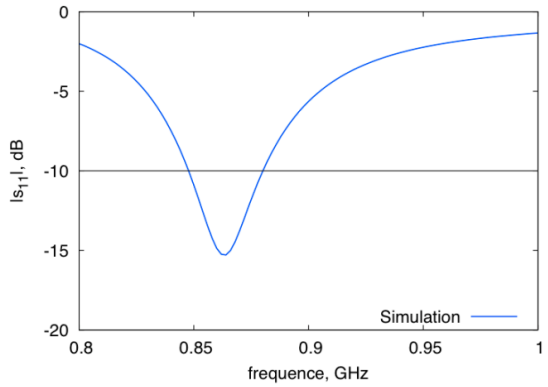


Figure III.12 : Module du coefficient de réflexion simulée d'une antenne PIFA

IV. Antenne PIFA à polarisation circulaire

L'objectif de cette section est de présenter une antenne PIFA à polarisation circulaire fonctionnant dans la bande RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz). Pour cela, on étudie une structure ayant toujours un seul port d'alimentation mais présentant deux éléments rayonnants de longueurs légèrement différentes afin d'introduire une dissymétrie et créer ainsi un déphasage de 90° (cf. chapitre II).

IV.1) Géométrie

La géométrie de l'antenne PIFA à polarisation circulaire est donnée Figure III.13. En partant toujours de l'équation III.1, nous avons conçu une deuxième antenne avec des dimensions légèrement différentes de la première. Les dimensions des différents paramètres sont regroupées dans le Tableau III.3. Les valeurs données sont en mm.

L_ant1	W_ant1	L_ant2	W_ant2	Hauteur
50	12	49	12	19

Tableau III.3 : Dimensions (mm) des deux antennes PIFA

Dans le but de créer de la polarisation circulaire, les deux antennes sont combinées ensemble pour former un seul élément en forme de croix (les deux antennes sont disposées orthogonalement l'une par rapport à l'autre). Afin de conserver quasiment le même rapport entre les dimensions du résonateur et la taille du plan de masse, cette nouvelle structure a été positionnée sur un plan de masse de 250x250 mm^2. L'élément rayonnant est placé quasiment aux mêmes coordonnées que précédemment. Les deux languettes de courts-circuits sont situées aux deux extrémités de l'élément rayonnant. L'excitation de cette antenne se fait à l'aide d'une seule sonde coaxiale. L'alimentation est localisée à l'intersection entre les deux

éléments rayonnants et à équidistance des deux courts-circuits. Deux modes orthogonaux déphasés de 90° sont alors excités.

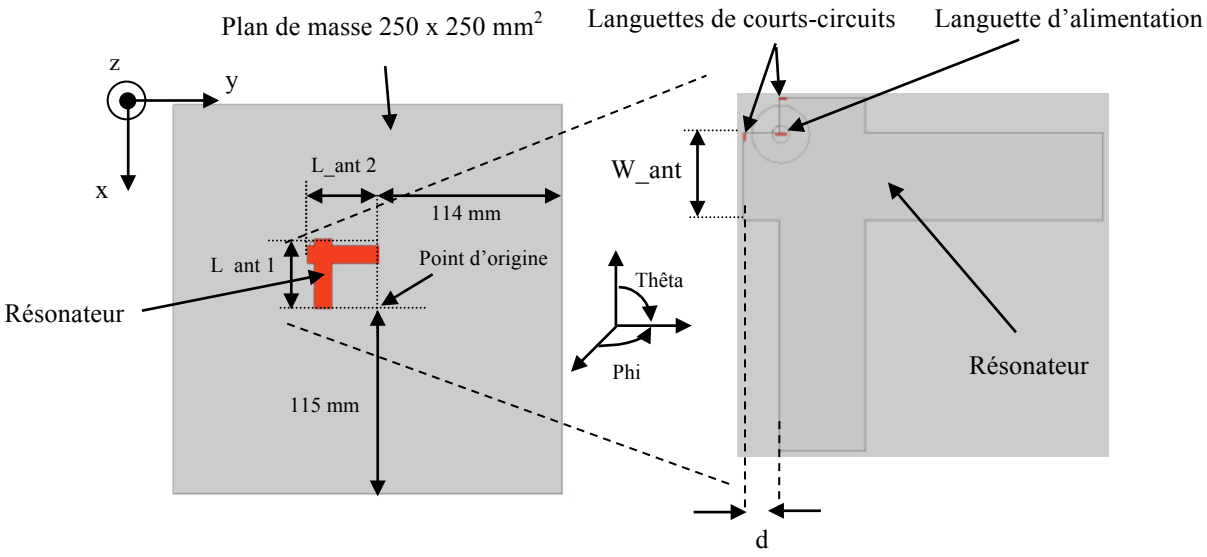
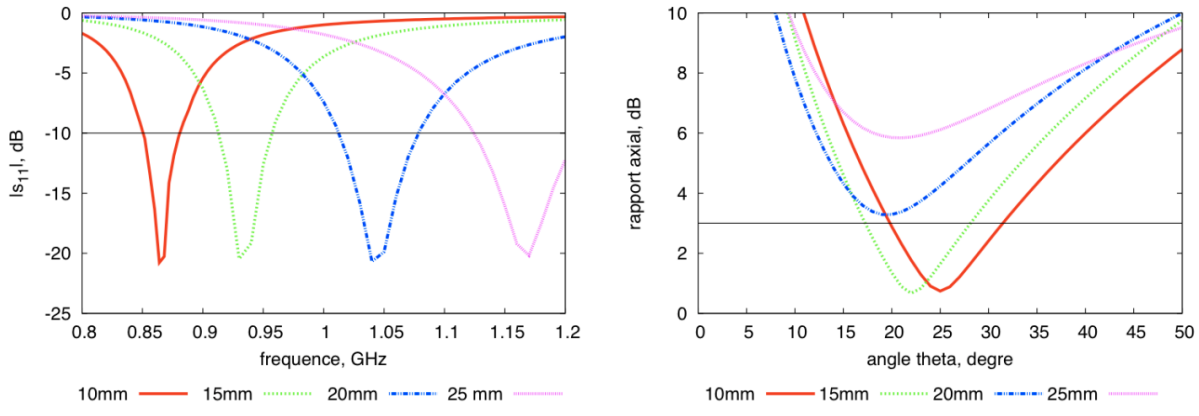


Figure III.13 : Géométrie de l'antenne PIFA à polarisation circulaire

Nous présentons dans les parties suivantes les études portant sur l'influence des différents paramètres de l'antenne.

IV.1.a) Distance entre l'alimentation et les languettes de courts-circuits

La languette d'alimentation est située à une distance *d* des languettes de courts-circuits. Nous avons simulé, Figure III.14, le module du coefficient de réflexion (a) et le rapport axial (b) pour quatre valeurs de *d* (10, 15, 20 et 25 mm). Le RA est donné à la fréquence où le module du S_{11} est minimal pour chaque valeur de *d*.



(a) (b)

Figure III.14 : Module du coefficient de réflexion (a) et RA en fonction de thêta (b) pour différentes valeurs de *d*

A partir de la Figure III.14, la distance *d* est fixée à 10 mm afin d'obtenir à la fois un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB et un rapport axial inférieur à 3 dB et donc une polarisation circulaire à 0,866 GHz.

IV.1.b) Largeur des languettes de courts-circuits

L'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la taille des languettes de courts-circuits est présentée Figure III.15. On remarque que plus la largeur des languettes des courts-circuits est fine, plus l'effet inductif est important. Pour une partie réelle de 50 ohms et une partie imaginaire nulle à 0,866 GHz, la largeur des languettes de courts-circuits choisie est de 1 mm.

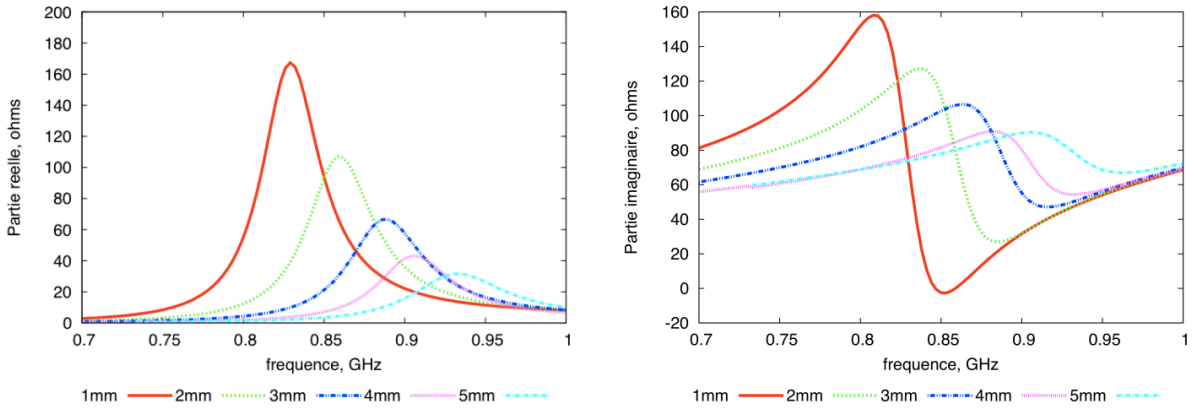
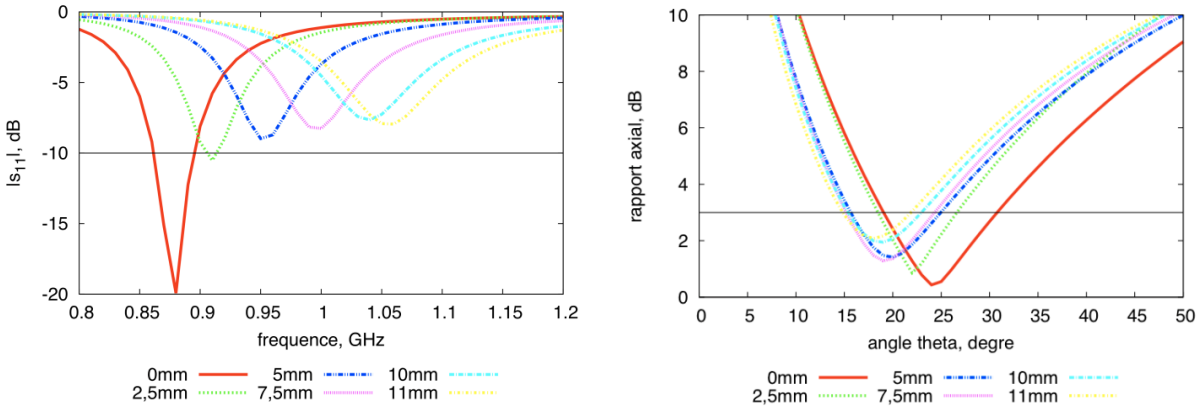


Figure III.15 : Impédance d'entrée en fonction de la taille des languettes de courts-circuits

IV.1.c) Position des courts-circuits

Une fois la position *d* ainsi que la taille des languettes de courts-circuits définies, nous observons l'influence de la position des courts-circuits sur le bord de l'élément rayonnant. Les deux courts-circuits varient ensemble d'une extrémité à l'autre de l'élément résonant. Le paramètre Lcc varie de 0 (position la plus proche de l'alimentation) à 11 mm (position la plus éloignée de l'alimentation) par pas de 2,5 mm. Les résultats du module du coefficient de réflexion ainsi que du RA sont donnés Figure III.16.a et .b, respectivement.



(a) (b)

Figure III.16 : Module du S11 (a) et RA (b) en fonction de la position des courts-circuits

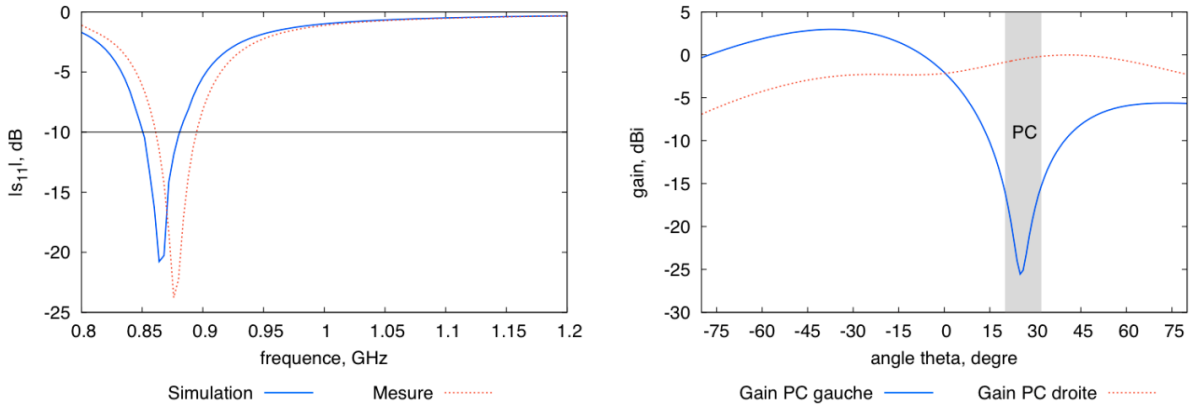
D'après la Figure III.16.a, la position des languettes de courts-circuits influe grandement sur la fréquence de résonance et l'adaptation. Pour une adaptation inférieure à -10 dB et une

ouverture maximale de l'angle d'obtention de la polarisation circulaire (RA ≤ 3 dB), la position initiale (Lcc =0 mm) des languettes de courts-circuits (cf. Figure III.13) est choisie.

IV.2) Résultats

- **Coefficient de réflexion et gain LHCP-RHCP**

La Figure III.17.a présente les résultats simulés et mesurés du module du coefficient de réflexion. Pour un $|S_{11}| \leq$ -10 dB, la bande passante (BP) simulée est de 3,7 % allant de 0,85 à 0,882 GHz et la BP mesurée est de 4,2 % (0,86-0,897 GHz). Nous pouvons voir une bonne concordance entre les résultats simulés et mesurés.



(a) (b)

Figure III.17 : Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (a) et gain en polarisation circulaire en fonction de l'angle thêta (φ=0°) (b) de l'antenne PIFA à polarisation circulaire

On observe, Figure III.17.b, le gain simulé en polarisation circulaire droite et gauche en fonction de l'angle θ. L'obtention de la PC n'est obtenue que pour deux angles φ=0° et φ=90° (pas de polarisation circulaire dans les autres plans). Les performances étant parfaitement identique pour les deux angles, nous avons décidé de fixer l'angle φ à 0°. Comme précédemment, cette représentation nous permet de déterminer le sens, la direction et l'angle d'ouverture de la polarisation circulaire (PC), c'est-à-dire, lorsque la différence entre le gain en polarisation droite et le gain en polarisation gauche est d'au moins 15 dBi. Cet angle est compris entre 15° et 32° avec une différence maximale à θ=24°. Comme observé pour l'antenne imprimée rectangulaire « court-circuitée », on constate que l'obtention de la polarisation circulaire se fait dans une direction différente de la normale. Nous pensons que ce dépointage peut provenir de la hauteur de l'antenne (cf. section II) ainsi que la position de l'antenne par rapport au plan de masse. Pour confirmer ces deux hypothèses, nous avons effectué deux études paramétriques sur le RA, l'une en fonction de la position du résonateur (Figure III.18) par rapport au plan de masse et l'autre en fonction de la hauteur entre le résonateur et le plan de masse (Figure III.19). Pour la première étude, nous avons pris pour commencer trois positions différentes au hasard en plus de la position initiale. L'idée est de montrer si oui ou non la position de l'antenne joue un rôle sur la direction d'obtention de la polarisation. Nous verrons un peu plus loin dans ce chapitre, une étude plus complète.

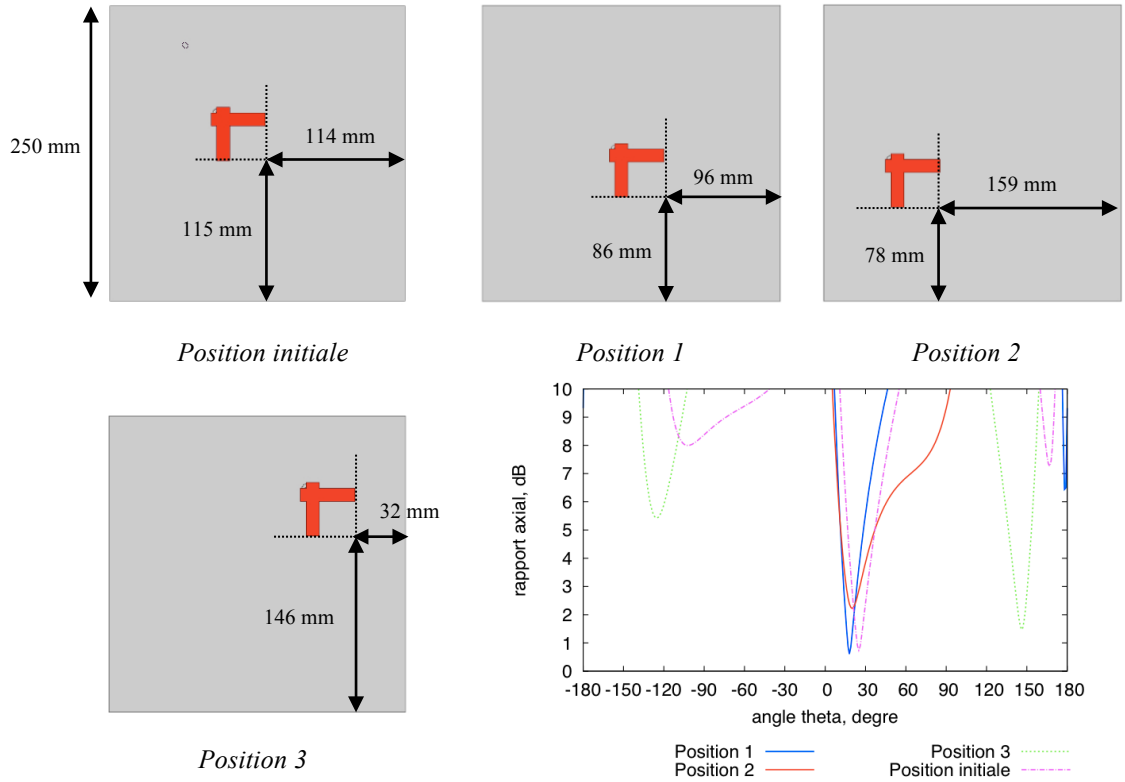


Figure III.18 : Rapport axial en fonction de la position de l'antenne par rapport au plan de masse

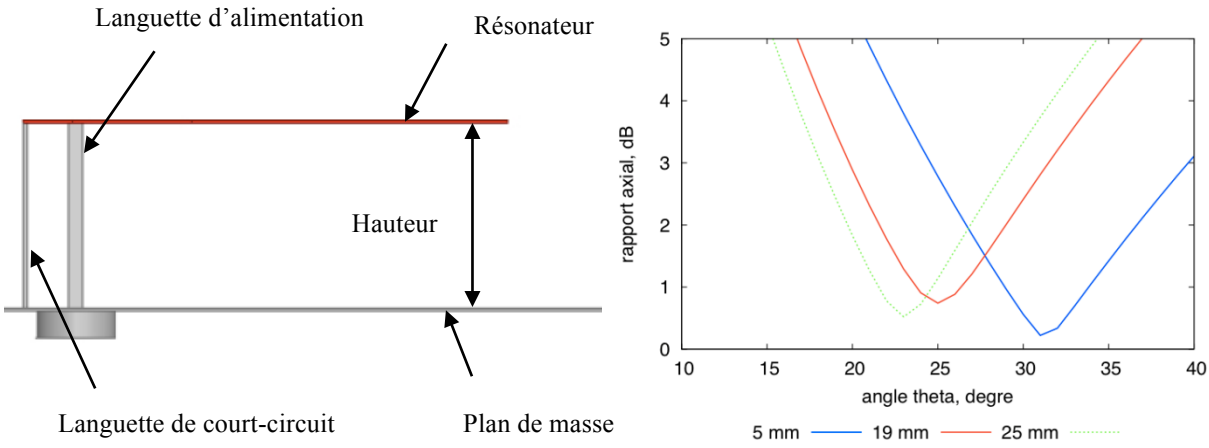
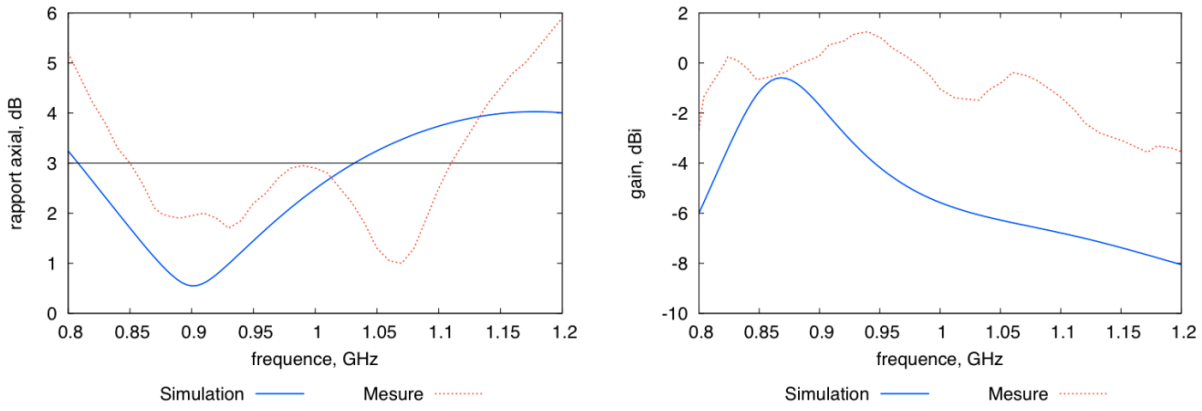


Figure III.19 : Rapport axial en fonction de la hauteur

D'après les Figures III.18 et 19, la position ainsi que la hauteur de l'antenne influent très légèrement sur la direction d'obtention de la polarisation circulaire. Toutefois, nous pouvons noter que la variation de la direction d'obtention de la PC est plus importante selon la position de l'antenne sur le plan de masse. En effet, selon la position de ce dernier, la densité de courants surfaciques (non présentée dans ce manuscrit) engendrés par l'élément rayonnant est différente.

- **Rapport axial, gain, efficacité et diagramme de rayonnement**

Une fois la direction optimale de polarisation circulaire déterminée (φ=0° et θ=24°), nous traçons, Figure III.21.a, le rapport axial, et en Figure III.20.b, le gain total de l'antenne en fonction de la fréquence dans cette direction. Concernant le RA de l'antenne, en simulation, il est inférieur à 3 dB dans la bande 0,808-1,032 GHz soit 24,3 % de bande passante et en mesure dans la bande 0,852-1,1 GHz soit 25,4 % de bande passante. Le RA est très nettement supérieur à ce que l'on trouve dans la littérature pour une antenne à un accès (cf. section I). Pour les gains simulés et mesurés de l'antenne, ils sont d'environ -0,5 dBi à 0,866 GHz.



(a) (b)

Figure III.20 : RA (a) et gains (b) de l'antenne simulée et mesurée dans la direction φ=0° et θ=24°

On observe, un décalage au niveau du gain entre la simulation et la réalisation pour des fréquences autres que la fréquence de résonance. Ceci est sans doute dû à la présence du câble de mesure utilisé. Des courants de retour, d'autant plus importants que l'antenne est désadaptée, vont circuler sur le câble d'alimentation lors des mesures, améliorant ainsi le gain de l'antenne. L'efficacité totale de l'antenne simulée et mesurée est présentée Figure III.21. Un maximum de 98 % est obtenu en simulation et en mesure. Elle a été mesurée à l'aide de la méthode de Wheeler Cap. On observe une bonne similitude entre les résultats de simulation et de mesure.

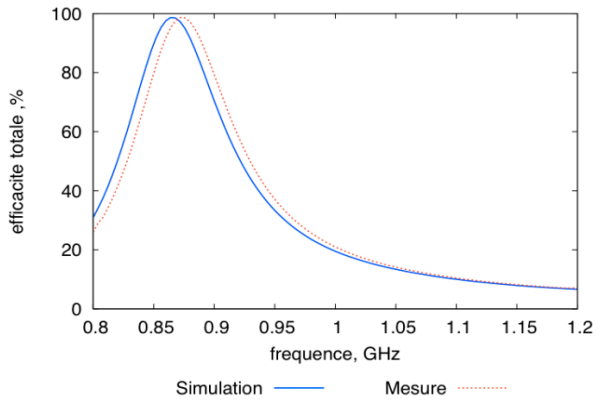
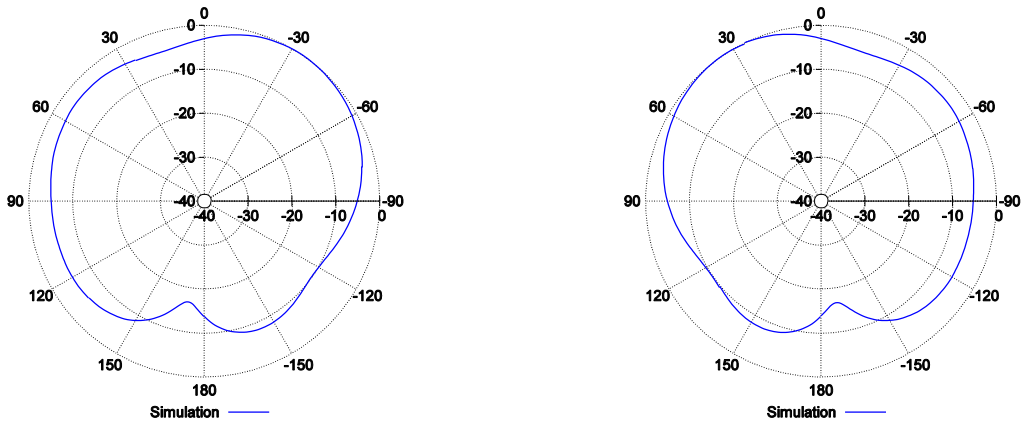


Figure III.21 : Efficacité totale de l'antenne

Nous présentons, Figure III.22, les diagrammes de rayonnement simulés, à la fréquence de travail de 0,866 GHz, dans les plans x-z, (a), et y-z (b). Nous constatons, que dans les deux plans, les diagrammes sont quasiment omnidirectionnels avec deux légers creux dans les directions θ= ± 25° et θ= ± 172° dus à la présence des courts-circuits.



(a) (b)

Figure III.22 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans le plan x-z (a) dans le plan y-z (b)

L'antenne proposée présente de bonnes performances radioélectriques, qui la rendent utilisable pour des applications RFID UHF (adaptation et PC). Néanmoins, le dépointage de l'angle d'obtention de la PC dans une direction peu exploitable ainsi que son faible angle d'ouverture peuvent limiter le champ d'application de cette antenne. Pour pallier cet inconvénient, une seconde antenne a été conçue.

IV.3) Optimisation de la structure

Pour la conception de cette seconde antenne, nous reprenons la géométrie de l'antenne précédente en optimisant la taille du plan de masse, et la position de l'antenne par rapport à celui-ci afin de dépointer l'angle d'obtention de la polarisation circulaire dans une direction souhaitée.

IV.3.a) La phase d'optimisation

Lors de la phase d'optimisation, les dimensions de l'antenne et des courts-circuits, la position de ces derniers ainsi que la distance *d* restent inchangées par rapport au cas précédent.

- **Dimensions du plan de masse**

Des études ont été faites sur l'influence des dimensions d'un plan de masse considéré comme fini sur les performances d'une antenne. Dans [2-3], des travaux ont été réalisés sur l'influence des dimensions du plan de masse sur la fréquence de résonance de l'antenne montrant que la réduction de la taille du plan de masse entraîne une chute de la bande passante. En partant de cela et dans le but de réduire l'encombrement total de l'antenne, une étude paramétrique sur la taille du plan de masse a été faite.

Nous prenons six tailles différentes pour un plan de masse carré de côté infini, 250, 225, 200, 173 et 150 mm. On ajuste la position du plan de masse par rapport à l'antenne afin que le point d'origine reste identique pour chacun des cas. Nous traçons, Figure III.23, le module du S_{11} (a), ainsi que le RA (b) et le gain (c) en fonction de théta pour chaque taille de plan de masse. Les RA et les gains sont tracés à la fréquence de résonance (S_{11} min).

D'après la Figure III.23.a, en premier lieu, on observe que la taille du plan de masse a une influence sur la fréquence de résonance de l'antenne et sur son niveau d'adaptation. Cela ne fait que confirmer l'étude menée dans [2-3]. D'autre part, on observe que la taille du plan de masse a également une très forte influence sur la valeur du RA ainsi que sur l'angle d'ouverture de la PC. On remarque que lorsque la taille de ce dernier diminue, l'ouverture s'élargit jusqu'à atteindre son maximum pour un plan de masse de 173 mm ($\lambda/2$). En deçà de 173 mm, le RA est supérieur à 3 dB et on considère que l'antenne ne génère plus de polarisation circulaire. On peut en conclure que la polarisation circulaire est principalement due à l'élément rayonnant. Enfin, on constate que dans la direction d'obtention de la PC, le gain est amélioré lorsque la taille du plan de masse diminue. Le plan de masse participe maintenant au rayonnement de l'antenne entraînant une amélioration du gain.

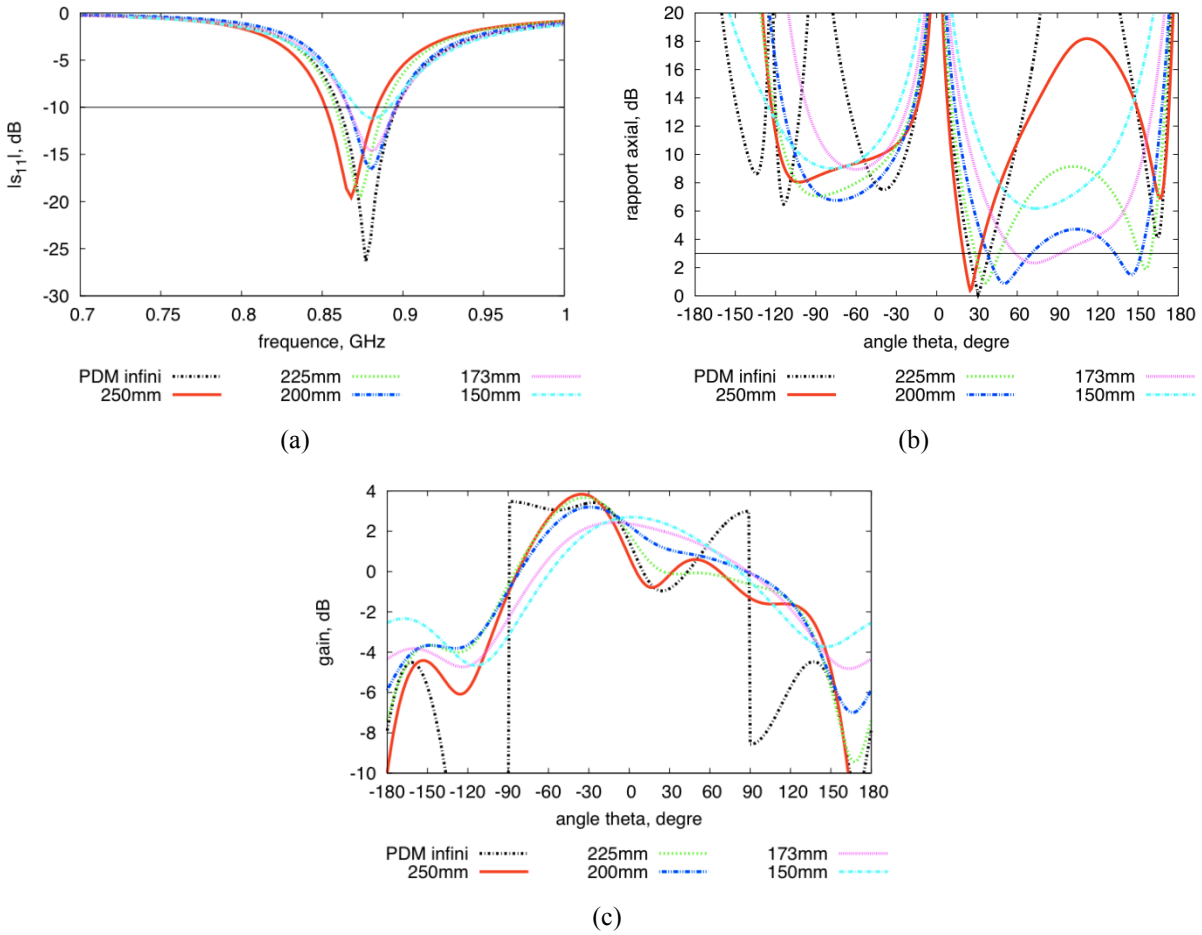


Figure III.23 : Module du S11 (a), RA (b) et gain (c) en fonction des dimensions du plan de masse

Pour la suite de notre étude, nous prendrons comme taille de plan de masse 173 mm. Cette taille présente un bon compromis entre adaptation, large ouverture pour un RA ≤ 3dB et maximum de gain dans la direction d'obtention de la PC.

- **Position de l'antenne sur le plan de masse**

Dans la section IV.2, nous avons vu que la position de l'antenne par rapport au plan de masse était déterminante dans la direction d'obtention de la polarisation circulaire et notamment lorsque l'antenne était localisée à proximité du bord du plan de masse. À partir de la nouvelle taille du plan de masse, nous présentons, Figures III.24, 25, 26 et 27, la variation de la position de l'antenne par rapport au plan de masse.

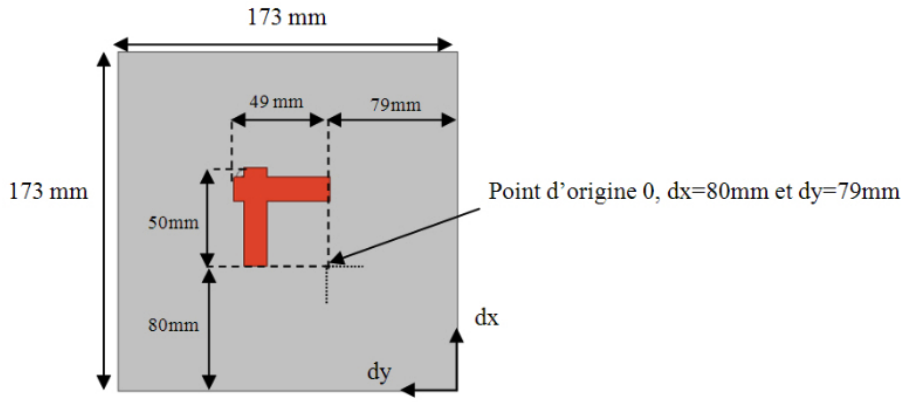


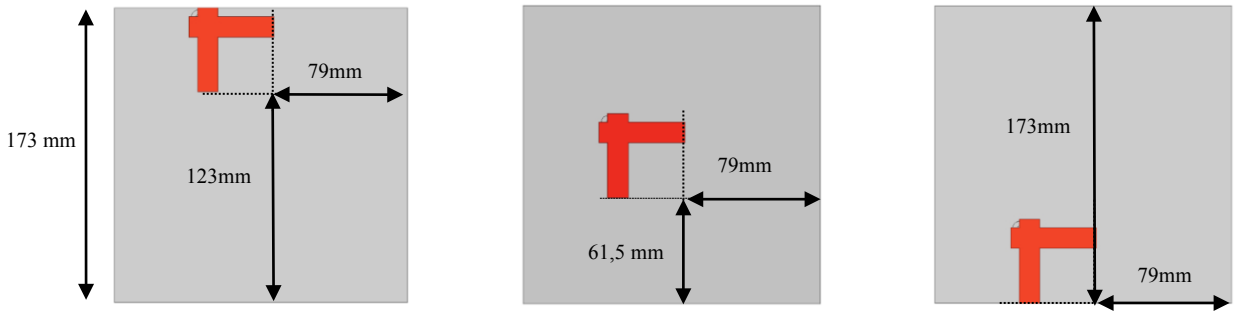
Figure III.24 : Position de l'antenne par rapport au plan de masse

La variation de la position de l'antenne se fait selon trois cas.

- ❖ Variation selon l'axe dx lorsque dy=0
- ❖ Variation selon l'axe dy lorsque dx=0
- ❖ Variation selon les axes dx et dy

❖ <u>1er cas : variation selon l'axe dx</u>

La position de l'antenne varie selon l'axe dx. Les différentes positions sont montrées Figure III.25. Le module du S_{11} et le RA de l'antenne sont montrés Figure III.26.a et .b.



Cas 1 Cas 2 Cas 3

Figure III.25 : Variation de la position de l'antenne selon l'axe dx

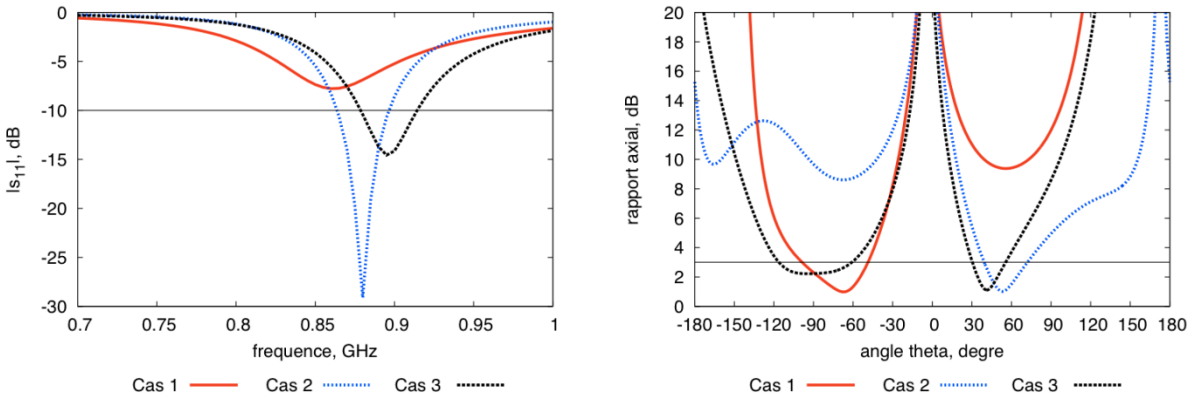


Figure III.26 : Module du S11 et RA selon les différents cas

❖ 2nd cas : variation selon l'axe dy

La position de l'antenne varie selon l'axe y (dx=0). Les différentes positions de l'antenne sont montrées Figure III.27.

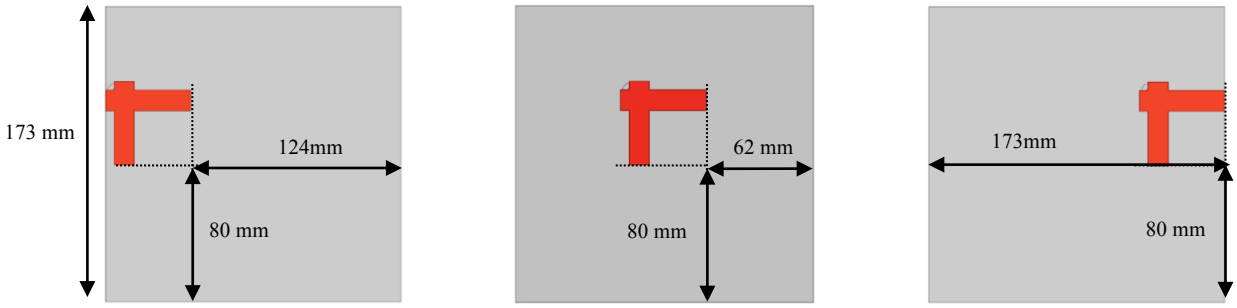
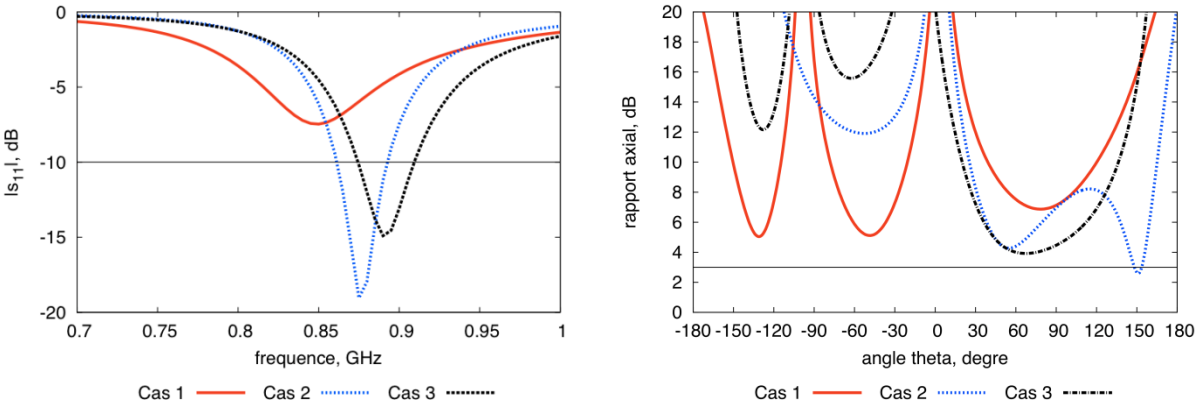


Figure III.27 : Variation de la position de l'antenne selon l'axe dy

Le module du S11 et le RA de l'antenne sont montrés Figure III.28.a et .b.



(a) (b)

Figure III.28 Module du S11 (a) et RA (b) selon les différents cas

❖ 3ième cas : variation de dx et dy

La position de l'antenne varie selon les axes x et y. Les différentes positions de l'antenne sont montrées sur Figure III.29.

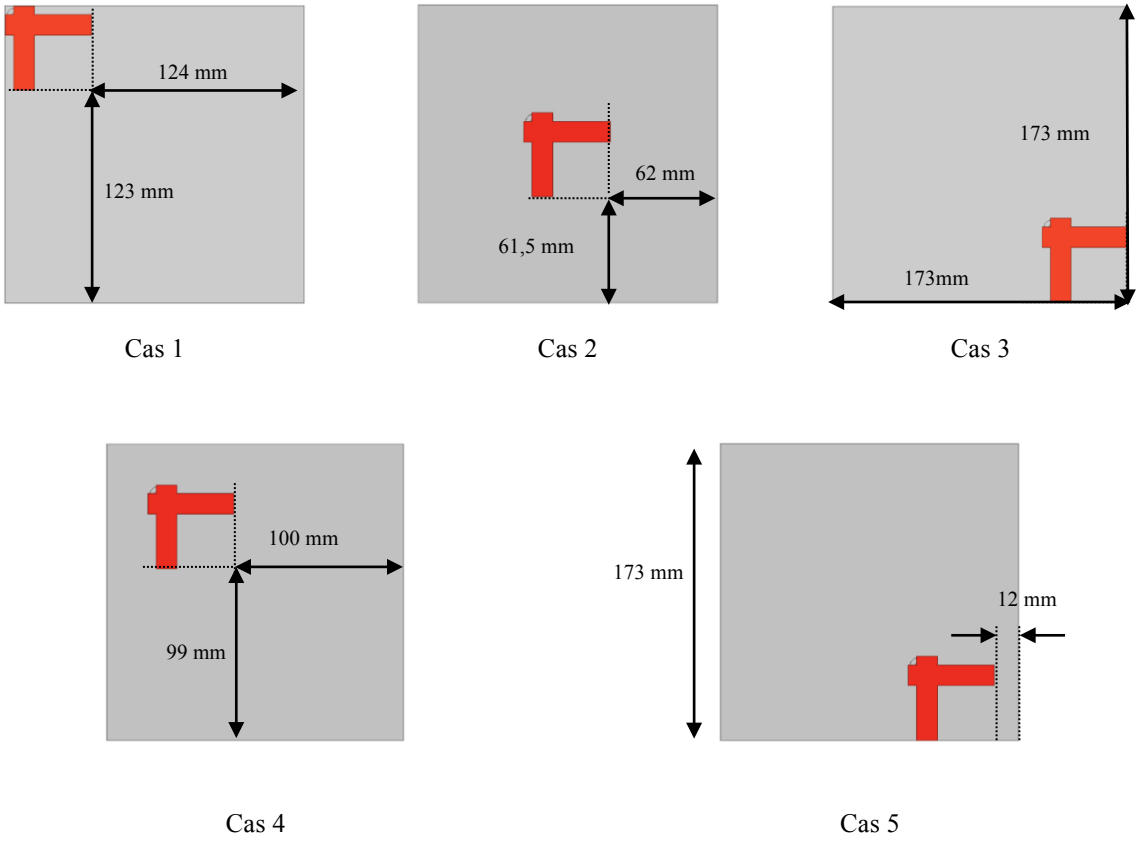


Figure III.29 : Variation de la position de l'antenne selon les axes dx et dy

Le module du S_{11} et le RA de l'antenne sont montrés Figure III.30.a et .b.

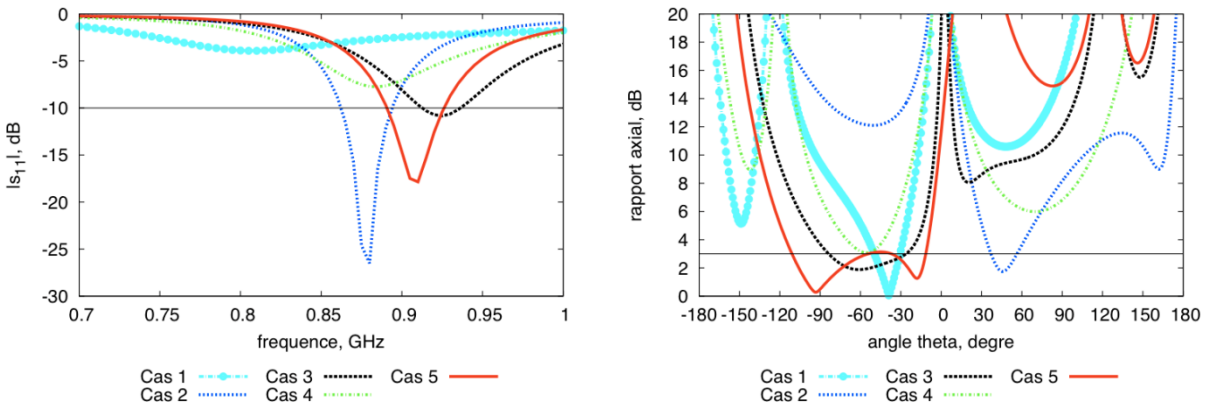
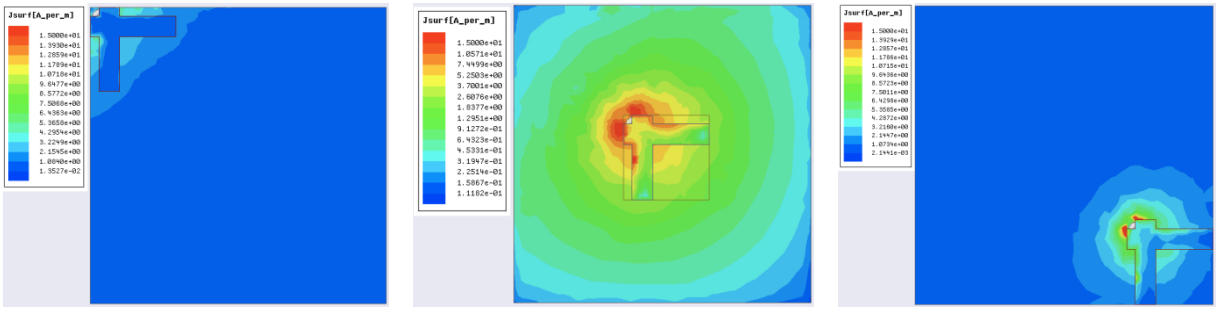


Figure III.30 : Module du S11 (a) et RA (b) lorsque dx et dy varient

Les Figures III.24 à 28 montrent que lorsqu'on dispose d'un plan de masse de petites dimensions par rapport à l'élément résonant, la position de l'antenne par rapport au plan de masse influe sur la fréquence de résonance, sur l'adaptation et sur le RA. La Figure III.31 nous montre les courants de surface pour trois positions de l'antenne, lorsque l'antenne se situe aux deux coins du plan de masse (cas 1 et 3) et lorsque l'antenne se trouve au centre du plan de masse (cas 2). On constate que selon la position de l'antenne, le plan de masse est plus ou moins excité.

D'autre part, l'ouverture de la PC de l'antenne est importante lorsque l'antenne se trouve dans le cas 3 (Figure III.30.b). Toutefois, dans cette position, la fréquence de résonance est légèrement décalée (Figure III.30.a). En ajustant les dimensions des deux antennes PIFA, nous pouvons ré adapter notre antenne à la fréquence souhaitée.



Cas 1 Cas 2 Cas 3

Figure III.31 : Cartographie des courants surfaciques sur le plan de masse ainsi que sur l'élément rayonnement pour les cas 1, 2 et 3

IV.3.b) Géométrie de l'antenne

La Figure III.32 présente la nouvelle antenne PIFA croisée de dimensions 51 x 59 mm^2. Elle est située sur un plan de masse de 173x173 mm^2. L'antenne est court-circuitée par deux languettes de 1 mm de largeur et d'épaisseur 0,3 mm. La distance entre les languettes de courts-circuits et la languette d'alimentation est de 5 mm. Quant à la position des courts-circuits ainsi que la position de l'alimentation, elles restent inchangées par rapport à l'antenne précédente.

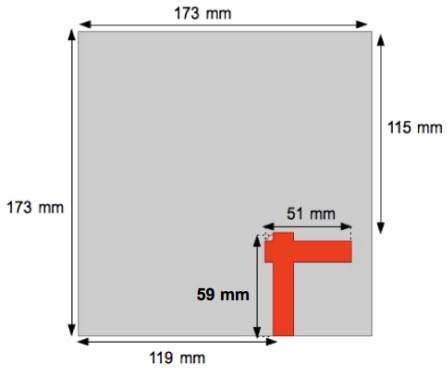
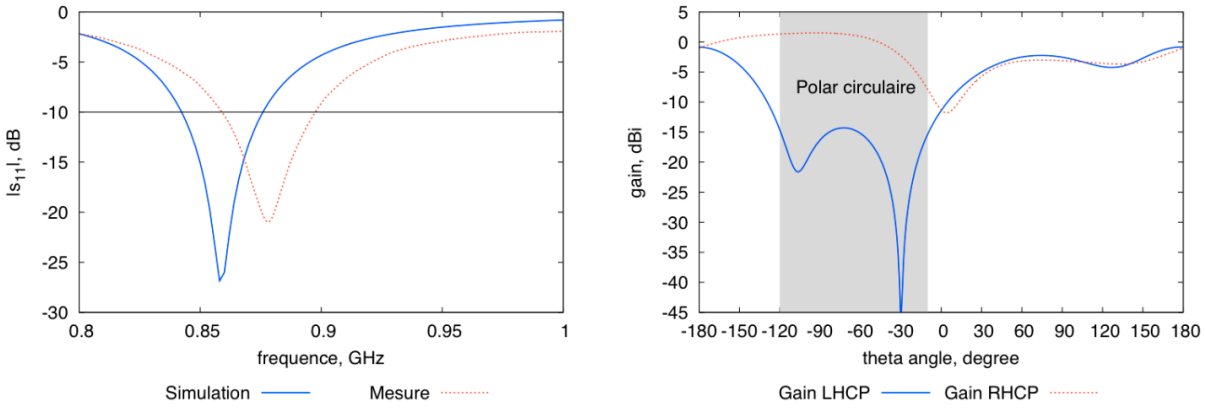


Figure III.32 : Géométrie de l'antenne PIFA croisée optimisée

IV.3.c) Résultats

- **Coefficient de réflexion et gain LHCP-RHCP**

Le module du coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence, ainsi que le gain en polarisation circulaire, en fonction de l'angle θ (pour φ=0°), de l'antenne sont présentés Figure III.33.



(a) (b)

Figure III.33 : Module du coefficient de réflexion simulé (a) gains en polarisation circulaire (b)

D'après la Figure III.33.a, la bande passante simulée en adaptation de cette antenne est de 4 % (0,842-0,876 GHz). En mesure, la BP est de 4,4 % (0,859-0,898 GHz). Une bonne concordance entre simulation et mesure est observée. On constate que la BP simulée est plus faible que celle obtenue précédemment qui était de 4,9 % (cf. Figure III.17.a). Cela reste néanmoins suffisant pour couvrir la bande RFID UHF Europe.

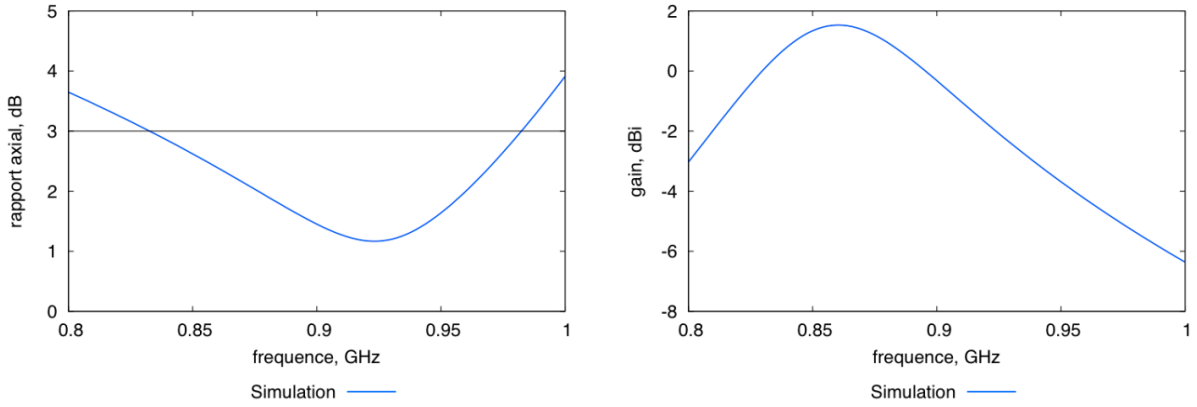
On observe, Figure III.33.b, le gain en polarisation circulaire droite et gauche. En prenant le même critère que dans les sections précédentes, l'antenne génère une polarisation circulaire droite dans la direction φ=0° et pour -120°<θ < 20°. Plusieurs commentaires peuvent être faits.

Le premier concerne l'élargissement de l'angle (θ) d'obtention de la polarisation circulaire. En effet, dans le cas précédent, l'angle d'obtention était seulement de 17° alors qu'il est maintenant de 100°. Le second étant la direction d'obtention de la polarisation circulaire. Celle-ci est maintenant autour de l'angle θ= -90° au lieu de θ=24° précédemment.

- **Rapport axial et gain total**

Le RA simulé, en fonction de la fréquence, dans la direction d'obtention de la polarisation circulaire est représenté Figure III.34.a. La bande passante en polarisation circulaire pour un RA inférieur à 3 dB, est de 152 MHz (0,832-0,984 GHz) soit 16,5 %. Dans cette même direction, un gain moyen simulé de 1,7 dBi est observé Figure III.34.b. Comparée à l'antenne précédente, on remarque que le gain a été amélioré de 2 dBi, indiquant encore l'influence de la taille du plan de masse et de la position de l'antenne par rapport à celui-ci (cf. Figure

III.21). Pour être complet, les Figures III.35 et III.36 présentent les simulations de l'efficacité totale et des diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans x-z et y-z de l'antenne PIFA croisée optimisée.



(a) (b)

Figure III.34 : Rapport axial (a) et gain (b) en fonction de la fréquence de l'antenne simulé et mesuré dans la direction φ=0° et θ= -90°

- **Efficacité totale**

L'efficacité simulée est supérieure à 97 % dans la bande RFID UHF Europe. Elle est sensiblement identique à celle simulée précédemment.

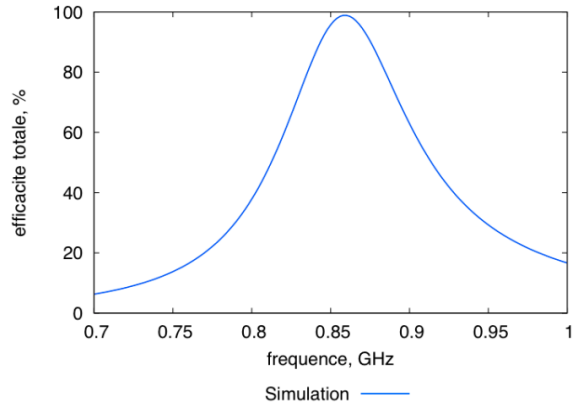
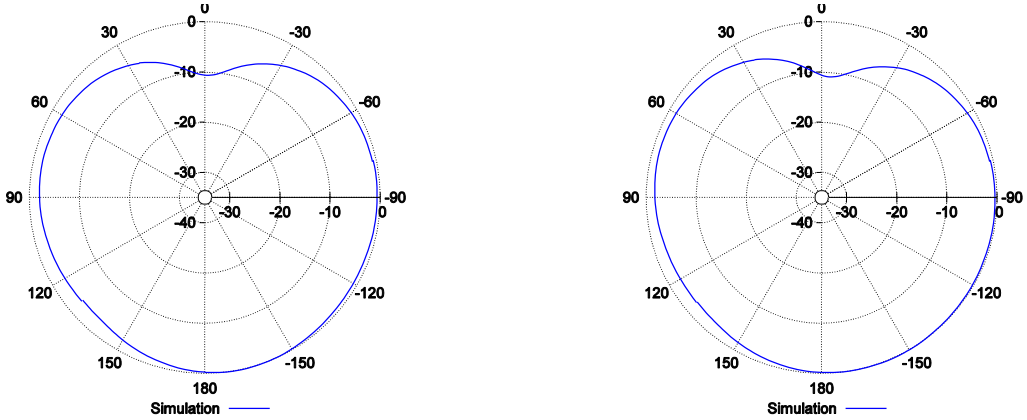


Figure III.35 : Efficacité totale simulée de l'antenne PIFA optimisée

- **Diagrammes rayonnement normalisés dans les plans x-z et y-z à 0.866 GHz.**

L'observation de ces diagrammes indique que le rayonnement de l'antenne est omnidirectionnel. Dans les deux plans, on observe un léger creux à θ=0°, certainement dû à la présence des courts-circuits.



(a) (b)

Figure III.36 : Diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan x-z (a) et y-z (b) à 0,866 GHz

En optimisant la taille du plan de masse, la position de l'antenne par rapport à celui-ci ainsi que la taille des antennes, nous sommes arrivés à dépointer et à élargir l'ouverture de la PC dans une direction intéressante pour notre application. Les bonnes caractéristiques de l'antenne en termes de performances et de miniaturisation en font une excellente candidate pour des applications portatives ou pour lesquelles les contraintes d'intégration par rapport à la direction d'éclairement sont particulières.

V. Récapitulatif des antennes développées dans ce chapitre

Un récapitulatif des différentes antennes présentées dans ce chapitre, est résumé dans le Tableau III.4. Dans ce tableau, les abréviations suivantes signifient

- **BP** : Bande Passante
- **PC** : Polarisation Circulaire
- **PDM** : Plan De Masse.
- **Antenne 1** : Antenne imprimée rectangulaire avec courts-circuits
- **Antenne 2** : Antenne PIFA croisée à polarisation circulaire

	Dimensions du PDM	BP S_{11}	Ouverture d'obtention de la PC	BP RA (simulé)	Gain (simulé)	Efficacité (%)
Antenne 1	273x273 mm^2	7,8% 0,860-0,928 GHz	$10° < \theta < 20°$	11% (mesuré)	-6,4 dBi (mesuré)	91% (mesuré)
Antenne 2	250x250 mm^2	4,9% 0,854- 0,897 GHz	$17° < \theta < 32°$	28,2% (mesuré)	-0,5 dBi (mesuré)	98% (mesuré)
Antenne 2 optimisée	173x173 mm^2	4% 0,842-0,876 GHz	$-120 < \theta < -20°$	16,5% (simulé)	1,7 dBi (simulé)	97% (simulé)

Tableau III.4 : Récapitulatif des différentes antennes développées dans ce chapitre

Conclusion

Dans ce chapitre, trois nouvelles structures d'antenne à polarisation circulaire, utilisant la technique de miniaturisation des courts-circuits, ont été développées. Les solutions proposées nous ont permis à la fois de réduire de moitié la taille de l'élément résonant tout en conservant la polarisation circulaire.

En premier lieu, nous avons montré que lorsque la hauteur d'une antenne imprimée augmentait, les conditions d'obtention (direction et ouverture) de la polarisation circulaire de ces antennes se faisaient dans des directions peu habituelles. Néanmoins, nous avons observé qu'en optimisant la taille du plan de masse, la position de l'élément rayonnant sur celui-ci, il était possible de dépointer la direction d'obtention de la polarisation circulaire dans une direction intéressante.

Toutefois, le diagramme de rayonnement de ces antennes étant soit de type dipolaire soit omnidirectionnel, elles ne sont pas de bonnes candidates pour une mise en réseau.

Récemment, dans le but de confiner le champ électromagnétique, une nouvelle technique est apparue : les métamatériaux de type « BIE ».

Table des illustrations

Figure III.1 : Géométrie d'un patch rectangulaire à polarisation circulaire 76

Figure III.2 : Module du coefficient de réflexion (a) et rapport axial en fonction de θ pour φ=0° (b) de l'antenne imprimée rectangulaire 77

Figure III.3 : RA et gain de l'antenne dans la direction φ=θ=0° 77

Figure III.4 : Efficacité totale (a) et diagramme de rayonnement normalisé à 0,866 GHz (b) 78

Figure III.5 : Géométrie de l'antenne rectangulaire « court-circuitée » à polarisation circulaire 79

Figure III.6 : Module du coefficient de réflexion (a) gain en polarisation circulaire droite et gauche pour φ=0° et 90° (b) 80

Figure III.7 : RA en fonction de θ et de la fréquence (b) d'un patch rectangulaire non court-circuité de hauteur 20 mm 81

Figure III.8 : Rapport axial simulé et mesuré en fonction de la fréquence (a) et en fonction de la hauteur (b) de l'antenne 82

Figure III.9 : Gain (a) et efficacité (b) simulés et mesurés de l'antenne rectangulaire « court-circuitée » 82

Figure III.10 : Diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans x-z (a) et y-z (b)..... 83

Figure III.11 : Géométrie d'une antenne PIFA 84

Figure III. 12 : Module du coefficient de réflexion d'une antenne PIFA 85

Figure III.13 : Géométrie de l'antenne PIFA à polarisation circulaire 86

Figure III.14 : Module du coefficient de réflexion (a) et RA en fonction de thêta (b) pour différentes valeurs de d 86

Figure III.15 : Impédance d'entrée en fonction de la taille des languettes de courts-circuits.. 87

Figure III.16 : Module du S11 (a) et RA en fonction de la position des courts-circuits 87

Figure III.17 : Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (a) et gain en polarisation circulaire en fonction de l'angle thêta (φ=0°) (b) de l'antenne PIFA à polarisation circulaire 88

Figure III.18 : Rapport axial en fonction de la position de l'antenne par rapport au plan de masse 89

Figure III.19 : Rapport axial en fonction de la hauteur 89

Figure III.20 : RA (a) et gains (b) de l'antenne simulée et mesurée dans la direction φ=0° et θ=24° 90

Figure III.21 : Efficacité totale de l'antenne 90

Figure III.22 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans le plan x-z (a) dans le plan y-z (b) 91

Figure III.23 : Module du S11 (a), RA (b) et gain (c) en fonction des dimensions du plan de masse 92
Figure III.24 : Position de l'antenne par rapport au plan de masse 93
Figure III.25 : Variation de la position de l'antenne selon l'axe dx 93
Figure III.26 : Module du S11 et RA selon les différents cas 94
Figure III.27 : Variation de la position de l'antenne selon l'axe dy 94
Figure III.28 Module du S11 (a) et RA (b) selon les différents cas 94
Figure III.29 : Variation de la position de l'antenne selon les axes dx et dy 95
Figure III.30 : Module du S11 (a) et RA (b) lorsque dx et dy varient 95
Figure III.31 : Cartographie des courants surfaciques sur le plan de masse ainsi que sur l'élément rayonnement pour les cas 1,2 et 3 96
Figure III.32 : Géométrie de l'antenne PIFA croisée optimisée 96
Figure III.33 : Module du coefficient de réflexion simulé (a) gains en polarisation circulaire (b) 97
Figure III.34 : Rapport axial et gain de l'antenne simulé et mesuré dans la direction $\varphi=0°$ et $\theta=90°$ 98
Figure III.35 : Efficacité totale simulée de l'antenne PIFA optimisée 98
Figure III.36 : Diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan x-z (a) et y-z (b) à 0,866 GHz 99

Liste des tableaux

Tableau III.1 : Comparatifs d'obtention de PC d'un patch rectangulaire non court-circuité pour deux hauteurs d'antennes 81

Tableau III.2 : Comparatif des performances d'une antenne imprimée rectangulaire « court-circuitée » ou non 83

Tableau III.3 : Dimensions (mm) des deux antennes PIFA 85

Tableau III.4 : Récapitulatif des différentes antennes développées dans ce chapitre 100

Références

[1] **T. Taga,** "Analysis of planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio equipment", Analysis, design and measurement of small and low-profile antennas, *Artech House Inc*., Chapter 5, pp. 161-180, 1992.

[2] **Y. Hwang, Y.P Zhang, G.X Zheng and T.K.C Lo,** "Planar Inverted F Antenna Loaded with High Permittivity Material", *Electronic Letters*, Vol **20**, pp. 1710-1712, 1995.

[3] **P. Vainikainen, J. Ollikainen, O. Kivekäs and I. Kelander,** "Resonator-Based Analysis of the Combination of Mobile Handset Antenna and Chassis", *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, Vol **50**, October 2002, pp. 1433-1444.

Chapitre IV : Généralités sur les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique

Sommaire

I. Historique des BIE 108
II. Analogie entre équations de Maxwell et équation de Schrödinger 109
III. Bande Interdite Electromagnétique (BIE) et métamatériau 109
IV. Caractérisation d'une structure BIE 111
V. Optimisation d'une structure BIE [30] 119
VI. La structure BIE planaire (UC-PBG) 121
VII. Applications d'une structure BIE pour la conception d'antennes 122
Table des illustrations 126
Références 128

L'objectif de ce chapitre est de réaliser une présentation générale sur les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) appelés « Electromagnetic Band Gap » (EBG) dans la littérature anglo-saxonne.

Dans un premier temps, nous commencerons par faire une brève introduction sur l'historique de ces matériaux de l'optique aux fréquences micro-ondes. Nous décrirons les trois méthodes d'analyse d'une structure BIE (le modèle LC, la méthode de la ligne de transmission et enfin la méthode numérique).

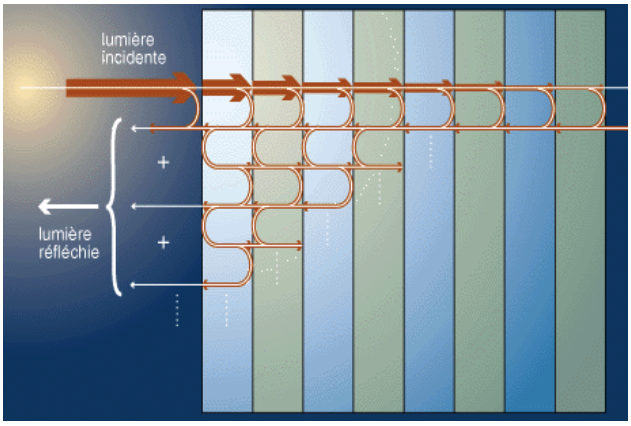
Dans un second temps, après avoir détaillé ces trois méthodes, nous verrons comment en ajustant les différents paramètres d'une cellule BIE, nous pouvons les optimiser pour qu'ils fonctionnent à la fréquence souhaitée.

Enfin pour conclure, nous montrerons les différentes applications possibles des matériaux BIE dans la conception d'antennes.

I. Historique des BIE

Le début des matériaux BIE remonte à la fin du 19ième siècle, en 1887 pour être précis. Lord Rayleigh [1] est le premier à montrer que l'on pouvait produire un gap ou bande interdite photonique (BIP) dans les cristaux photoniques. Le but est de reproduire un réseau cristallin ayant des propriétés particulières. C'est à partir du domaine optique et des BIP que découlent les structures à Bande Interdite Electromagnétique.

C'est en 1915, que William Laurence Bragg réalise le tout premier BIP ou cristal photonique appelé « Miroir de Bragg » [2-3]. Afin de mieux comprendre la notion de BIP, prenons cet exemple. Généralement, les miroirs sont des objets possédant une surface suffisamment polie pour qu'une image s'y forme par réflexion. C'est souvent une fine couche métallique, qui, pour être protégée, est placée sous une plaque de verre [4]. En optique, on utilise des miroirs faisant intervenir la réflexion sur un autre type de surface que la surface métallique. On les appelle « Miroirs de Bragg ». Le miroir de Bragg est un empilement périodique de couches transparentes d'indices de réfraction différents. L'onde lumineuse incidente est réfléchie sur chacune des interfaces entre les couches et subit un déphasage. De ce fait, les différentes ondes réfléchies sur chacune des interfaces interagissent de façons constructives ou destructives selon le déphasage de chacune d'entre elles.



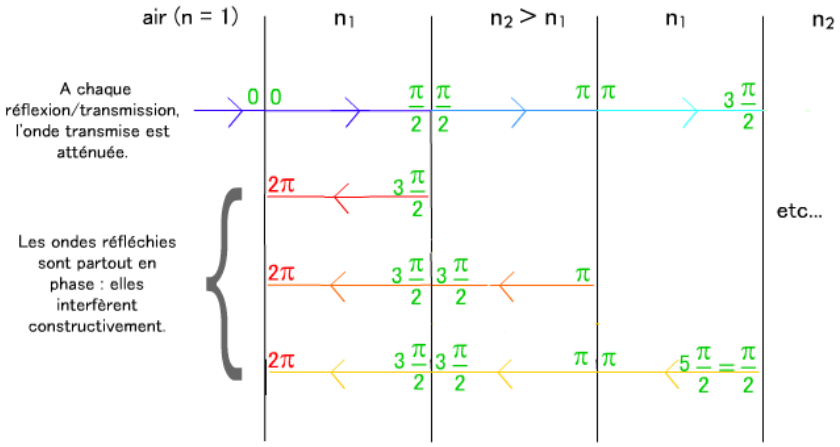


Figure IV.1 : Principe de fonctionnement du Miroir de Bragg

Le déphasage est dépendant de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence de l'onde lumineuse. Ainsi, on pourra aboutir selon les circonstances à des interférences constructives conduisant à des coefficients de réflexion élevés, ou encore à des interférences destructives conduisant à des coefficients de réflexion faibles (Figure IV.1). Par conséquent, le miroir de Bragg est capable de réfléchir, dans le cas d'interférences constructives, 99,5 % de l'énergie incidente [5]. En 1987, Eli Yablonovitch et John Sajeev [6-7] proposent de reprendre le concept du miroir de Bragg aux fréquences micro-ondes. En 1991, Eli Yablonovitch réalise le premier cristal photonique artificiel (un bloc de plexiglas percé dans trois directions différentes de façon à reproduire la structure cristalline d'un diamant) fonctionnant en onde centimétrique. Ce cristal est connu sous le nom de « Yablonovite » [8-9]. Depuis l'invention de la Yablonovite, plusieurs structures ont été proposées et fabriquées dans le domaine des ondes millimétriques et submillimétriques [10,12]. De telles structures opérant à des longueurs d'onde plus grandes ont tout de suite trouvé des applications notamment dans le domaine antennaire.

II. Analogie entre équations de Maxwell et équation de Schrödinger

Il existe une forte analogie entre les équations de Maxwell qui décrivent le comportement ondulatoire des photons et l'équation de Schrödinger qui décrit celui des électrons. L'origine théorique du concept BIP repose sur cette similitude existant entre les équations de Schrödinger et celles de Maxwell. Il est bien connu au niveau de la physique fondamentale que les électrons au sein d'un arrangement périodique d'atomes d'un semi-conducteur ne peuvent prendre n'importe quelle énergie : la périodicité du potentiel d'interaction entre électrons et atomes conduit à l'existence de bandes d'énergies interdites [13]. De la même façon, un matériau dont l'indice de réfraction varie périodiquement suivant les différentes directions de l'espace pourra présenter des bandes d'énergies interdites pour les photons. Autrement dit, dans certains domaines de fréquences, l'onde électromagnétique ne pourra s'y propager et sera interdite quelle que soit son incidence. E. Yablonovitch proposa de réaliser de tels matériaux. C'est ainsi qu'apparurent les premières structures à Bande Interdite Electromagnétique.

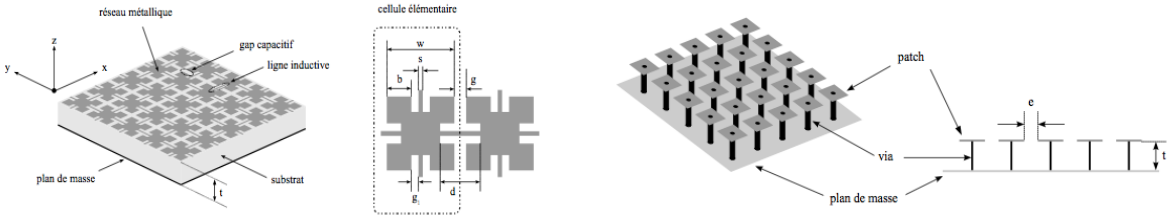
III. Bande Interdite Electromagnétique (BIE) et métamatériau

III.1) Définition d'une structure BIE

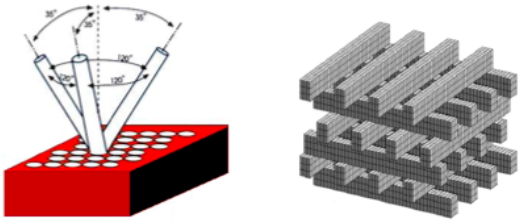
Avant de développer en détail cette structure, donnons une définition d'une structure BIE. C'est une structure périodique en 1, 2 ou 3 dimensions (Figure IV.2.a, IV.2.b et IV.2.c) possédant des propriétés électromagnétiques ne se trouvant pas à l'état naturel et interdisant la propagation d'ondes électromagnétiques dans une certaine bande de fréquence appelée « Bande Interdite » pour tous les angles incidents et pour toutes les polarisations.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.2 : Exemples de structures BIE en 1D (a), 2D (b) et 3D (c)

III.2) Structure BIE et métamatériau

Dans le même temps où sont apparues les premières structures BIE, une autre terminologie « métamatériau » est également apparue et est devenue populaire dans la communauté scientifique. Le mot « métamatériau » du grec méta qui signifie « au-delà » a été très utilisé pour décrire les matériaux composites avec comme unique caractéristique de ne pas être disponibles à l'état naturel. En fonction de leurs propriétés électromagnétiques, divers noms ont été introduits dont les plus connus sont [14,17] :

- LH (Left-Handed) : Matériau « main gauche »
- DN (Double Negative) : Structure avec une permittivité et une perméabilité négative
- NRI (Negative Refractive Index) ou en français IRN : Indice de Réfraction Négatif
- HIS (High Impedance Surface) ou SHI : Surface Haute Impédance pour les deux modes (TE et TM)
- AMC (Artificial Metallic Conductor) : qui possède les propriétés d'une structure PMC (Perfect Magnetic Conductor)

D'après ce que l'on vient de voir précédemment, les structures BIE peuvent être considérées comme un type de « métamatériau ».

IV. Méthodes d'analyses et de caractérisation d'une structure BIE

Pour analyser les caractéristiques d'une structure BIE (dont la plus connue étant structure champignon de Sievenpiper (Figure IV.3.a)), plusieurs méthodes ont été développées.

IV.1) Le modèle LC

La méthode la plus simple est de considérer une structure BIE comme un circuit résonnant LC [17] (Figure IV.3). Les valeurs de L (inductance) et C (capacité) de la structure BIE sont déterminées par la géométrie de la cellule. Ces valeurs permettent de déterminer la bande interdite où aucune onde de surface électromagnétique ne pourra se propager.

Cette structure originale proposée par Sievenpiper [17] consiste en un plan de masse CEP (Conducteur Electrique Parfait), un substrat diélectrique, un motif (de type patch) périodique imprimé sur le dessus du substrat et des vias verticaux reliant le plan de masse aux motifs. Cette structure que l'on peut voir Figure IV.3 ressemble à un champignon c'est pour cela qu'on l'appelle couramment structure BIE champignon ou dans la littérature anglo-saxonne « Mushroom EBG surface». Les paramètres d'une structure champignon sont décrits Figure IV.3.a.



(a) (b)

Figure IV.3 : Structure champignon (BIE) (a) paramètre de la structure (b) son modèle LC

W représente la largeur du patch ou cellule, *g* est la distance entre deux cellules, *h* la hauteur du substrat (de permittivité ε_r) et *r* le rayon du via.

Quand la périodicité (W+g) est grande devant la longueur d'onde, une structure BIE peut être assimilée à un circuit résonnant LC. La capacité résulte de l'écart entre les motifs et l'inductance des courants le long des vias (Fig. IV.3.b). Son schéma équivalent est représenté Figure IV.4.

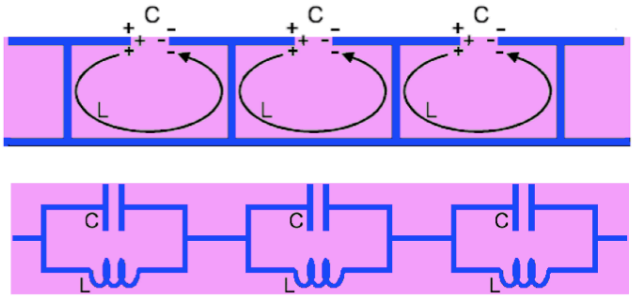


Figure IV.4 : Schéma équivalent d'une structure BIE dans le cas du modèle LC

L'impédance du circuit résonnant parallèle LC est donnée par :

$$Z_s = \frac{jL\omega}{1 - \omega^2 LC} \quad \text{(Eq: IV. 1)}$$

À partir de là, on peut déduire la pulsation de résonance qui est :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{(Eq: IV. 2)}$$

Aux fréquences basses, l'impédance Z_s est inductive et supporte les ondes de surface TM. L'impédance devient capacitive aux fréquences hautes. Les ondes de surface TE sont alors supportées. Autour de ω_0, l'impédance est très élevée et ne supporte aucune onde de surface (TE et TM). Cette bande de fréquence est appelée « Bande Interdite ». Les Surfaces Hautes Impédances (SHI) permettent également la réflexion d'une onde plane sans inversion de la phase contrairement au CEP (section VII.2).

La valeur de la capacité est fonction notamment de la taille des patchs ainsi que de la distance qui les sépare soit :

$$C = \frac{W\,\varepsilon_0\,(1 + \varepsilon_r)}{\pi} \cos h^{-1}\left(\frac{W + g}{g}\right) \quad \text{(Eq: IV. 3)}$$

La valeur de l'inductance provient des courants circulant sur les vias (donc de la hauteur du substrat) comme on peut le voir sur la Figure IV.3.b.

$$L = \mu\, h \quad \text{(Eq: IV. 4)}$$

En substituant les expressions de L et de C dans le calcul de ω_0 (Eq: IV.1), on peut en déduire la fréquence de résonance d'une structure BIE. En conclusion, le modèle LC est un modèle facile à appréhender et permet de donner une estimation rapide des valeurs de la capacité et de l'inductance. Toutefois, il reste imprécis en raison de la forte approximation des valeurs de l'inductance L et de la capacité C.

IV.2) Modèle de la ligne de transmission

La méthode de la ligne de transmission est un autre modèle permettant de caractériser une structure BIE. Le modèle considère qu'une onde électromagnétique se propage selon une direction x au sein d'une ligne de transmission chargée périodiquement par des impédances identiques placées en série. Pour une structure BIE en 2D, type structure Mushroom de Sievenpiper (Figure IV.5.a), l'impédance de chaque section est calculée en utilisant la théorie des lignes de transmission. Entre deux nœuds de chaque structure de périodicité *a*, il y a deux contributions, Z_p *et* X_c où Z_p est la réactance et X_c représente la capacité de couplage entre deux cellules.

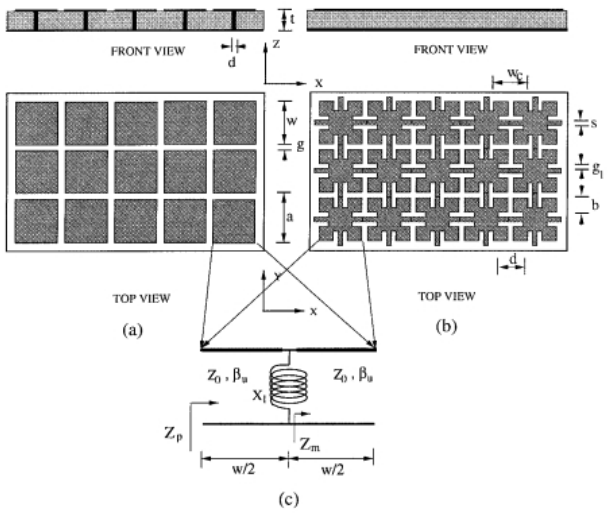


Figure IV.5 : Structure de Sievenpiper (a) de son équivalence planaire (Itoh) (b) et du circuit équivalent de chaque section (c)

Dans le cas de la Figure IV.5.a, le via reliant le plan de masse aux patchs fournit la partie inductive X_l de l'impédance totale. Sa valeur est calculée à partir de :

$$L = 2 \times 10^{-7} h \left[\ln\left(\frac{4h}{r}\right) + 0{,}5\left(\frac{r}{h}\right) - 0{,}75 \right] \qquad \text{(Eq: IV. 5)}$$

Où h et r représentent, respectivement la hauteur et le diamètre du via. L'impédance $Z_p$est l'impédance ramenée à l'entrée de la cellule élémentaire, comme indiqué sur le schéma équivalent donné à la Figure IV.5.c. Elle est calculée en utilisant la méthode des lignes de transmission.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_l + j Z_0 \tan(\beta_u l)}{Z_0 + j Z_l \tan(\beta_u l)} \qquad \text{(Eq: IV. 6)}$$

Où Z_0 représente l'impédance caractéristique, Z_l l'impédance de charge et β_u la constante de phase de la ligne de transmission. La capacité de couplage X_c est calculée en utilisant [18].

$$C = \frac{W \varepsilon_0 (\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2})}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{W + g}{g}\right) \qquad \text{(Eq: IV. 7)}$$

La structure entière est alors obtenue en cascadant ensemble les différentes sections et traitée de manière théorique par la théorie des circuits périodiques [18].

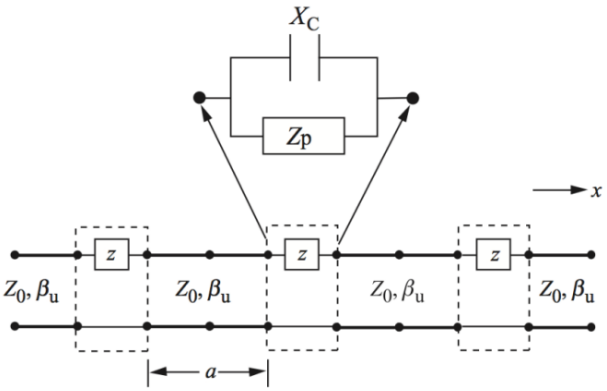


Figure IV.6 : Modèle équivalent d'une ligne de transmission

IL est à noter que, dans le cas de la Figure IV.5.b, les valeurs de L et de C sont légèrement différentes. Celles-ci sont données par [18].

$$L = 0{,}25 \times 10^{-7} d \left[\ln\left(\frac{d}{s}\right) + 0{,}2235\left(\frac{s}{d}\right) + 1{,}193\right] K_g \qquad \text{(Eq: IV. 8)}$$

Avec K_g est un facteur de correction pour tenir compte du plan de masse et égal à :

$$K_g = 0{,}57 - 0{,}145 \ln\left(\frac{s}{h}\right) \qquad \text{(Eq: IV. 9)}$$

Où *s* et *t* représente, respectivement, la largeur et la longueur de la branche et *h* la hauteur du diélectrique

$$C = \frac{2b\ \varepsilon_0\ (\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2})}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{W_c}{g}\right) \qquad \text{(Eq: IV. 10)}$$

Où les paramètres b, Wc et g sont les dimensions indiquées sur la figure IV.5b.

Une fois X_c et Z_p connus, la structure BIE peut être traitée comme étant une ligne de transmission chargée périodiquement par une impédance Z. Cette impédance Z étant la mise en parallèle de X_c et Z_p. La constante de phase β pour une structure infinie périodique et sans pertes avec une périodicité *a* est telle que :

$$\cos(\beta a) = \cos(\beta_u\ a) + j\ \frac{2}{2\ Z_0} \sin(\beta_u a) \qquad \text{(Eq: IV. 11)}$$

On note que Z est imaginaire pour une structure sans perte. A différentes fréquences, la constante de propagation est déterminée en utilisant l'équation IV.11. Ainsi, un diagramme de dispersion peut être obtenu. Cette méthode est très utilisée pour analyser une structure BIE champignon ou son équivalent planaire.

IV.3) Méthode FDTD-Détermination de la bande interdite (diagramme de dispersion)

Cette dernière méthode présente l'avantage d'être précise et rapide quelle que soit la géométrie de la structure BIE. La FDTD (Finite Difference Time Domain) a été utilisée afin d'analyser une structure BIE de taille finie. Néanmoins, si le nombre de motifs BIE augmente, une bande interdite peut être clairement déterminée. Cela implique néanmoins des ressources informatiques conséquentes. Afin de réduire ces problèmes, seule la zone de Brillouin réduite d'une cellule BIE sera étudiée.

IV.3.a) Zone de Brillouin

Nous savons, dans le cas d'un potentiel périodique à une dimension, que l'énergie des électrons est fonction des valeurs de k le nombre d'ondes, elles-mêmes comprises entre $-\pi/a$ et π/a, région caractérisant la zone de Brillouin. Cela sous-entend qu'à un réseau de périodicité a (appelé réseau direct) correspond un réseau réciproque de périodicité $a' = 2\pi/a$ où le nombre d'ondes k évolue dans la zone $\left[-\frac{\pi}{a} ; \frac{\pi}{a}\right]$. Autrement dit, si un réseau direct est parfaitement défini par la maille élémentaire et la périodicité, alors le réseau réciproque est parfaitement défini par la première zone de Brillouin et la périodicité. Dans le cas d'un cristal tridimensionnel, il est possible de construire le réseau réciproque à partir de trois vecteurs $\vec{A}, \vec{B}$ et $\vec{C}$ [19]. La Figure IV.7 montre quelques exemples de ces zones [20] et indique la méthode pour déterminer le plus petit polygone fermé caractérisant la zone de Brillouin.

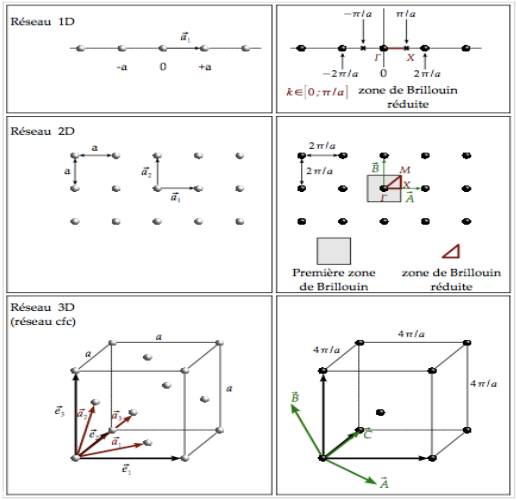


Figure IV.7 : Réseaux directs à une, deux ou trois dimensions (colonne de gauche) et leurs réseaux réciproques (à droite)

Dans le cas 2D (cas qui nous intéresse pour une structure BIE champignon), la première zone de Brillouin est un carré de côté *2π/a* faisant apparaître des symétries dues à la structure de ce dernier. Du fait de ces symétries, il n'est pas nécessaire de faire évoluer le vecteur d'onde *k* sur tout le périmètre du carré, mais uniquement sur le contour formé par les points Γ, X et M. Ce contour caractérise alors une nouvelle région, appelée zone de Brillouin réduite, sur laquelle Γ désigne son centre.

IV.4.b) Diagramme de dispersion

Le nombre d'ondes *k* est un paramètre important pour décrire la propagation des ondes électromagnétiques sur la zone de Brillouin réduite. Dans un cas où il n'y a pas de pertes, la constante de phase est $\beta = k$. β est fonction de la pulsation. Une fois la constante de phase connue, la vitesse de phase $\nu_p$et la vitesse de groupe $\nu_g$sont définies comme étant [21] :

$$\nu_p = \frac{\omega}{\beta} \qquad \nu_g = \frac{d\omega}{d\beta} \qquad \text{(Eq: IV.12)}$$

De plus, la distribution des champs peut être aussi déterminée comme étant la variation du champ dans la direction transverse. Dans l'espace libre et pour une onde plane, la relation reliant β et ω est une fonction linéaire :

$$\beta_{(\omega)} = k = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0} \qquad \text{(Eq: IV. 13)}$$

Cette relation est référencée dans un diagramme de dispersion. Toutefois, il est difficile de donner une seule expression de *k* dans le cas d'une propagation des ondes de surface dans un diélectrique (ou dans une structure BIE). Il peut exister plusieurs constantes de propagation à la même fréquence. Chacune est connue avec un mode spécifique avec ses propres ν_p, ν_g. Dans le cas d'une structure périodique comme les structures BIE, la distribution des ondes de surface est aussi périodique avec sa propre phase déterminée par le nombre d'ondes *k* et sa périodicité *a* [22]. Ainsi, chaque mode d'ondes de surface est décomposé comme une série d'harmoniques. On suppose ici que la propagation se fait selon la direction *x*.

$$\vec{E}_{(x,y,z)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \vec{E}_n(y,z)e^{-jk_{xn}x} \qquad \text{(Eq: IV. 14)}$$

$$k_{xn}(\omega) = k_x(\omega) + \frac{2\pi}{a}n \qquad \text{(Eq: IV. 15)}$$

Un exemple de diagramme de dispersion d'une structure BIE champignon à 4 GHz est tracé Figure IV.8. Pour les basses fréquences, le premier mode suit la « Light Line » ce qui indique que la vitesse de phase et la vitesse de la lumière *C* dans la cavité sont quasiment équivalentes. La bande interdite est située entre la fréquence maximale du mode 1 (mode TM) et l'intersection entre la « Light Line » et le mode 2 (mode TE).

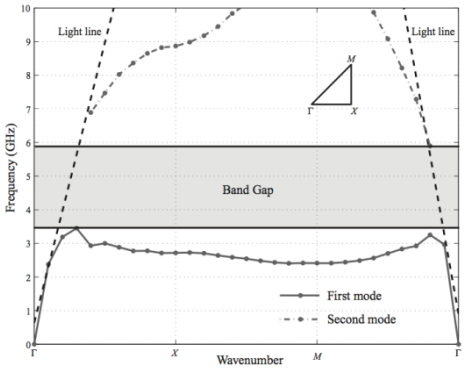


Figure IV.8 : Exemple de diagramme de dispersion d'une structure BIE

L'axe vertical représente la fréquence et l'axe horizontal le nombre d'ondes (k_x et k_y) sur la zone de Brillouin réduite.

$$\Gamma : k_x = 0 \text{ et } k_y = 0$$

$$X : k_x = \frac{2\pi}{(W+g)} \text{ et } k_y = 0$$

$$M : k_x = \frac{2\pi}{(W+g)} \text{ et } k_y = \frac{2\pi}{(W+g)}$$

Dans cette section, nous venons de voir qu'à partir d'un diagramme de dispersion il était possible d'identifier une bande interdite d'une structure BIE champignon, bande de fréquences dans laquelle aucun mode d'ondes de surface ne se propage. Néanmoins, les structures BIE champignon sont également connues pour leur réflexion de phase nulle.

IV.4.c) Diagramme de phase

La réflexion de phase est un paramètre important pour décrire le comportement en phase d'un objet. Elle est définie comme étant le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente de la surface réfléchissante. Dans le cas d'un plan réflecteur électrique (CEP), si une onde plane s'y réfléchit alors le champ tangentiel total $\vec{E}$ est nul afin de satisfaire les conditions aux limites. Ainsi, le champ $\vec{E}$ réfléchi et le champ incident sont en opposition de phase (180°) ce qui correspond à un coefficient de réflexion de -1.

Pour un plan réflecteur magnétique (CMP), le champ tangentiel total doit être nul (conditions aux limites) ainsi le champ $\vec{H}$ réfléchi et le champ $\vec{H}$ incident sont de signes opposés, alors que le champ E réfléchi et le champ E incident sont de même signe entraînant un déphasage nul (interférences constructives). Son principe est représenté Figure IV.9.

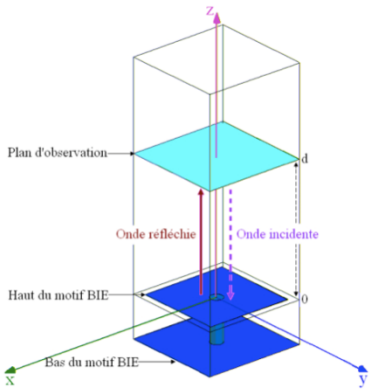


Figure IV.9 : Caractérisation d'une structure BIE en réflexion de phase à l'aide d'un modèle FDTD

Comme nous le savons, les structures CMP n'existent pas à l'état naturel. Cependant une structure BIE peut réaliser les mêmes propriétés dans une certaine bande de fréquence. Généralement, la réflexion de phase d'une structure BIE est fonction de la fréquence. Elle varie entre -180° et +180° quand la fréquence augmente. La bande de fréquence où les structures BIE réalisent les mêmes propriétés qu'un CMP est comprise entre 0° ± 90°. Toutefois, dans [23], la bande de fréquence est comprise entre 90° ± 45°. La Figure IV.10 montre un exemple de réflexion de phase autour de 2,3 GHz [24] pour un plan réflecteur électrique et pour une structure BIE champignon.

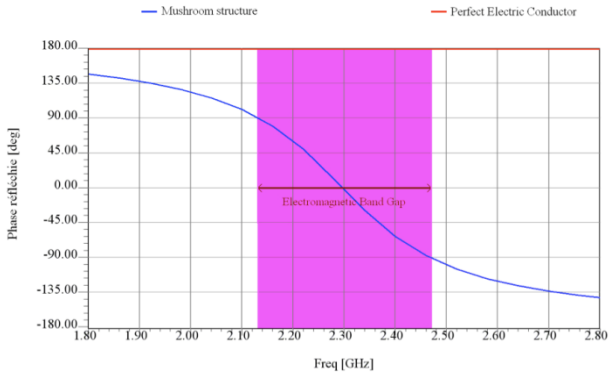


Figure IV.10 : Exemple de réflexion de phase pour une structure BIE champignon et pour un plan réflecteur électrique

Pour une étude rigoureuse, il faut étudier le diagramme de phase réfléchie pour tous les angles d'incidence possibles allant de l'incidence normale (0°) à l'incidence rasante (90°). En outre, le fait de définir la largeur de la bande interdite autour de la fréquence centrale dans le cas de l'incidence normale, permet de tenir compte des autres cas d'incidence. Cette constatation peut être confirmée sur les résultats des travaux de [25] où l'on voit bien que les courbes correspondant aux différents angles d'incidence sont étroitement enlacées autour de la courbe qui correspond à l'incidence normale.

V. Optimisation d'une structure BIE

Dans la section précédente, nous avons vu comment caractériser une structure BIE, à l'aide d'un diagramme dispersion ou de phase, pour qu'elle fonctionne dans une certaine bande de fréquence. Nous allons maintenant observer l'influence des différents paramètres (largeur du patch (W), écart entres les patchs (g), épaisseur du substrat (h) et permittivité du substrat (ε_r)) d'une structure BIE champignon sur la largeur de bande en réflexion de phase [25].

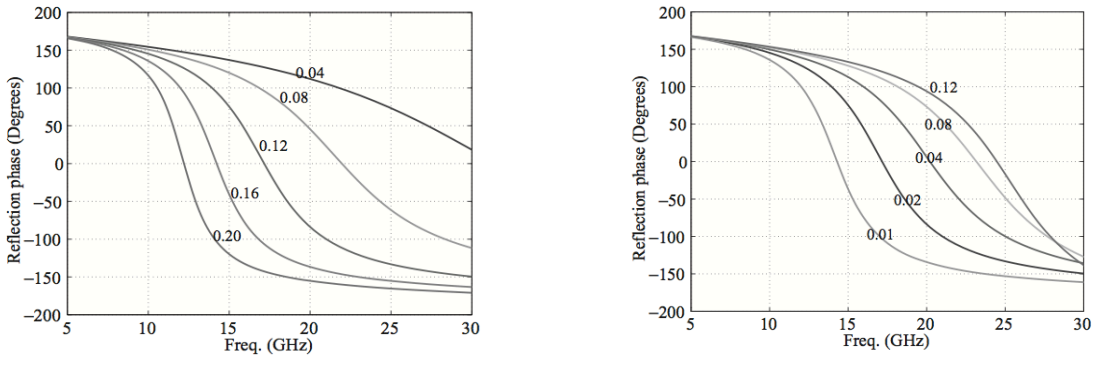
V.1) Étude paramétrique d'une structure BIE

V.1.a) La largeur du patch (W)

La largeur du patch joue un rôle important dans la détermination de la fréquence de résonance d'une structure BIE. Pour une réflexion de phase de 0°, la fréquence de résonance décroît quand la largeur du patch augmente. De plus, la pente devient plus abrupte ce qui indique une faible bande passante (pour un critère de 0° ± 90°). Cela peut facilement s'expliquer en utilisant le modèle LC. Une largeur de patch importante mènera à une forte capacité et donc diminuera la fréquence de résonance et réduira la bande passante. Afin de valider ce que nous venons de dire, une variation d'une largeur de patch de 0,04 à 0,2λ autour de 15 GHz est étudiée Figure IV.11.a.

V.1.b) Effet de l'écart (g) entre les patchs

L'écart entre les patchs a pour principal effet, un contrôle de la capacité du modèle LC (Eq : IV.3). Il a un effet totalement opposé à celui de la largeur du patch (Figure IV.11.b). En effet, une augmentation du gap entraînera une réduction de la capacité du modèle LC et par conséquent une augmentation de la fréquence de résonance et de la bande passante de la structure BIE.

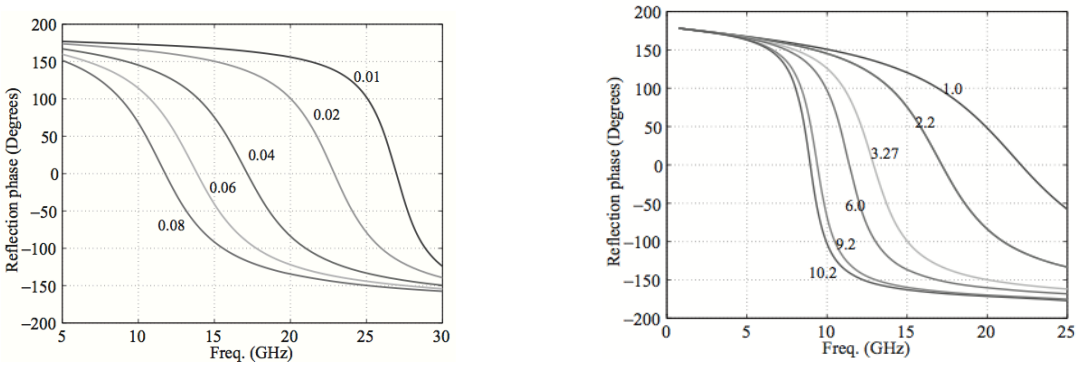


(a) (b)

Figure IV.11 : Effet de la largeur du patch donné en λ (a) et de l'écart g entre les patchs (b) sur la réflexion de phase d'une structure BIE

V.1.c) Effet de l'épaisseur du diélectrique (h)

En Figure IV.12.a, le diagramme de phase en fonction de l'épaisseur de la structure montre que lorsque l'épaisseur *h* diminue la bande interdite devient plus étroite et se décale vers les hautes fréquences. On remarque que le comportement observé est le même que celui portant sur l'étude de la largeur du patch.



(a) (b)

Figure IV.12 : Effet de l'épaisseur du diélectrique (a) et de la permittivité du diélectrique (b) sur la réflexion de phase d'une structure BIE

V.1.d) Influence de la permittivité du substrat (ε_r)

Comme pour la conception des antennes imprimées, la permittivité d'un substrat est un paramètre important dans la conception de structures BIE (Figure IV.12.b). En effet, un dilemme se pose alors pour les concepteurs : soit choisir un substrat de forte permittivité, ce qui aura pour avantage un patch de faibles dimensions mais pour inconvénient un coût élevé de fabrication et une bande passante étroite (pour un critère 0° ± 90°) soit un substrat de faible permittivité, avec pour conséquence des tailles de cellules importantes en basse fréquence (inférieur à 1 GHz).

À partir de ces quatre études portant sur les différents paramètres composant une structure BIE, nous pouvons conclure que la fréquence de résonance et la largeur de la bande interdite sont proportionnelles à *g*, alors qu'elles sont inversement proportionnelles à *W* et ε_r. Quant au paramètre *h*, la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à *h*, et la largeur de la bande interdite quant à elle, lui est proportionnelle. Dans la plupart des cas, l'allure de dépendance entre la bande interdite et les paramètres de la structure n'est pas linéaire. Dans notre application, la conception d'une structure BIE faible coût (utilisation d'un substrat FR4 époxy) et de faible encombrement (*W* et *h*) guidera notre choix sur ces paramètres.

VI. La structure BIE planaire (UC-PBG)

Précédemment, une étude complète (caractérisation, conception et optimisation) sur les structures BIE et plus précisément les structures « Mushroom » de Sievenpiper [17] a été menée. La géométrie de cette structure est rappelée Figure IV.13.

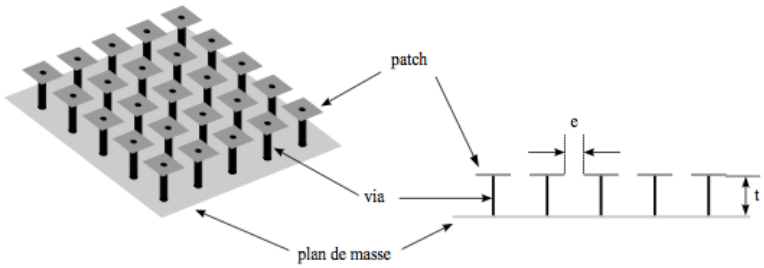


Figure IV.13 : Géométrie de la structure Mushroom Sievenpiper

L'approche de Sievenpiper exigeant un procédé de fabrication non-planaire, Itoh a, pour sa part, développé un cristal électromagnétique planaire qui n'utilise pas de via que l'on retrouve sous l'appellation anglaise UC-PBG (Uniplanar Compact Photonic Band Gap) [26]. Ce sont des structures périodiques métalliques à deux dimensions uniformément réparties sur la face supérieure d'une couche diélectrique. La Figure IV.14 représente le schéma de la structure UC-PBG et les paramètres correspondants. Chaque élément de ce réseau est connecté à ses quatre voisins adjacents par l'intermédiaire de minces rubans métalliques. Chacun de ces rubans introduit alors un effet inductif, et les "gaps" entre pavés adjacents créent un effet capacitif. Ainsi, nous retrouvons les mêmes effets observés dans les surfaces champignons (effet de filtrage, notion de surface haute impédance (SHI), etc.). En changeant les dimensions des paramètres *s*, *d* et *g*, nous modifions les valeurs respectives de L et C et la propagation des ondes électromagnétiques guidées au sein de la structure. Toutefois, la structure BIE planaire a pour principal inconvénient d'avoir une bande interdite plus faible que celle obtenue par la structure Mushroom de Sievenpiper.

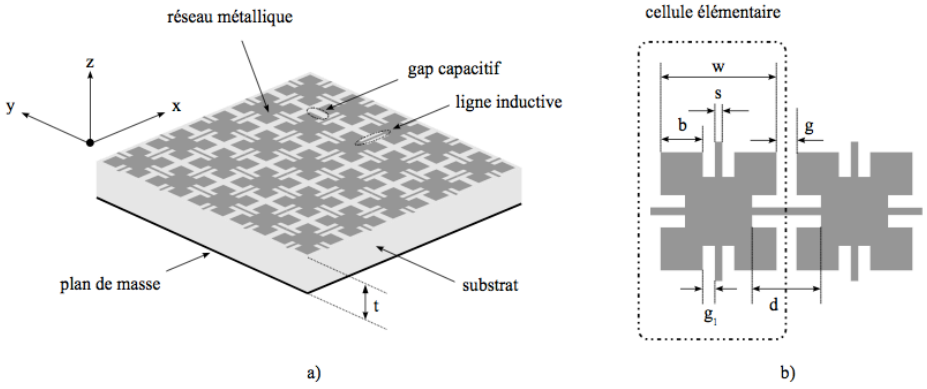


Figure IV.14 : schéma de la structure UC-PBG et les paramètres correspondants

Après avoir caractérisé, analysé et optimisé la structure BIE planaire (Sievenpiper) et son équivalence non planaire (Itoh) en détails dans les sections précédentes, un état de l'art sur leurs applications dans le domaine antennaire a été effectué.

VII. Applications de structures BIE à la conception d'antennes

Comme nous venons de le voir, les BIE sont des structures qui permettent le contrôle, le confinement et le guidage de la propagation des ondes électromagnétiques suivant les caractéristiques géométriques et diélectriques des motifs composant la structure. Nous allons maintenant énumérer les principales applications de ces structures dans la conception d'antennes.

VII.1) Pourquoi utiliser des structures BIE dans la conception d'antennes ?

Le schéma classique d'une antenne patch à deux éléments rayonnants imprimés sur un substrat est représenté Figure IV.15. Les problèmes rencontrés dans une telle configuration résident d'une part dans le fait qu'une fraction importante de rayonnement se perd dans le substrat au-dessous des patchs et sur les bords autour de la structure, et d'autre part, dans le couplage indésirable entre les éléments rayonnants. Ces problèmes sont induits par les ondes de surface et les ondes de fuite qui limitent les performances de la structure. Les ondes de surface sont des ondes électromagnétiques qui se propagent le long du plan de masse et dans la cavité au lieu d'être rayonnées dans l'espace libre. Cela a pour conséquence une réduction du gain, de la directivité et de l'efficacité de l'antenne. Si le diélectrique utilisé est de forte permittivité, l'essentiel du champ se concentre dans la cavité, et les ondes de surface sont alors plus nombreuses. De plus, la diffraction des ondes de surface sur les bords de l'antenne augmente considérablement le rayonnement des lobes arrière. Dans ce cas-là, une structure BIE possédant une bande interdite contenant la fréquence de résonance de l'antenne peut être très utile pour supprimer les ondes de surface.

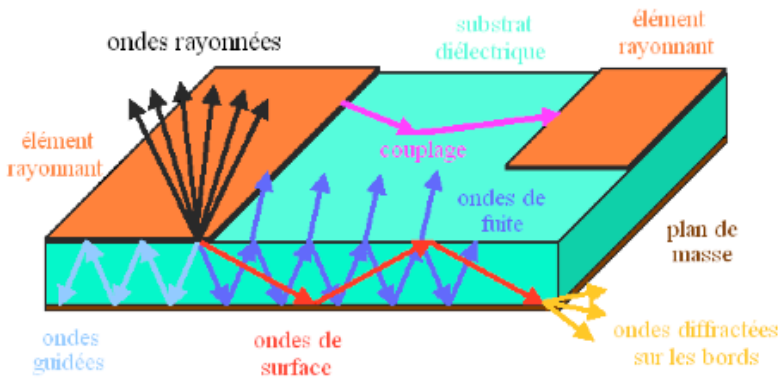
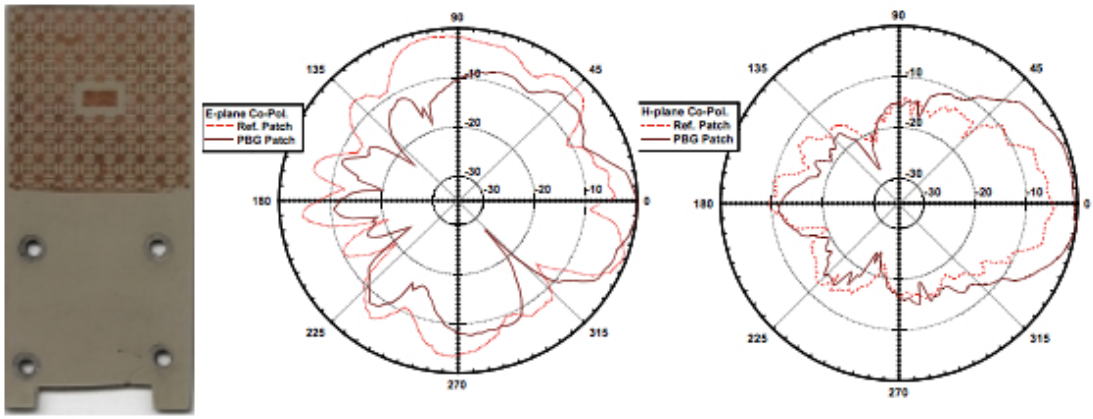


Figure IV.15 : Schéma d'une structure à deux éléments rayonnants

VII.2) Suppression des ondes de surface

Dans [26-27], une antenne imprimée est entourée d'une structure BIE non planaire dans le but de supprimer les ondes de surface, améliorant ainsi son gain tout en réduisant son rayonnement arrière. Un autre exemple probant d'amélioration des performances a été donné par Coccioli et al [28]. Les résultats calculés et mesurés montrent qu'en raison de la suppression des ondes de surface, l'antenne microruban montée sur le substrat UC-PBG offre un gain maximum de 3 dB plus élevé que la même antenne gravée sur un substrat diélectrique de même épaisseur et même constante diélectrique déposé sur un plan de masse (Figure IV.16).

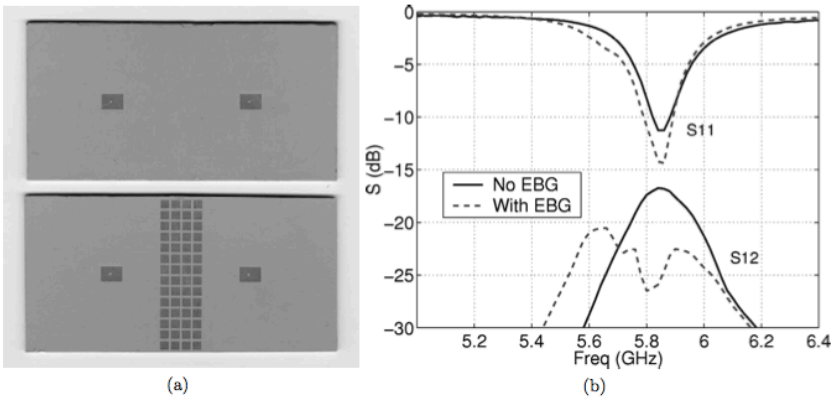


(a) Structure (b) Plan E (c) Plan H

Figure IV.16 : Améliorations des performances d'une antenne par la propriété « suppression des ondes de surface » des structures BIE

VII.3) Réduction du couplage entre deux éléments

De nombreux réseaux d'antennes intègrent des structures BIE afin de réduire le couplage mutuel entre les éléments [29]. Sur la Figure IV.17, une comparaison des coefficients de réflexion et de transmission d'une antenne imprimée est réalisée en présence ou non d'une structure BIE. On observe une amélioration de 8 dB du S_{21} de l'antenne.



(a) (b)

Figure IV.17 : Réduction du couplage à l'aide de structure BIE

VII.4) Réflecteur d'ondes (CMA : Conducteur Magnétique Artificiel)

Une autre application des structures BIE est leur utilisation en tant que plan réflecteur. Avant de montrer un exemple d'application, nous allons rappeler la théorie des images et quelques notions sur les interférences constructives et destructives.

VII.4.a) Impédance de surface et théorie des images

De nos jours, de plus en plus d'applications nécessitent des antennes de faible encombrement et ayant une bonne efficacité de rayonnement. La résolution de ce double problème interdépendant est une autre application potentielle des structures BIE. En effet, l'association d'un élément rayonnant à un plan réflecteur conduit à des interactions entre les champs incidents et les champs réfléchis. Ces phénomènes peuvent être décrits en faisant appel à la notion d'impédance de surface et à la théorie des images. Les interactions dépendent de la nature du réflecteur suivant que l'on considère un conducteur électrique ou magnétique. Ces conducteurs sont supposés généralement « idéaux » et sont appelés Conducteur Electrique Parfait ou Conducteur Magnétique Parfait et notés respectivement CEP et CMP. L'impédance de surface représente le rapport des composantes tangentielles des champs électrique et magnétique à la surface du réflecteur. Dans le cas d'une incidence normale et pour une onde plane, l'impédance de surface est donnée par la relation suivante :

$$Z_s = \frac{E_t}{H_t} \qquad (\text{Eq: IV. 16})$$

Dans le cas d'une incidence normale et pour une onde plane, le coefficient de réflexion du champ électrique est donné par :

$$\Gamma = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \qquad (\text{Eq: IV. 17})$$

Où Z_0est l'impédance caractéristique du vide

La théorie des images permet de prendre en compte la présence de courants au voisinage d'un plan réflecteur infini.

VII.4.b) Notion d'interférences constructives et destructives

Avant de voir le comportement des courants images dans le cas d'une antenne dipôle, voyons le comportement d'un élément rayonnant en présence d'un plan réflecteur électrique et magnétique.

- **Antenne à proximité d'un plan réflecteur électrique**

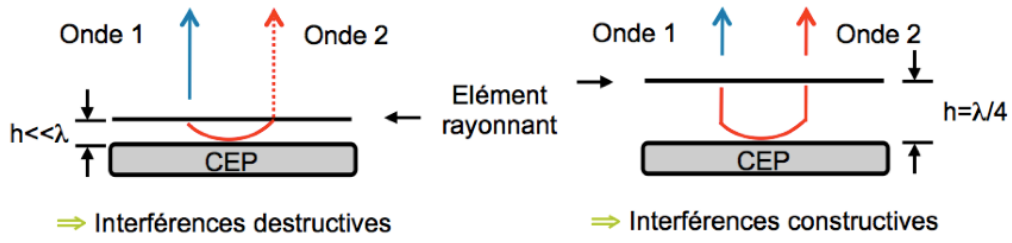
Plaçons un élément rayonnant à une distance *h* d'un plan réflecteur électrique (Figure IV.18). Celui-ci impose aux champs incidents et réfléchis des conditions aux limites données

par les équations Eq: IV.18 et 19. Le champ électrique est normal à la surface, le champ magnétique et le courant de surface sont tangentiels à la surface :

$$\hat{\eta} \times \overrightarrow{E_t} = 0 \qquad (\text{Eq: IV. 18})$$

$$\hat{\eta} \times \overrightarrow{H_t} = \overrightarrow{J_s} \qquad (\text{Eq: IV. 19})$$

$\hat{\eta}$ représente le vecteur unitaire normal à la surface et $\overrightarrow{J_s}$ le vecteur de densité de courant de surface. Si la distance entre le plan réflecteur et l'antenne est très petite devant la longueur d'onde alors le CEP présente une faible impédance de surface. Le coefficient de réflexion vaut alors -1 et les courants images sont en opposition de phase (Figure IV.18.a). Le rayonnement en est détérioré. La configuration optimale est obtenue lorsque *h* est égal au quart de la longueur d'onde (Figure IV.18.b). L'onde n°2 parcourt un trajet aller/retour correspondant à une variation de phase égale à deux fois π/2. Sachant que le réflecteur métallique introduit un déphasage de π, la variation totale de phase est donc égale à 2π : les interférences sont alors constructives.



(a) (b)

Figure IV.18 : Interférences destructives (a) ou constructives (b) pour un plan réflecteur électrique [30]

- **Antenne à proximité d'un plan réflecteur magnétique**

Le plan réflecteur électrique est maintenant remplacé par un plan réflecteur magnétique. Celui-ci présente des conditions aux limites différentes d'un CEP. Les nouvelles équations sont données ci-dessous :

$$\eta \times \overrightarrow{E_t} = \overrightarrow{M_s} \qquad (\text{Eq: IV. 20})$$

$$\eta \times \overrightarrow{H_t} = 0 \qquad (\text{Eq: IV. 21})$$

$\overrightarrow{M_s}$ représente la densité surfacique de courants magnétiques. Contrairement au plan réflecteur électrique, un CMP fonctionne bien pour de faibles distances (très inférieures à la longueur d'onde) entre le plan réflecteur et l'antenne (Figure IV.19). Son impédance de surface est en effet élevée. Le coefficient de réflexion valant alors +1, les courants initiaux et images sont en phase (interférences constructives).

De par ces propriétés, un CMP permettra à la fois de plaquer une antenne très près d'un plan réflecteur magnétique créant ainsi un encombrement fortement réduit en *z*, ainsi que de ne pas supporter de courants de surface. Toutefois, comme on a pu le voir précédemment, ce type de matériau (CMP) n'existe pas à l'état naturel. Il est tout de même possible de synthétiser un CMP dans une certaine bande de fréquence, on parlera alors de structures CMA (Conducteur Magnétique Artificiel) ou de SHI (Surface Haute Impédance).

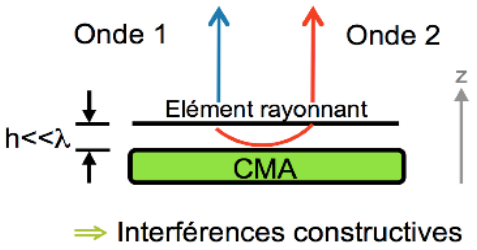


Figure IV.19 : Interférences constructives dans le cas d'un réflecteur magnétique [30]

VII.4.c) Application au cas d'une antenne dipôle

- **Dipôle placé perpendiculairement par rapport au CEP**

Pour valider ce que nous venons de voir, prenons le cas d'une antenne dipôle comme élément rayonnant. La Figure IV.20 nous montre le schéma d'un dipôle placé perpendiculairement à une distance *h* (égale à $\lambda/4$) par rapport à un CEP. Les courants images du dipôle image sont en phase (interférences constructives) avec le dipôle source, ce qui renforce le rayonnement des courants originaux. Ainsi, on obtient une bonne efficacité de rayonnement. Cependant la hauteur de l'antenne est très importante due à la position du dipôle par rapport au CEP.

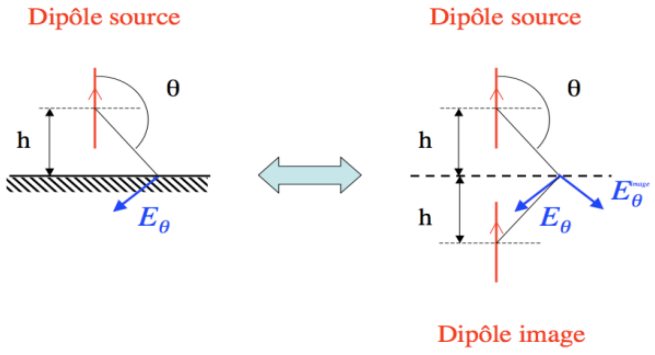


Figure IV.20 : Courants sources/images, dipôle placé perpendiculairement par rapport à un CEP [31]

- **Dipôle placé parallèlement par rapport à un CEP**

La Figure IV.21 montre le schéma d'un dipôle placé parallèlement par rapport à un plan réflecteur électrique à une distance *h* (inférieure à $\lambda/4$).

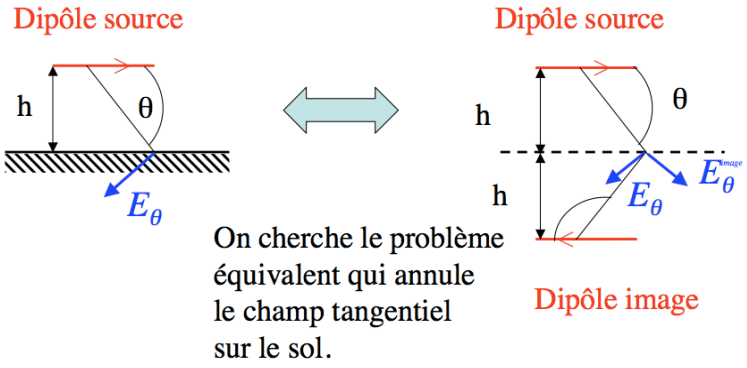


Figure IV.21 : Courants sources/images, dipôle placé parallèlement par rapport à un CEP [31]

Dans ce cas, les courants images du dipôle sont en opposition de phase (interférences destructives) avec le dipôle image. Cela a pour conséquence une diminution importante de l'efficacité du dipôle mais l'encombrement total de l'antenne est réduit.

- **Dipôle placé parallèlement par rapport à un CMP**

L'objectif est d'améliorer l'efficacité du dipôle tout en conservant un faible encombrement. D'après ce qu'on a vu dans la section VII.4.b, il est possible d'obtenir des interférences constructives avec un élément rayonnant situé à une distance *h* très inférieure à la longueur d'onde. En Figure IV.22, observons le comportement des courants d'un dipôle placé parallèlement à un CMP.

Comme prévu, les courants images sont en phase avec les courants initiaux. Une amélioration de l'efficacité de l'antenne peut être obtenue tout en maintenant un faible encombrement.

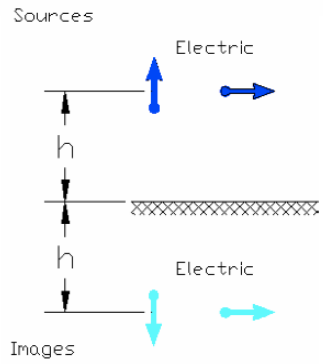
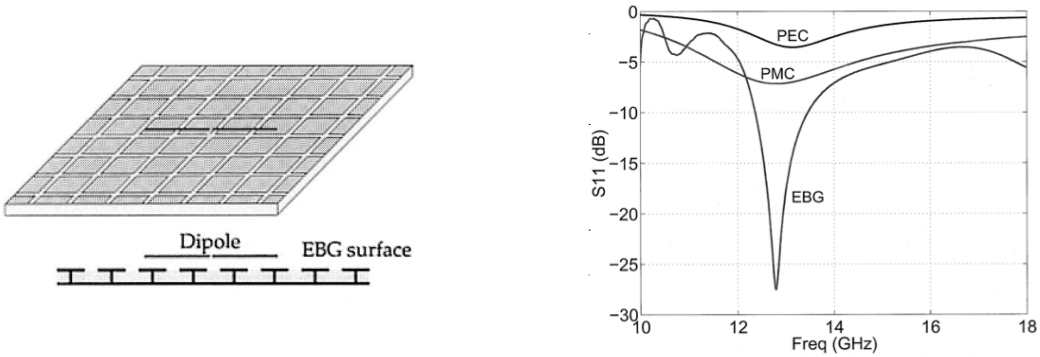


Figure IV.22 : Courants sources/images d'un dipôle placé parallèlement par un rapport à un CMP [31]

VII.4.d) Exemple d'application

Un exemple probant d'utilisation de structures BIE en tant que plan réflecteur est donné par [23]. En Figure IV.23.a, une antenne dipôle est placée à une distance de 0,02λ au-dessus d'un PEC, PMC et d'une structure BIE (EBG). Le coefficient de réflexion pour les trois cas

est tracé en Figure IV.23.b. Lorsqu'un plan réflecteur de type PEC (réflexion de phase de 180°) est utilisé, le coefficient de réflexion est de seulement -3,5 dB. Cela s'explique par le fait que les courants images sont en opposition de phase par rapport aux courants sources du dipôle, entraînant un faible S_{11}. Quand un plan réflecteur de type PMC (réflexion de phase de 0°) est utilisé, le coefficient de réflexion est de -7,2 dB. Un fort couplage entre les courants images et le dipôle se produit en raison de leur proximité. Ainsi, l'impédance d'entrée du dipôle est différente de 50 Ω expliquant la faible adaptation. De plus, un plan réflecteur de type PMC est une structure idéale, n'existant pas à l'état naturel.



(a) (b)

Figure IV.23 : Exemple d'utilisation de structures BIE (EBG) en tant que plan réflecteur (a) dipôle situé à une distance de 0,02λ et illustration des propriétés sur le coefficient S_{11} (b)

VII.5) Autres champs d'applications des structures BIE pour la conception d'antenne

VII.5.a) SPR : Surface Partiellement Réfléchissante

Les structures BIE sont aussi employées pour des antennes à fort gain (+20 dBi). Traditionnellement, les antennes à fort gain sont obtenues avec des antennes paraboles ou avec des réseaux d'antennes. Cependant, les surfaces incurvées d'antennes paraboliques sont difficiles à réaliser pour être conformes à des plates-formes mobiles. Quant aux réseaux d'antennes, ils souffrent de pertes importantes dans le réseau d'alimentation. Une structure BIE alliée à une cavité Fabry-Pérot peut fournir une solution alternative [32].

L'objectif d'une cavité Fabry-Pérot est l'amélioration significative de la directivité d'une antenne et par conséquent de son gain. Elle est basée sur le principe d'interférométrie. L'interféromètre Fabry-Pérot est constitué de deux SPR se faisant face (effet miroir) (Figure IV.24). La cavité est alimentée par une source située entre les deux SPR. Avant d'être rayonnés, les champs subissent plusieurs réflexions.

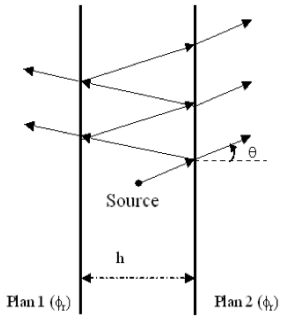


Figure IV.24 : Schéma de l'interféromètre de la cavité Fabry-Pérot

Le maximum de puissance rayonnée dans une direction θ est obtenu lorsque la relation (Eq : IV.22) est satisfaite. Dans cette relation, φ_r représente le déphasage dû à la réflexion sur les plans miroirs séparés de la distance *h,* λ est la longueur de l'onde considérée et *N* est le mode.

$$\delta\varphi = 2\varphi_r - 2h\frac{2\pi}{\lambda}\cos\theta = 2N\pi \qquad \text{(Eq: IV. 22)}$$

Dans une direction donnée, et lorsque la distance entre les deux plans est correctement ajustée par rapport à la longueur d'onde, la condition de résonance de la cavité est obtenue. À ce moment-là, les champs traversant les surfaces semi-réfléchissantes sont en phase, et assurent une interférence constructive dans la direction considérée. Dans le cas d'un rayonnement directif dans la direction normale aux deux plans (cos θ =1), la condition de résonance peut se simplifier comme:

$$h = \varphi_r\frac{\lambda}{2\pi} + N\frac{\lambda}{2} \qquad \text{(Eq: IV. 23)}$$

Dans le domaine micro-onde, on n'utilise généralement qu'une surface semi-réfléchissante. L'autre est remplacée par un plan réflecteur métallique (coefficient de réflexion de -1) comme le montre la Figure IV.25. Dans cette configuration, la condition de résonance donnant le maximum de gain et donc le maximum de directivité et dans une certaine direction est donnée par la relation suivante :

$$\delta\varphi = (\varphi_1 + \varphi_2) - 2h\frac{2\pi}{\lambda}\cos\theta = 2N\pi \qquad \text{(Eq: IV. 24)}$$

Dans une direction normale au plan de la cavité, l'épaisseur *h* est donnée par la formule suivante :

$$h = (\varphi_1 + \varphi_2)\frac{\lambda}{4\pi} + N\frac{\lambda}{2} \qquad \text{(Eq: IV. 25)}$$

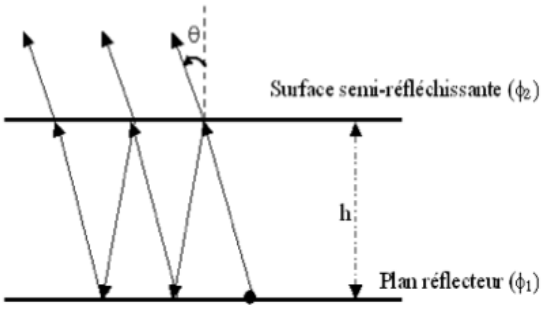
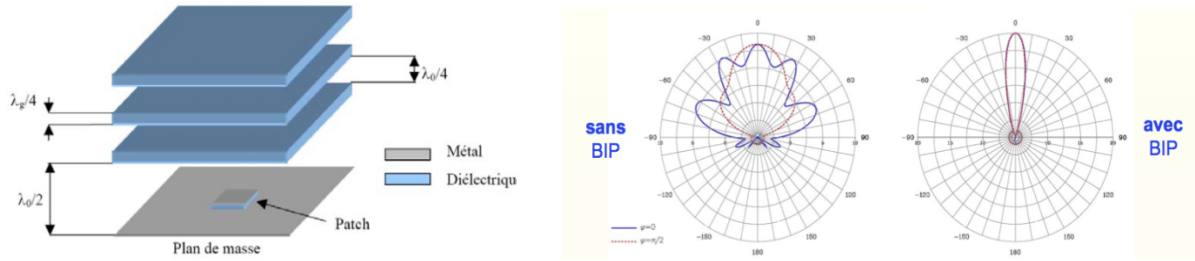


Figure IV. 25 : Surface réfléchissante utilisée dans le domaine micro-onde

$$h = (\varphi_1 + \varphi_2)\frac{\lambda}{4\pi} + N\ \frac{\lambda}{2} \qquad \text{(Eq: IV. 26)}$$

Pour que le premier mode soit N=0 (c'est le mode le plus utilisé dans ce genre de cavité), la hauteur donnant le maximum de gain est de $\lambda/2$. Un exemple d'application de surface partiellement réfléchissante est donné dans [33]. La structure est composée d'une SPR et d'un CMA (Conducteur Magnétique Artificiel). Une amélioration significative de l'ouverture angulaire à -3 dB d'une antenne imprimée est observée. La géométrie de l'antenne ainsi que les diagrammes de rayonnement (avec ou sans SPR) dans les deux plans sont représentés Figure IV.26.



(a) (b)

Figure IV.26 : Schéma de la cavité Fabry-Pérot à base de métamatériau (a) diagramme de rayonnement d'une antenne seule (b) diagramme de rayonnement en présence de cette cavité

On notera que les SPR sont généralement utilisées pour des fréquences au-delà de 5 GHz plus souvent autour de la bande Ku (10 GHz) en raison de la hauteur entre l'élément rayonnant et la SPR. Bien que les surfaces partiellement réfléchissantes présentent de nombreux avantages tels qu'une amélioration significative du gain et de la directivité, la hauteur est jugée trop importante pour notre cahier des charges puisque supérieure à $\frac{\lambda}{2}$ soit 16cm.

VII.5.b) Réduction des lobes arrières

Un autre champ d'applications des structures BIE est la réduction des lobes secondaires. Dans [34], le gain de l'antenne (guide d'onde circulaire) est amélioré de 2dB tandis que les lobes arrières sont diminués de 10 dB (Figure IV.27).

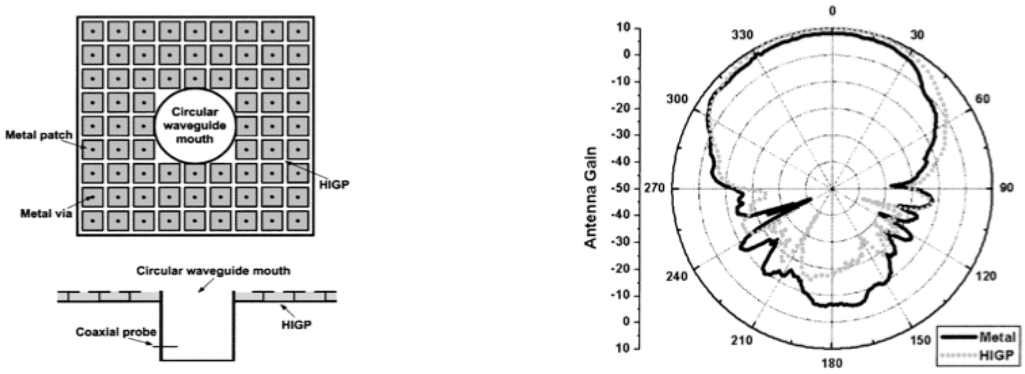


Figure IV.27 : Réduction des lobes arrière à l'aide de métamatériau

VII.5.c) Structure BIE en tant qu'élément rayonnant

S. Pioch et al [19] utilisent les structures BIE en tant qu'élément rayonnant (Figure IV.28). Une diminution de 10 % de la fréquence du patch BIE est observée par rapport à un patch classique. Toutefois, la bande passante en adaptation est réduite passant de 1,37 % pour un patch plein à 0,67 % pour un patch BIE.

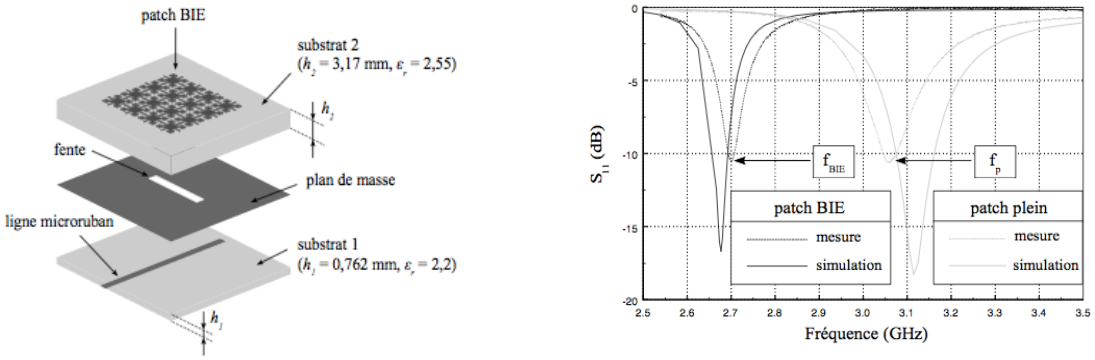


Figure IV.28 : Géométrie de l'antenne patch BIE (a), coefficient de réflexion simulé et mesuré pour le patch plein et le patch BIE (b)

VII.5.d) Autres applications des structures BIE planaires

Les surfaces UC-PBG sont appliquées aux lignes coplanaires en présence d'un plan de masse en face arrière afin de renforcer la propagation de l'onde sous le conducteur central [26]. En effet, des modes parasites sont excités en raison du guide d'ondes à plaques parallèles. Ces modes provoquent une fuite d'énergie avec un angle θ par rapport aux ondes

véhiculées sous le conducteur central (Figure IV.29.a). Pour interdire la propagation de ces modes, un motif UC-PBG est alors placé de part et d'autre du ruban central permettant d'améliorer la transmission (Figure IV.29.b). Toujours dans [26], les auteurs appliquent ces motifs périodiques pour des filtres passe- bande dans des circuits à lignes microruban (Figure IV.29.c). Ces filtres, ici représentés en noir, fonctionnent sur le principe de couplage de puissance entre des lignes microruban de largeur et d'espacement variables [35]. Hormis leur faible bande passante, un des inconvénients de ce type de filtre est qu'il présente des pics de transmissions à des fréquences multiples de la fréquence fondamentale. C'est donc pour supprimer ces harmoniques supérieurs que le plan de masse classique est remplacé par une surface ultracompacte. De plus, l'utilisation d'une telle surface permet de réduire les longueurs résonnantes du filtre d'un facteur de 20 %. Une autre application de ce type de surface concerne les guides d'ondes. Dans un guide d'ondes rempli d'air, la distribution du champ électrique est maximale au centre du guide et l'amplitude de ce champ est minimale sur les murs du guide du fait qu'ils soient métalliques. En remplaçant les parois métalliques par un motif de type UC- PBG (Figure IV.29.d), la distribution du champ électrique est quasi uniforme [36] permettant d'augmenter les capacités de transmissions de puissance du guide d'ondes. Les auteurs montrent également que les vitesses de phase mesurées peuvent être relativement constantes sur plus d'un gigahertz de bande de fréquence. Ce résultat indique que l'association guide d'ondes/conducteur magnétique parfait maintient la propagation de modes TEM contrairement à un guide d'ondes classique où seuls les modes TE ou TM existent.

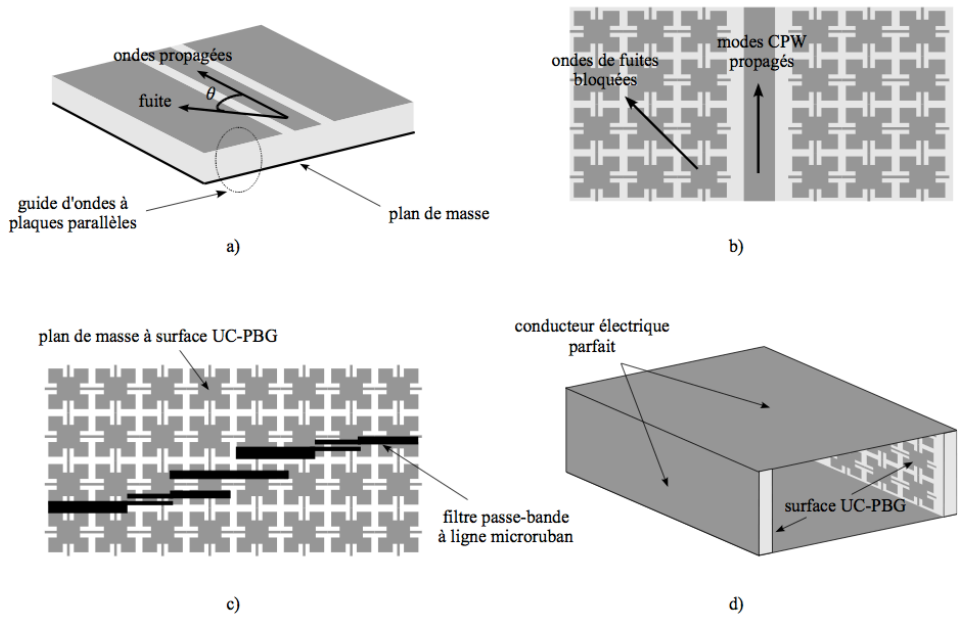
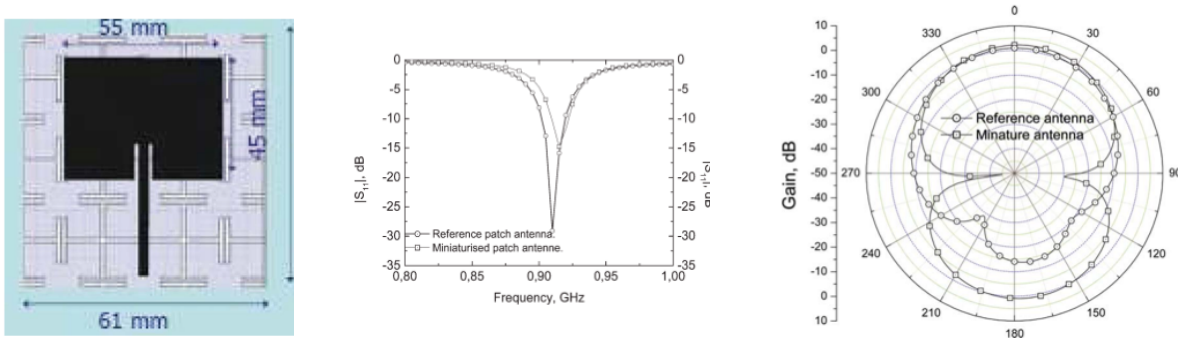


Figure IV.29 : Exemples d'applications des structures UC-PBG : a) Structure d'une ligne coplanaire où un plan de masse est situé en face arrière, b) Structure d'une ligne coplanaire où la propagation d'ondes parasites est interdite grâce à des motifs UC-PBG, c) filtre passe-bande à lignes microruban placé au-dessus d'une structure UC-PBG, d) Guide d'ondes à parois UC-PBG

VII.5.e) Phénomène d'ondes lentes à partir de structures UC-PBG

Dans [38], les auteurs utilisent en tant que plan de masse une structure UC-PBG mettant en avant un phénomène appelé « phénomène d'ondes lentes ». À l'aide de ce phénomène, M.Egels et al réduisent la taille d'une antenne imprimée d'un ratio 1.8 tout en conservant les performances d'un patch sur un plan de masse classique (Figure IV.30). En effet, grâce à ce nouveau plan de masse, on arrive à diminuer la vitesse de phase dans la cavité permettant ainsi d'augmenter la permittivité effective relative et par conséquent de réduire la taille de l'élément rayonnant.



(a) (b) (c)

Figure IV.30 : Miniaturisation d'une antenne imprimée à l'aide du phénomène d'ondes lentes (a) structure, (b) coefficient de réflexion, (c) diagramme de rayonnement

Conclusion

Dans ce chapitre, une présentation sur les métamatériaux et plus particulièrement sur les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique (BIE).

En premier lieu, après un bref historique sur ces structures, nous nous sommes intéressé à la structure champignon de Sievenpiper et à son équivalence planaire la structure d'Itoh. À l'aide de ces structures, nous avons vu comment on pouvait classer, caractériser et optimiser une structure BIE dans une certaine bande de fréquence.

Dans une seconde partie, un état de l'art sur les applications possibles de structures BIE dans la conception d'antennes a été effectué, mettant en évidence l'intérêt suscité par la communauté scientifique ces dernières années.

En partant de cette étude bibliographique et dans le but de confiner la zone de lecture, nous nous sommes intéressé à l'étude d'une antenne imprimée entourée d'une structure BIE.

Table des illustrations

Figure IV.1 : Principe de fonctionnement du Miroir de Bragg 108
Figure IV.2 : Exemples de structures BIE en 1D (a), 2D (b) et 3D (c) 110
Figure IV.3 : Structure champignon (BIE) (a) paramètre de la structure (b) son modèle LC 111
Figure IV.4 : Schéma équivalent d'une structure BIE dans le cas du modèle LC 111
Figure IV.5 : Structure de Sievenpiper (a) de son équivalence planaire (Itoh) (b) et du circuit équivalent de chaque section (c)……115
Figure IV.6 : Modèle équivalent d'une ligne de transmission 114
Figure IV.7 : Réseaux directs à une, deux ou trois dimensions (colonne de gauche) et leurs réseaux réciproques (à droite) 115
Figure IV.8 : Exemple de diagramme de dispersion d'une structure BIE 117
Figure IV.9 : Caractérisation d'une structure BIE en réflexion de phase à l'aide d'un modèle FDTD 118
Figure IV.10 : Exemple de réflexion de phase pour une structure BIE champignon et pour un plan réflecteur électrique 118
Figure IV.11 : Effet de la largeur du patch (a) et de l'écart g entre les patchs (b) sur la réflexion de phase d'une structure BIE 119
Figure IV.12 : Effet de l'épaisseur du diélectrique (a) et de la permittivité du diélectrique sur la réflexion de phase d'une structure BIE 120
Figure IV.13 : Géométrie de la structure Mushroom Sievenpiper 121
Figure IV.14 : schéma de la structure UC-PBG et les paramètres correspondants 121
Figure IV.15 : Schéma d'une structure à deux éléments rayonnants 122
Figure IV.16 : Améliorations des performances d'une antenne par la propriété « suppression des ondes de surface » des structures BIE 123
Figure IV.17 : Réduction du couplage à l'aide de structure BIE 123
Figure IV.18 : Interférences destructives (a) ou constructives (b) pour un plan réflecteur électrique [21] 125
Figure IV.19 : Interférences constructives dans le cas d'un réflecteur magnétique [21] 126
Figure IV.20 : Courants sources/images, dipôle placé perpendiculairement par rapport à un CEP [22] 126
Figure IV.21 : Courants sources/images, dipôle placé parallèlement par rapport à un CEP [22] 127
Figure IV.22 : Courants sources/images d'un dipôle placé parallèlement par un rapport à un CMP [22] 127

Figure IV.23 : Exemple d'utilisation de structures BIE (EBG) en tant que plan réflecteur (dipôle situé à une distance de 0,02λ..... 128

Figure IV.24 : Schéma de l'interféromètre de la cavité Fabry-Pérot 129

Figure IV. 25 : Surface réfléchissante utilisée dans le domaine micro-onde 130

Figure IV.26 : Schéma de la cavité Fabry-Pérot à base de métamatériau (a) diagramme de rayonnement d'une antenne seule (b) diagramme de rayonnement en présence de cette cavité 130

Figure IV.27 : Réduction des lobes arrière à l'aide de métamatériau..... 131

Figure IV.28 : Géométrie de l'antenne patch BIE (a), coefficient de réflexion simulé et mesuré pour le patch plein et le patch BIE (b) 131

Figure IV.29 : Exemples d'applications des structures UC-PBG : a) Structure d'une ligne coplanaire où un plan de masse est situé en face arrière, b) structure d'une ligne coplanaire où la propagation d'ondes parasites est interdite grâce à des motifs UC-PBG, c) filtre passe-bande à lignes microruban placé au-dessus d'une structure UC-PBG, d) Guide d'ondes à parois UC-PBG 132

Figure IV.30 : Miniaturisation d'une antenne imprimée à l'aide du phénomène d'ondes lentes (a) structure, (b) coefficient de réflexion, (c) diagramme de rayonnement……..….133

Références

[1] **Lord Rayleigh,** “On the influence of obstacles arranged in rectangular order upon the properties of a medium”, *Philos. Mag*. Vol **34**, pp 481-502 (1892).

[2] **J.M. Lourtiouz,** "Les cristaux photoniques ou la lumière en cage", *Hermès Science*, 2003

[3] **C. Kittel,** "Introduction to solid-state physics", *John Willey & Sons*, New York, 1976.

[4] **Jay M. Enoch**, “History of Mirrors Dating Back 8000 Years”, *Optometry & Vision Science*, vol. **83**, N° 10, October 2006, pp. 775-781.

[5] **Y. Finkand al**, "Omnidirectional reflection from a one-dimensional reflector", *Science, N° 282*, pp.1679, 1998.

[6] **E. Yablonovitch,** "Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics", *Phys. Rev. Lett*, Vol. **58**, No 20, p. 2059 – 2062, 1987.

[7] **J. Sajeev**, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric super lattices", *Phys. Rev. Letters*, Vol. **58**, p. 2486, 1987.

[8] **E. Yablonovitch**, "Photonic Ban-Gap structure", *J. Opt. Society*, Vol. **10**, pp. 283-293, February 1993.

[9] **E. Yablonovitch,** Photonic Band Structure: The Face-Centered-Cubic Case Employing No spherical Atoms", *Phys. Rev. Lett*, Vol. **67**, No 17, p. 2295 – 2298, 1991.

[10] **E. Özbay and al**, "Measurement of a three-dimensional Photonic Band Gap in a crystal structure made of dielectric rods", *Physical Review B*, Vol. **50**, p. 1945-1948, July 1994.

[11] **E. Özbay**, **and al**, "Micro-machined millimeter wave photonic band gap crystals", *Applied Physics Letters*, Vol. **64**, N° 16, p. 2059-2061, 1994.

[12] **E. Özbay and al,** "Laser-micro machined millimeter-wave Photonic BandGap cavity structures”, *Applied Physics Letters*, Vol. 6**7**, pp. 1969-1971, October 1995.

[13] **H. Mathieu**, "Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques", *Masson,* 1995.

[14] **C. Caloz and T. Itoh**, “Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications”, *Wiley-IEEE Press*, 2005.

[15] **G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain**, “Negative Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications”, *Wiley-IEEE Press*, 2005.

[16] **N. Engheta and R. Ziolkowski**, “Metamaterials: Physics and Engineering Explorations”, *John Wiley & Sons Inc*, 2006.

[17] **D. F. Sievenpiper**, “High Impedance electromagnetic surfaces”, *Ph.D. dissertation, Electrical Engineering Department*, University of California, Los Angeles, 1999.

[18] **M. Rahman and M. A. Stuchly**, “Transmission line – periodic circuit representation of planar microwave Photonic BandGap structures” *Microwave Optical Tech. Letters*, vol. **30**, N°1, pp. 15–19, 2001.

[19] **S. Pioch,** "Etude d'antennes planaires à motifs périodiques par la théorie des matériaux à BIE", *thèse de doctorat* soutenue le 17 Décembre 2004, à l'Université de Nice-Sophia Antipolis.

[20] **L. Brillouin and M. Parodi,** "Propagation des ondes dans les milieux périodiques", *Masson et Cie*, 1956.

[21] **D. K. Cheng**, "Field and Wave Electromagnetics", *2nd edition, Addison-Wesley*, 1992.

[22] **K. Zhang and D. Li**, "Electromagnetic Theory for Microwaves and Optoelectronics", 2nd edition, Publishing House of Electronics Industry, 2001.

[23] **F. Yang**, **Y. Rahmat-Samii**, "Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. **51**, N° 10, pp. 2691- 2703, October 2003.

[24] **M. Elayachi**, "Structures à Bande Interdite Electromagnétique, Etude et Réalisation pour la Miniaturisation des Antennes », *thèse de doctorat* soutenue à Sophia-Antipolis, le 28 Novembre 2008.

[25] **F. Yang and Y. Rahmat-Samii,** "Electromagnetic Band Gap structures for antenna engineering", *Cambridge University press*, UK, 2009.

[26] **F.R. Yang, K.P. Ma, Y. Qian and T. Itoh,** "A Uniplanar Compact Photonic-BandGap (UC-PBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. **47**, No 8, pp. 1509 – 1514, 1999.

[27] **R. Gonzalo, P. Maagt, and M. Sorolla**, "Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using Photonic-BandGap substrates," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol **47**, pp. 2131–2138, 1999.

[28] **R. Coccioli, F. R. Yang, K. P. Ma, and T. Itoh,** "Aperture coupled patch antenna on UC-PBG substrate," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol. **47**, No. 11, 2123–2130, Nov. 1999.

[29] **F. Yang and Y. Rahmat-Samii,** "Microstrip antennas integrated with Electromagnetic Band Gap structures: a low coupling design for array", *IEEE Trans on Antennas Propagation*, Vol. **51**, No.10, Oct 2003.

[30] **M. Grelier,** "Miniaturisations des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels", *thèse de doctorat* soutenue à Paris Sud, le 28 Janvier 2011.

[31] **J-M Courty**, "Cours Professeur à l'Université de Pierre et Marie Curie".

[32] http://sabix.revues.org/839 (Interférométrie Fabry-Pérot).

[33] **A. Ourir,** "Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications, *thèse de doctorat* soutenue le 5 Décembre 2006 à l'Université Paris Sud.

[34] **G.H Zhang, Y.Q Fu, Z. Chang and N.C Yuan,** "A circular waveguide antenna using high impedance ground plane" *IEEE Antennas and Wireless Propagations L*etters, Vol **2**, pp. 86-88, 2003.

[35] **D.M. Pozar,** "Microwave Engineering", *Collection Addison Wesley*, 1990.

[36] **F.R. Yang, K.P. Ma, Y. Qian and T. Itoh,** "A Novel TEM Waveguide Using Uniplanar Compact Photonic-BandGap (UC-PBG) Structure", *IEEE Trans. on Microwave Theory Techniques*, Vol. **47**, No 11, pp. 2092 – 2098, 1999.

[37] **M. Egels, T. Deleruyelle, P. Pannier and E. Bergeret,** "Low-cost surface technique for RFID reader antenna", *Microwave Optical Tech. Letters*, Vol. **52**, N°7, pp. 1469–1471, 2010.

Chapitre V : Amélioration de la directivité d'une antenne imprimée à l'aide d'une structure métamatériau de type « BIE »

Sommaire

I. Performances d'une antenne patch à polarisation linéaire 144
II. Étude d'une cellule BIE 145
III. Association BIE/antenne imprimée en polarisation linéaire 151
IV. Influence du nombre de cellules composant la structure BIE 160
V. Association BIE/antenne imprimée en polarisation circulaire 169
Conclusion 173
Table des illustrations 174
Liste des tableaux 176

L'objectif de ce chapitre est de présenter comment la directivité d'une antenne imprimée peut être améliorée à l'aide d'une structure métamatériau de type « Bande Interdite Electromagnétique » (BIE). Ce type de structure a été présenté dans le chapitre précédent. Plusieurs études paramétriques réalisées sur des antennes utilisant deux substrats différents, portant notamment sur le nombre de cellules composant la structure BIE, ont été effectuées dans ce chapitre afin d'obtenir la meilleure solution possible en termes de performances radioélectriques (bande passante, polarisation circulaire et ouverture) et de coût.

I. Performances d'une antenne patch à polarisation linéaire

Dans un premier temps, nous allons étudier deux antennes imprimées de type patch en polarisation linéaire, réalisées sur deux substrats différents dont les caractéristiques sont regroupées dans le Tableau V.1.

Substrat	Permittivité	Tangente de pertes	Hauteur (mm)
FR4-époxy	4,4	0,02	4
Rogers	9,8	0,002	4

Tableau V.1 : Caractéristiques des substrats utilisés

Une épaisseur de substrat de 4 mm est choisie car elle constitue un bon compromis entre coût, taille de la cellule unitaire BIE et bande passante. Dans le Tableau V.2, nous résumons les dimensions des pavés rayonnants, du plan de masse ainsi que les principales caractéristiques radioélectriques des antennes obtenues pour chacun des deux substrats.

Substrat	Dimensions du plan de masse	Dimensions du pavé rayonnant	BP S_{11} (%)	Gain max (dBi)	Ouverture angulaire à –3dB	
					Plan E	Plan H
FR4-époxy	418 x 418mm^2	80,4x 80,4 mm^2	2,1	3,1	86°	84°
Rogers	279 x 279 mm^2	53,8x 53,8 mm^2	0,5	5,66	95°	90°

Tableau V.2 : Caractéristiques d'un patch classique en polarisation linéaire

Ces antennes présentent des caractéristiques radioélectriques, en termes de bande passante et gain, satisfaisantes pour notre application. Toutefois, l'ouverture angulaire à -3 dB est trop importante.

Nous avons vu dans les chapitres II et IV que deux des problèmes majeurs des antennes imprimées résident d'une part dans le fait qu'une fraction importante de rayonnement se perd dans le substrat au-dessous des patchs et sur les bords autour de la structure, et d'autre part, dans le couplage indésirable entre éléments rayonnants. Ces problèmes sont induits par les ondes de surface et les ondes de fuite qui limitent ainsi les performances de la structure.

Pour contourner ces limitations, une des voies les plus développées ces dernières années fait appel à l'utilisation de structures BIE afin d'interdire la propagation des ondes de surface. L'idée consiste à entourer l'élément rayonnant d'une structure BIE de sorte que le rayonnement soit totalement confiné sous l'élément rayonnant. En partant de cette idée, nous allons, dans un premier temps, étudier et caractériser la structure BIE dans la bande de fréquence souhaitée. Dans un second temps, l'antenne imprimée sera associée à cette structure BIE en remplaçant la cellule centrale de celle-ci par l'élément rayonnant pour chacun des deux substrats. Enfin, nous comparerons les résultats obtenus pour une antenne imprimée entourée ou non d'une structure BIE

II. Étude d'une cellule BIE

Nous avons décidé de prendre comme cellule unitaire, la cellule d'Itoh vue dans le chapitre IV. Comparée à la structure de Sievenpiper, elle a pour avantage d'être totalement planaire et donc simple à réaliser mais a comme inconvénient de posséder une faible bande passante. Cependant, dans le cas de notre application, ce dernier point n'est pas un problème.

II.1) Géométrie de la cellule unitaire

La géométrie de la cellule unitaire de type « Itoh » est représentée Figure V.1.

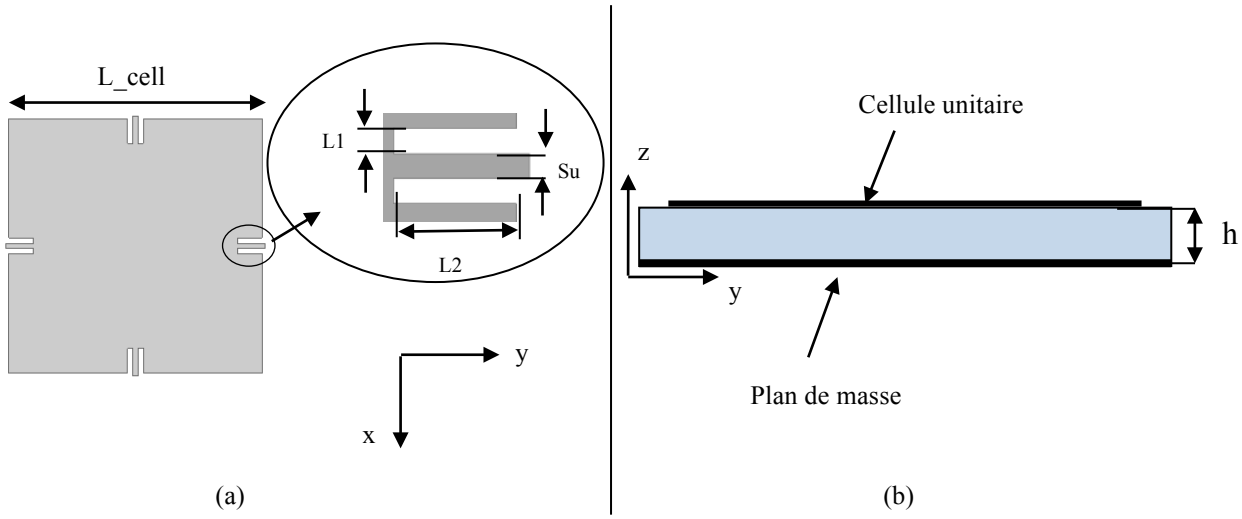


Figure V.1 : Géométrie de la cellule unitaire de la structure BIE, vue de dessus (a) vue de côté (b)

Nous allons caractériser la cellule unitaire pour chacun des diélectriques.

II.2) Caractérisation de la structure BIE

La structure « Mushroom » de Sievenpiper et son équivalence planaire, la structure de Itoh, sont connues pour être des structures périodiques ayant des propriétés « BIE » et « CMA » fonctionnant à la même fréquence.

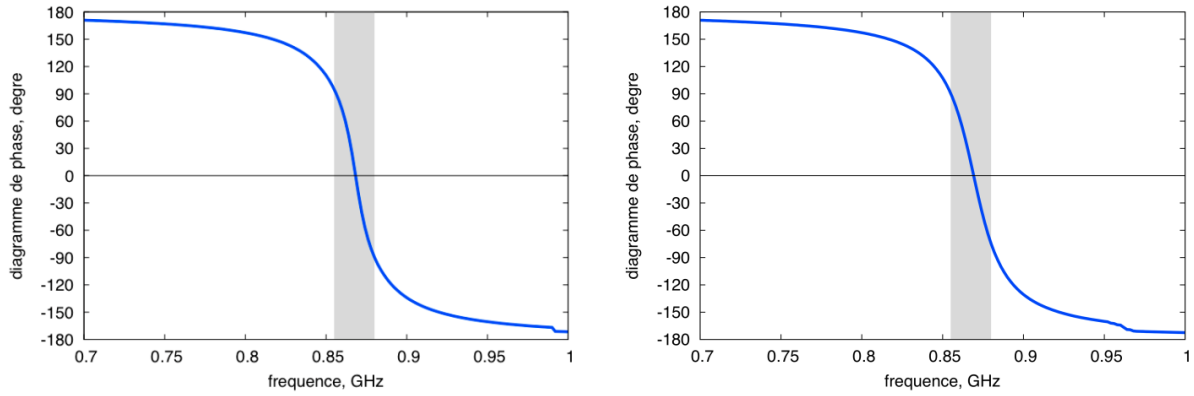
II.2.a) Propriété CMA et méthode du diagramme de phase

À partir de ce principe, nous allons, dans un premier temps, utiliser la méthode de la phase réfléchie (cf. chapitre IV), afin de dimensionner les cellules unitaires pour un fonctionnement CMA. Cette propriété peut être déterminée par l'observation de la réflexion de phase au niveau de la cellule, à 0° ± 90° (critère généralement utilisé) à la fréquence désirée. Les dimensions des différents paramètres de la cellule pour les deux substrats choisis sont regroupées dans le Tableau V.3. La dimension Gu, qui n'est pas indiquée Figure V.1, représente la distance entre deux cellules.

Substrat	Hauteur (h)	L_cell	Su	Gu	L1	L2
FR4-époxy	4	83	0, 5	0, 5	1,5	4,5
Rogers	4	55,3	0,5	0,5	0,7	4

Tableau V.3 : Dimensions (mm) des paramètres de la cellule unitaire pour les deux substrats

Le diagramme de phase pour chaque diélectrique est représenté Figure V.2.a pour le substrat FR4-époxy et .b dans le cas du substrat Rogers.



(a) (b)

Figure V.2 : Diagramme de phase sur un substrat FR4-époxy (a) et sur un substrat Rogers (b)

La zone grisée représente la zone de fonctionnement de la propriété CMA des cellules. La réflexion de phase de chaque cellule est de 0° à 0,866 GHz, indiquant que les dimensions choisies sont correctes.

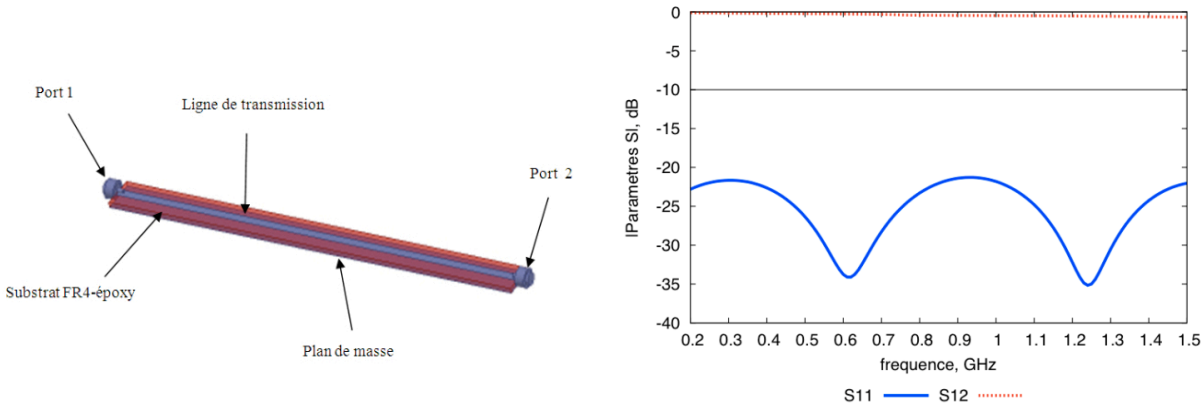
II.2.b) Propriété BIE et méthode de la ligne de transmission

Toutefois, la Figure V.2 ne nous donne aucune indication sur la bande de fonctionnement de la propriété BIE des cellules. Afin de caractériser cette bande de fréquence, il existe deux méthodes :

- ❖ Le diagramme de dispersion
- ❖ La méthode de la ligne suspendue

Dans ce manuscrit, pour la caractérisation expérimentale de ces structures BIE, nous proposons d'utiliser la seconde méthode précédemment citée qui est basée sur la théorie des lignes de transmissions et qui est très facile à mettre en œuvre. Elle consiste à concevoir une ligne de transmission sur un plan de masse classique, puis à substituer à ce dernier la structure BIE. L'idée de cette méthode est de caractériser la propagation d'une onde de surface au travers d'une ligne de transmission. En observant une atténuation du coefficient de transmission entre le port 1 et le port 2, on fait apparaître une bande interdite appelée « Band Gap ». C'est à l'intérieur de cette bande de fréquence que la propriété « suppression des ondes de surface » ou BIE est validée.

Sur la Figure V.3.a est présentée la géométrie d'une ligne de transmission classique dont la largeur de 2,92 mm pour un substrat de type FR4-époxy a été calculée à l'aide du logiciel « Lincalc » ADS (Advanced Design System) d'Agilent.



(a) (b)

Figure V.3 : Géométrie d'une ligne de transmission classique (a) et paramètres S associés (b)

La Figure V.3.b donne les résultats de simulation des paramètres S_{11}et S_{12} de cette ligne de transmission sur un plan de masse classique. Le coefficient de transmission s'atténue très faiblement, lorsque la fréquence augmente. Cette atténuation est due aux pertes dans le diélectrique.

Nous substituons maintenant au plan de masse classique une structure BIE. Nous avons choisi d'étudier deux structures BIE possédant un nombre de cellules différent, avec pour objectif d'observer l'effet de la bande interdite sur la bande passante ainsi que sur l'atténuation du coefficient de transmission.

On peut voir, Figure V.4, une structure BIE à 5x5 cellules sur laquelle est déposée une ligne de transmission permettant de caractériser son comportement. La géométrie de la structure étant parfaitement symétrique, les paramètres S_{11} et S_{22} sont identiques. De même pour les paramètres S_{12} et S_{21}. On visualise, Figure V.5, le comportement des paramètres S_{11} et S_{12} d'une ligne de transmission en présence des deux structures BIE (3x3 et 5x5 cellules) réalisées sur substrat FR4-époxy. La Figure V.6 présente une étude analogue pour des structures BIE 3x3 et 5x5 cellules sur substrat Rogers

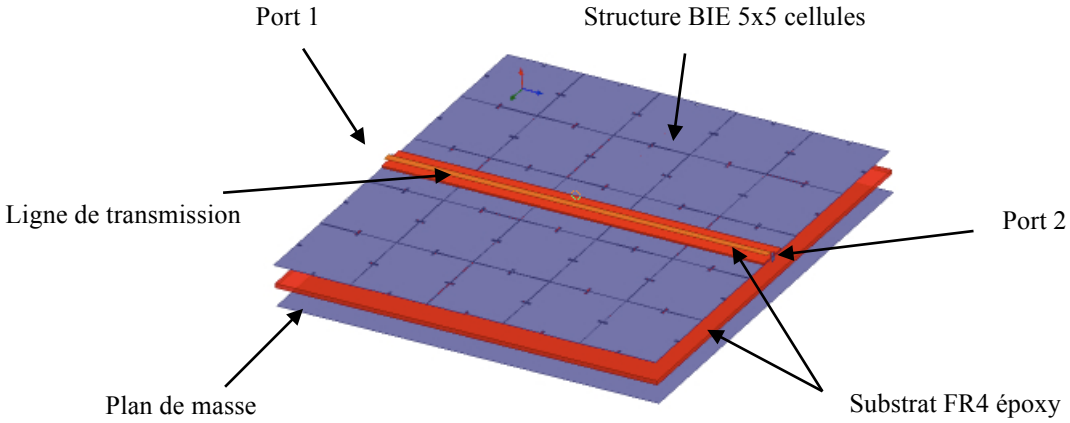


Figure V.4 : Caractérisation d'une structure BIE par l'approche des lignes de transmission

- **Substrat FR4-époxy**

Sur la Figure V.5.a et .b, la propriété « suppression des ondes de surface » des structures BIE se traduit par une atténuation du coefficient de transmissions S_{12}. On différencie la bande interdite de la bande permise en prenant comme critères :

$S_{12} < -10$ dB $< S_{11}$: Bande interdite
$S_{11} < -10$ dB $< S_{12}$: Bande permise

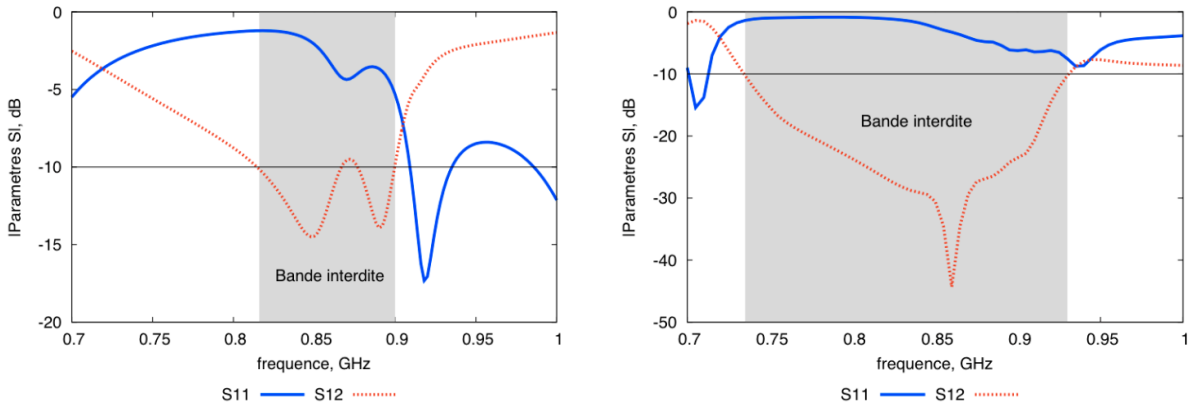


Figure V.5: Paramètres S d'une ligne de transmission en présence d'une structure BIE 3x3 (a) ou 5x5 (b) cellules pour un substrat FR4-époxy

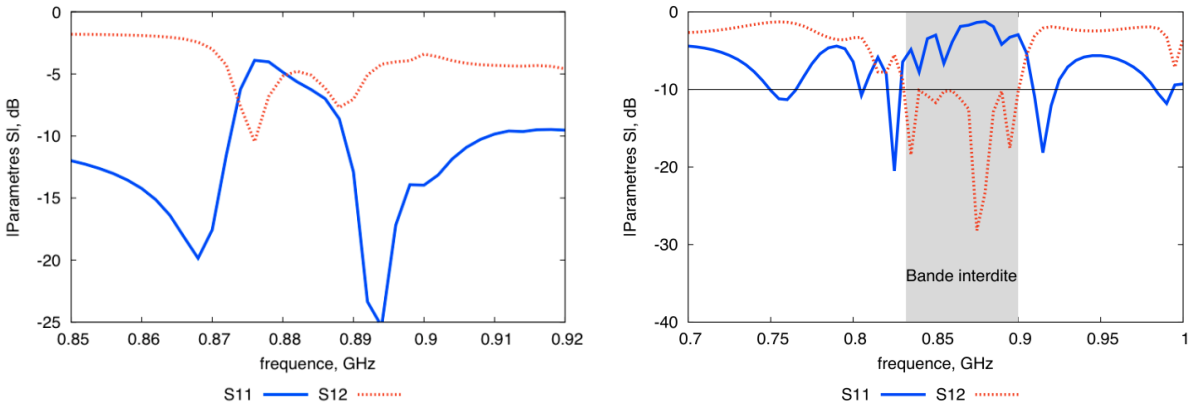
A partir de ces critères, on observe une bande interdite dans la plage de fréquence comprise entre 0,7-1 GHz pour les deux structures BIE. Les caractéristiques de ces deux structures sont regroupées dans le Tableau V.4.

Structure	Bande de fréquence (GHz)	Bande passante (%)	Atténuation à 0,866 GHz
3x3 cellules	0,82-0,9	9,3	-10,2 dB
5x5 cellules	0,73-0,93	24,5	-45 dB

Tableau V.4 : Caractéristiques de ces deux structures pour un substrat FR4-époxy

- **Substrat Rogers**

Comme pour le substrat FR4-époxy, on visualise, Figure V.6, l'effet apporté sur les paramètres S_{11} et S_{12} d'une ligne de transmission en présence d'une structure BIE 3x3 et 5x5 cellules.



(a) (b)

Figure V.6 : Paramètres S d'une ligne de transmission en présence d'une structure BIE 3x3 (a) ou 5x5 (b) cellules pour un substrat Rogers

D'après les critères donnés précédemment, on obtient une bande interdite seulement dans le cas d'une structure BIE 5x5 cellules. On observe l'absence de bande interdite avec une structure 3x3 cellules. Cela provient du fait que, dans le cas d'un substrat Rogers, les ondes de surface sont plus importantes que dans un substrat FR4-époxy. Pour introduire une bande interdite, il faut donc un nombre suffisant de cellules. Les caractéristiques de ces deux structures sont regroupées dans le Tableau V.5.

Structure	Bande de fréquence (GHz)	Bande passante (%)	Atténuation à 0,866GHz
3x3 cellules	-	-	-2 dB
5x5 cellules	0,832-0,9	8.1	- 11 dB

Tableau V.5Caractéristiques de ces deux structures pour un substrat Rogers

En résumé, d'après les Tableaux IV.4 et IV.5, pour une hauteur de substrat identique, le nombre de cellules composant la structure BIE influe à la fois sur la largeur de la bande interdite ainsi que sur l'atténuation maximale. On constate que plus le nombre de cellules composant la structure BIE est important, plus l'effet « suppression des ondes de surface » est accentué. On constate également que le choix du substrat est primordial sur l'obtention ou non

d'une bande interdite. Plus la permittivité du substrat choisi sera élevée, plus le nombre minimal de cellules devra être important afin d'obtenir une bande interdite. Le choix du substrat et le nombre de cellules sont donc déterminants quant à l'obtention d'une bande interdite.

II.3) Le prototype réalisé

Un prototype de 5x5 cellules sur substrat FR4-époxy a été réalisé (Figure V.7.a).

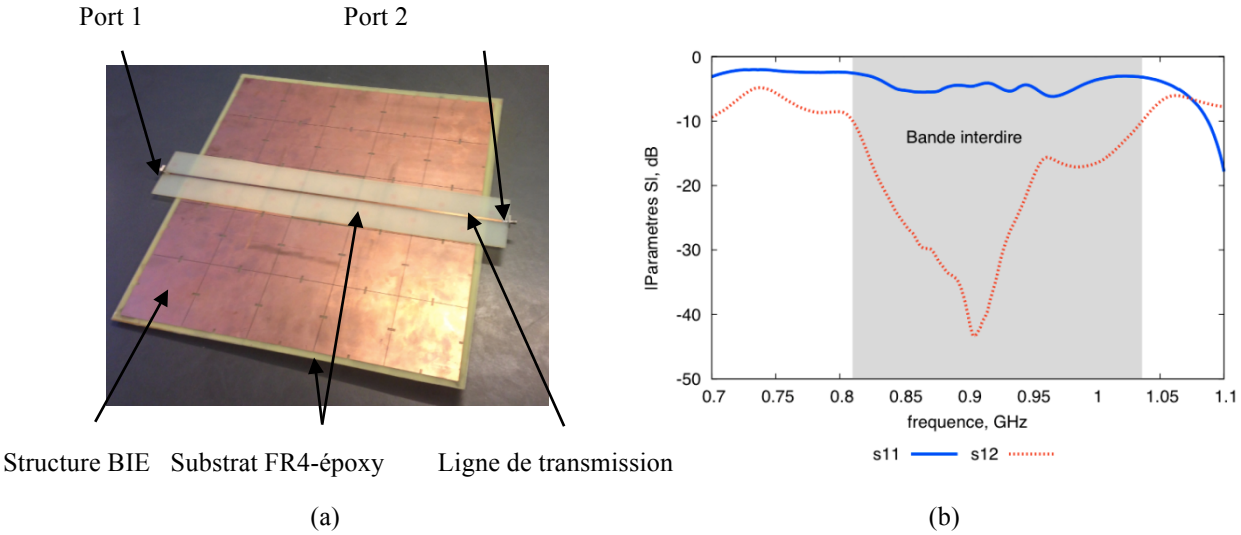


Figure V.7 : Photographie du prototype de caractérisation d'une structure BIE (a) et ses mesures associées (b)

Les résultats de mesure du prototype réalisé sont montrés Figure V.7.b. Une bande interdite est obtenue dans la bande 0,81-1,04 GHz soit 25 % de bande. On observe un léger décalage entre la simulation (Figure V.5.b) et la mesure. Cela est dû à l'empilement des couches du substrat utilisé afin d'obtenir la hauteur souhaitée. En effet, nous avons utilisé ici, deux couches d'épaisseur 1,6 mm et une couche d'épaisseur 0,8 mm pour obtenir la hauteur souhaitée de 4 mm. Des micros bulles d'air ont pu se créer lors de l'association des couches, créant ainsi un substrat de permittivité équivalente plus faible et donc une remontée de la fréquence en mesure. Ce décalage peut provenir également de la tolérance de la permittivité du substrat (± 5%)

A l'aide de la méthode de la ligne suspendue, nous venons donc de caractériser une cellule BIE utilisant la propriété « suppression des ondes de surface » sur deux substrats différents (FR4 époxy et Rogers). Nous allons maintenant observer l'influence d'une structure BIE 5x5 cellules sur les performances d'un patch pour deux substrats. Dans un premier temps, nous nous intéressons au cas d'une antenne en polarisation linéaire associée à une structure BIE 5x5 cellules.

III. Association BIE/antenne imprimée en polarisation linéaire

Dans cette section, nous associons une antenne imprimée (cf. Tableau V.2) et une structure BIE 5x5 cellules (cf. Partie II) sur deux substrats différents. Il n'y a eu aucune optimisation des dimensions de l'antenne entre le passage de l'antenne seule à l'antenne avec structure BIE.

III.1) Géométrie

La géométrie de cette antenne est présentée Figure V.8. Elle est composée d'une structure BIE de 5x5 cellules où la cellule centrale a été supprimée afin d'y insérer le patch ce qui nous permet de ne pas modifier la périodicité de la structure BIE. L'ensemble patch et structure BIE est imprimé sur la même face d'un substrat d'épaisseur 4 mm. L'élément rayonnant est alimenté par une sonde coaxiale de diamètre 1,2 mm, située à une distance de 10 mm du bord.

Il est à noter que la géométrie de la structure reste identique quel que soit le diélectrique utilisé. Par contre, les dimensions de l'élément rayonnant, la position relative de l'alimentation et des cellules changent selon le substrat.

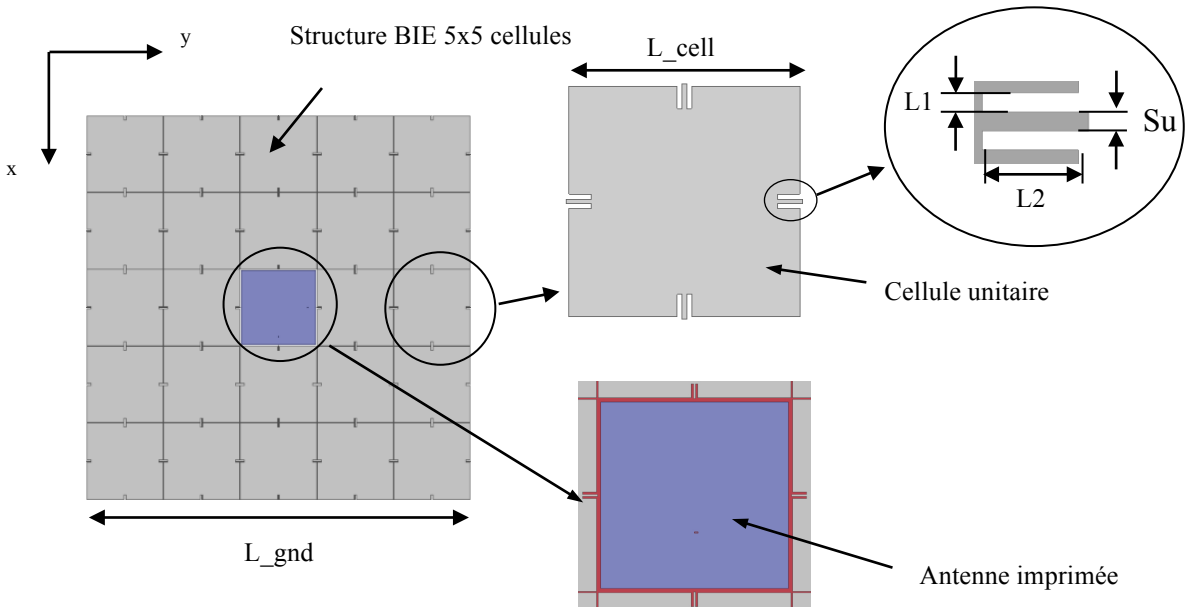


Figure V.8 : Géométrie d'une antenne imprimée entourée d'une structure BIE

III.2) Substrat FR4-époxy

Il n'y a eu aucune optimisation entre le passage de l'antenne seule à l'antenne avec structure BIE excepté la position du point d'alimentation afin d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à – 10 dB.

III.2.a) Dimensions des paramètres

Dans le cas d'un substrat FR4-époxy, les dimensions des différents paramètres sont données dans le Tableau V.6.

L_gnd	L_patch	L_cell	L1	L2	Su	Gu
418	80,4	83	1,5	4,5	0,5	0,5

Tableau V.6 : Valeurs (en mm) des différentes dimensions de la structure pour un substrat FR4-époxy

III.2.b) Résultats de simulation

- **Coefficient de réflexion et impédance d'entrée**

La Figure V.9 représente l'évolution du module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne en présence ou non d'une structure BIE. L'antenne sans structure BIE présente un minimum de $|S_{11}|$ de -22 dB à 0,866 GHz et une largeur de bande de 2,1 % (0,856-0,874 GHz) pour un $|S_{11}| \leq$ -10 dB. Concernant l'antenne en présence de la structure BIE, le minimum du $|S_{11}|$ est de -18 dB à 0,910 GHz et sa bande passante est de 10,5 % (0,82-0,912 GHz).

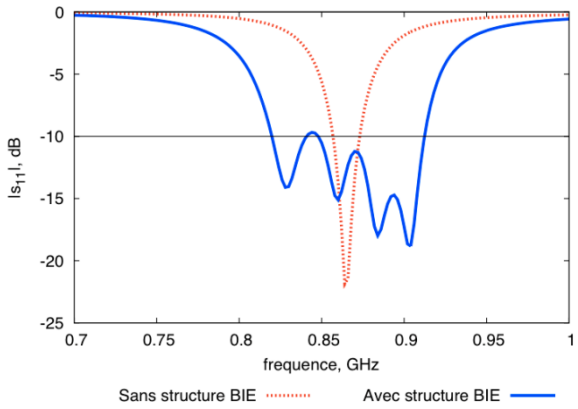


Figure V.9 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne sans et avec la structure BIE

L'impédance d'entrée de cette antenne est montrée Figure V.10. La partie réelle est de 50 Ohms et la partie imaginaire est nulle à 0,866 GHz, ce qui explique la très bonne adaptation de l'antenne sans structure BIE. Pour l'antenne en présence de la structure BIE, l'observation des parties réelle et imaginaire confirme le comportement observé sur le module du coefficient de réflexion à savoir que l'obtention de la large bande passante est due au couplage entre plusieurs résonances. La faible variation autour de 50 Ohms de la partie réelle et autour de 0 pour la partie imaginaire explique la large bande passante en adaptation (0,820-0,912 GHz). Cette amélioration significative de la bande passante peut provenir du couplage de résonance entre le patch et les cellules de la structure BIE.

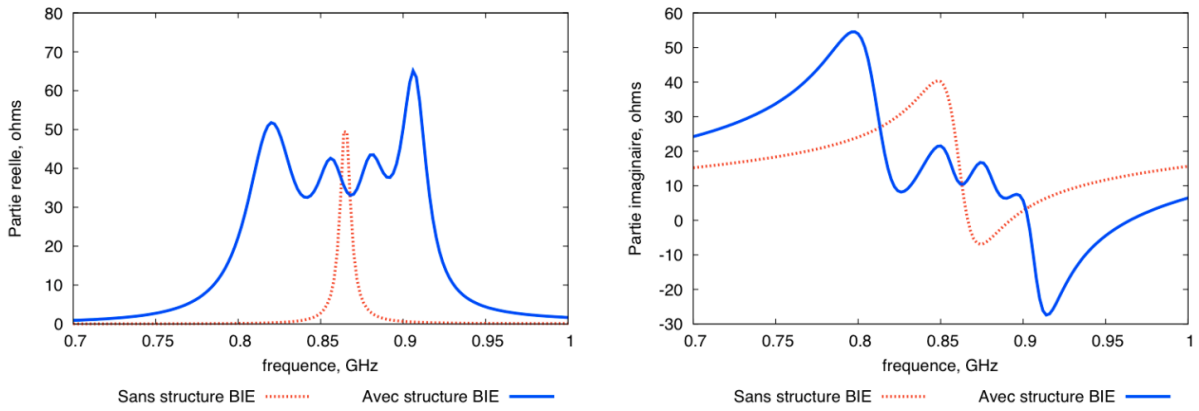


Figure V.10 : Impédance d'entrée de l'antenne imprimée entourée ou non de la structure BIE

- **Cartographie des courants surfaciques**

Pour confirmer cette hypothèse de couplage de résonances, nous présentons, Figure V.11, la cartographie des courants surfaciques au niveau du patch et de la structure BIE pour différentes fréquences de résonance.

	0,828 GHz	0,860 GHz	0,884 GHz	0,904 GHz
Phi=0°				
Phi=45°				
Phi=90°				

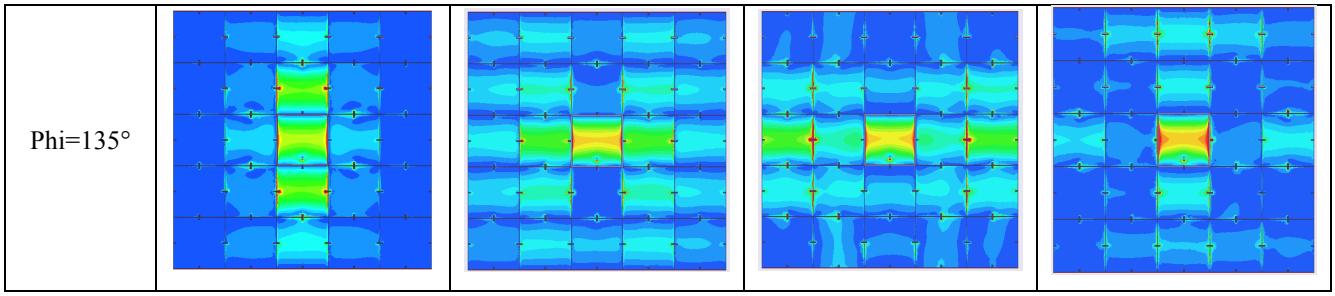
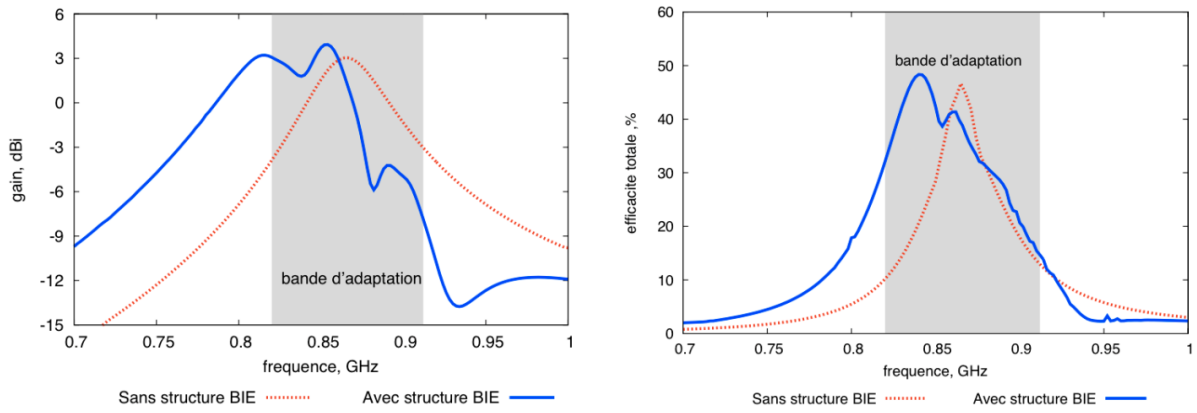


Figure V.11 : Cartographie des courants surfaciques pour un substrat FR4-époxy

On constate que quelle que soit la fréquence observée, l'élément rayonnant principal est le patch avec en rayonnement secondaire certaines cellules qui sont différentes selon la fréquence observée. Cela crée ainsi un couplage de résonance et donc une large bande passante

- **Gain total**

L'évolution du gain (qui tient compte des pertes par désadaptation) en fonction de la fréquence dans la direction φ=θ=0° est tracée Figure V.12. La zone grisée représente la bande où l'antenne présente un $|S_{11}|$≤-10 dB. Le gain de l'antenne sans structure BIE atteint un maximum de 3,1 dB à 0,866 GHz. Pour l'antenne en présence d'une structure BIE, le gain total atteint 4,2 dB à 0,858 GHz. L'apport de la structure BIE sur l'antenne imprimée permet d'améliorer de 1,1 dB le gain. En effet, l'énergie dissipée dans les ondes de surface est maintenant redirigée dans la direction normale à l'antenne (φ=θ=0°). On constate que le gain diminue fortement au-delà de 0,87 GHz. En observant la courbe d'efficacité (Figure V.12.b), nous en concluons que l'adaptation au-delà de 0,87 GHz est due à des pertes. Les résonances à 0,884 et 0,904 GHz sont des résonances peu rayonnantes.

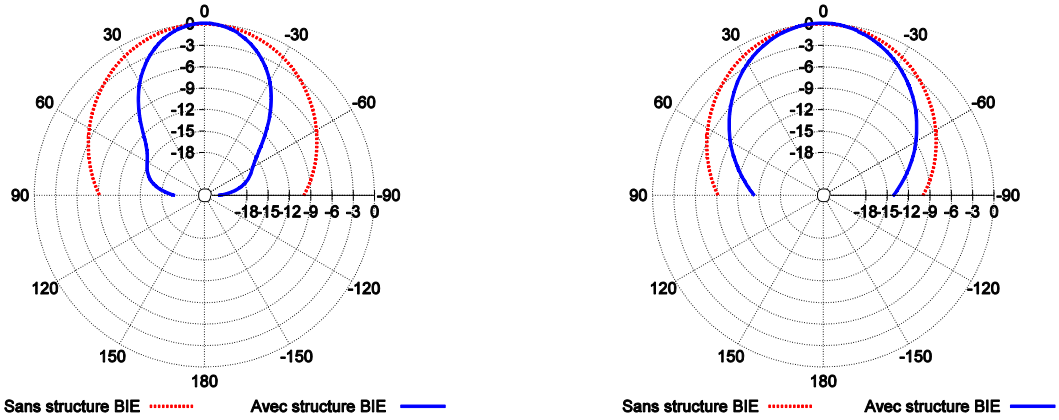


(a) (b)

Figure V.12 : Gain total (a) et efficacité (b) de l'antenne sans et avec une structure BIE

- **Diagrammes de rayonnement**

Pour confirmer la propriété « suppression des ondes de surface » et donc l'apport de la structure BIE sur une antenne imprimée, nous traçons, Figure V.13.a et .b, respectivement, les diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans x-z et y-z à 0,866 GHz. Dans les deux plans, l'antenne imprimée entourée d'une structure BIE présente un diagramme de rayonnement plus directif par rapport à une antenne imprimée classique, avec une ouverture angulaire à -3 dB de 44° dans le plan x-z et de 60° dans le plan y-z au lieu de 86° et 84° avec une antenne classique. L'ouverture angulaire est plus restreinte dans le plan où se trouve l'alimentation.



(a) (b)

Figure V.13 : Diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan x-y (a) et dans le plan y-z à la fréquence 0,866 GHz

Étant donné que la taille de l'élément rayonnant L_ant (80,4 mm) est quasiment de taille identique à celle d'une cellule BIE, nous avons voulu vérifier si l'antenne ne se comportait pas comme un réseau avec un pas de réseau faible. L'étude d'une structure où tous les éléments BIE sont remplacés par des patchs pleins de mêmes dimensions a été effectuée et présentée en annexe A. Les résultats montrent que lorsque les éléments BIE sont remplacés par des patchs pleins, un effet réseau est créé avec l'apparition de lobes secondaires dans les plans x-z et y-z. La distance entre éléments étant faible, les patchs pleins se comportent comme des éléments parasites venant perturber le rayonnement de l'antenne.

Dans le Tableau V.7 sont résumés les différents résultats obtenus en simulation pour une antenne imprimée sur un substrat FR4-époxy entourée ou non d'une structure BIE.

	Dimensions PDM (mm^2)	**BP S_{11} (%)**	**Gain max (dBi)**	**Ouverture angulaire à -3dB**	
				Plan E	Plan H
Antenne sans BIE	418x418	2,1	3,1	86°	84°
Antenne avec BIE	418x418	10,5	4,2	44°	60°

TableauV.7 : Récapitulatif des résultats obtenus en simulation pour un substrat FR4-époxy

À partir du Tableau V.7, nous pouvons observer l'apport d'une structure BIE sur les performances radioélectriques et notamment sur l'ouverture angulaire à -3dB d'un patch. La propriété « suppression des ondes de surface » est validée. Nous reprenons cette étude avec un diélectrique de permittivité plus élevée (substrat de type « Rogers »).

III.3) Substrat Rogers

Comme précédemment, il n'y a eu aucune optimisation entre le passage de l'antenne seule à l'antenne avec structure BIE excepté la position du point d'alimentation afin d'obtenir une bonne adaptation.

III.3.a) Dimensions des paramètres

Pour un substrat Rogers, (les caractéristiques de ce substrat sont rappelées dans le Tableau V.1), les dimensions des différents paramètres sont données dans le Tableau V.8.

L_gnd	L_patch	Hauteur	L_cell	L1	L2	Su	Gu
279	53,8	4	55,3	0,7	4	0,5	0,5

Tableau V.8 : Dimensions (en mm) des différents paramètres de l'antenne pour un substrat Rogers

III.3.b) Résultats de simulation

- **Coefficient de réflexion et impédance d'entrée**

Les Figures V.14 et 15 montrent l'évolution du module du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée de l'antenne en présence ou non d'une structure BIE 5x5 cellules.

L'antenne sans structure BIE présente un minimum de module de S_{11} de -28 dB à 0,866 GHz. Sa bande passante est plus étroite que l'antenne seule sur substrat FR4-époxy (0,36 % au lieu de 2,1 %). Sa partie réelle est de 50 Ohms et la partie imaginaire est nulle à 0,866 GHz ce qui explique la très bonne adaptation.

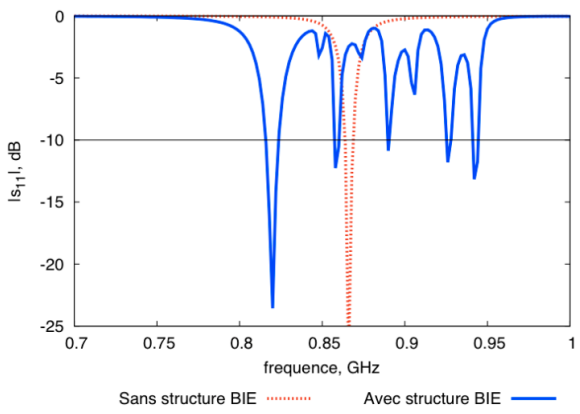


Figure V.14 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne imprimée entourée ou non de la structure BIE pour un substrat Rogers

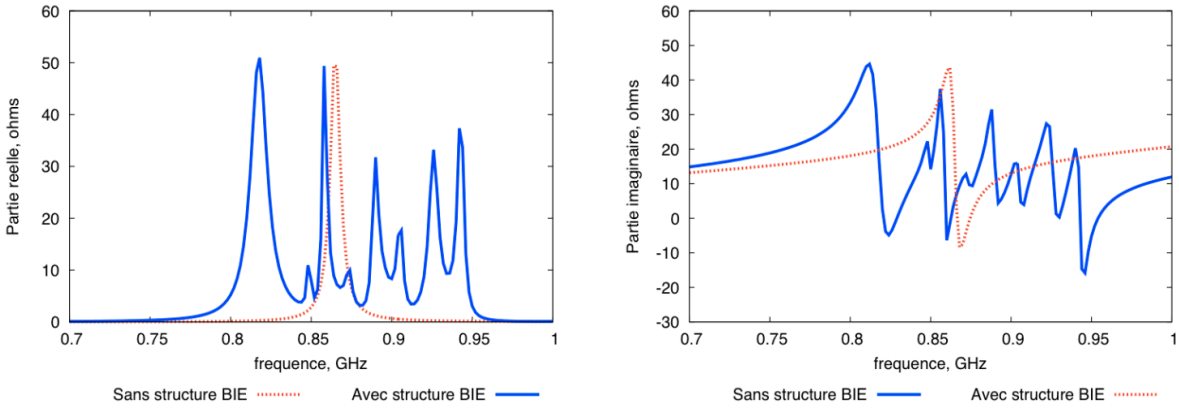
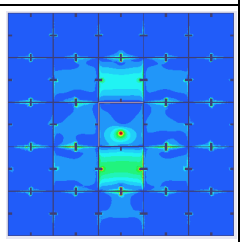
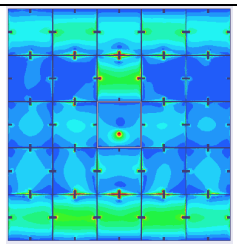
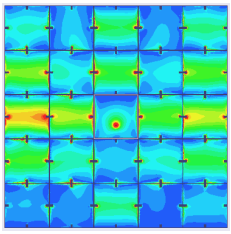
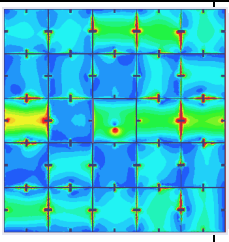
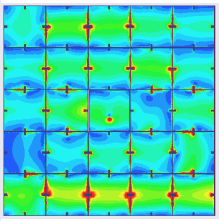
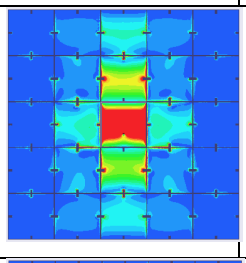
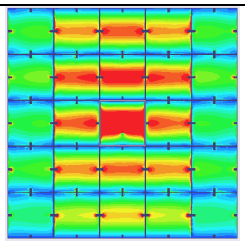
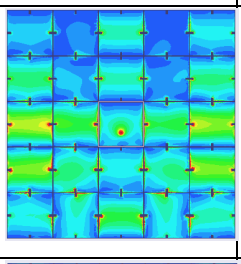
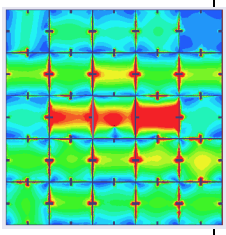
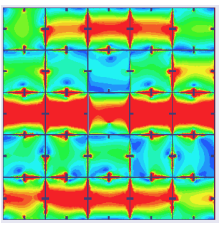
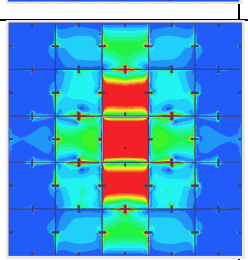
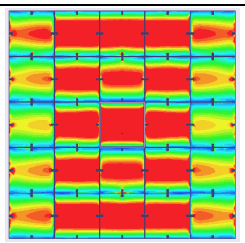
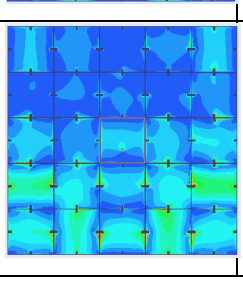
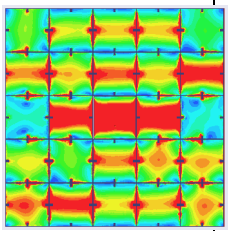
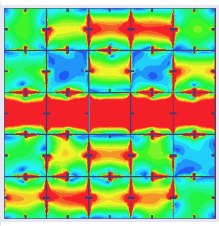


Figure V.15 : Impédance d'entrée de l'antenne imprimée entourée ou non de la structure BIE

L'antenne entourée de la structure BIE présente un module de S_{11} de -12 dB à 0,858 GHz. Contrairement à ce que l'on a pu voir dans le cas d'un substrat FR4-époxy, les fortes variations des parties réelle et imaginaire ne permettent pas un couplage entre les résonances favorables à l'obtention d'une large bande passante.

- **Cartographie des courants surfaciques**

Nous observons la cartographie des courants surfaciques, en prenant la même échelle que dans la section précédente, pour les différentes fréquences telles que $|S_{11}| \leq$ -10 dB.

	0,820 GHz	0,858 GHz	0,88 GHz	0,926 GHz	0,942 GHz
Phi=0°					
Phi=45°					
Phi=90°					

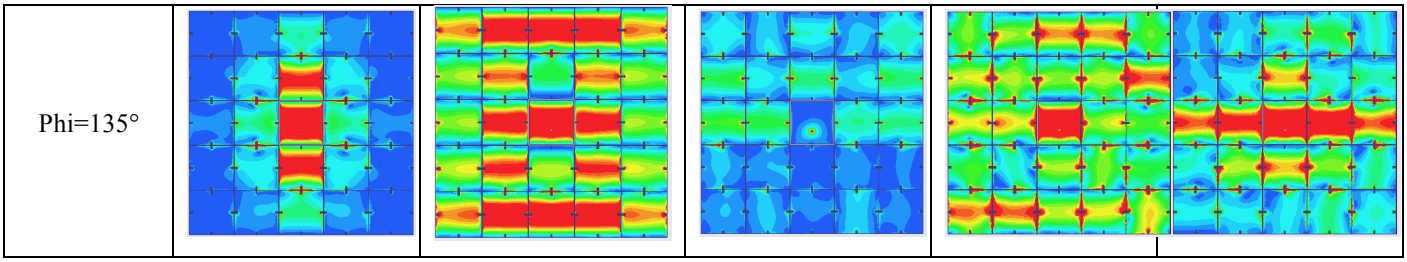
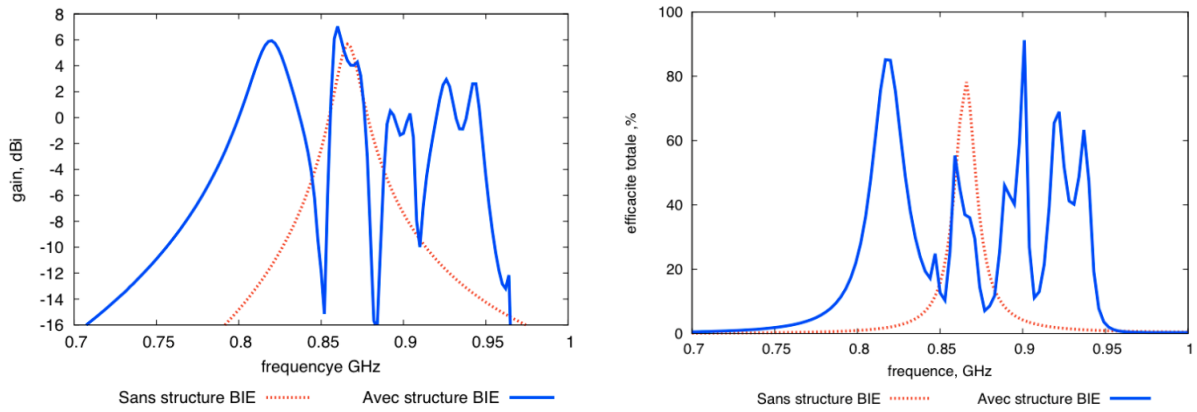


Figure V.16 Cartographie des courants surfaciques pour un substrat Rogers

Par rapport à ce qui a pu être observé dans la section précédente, le patch n'est plus le seul responsable du rayonnement de l'antenne. La proximité des éléments (cellules et patch) ainsi que l'augmentation de l'intensité des ondes de surface dans la cavité créent un fort couplage. Les courants de surface ne sont pas assez atténués. L'antenne se comporte comme un réseau avec au centre l'élément rayonnant et autour les éléments parasites.

- **Gain total**

L'évolution du gain de l'antenne avec ou sans structure BIE 5x5 cellules dans la direction φ=θ=0° est donnée Figure V.17.



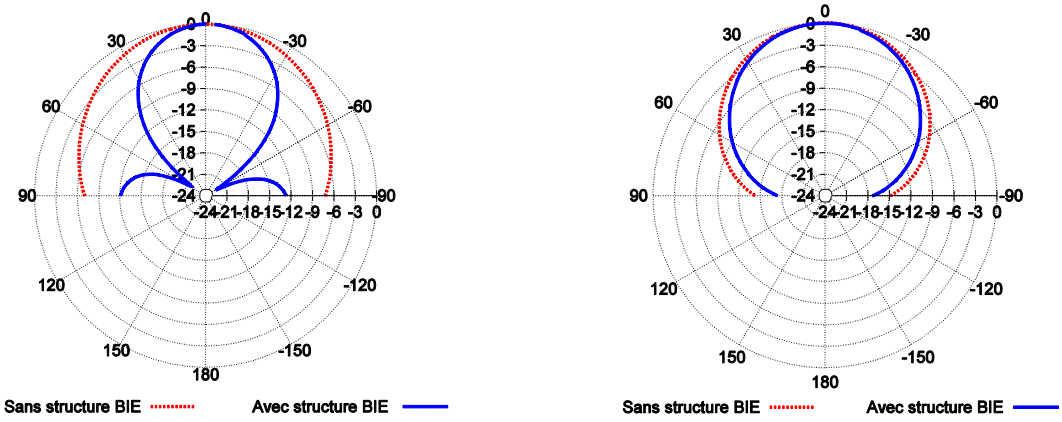
(a) (b)

Figure V.17 : Gain (a) et efficacité (b) de l'antenne avec ou sans structure BIE pour un substrat Rogers

On retrouve sur les courbes du gain et de l'efficacité en fonction de la fréquence les variations observées sur le module du coefficient de réflexion et sur l'impédance d'entrée de l'antenne. On peut également observer que le gain maximal obtenu sur un substrat Rogers (7,35 dBi) est supérieur à celui obtenu avec un substrat FR4-époxy (4,2 dBi).

- **Diagramme de rayonnement**

Nous traçons, dans les plans x-z et y-z, les diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne à 0,866 GHz Figure V.18.a et .b, respectivement.



(a) (b)

Figure V.18 : Diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans x-z (a) et y-z (b) de l'antenne avec ou sans structure BIE 5x5 cellules

Le diagramme de rayonnement dans le plan x-z de l'antenne avec structure BIE présente une ouverture angulaire plus étroite comparée à celle d'un patch sans structure BIE. On note l'apparition de lobes secondaires dans les directions θ ± 75°, ce qui tend à confirmer que la structure se comporte comme un réseau. Afin de confirmer cette hypothèse, l'étude d'une structure où tous les éléments BIE sont remplacés par des patchs pleins de mêmes dimensions a été effectuée et présentée en annexe B. Dans les deux cas, les résultats montrent l'apparition de lobes secondaires ce qui tend à confirmer notre hypothèse. Néanmoins le niveau des lobes secondaires est plus faible dans le cas de l'antenne avec la structure BIE. Les ondes de surface ne sont pas assez atténuées (trop peu de cellules), ce qui entraîne un fort couplage entre le patch et les cellules alentour. Nous verrons ultérieurement, qu'il est possible de supprimer les lobes secondaires en augmentant le nombre de cellules.

Nous résumons les différents résultats obtenus en simulation d'une antenne imprimée entourée ou non d'une structure BIE 5x5 cellules sur un substrat Rogers dans le Tableau V.9.

	Dimensions PDM (mm^2)	**BP S_{11} (%)**	**Gain (dBi)**	**Ouverture angulaire à -3 dB**	
				Plan E	Plan H
Antenne sans BIE	279 x 279	0,5	5,66	95°	90°
Antenne avec BIE	279 x 279	0,36	7,35	50°	64°

Tableau V.9 : Récapitulatif des résultats obtenus en simulation pour un substrat Rogers

III.4) Comparatif de performances simulées avec les deux substrats

Une comparaison des performances simulées de l'antenne entourée ou non d'une structure BIE pour les deux substrats est présentée dans le Tableau V.10.

	Dimensions PDM (mm^2)	**Dimensions du pavé rayonnant (mm^2)**	**BP S_{11} (%)**	**Gain (dBi)**	**Ouverture angulaire à -3 dB**	
					Plan E	Plan H
Substrat FR4-époxy (Tan δ = 0,02 et permittivité de 4,4) d'épaisseur 4 mm						
Antenne seule	418 x 418	80,4x80,4	2,1	3,1	86°	84°
Antenne avec BIE	418x418	80,4x80,4	10,5	4,2	44°	60°
Substrat Rogers (Tan δ = 0,002 et permittivité de 9,8) d'épaisseur 4 mm						
Antenne seule	279 x 279	53,8x53,8	0,5	5,66	95°	90°
Antenne avec BIE	279 x 279	53,8x53,8	0,36	7,35	50°	64°

Tableau V.10 : Comparatif des performances d'un patch avec ou sans structure BIE sur un substrat Rogers

À partir du Tableau V.10, nous observons l'apport d'une structure BIE en termes de gain et d'ouverture angulaire d'une antenne imprimée. De plus, nous constatons l'influence que peut avoir le diélectrique utilisé sur le comportement d'une antenne lors de son association avec une structure BIE. Nous nous intéressons maintenant, à observer l'influence du nombre de cellules composant la structure BIE (3x3, 4x4 et 5x5 cellules) sur l'impédance d'entrée et l'ouverture angulaire pour les deux substrats. Nous avons décidé de nous limiter à un nombre maximal de 5x5 cellules pour un substrat FR4-époxy et à 7x7 cellules pour un substrat Rogers afin d'avoir un encombrement total réaliste et conforme au cahier des charges.

IV. Influence du nombre de cellules composant la structure BIE

Dans cette étude, et pour chaque substrat, les dimensions de l'élément rayonnant ainsi que celle des cellules restent inchangées. En revanche, la taille du plan de masse varie en fonction du nombre de cellules.

IV.1) Substrat FR4-époxy

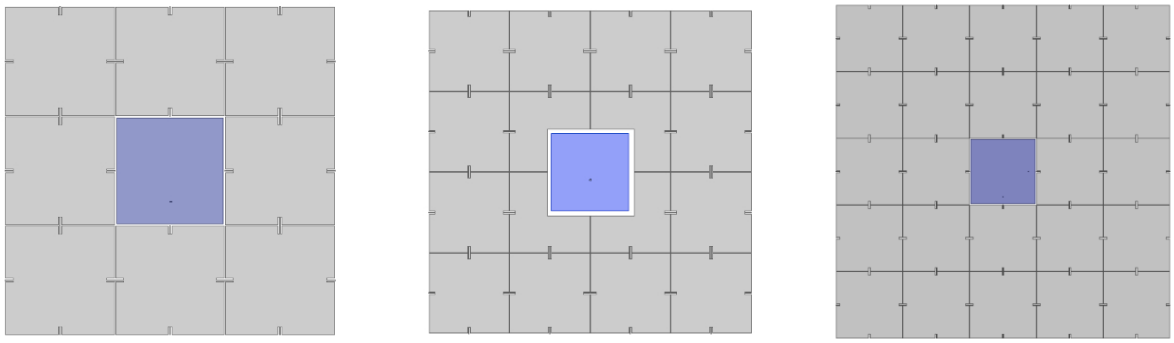
Les performances d'un patch seul pour différentes dimensions du plan de masse (correspondant aux dimensions des structures incluant 3x3, 4x4 et 5x5 cellules respectivement), ont été simulées. Elles sont regroupées dans le Tableau V.11.

Dimensions du plan de masse (mm^2)	S_{11} min (dB)	BP S_{11} (%)	Gain (dBi)	Efficacité (%)	Ouverture angulaire à -3dB
					Plan E
250,5 x 250,5	-15	2	2,85	41	89°
334 x 334	-16	2	2,96	42	88°
418 x 418	-22	2,1	3,1	44	86°

Tableau V.11 : Performances d'une antenne sans structure BIE en fonction de la taille du plan de masse pour un substrat FR4-époxy

IV.1.a) Géométrie des antennes

Les géométries des différents cas sont montrées Figure V.19. Concernant l'antenne avec une structure 4x4 cellules, on peut faire une première constatation. Afin d'insérer le patch au centre de la structure BIE, nous avons été obligés de modifier la périodicité de la structure BIE, caractéristique essentielle pour des structures métamatériaux.



(a) (b) (c)

Figure V.19 : Antenne imprimée entourée d'une structure BIE à 3x3 (a), 4x4 (b) et 5x5 (c) cellules

Comme précédemment, il n'y a eu aucune optimisation entre le passage de l'antenne seule à l'antenne avec structure BIE excepté la position du point d'alimentation dans le but d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à – 10 dB.

IV.1.b) Résultats de simulation

- **Coefficient de réflexion et impédance d'entrée**

L'évolution du module du coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée pour les différents cas (3x3, 4x4 et 5x5 cellules) sont présentées Figure V.20 et V.21, respectivement.

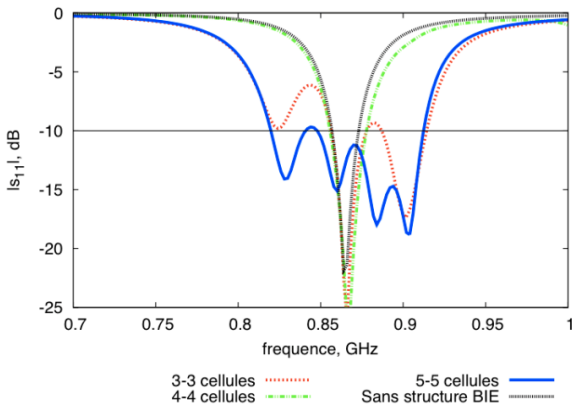


Figure V.20 : Module du coefficient de réflexion en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat FR4-époxy

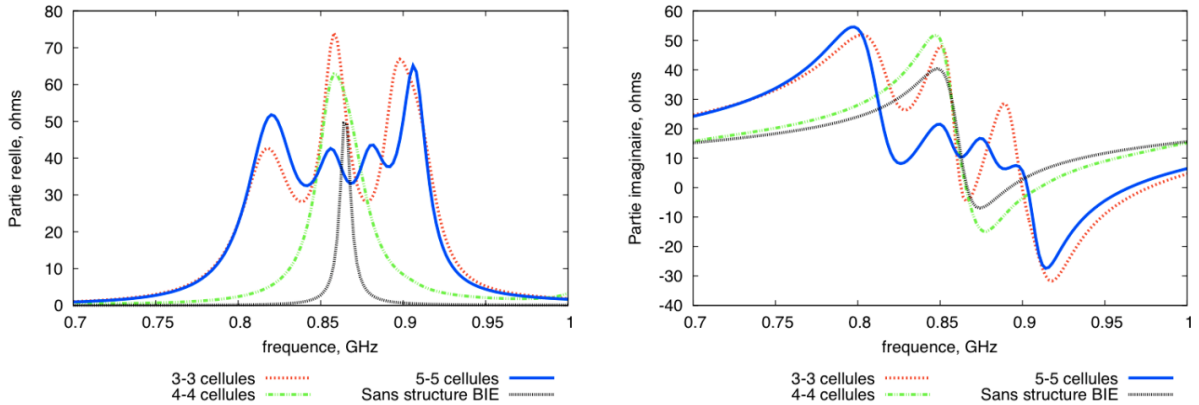


Figure V.21 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat FR4-époxy

D'après les Figures V.20 et V.21, le nombre de cellules composant la structure BIE influe grandement sur le module du coefficient de réflexion. Comme on pouvait s'y attendre, dans le cas d'une structure BIE 4x4 cellules, la rupture de la périodicité modifie complètement le comportement de la structure globale. Nous nous retrouvons dans le cas d'une antenne imprimée classique. Dans le cas d'une structure BIE 3x3 et 5x5 cellules, nous obtenons une structure multi-résonance. Toutefois pour une structure 3x3 cellules, les résonances sont trop éloignées et les variations de la partie imaginaire sont trop importantes pour créer un couplage permettant un élargissement de la bande passante.

- **Cartographie des courants surfaciques dans le cas d'une structure 3x3 cellules**

Nous présentons, Figure V.22, la cartographie des courants surfaciques dans le cas d'une structure 3x3 cellules.

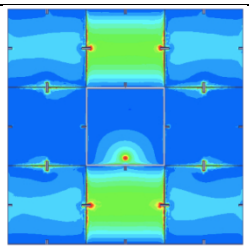
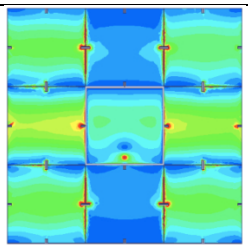
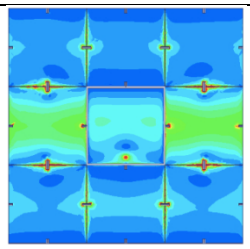
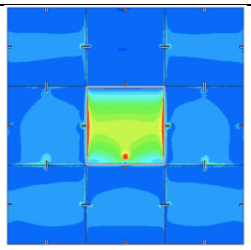
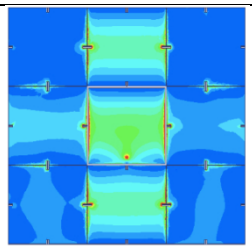
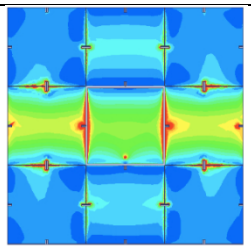
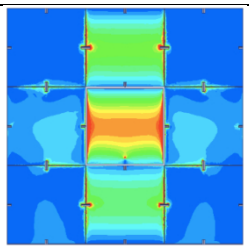
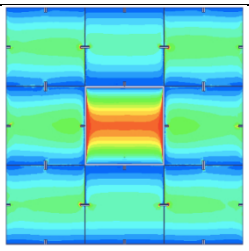
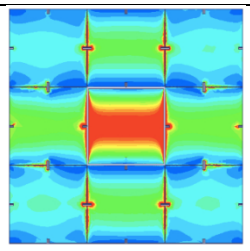
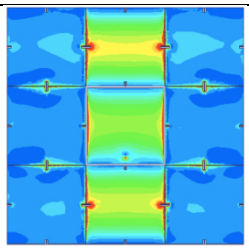
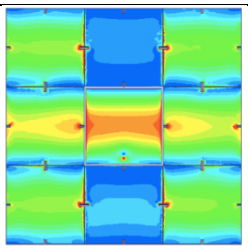
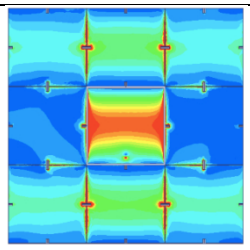
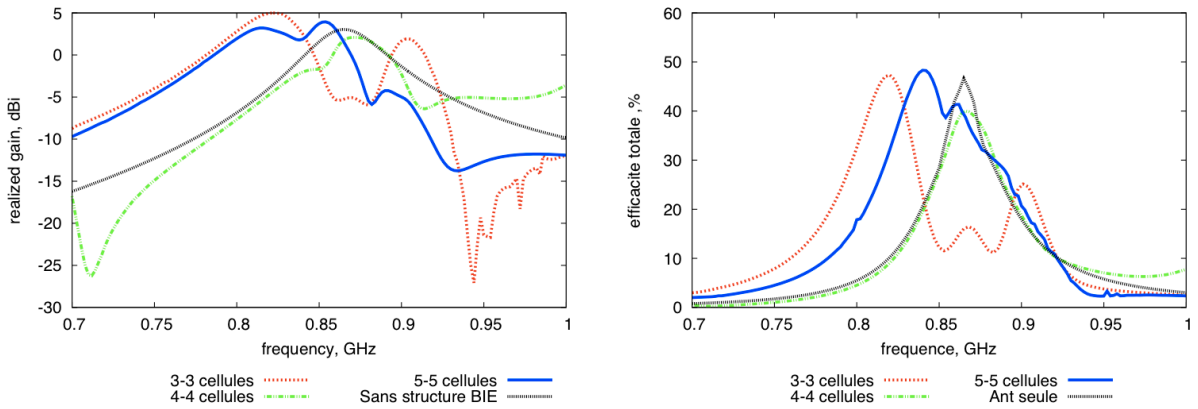
	0,824 GHz	0,866 GHz	0,9 GHz
Phi=0°			
Phi=45°			
Phi=90°			
Phi=135°			

Figure V.22 : Cartographie des courants surfaciques dans le cas d'une structure 3x3 cellules

Comme dans le cas d'une structure 5x5 cellules, on constate que quelle que soit la fréquence observée, l'élément rayonnant principal est le patch avec en rayonnement secondaire certaines cellules qui sont différentes selon la fréquence observée.

- **Gain, efficacité et diagramme de rayonnement dans le plan x-z**

L'évolution fréquentielle du gain (dans la direction normale à l'antenne) et de l'efficacité en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sont présentées Figure V.23. Comme observé sur l'impédance d'entrée, une antenne imprimée entourée d'une structure BIE 4x4 cellules présente quasiment le même gain ainsi que la même ouverture angulaire à -3 dB qu'une antenne classique. A la vue de la Figure V.23, dans le cas d'une structure BIE 3x3 cellules, la résonance à 0,866 GHz est une résonance peu rayonnante (efficacité faible). Au contraire, la résonance à 0,82 GHz et celle à 0,9 GHz sont des résonances rayonnantes. Une optimisation de la taille de l'antenne pourrait permettre de décaler la première résonance (0,82 GHz) pour un fonctionnement à 0,866 GHz.



(a) (b)

Figure V.23 : Gains (a) et efficacités (b) de l'antenne en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat FR4-époxy

Les diagrammes de rayonnement normalisés à 0,866 GHz de l'antenne dans les différents cas sont tracés Figure V.24. Nous observons le diagramme de rayonnement dans le plan x-z.

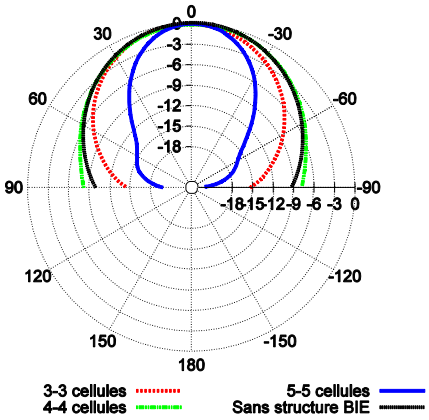


Figure V.24 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0,866 GHz de l'antenne en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat FR4-époxy

L'ouverture angulaire est de 74° dans le cas d'une structure BIE 3x3 éléments ce qui nous permet d'avoir une amélioration d'environ 15° par rapport à une antenne classique (89°).

En conclusion, nous avons pu observer qu'augmenter le nombre de cellules composant la structure BIE permet de réduire l'ouverture angulaire et donc d'obtenir une structure plus directive à condition de conserver la périodicité de la structure BIE (ce qui est obtenu grâce à un nombre impair de cellules dans les deux dimensions).

IV.2) Substrat Rogers

Nous effectuons la même démarche que précédemment en remplaçant maintenant le substrat FR4-époxy par un substrat Rogers. Pour ce substrat, la structure 4x4 cellules n'est pas présentée étant donné que dans le cas précédent, aucune amélioration de performance n'a été observée (à cause de la rupture de périodicité du motif). Dans un premier temps, nous avons

simulé l'antenne sans structure BIE sur deux plans de masse de taille différente correspondant aux dimensions des structures 3x3, 5x5 et 7x7 cellules, respectivement (Tableau V.12).

Dimensions du plan de masse (mm^2)	S_{11} min (dB)	BP S_{11} (%)	Gain (dBi)	Efficacité (%)	Ouverture angulaire à -3 dB
					Plan E
167,4 x 167,4	-11	0,3	5,3	71	98°
279 x 279	-25	0,36	5,66	78	96°
390,6 x 390,6	-18	0,3	5,5	76	95°

Tableau V.12 : Performances d'une antenne sans structure BIE en fonction de la taille du plan de masse pour un substrat Rogers

Comme précédemment, il n'y a eu aucune optimisation entre le passage de l'antenne seule à l'antenne avec structure BIE excepté la position du point d'alimentation dans le but d'obtenir un coefficient de réflexion inférieur à – 10 dB.

IV.2.a) Résultats de simulation

- **Coefficient de réflexion et impédance d'entrée**

L'évolution du module du coefficient de réflexion et de l'impédance d'entrée pour les différents cas (3x3, 5x5 et 7x7 cellules) est présentée Figure V.25 et V.26, respectivement.

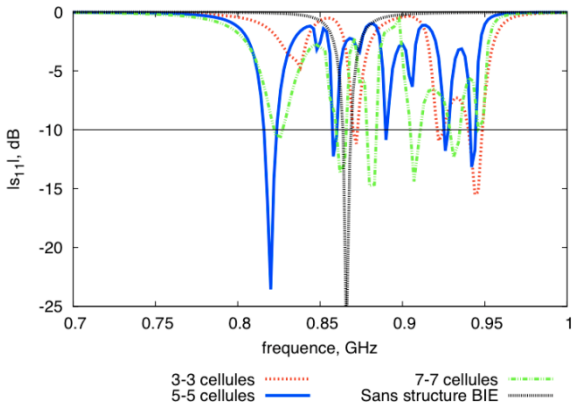


Figure V.25 : Module du S_{11} pour une structure BIE 3x3, 5x5 et 7x7 cellules sur un substrat Rogers

Comme observé dans le cas du substrat FR4-époxy, le nombre de cellules influe fortement sur le nombre de résonances (couplage entre l'élément rayonnant et les cellules et entre elles-mêmes). Le comportement général reste identique (système multi-résonnant).

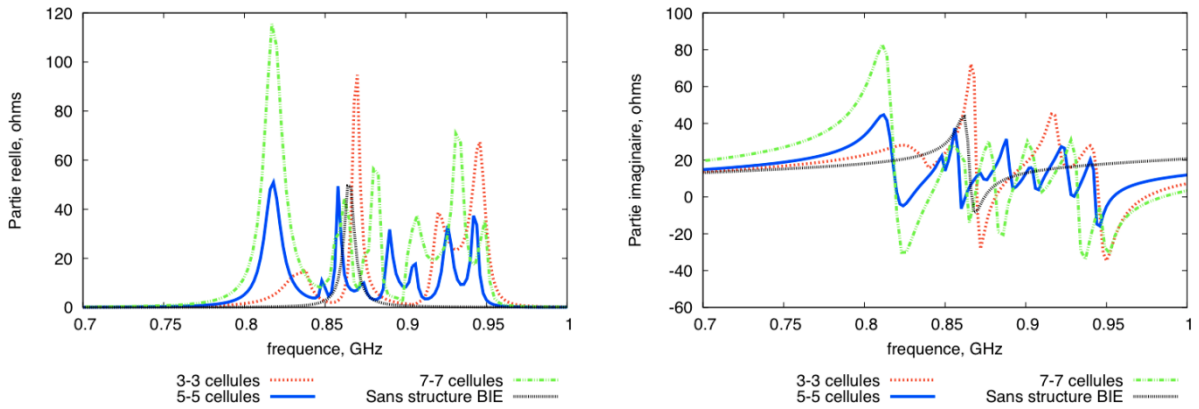
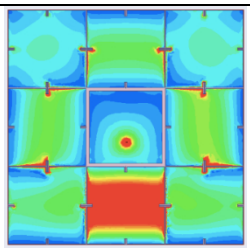
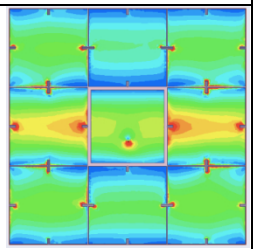
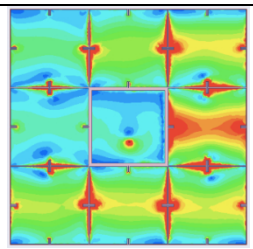
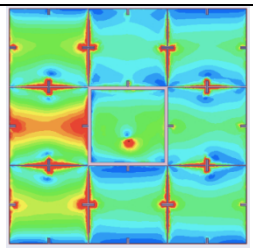
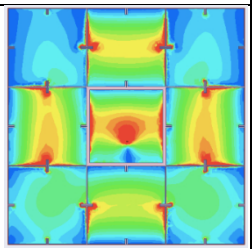
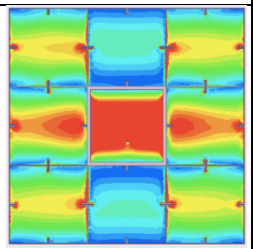
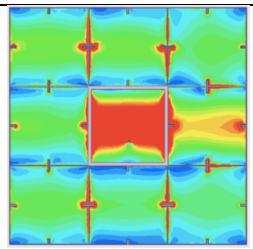
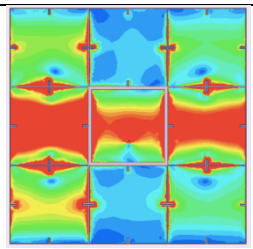
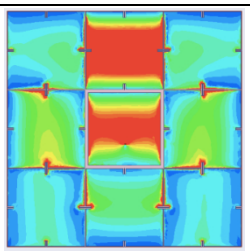
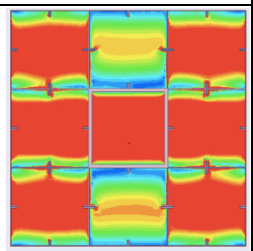
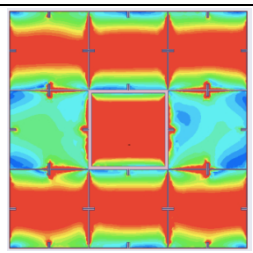
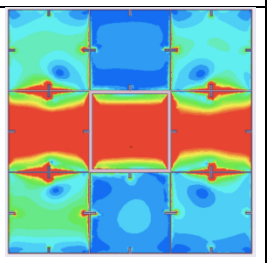


Figure V.26 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour une structure BIE 3x3, 5x5 et 7x7 cellules sur un substrat Rogers

- **Cartographie des courants surfaciques dans le cas d'une structure 3x3 cellules**

Nous présentons, Figure V.27, la cartographie des courants surfaciques dans le cas d'une structure 3x3 cellules. Dans ce cas, on observe, Figure V.27, le même comportement que pour une structure 5x5 cellules (Figure V.16) c'est-à-dire un fort couplage entre le patch et les cellules de la structure BIE.

	0,834 GHz	0,87 GHz	0,924 GHz	0,946 GHz
Phi=0°				
Phi=45°				
Phi=90°				

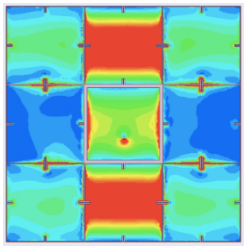
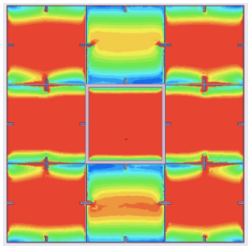
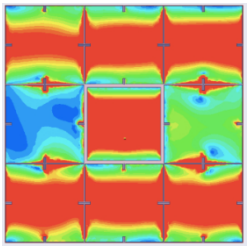
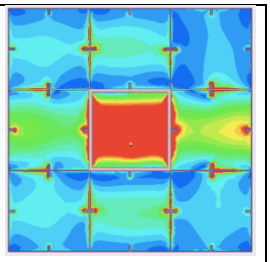
Phi=135°				

Figure V.27 : Cartographie des courants surfaciques dans le cas d'une structure 3x3 cellules

- **Gain, efficacité et diagramme de rayonnement**

Les Figures V.28 et 29 présentent l'évolution fréquentielle du gain (dans la direction φ=θ=0°) et de l'efficacité ainsi les diagrammes de rayonnement (normalisés) simulés à 0,866 GHz dans le plan x-z pour les trois types de structures BIE

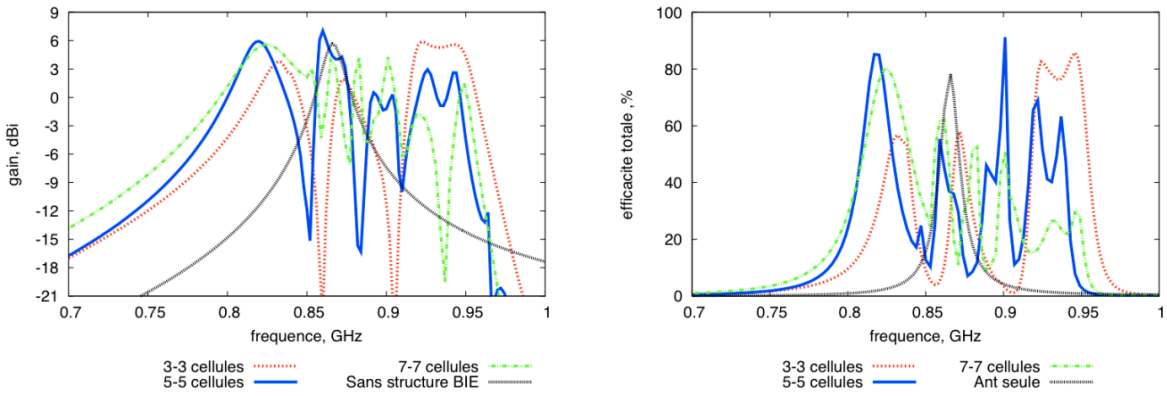


Figure V.28 : Gains (a) et efficacités (b) de l'antenne en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat Rogers

Quelque soit le nombre de cellules composant la structure BIE, on retrouve sur la courbe du gain les variations observées sur le module du coefficient de réflexion et sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Dans le cas d'une structure 3x3 cellules, le gain à 0,866 GHz est plus faible que dans le cas de l'antenne seule.

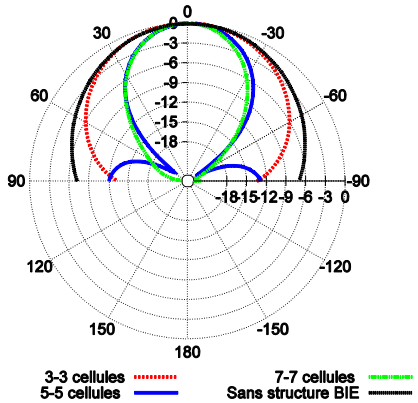


Figure V.29 : Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne dans les différentes structures BIE sur un substrat Rogers

Nous remarquons sur le diagramme de rayonnement, dans tous les cas, une ouverture angulaire plus étroite comparée à un patch sans structure BIE. L'effet réseau observé dans le cas d'une structure BIE 5x5 cellules n'est plus visible pour une structure 7x7 cellules. Nous supposons que les ondes de surface sont maintenant assez atténuées permettant la suppression des lobes secondaires.

IV.3) Récapitulatif

Dans le Tableau V.13, nous regroupons les différents résultats obtenus en fonction du nombre de cellules pour les deux types de substrats.

	Dimensions PDM (mm^2)	**BP S11 (%)**	**Gain (dBi)**	**Efficacité (%)**	**Ouverture angulaire à -3dB** Plan E
Substrat FR4-époxy (Tan δ = 0,02 et permittivité de 4,4) d'épaisseur 4 mm					
3x3 cellules					
Antenne sans BIE	250,5 x 250,5	2	2,85	41	89°
Antenne avec BIE	250,5 x 250,5	6,7	-5,2	16	74°
4x4 cellules					
Antenne sans BIE	334 x 334	2	2,96	42	88°
Antenne avec BIE	334 x 334	2	2,05	43	87°
5x5 cellules					
Antenne sans BIE	418 x 418	2,1	3,1	44	86°
Antenne avec BIE	418 x 418	10,5	4,2	40	44°
Substrat Rogers (Tan δ = 0,002 et permittivité de 9,8) d'épaisseur 4 mm					
3x3 cellules					
Antenne sans BIE	167,4 x 167,4	0,3	5,3	71	98°
Antenne avec BIE	167,4 x 167,4	0,4	1,87	57	82°
5x5 cellules					
Antenne sans BIE	279 x 279	0,5	5,66	78	96°
Antenne avec BIE	279 x 279	0,36	7,35	55	50°
7x7 cellules					
Antenne sans BIE	390,6 x 390,6	0,3	5,5	76	95°
Antenne avec BIE	390,6 x 390,6	0,25	4	62	45°

Tableau V.13 : Récapitulatif des performances d'un patch en fonction du nombre de cellules de la structure BIE pour les deux substrats

En conclusion, nous venons de voir l'apport que pouvait avoir une structure comportant des motifs BIE sur l'ouverture angulaire à -3 dB d'une antenne imprimée (44° au lieu de 86° soit une diminution de 48 %, dans le cas d'une structure 5x5 cellules et pour un substrat FR4-époxy). Nous avons également montré l'influence qu'avait le diélectrique utilisé ainsi que le nombre de cellules composant la structure BIE sur les performances de l'antenne. Nous en avons également conclu que, pour obtenir des performances identiques en terme d'ouverture angulaire entre deux substrats de permittivités différentes, il était nécessaire de posséder un nombre plus important de cellules dans le cas d'un substrat de forte permittivité. À partir de ces résultats très encourageants, nous avons décidé de concevoir une structure composée d'une antenne imprimée sur un substrat FR4-époxy à polarisation circulaire entourée d'une structure BIE 5x5 cellules.

V. Association BIE/antenne imprimée en polarisation circulaire

Par rapport à l'antenne initiale (section III), nous rajoutons dans cette étude l'objectif d'obtention de la polarisation circulaire. Deux solutions s'offrent à nous pour générer cette polarisation circulaire. Soit créer deux modes dégénérés orthogonaux déphasés de 90° l'un par rapport à l'autre et n'utiliser qu'une seule d'alimentation (à l'aide de la technique des coins coupés ou en utilisant un élément légèrement rectangulaire) soit créer deux modes orthogonaux en utilisant deux alimentations déphasées temporellement d'un quart de période grâce à un coupleur hybride 3 dB. Pour obtenir la polarisation circulaire à un accès, il faut dissymétriser l'élément rayonnant en augmentant légèrement une de ses dimensions. Or dans notre cas, la distance entre l'élément rayonnant et les premières cellules étant extrêmement faible (1,3 mm), cette faible augmentation entraînerait un chevauchement entre l'élément rayonnant et les cellules. C'est pour cela que nous avons décidé d'utiliser un coupleur hybride 3 dB. La taille de l'élément rayonnant restant alors la même.

V.1) Géométrie de l'antenne finale

Nous reprenons la géométrie de l'antenne développée dans la section III avec un substrat de type FR4-époxy (Figure V.30). Dans le Tableau V.14, nous rappelons les différentes dimensions (en mm) de la structure. Les deux sondes d'alimentation du coupleur sont situées à une distance de 10 mm du bord de l'élément rayonnant.

L_gnd	Dim_ant	hauteur	P_alim	L_cell	L1	L2	Gu	Su
418	80,4x80,4	4	10	83	1,5	4,5	0,5	0,5

Tableau V.14 : Dimensions des différents paramètres composant l'antenne

Dans ce tableau, les abréviations suivantes signifient :

- **L_gnd** : Largeur du plan de masse - **Dim_ant** : Dimension de l'élément rayonnant
- **P_alim** : Position du point d'alimentation - **Gu** : Distance entre deux cellules.

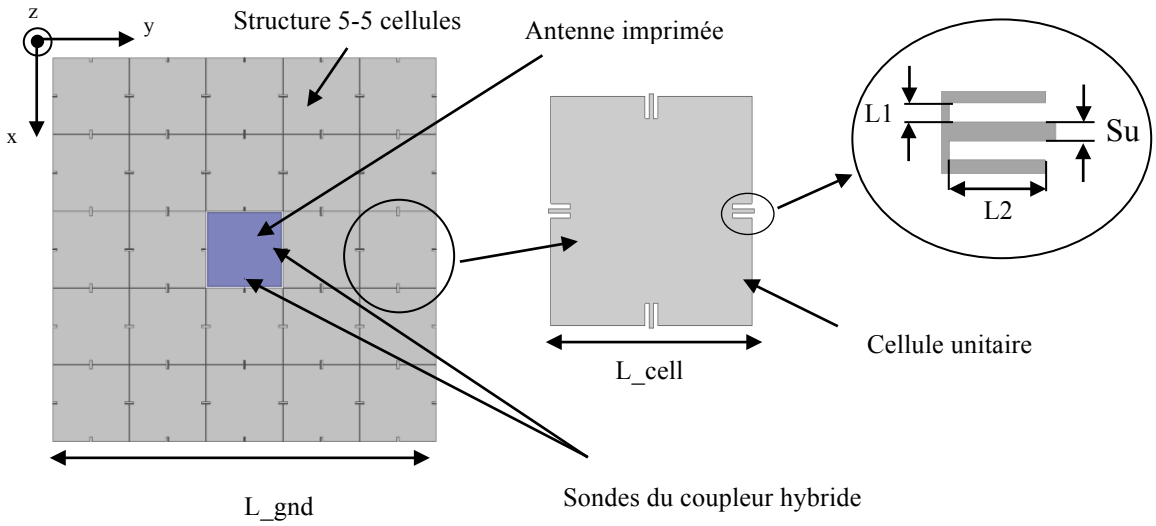


Figure V.30 : Géométrie d'un patch à polarisation circulaire entourée d'une structure BIE 5x5 cellules

Nous avons réalisé un prototype de cette antenne au sein du laboratoire (Figure V.31).



(a) (b)

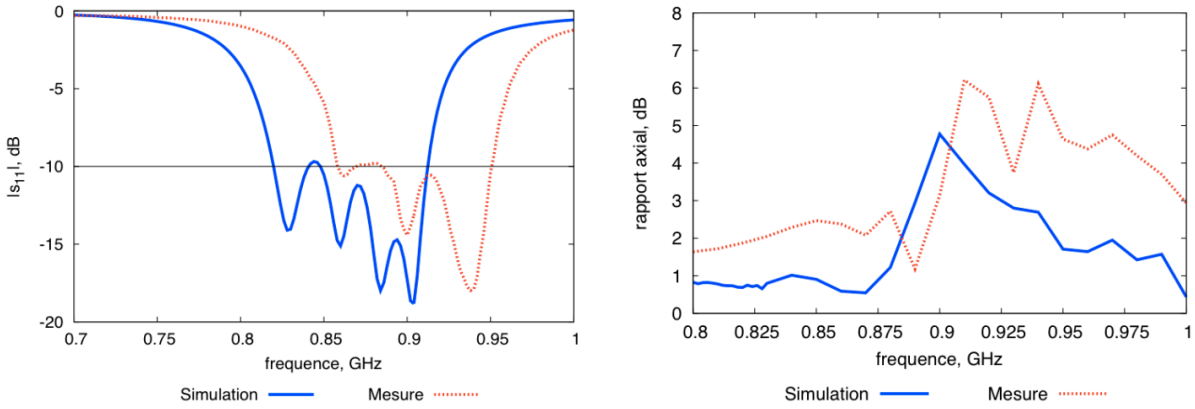
Figure V.31 : Photographie du prototype réalisé (a) et du coupleur hybride 3dB (b)

V.2) Résultats de mesure

- **Coefficient de réflexion**

La mesure du module du coefficient de réflexion de l'antenne a été faite à l'aide d'un analyseur réseau ZVM Rohde & Schwarz.

La Figure V.32.a représente l'évolution du module du coefficient de réflexion de l'antenne simulé et mesuré en fonction de la fréquence. On observe une bonne similitude entre la simulation et la réalisation avec néanmoins un léger décalage en fréquence de l'ordre de 4%. Nous pensons que ce décalage est, dû à l'empilement des couches du substrat utilisé afin d'obtenir la hauteur souhaitée pour les mêmes raisons qu'évoquées dans le paragraphe II.3 mais aussi à la tolérance (± 5 %) de la permittivité du substrat.



(a) (b)

Figure V.32 : Modules du coefficient de réflexion (a) et rapports axiaux (b) de l'antenne en polarisation circulaire sur un substrat FR4-époxy

- **Rapport axial**

Les rapports axiaux (RA) simulé et mesuré de l'antenne, en fonction de la fréquence et dans la direction φ=θ=0° sont présentés Figure V.32.b. Nous constatons qu'ils sont inférieurs à 3 dB dans toute la bande RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz). De plus, nous observons que la forme des courbes simulée et mesurée est identique avec néanmoins un décalage d'environ 1,5 dB.

- **Gain total**

L'évolution du gain total dans la direction normale à l'antenne est montrée Figure V.33.

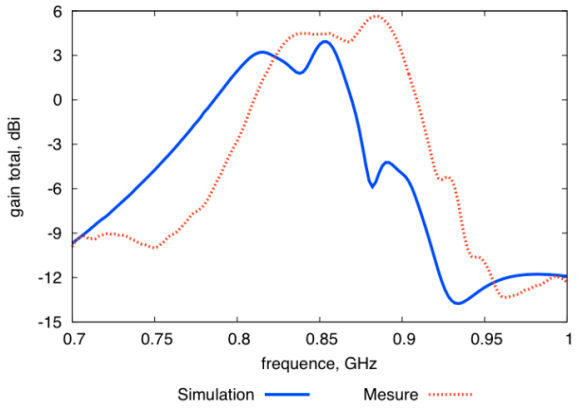


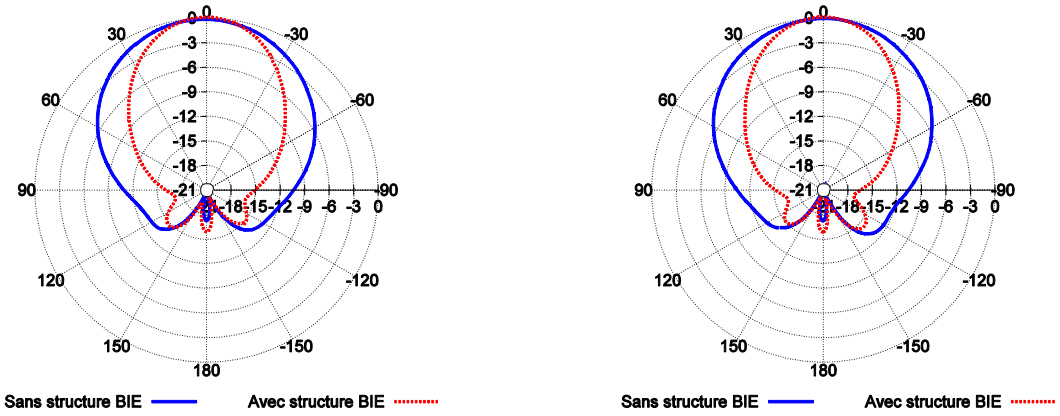
Figure V.33 : Gains simulé et mesuré dans la direction normale à l'antenne

Comme pour le module du S_{11} et pour les mêmes raisons, on observe le même décalage en fréquence. Néanmoins, une bonne concordance entre la simulation et la réalisation est obtenue. Le gain maximal mesuré atteint 5,4 dBi à 0,884 GHz.

- **Diagrammes de rayonnement normalisés**

Les diagrammes de rayonnement simulés normalisés dans les plans x-z et y-z sont représentés sur la Figure V.34.a et .b respectivement, pour la fréquence centrale de la bande RFID UHF Europe (0,866 GHz).

La géométrie de l'antenne étant parfaitement symétrique dans les deux plans, les diagrammes de rayonnement simulés sont identiques et présentent donc une ouverture angulaire à -3 dB de 53°. Nous avons mesuré en chambre anéchoïde le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan x-z que nous représentons Figure V.35. Nous ne représentons qu'un seul plan sur les deux étant donné qu'ils sont identiques. L'ouverture angulaire mesurée est de 58°.



(a) (b)

Figure V.34 : Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne à 0,866 GHz dans les plans x-z (a) et y-z (b)

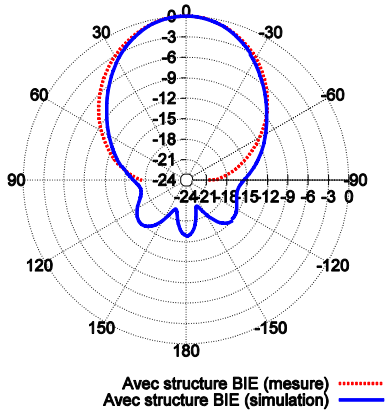


Figure V.35 : Diagrammes de rayonnement normalisés simulés et mesurés dans le plan x-z à 0,866 GHz

Nous résumons, Tableau V.15, les différents résultats obtenus en simulation et en mesure.

	Dimensions PDM	**BP S_{11} (%)**	**Gain (dBi)**	**Ouverture angulaire à -3 dB**	
				Plan E	Plan H
Simulation	418x418x4 mm^3	2,1	3,1	86°	86°
Mesure	418x418x4 mm^3	10,6	4	53°	53°

Tableau V.15 : Résumé des caractéristiques obtenues en simulation et en mesure de l'antenne en polarisation circulaire avec structure BIE

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré qu'il était possible d'améliorer la directivité d'une antenne imprimée à l'aide d'une structure BIE.

A partir de la méthode de la phase réfléchie ainsi que celle de la ligne suspendue, nous avons étudié et caractérisé, pour deux types de substrats, une structure BIE fonctionnant dans la bande RFID UHF. Les résultats ont montré que le choix du substrat ainsi que le nombre de cellules étaient déterminants quant à l'obtention d'une bande interdite.

Une première étude d'une antenne imprimée en polarisation linéaire entourée d'une structure BIE 5x5 cellules nous a permis de valider la propriété « suppression des ondes de surface » confirmant l'intérêt de l'apport d'une structure BIE sur les performances radioélectriques et plus particulièrement sur l'ouverture angulaire à -3 dB (44° au lieu 86° soit une diminution de 48 %).

En second lieu, nous avons également montré l'influence qu'avait le diélectrique utilisé, sur les performances de l'antenne. Nous en avons conclu que pour obtenir des performances identiques en termes d'ouverture angulaire entre deux substrats de permittivité différentes, il était nécessaire de posséder un nombre de cellules plus important dans le cas d'un substrat de forte permittivité. Nous avons pu observer qu'augmenter le nombre de cellules composant la structure BIE permettait de réduire l'ouverture angulaire et donc d'obtenir une structure plus directive à condition de conserver la périodicité de la structure BIE (ce qui est obtenu grâce à un nombre impair de cellules dans chacune des deux dimensions).

En dernier lieu, le principe a été appliqué avec succès à une antenne en polarisation circulaire. La solution retenue (patch entouré d'une structure BIE 5x5 cellules) nous permet de couvrir la bande RFID UHF Europe en adaptation et en polarisation circulaire ainsi que de confiner le champ électromagnétique rayonné dans une ouverture angulaire de 53°dans les deux plans au lieu de 86° initialement. Néanmoins, malgré de bons résultats, l'utilisation d'une structure « métamatériau » ne nous permet pas de satisfaire le cahier des charges vis-à-vis de l'ouverture angulaire (20°). Nous avons donc décidé d'utiliser une nouvelle technique de miniaturisation des antennes imprimées dans le but de réduire la taille globale de l'antenne réseau à 8 éléments développée dans le chapitre II de ce manuscrit.

Table des illustrations

Figure V.1 : Géométrie de la cellule unitaire de la structure BIE, vue de dessus (a) vue de côté (b) 145

Figure V.2 : Diagramme de phase sur un substrat FR4-époxy (a) et sur un substrat Rogers (b) 146

Figure V.3 : Géométrie d'une ligne de transmission classique (a) et paramètres S associés (b) 147

Figure V.4 : Caractérisation d'une structure BIE par l'approche des lignes de transmission 148

Figure V.5: Paramètres S d'une ligne de transmission en présence d'une structure BIE 3x3 (a) ou 5x5 (b) cellules pour un substrat FR4-époxy 148

Figure V.6 : Paramètres S d'une ligne de transmission en présence d'une structure BIE 3x3 (a) ou 5x5 (b) cellules pour un substrat Rogers 149

Figure V.7 : Photographie du prototype de caractérisation d'une structure BIE et ses mesures associées 150

Figure V.8 : Géométrie d'une antenne imprimée entourée d'une structure BIE..... 151

Figure V.9 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne sans et avec la structure BIE. 152

Figure V.10 : Impédance d'entrée de l'antenne imprimée entourée ou non de la structure BIE 153

Figure V.11 : Cartographie des courants surfaciques pour un substrat FR4-époxy..... 154

Figure V.12 : Gain total (a) et efficacité (b) de l'antenne sans et avec une structure BIE..... 154

Figure V.13 : Diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan x-y (a) et dans le plan y-z à la fréquence 0,866 GHz 155

Figure V.14 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne imprimée entourée ou non de la structure BIE pour un substrat Rogers 156

Figure V.15 : Impédance d'entrée de l'antenne imprimée entourée ou non de la structure BIE 157

Figure V.16 Cartographie des courants surfaciques pour un substrat Rogers 158

Figure V.17 : Gain (a) et efficacité (b) de l'antenne avec ou sans structure BIE pour un substrat Rogers 158

Figure V.18 : Diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans x-z (a) et y-z (b) de l'antenne avec ou sans structure BIE 5x5 cellules 159

Figure V.19 : Antenne imprimée entourée d'une structure BIE à 3x3 (a), 4x4 (b) et 5x5 (c) cellules..... 161

Figure V.20 : Module du coefficient de réflexion en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat FR4-époxy 162

Figure V.21 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat FR4-époxy 162

Figure V.22 : Cartographie des courants surfaciques dans le cas d'une structure 3x3 cellules 163

Figure V.23 : Gains (a) et efficacités (b) de l'antenne en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat FR4-époxy 164

Figure V.24 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0,866 GHz de l'antenne en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat FR4-époxy 164

Figure V.25 : Module du S11 pour une structure BIE 3x3 et 5x5 cellules sur un substrat Rogers..... 165

Figure V.26 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour une structure BIE 3x3 et 5x5 cellules sur un substrat Rogers..... 166

Figure V.27 : Cartographie des courants surfaciques dans le cas d'une structure 3x3 cellules 167

Figure V.28 : Gains (a) et efficacités (b) de l'antenne en fonction du nombre de cellules de la structure BIE sur un substrat Rogers..... 167

Figure V.29 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0,866 GHz de l'antenne dans les cas BIE 3x3 et 5x5 cellules sur un substrat Rogers..... 167

Figure V.30 : Géométrie d'un patch à polarisation circulaire entouré d'une structure BIE 5x5 cellules..... 170

Figure V.31 : Photographie du prototype réalisé (a) et du coupleur hybride 3dB (b) 170

Figure V.32 : Modules du coefficient de réflexion (a) et rapports axiaux (b) de l'antenne en polarisation circulaire sur un substrat FR4-époxy..... 171

Figure V.33 : Gains simulé et mesuré dans la direction normale à l'antenne..... 171

Figure V.34 : Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne à 0,866 GHz dans les plans x-z (a) et y-z (b)..... 172

Figure V.35 : Diagrammes de rayonnent normalisé simulé et mesuré dans le plan x-z à 0,866 GHz 172

Liste des tableaux

Tableau V.1 : Caractéristiques des substrats utilisés..... 144
Tableau V.2 : Caractéristiques d'un patch classique en polarisation linéaire..... 144
Tableau V.3 : Dimensions (mm) des paramètres de la cellule unitaire pour les deux substrats 146
Tableau V.4 : Caractéristiques de ces deux structures pour un substrat FR4-époxy 149
Tableau V.5 Caractéristiques de ces deux structures pour un substrat Rogers..... 149
Tableau V.6 : Valeurs (en mm) des différentes dimensions de la structure pour un substrat FR4-époxy..... 152
Tableau V.7 : Récapitulatif des résultats obtenus en simulation pour un substrat FR4-époxy 155
Tableau V.8 : Dimensions (en mm) des différents paramètres de l'antenne pour un substrat Rogers..... 156
Tableau V. 9 : Récapitulatif des résultats obtenus en simulation pour un substrat Rogers ... 159
Tableau V.10 : Comparatif des performances d'un patch avec ou sans structure BIE sur un substrat Rogers 160
Tableau V.11 : Performances d'une antenne sans structure BIE en fonction de la taille du plan de masse pour un substrat FR4-époxy..... 161
Tableau V.12 : Performances d'une antenne sans structure BIE en fonction de la taille du plan de masse pour un substrat Rogers 165
Tableau V.13 : Récapitulatif des performances d'un patch en fonction du nombre de cellules de la structure BIE pour les deux substrats 168
Tableau V.14 : Dimensions des différents paramètres composant l'antenne 169
Tableau V.15 : Résumé des caractéristiques obtenues en simulation et en mesure de l'antenne en polarisation circulaire avec structure BIE 173

Chapitre VI : Antenne imprimée sur un plan de masse de type « BIE »

Sommaire

I. Le phénomène d'ondes lentes (la structure Sievenpiper blindée) 182
II. Antenne imprimée à coins coupés sur un plan de masse classique 187
III. Antenne imprimée à coins coupés sur un plan de masse BIE 190
IV. Réseau d'antennes sur plan de masse BIE 203
Conclusion 214
Table des illustrations 216
Liste des tableaux 218
Références 218

Dans le chapitre IV (section VII.5.e), nous avons vu qu'il était possible d'utiliser les structures BIE en tant que plan de masse afin de réduire les dimensions d'une antenne imprimée sans détériorer ses performances. Nous avons donc décidé de nous attarder sur ce nouveau phénomène.

Pour cela, dans ce chapitre, après une brève introduction sur le phénomène « d'ondes lentes », nous proposons d'observer le comportement d'une antenne imprimée en présence d'un plan de masse (PDM) de type « Bande Interdite Electromagnétique » (BIE).

Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'étude d'une antenne imprimée sur un plan de masse classique. Puis, nous substituons à ce dernier, un plan de masse de type BIE de mêmes dimensions. Enfin, les résultats de simulation et de mesure des performances du patch en présence du nouveau plan de masse sont présentés et analysés.

Dans un second temps, nous étudierons le fonctionnement d'un PDM BIE, au travers de diverses études paramétriques portant notamment sur sa hauteur et son nombre de cellules.

En dernier lieu, une étude sur la mise en réseau d'antennes juxtaposées sur un plan de masse BIE est présentée.

I. Le phénomène d'ondes lentes (la structure Sievenpiper blindée)

Dans le chapitre IV, nous avons étudié la structure Mushroom de Sievenpiper. Pour mieux comprendre ce phénomène d'ondes lentes, nous allons étudier au travers des diagrammes de dispersion cette nouvelle structure BIE appelée structure de Sievenpiper blindée (Shielded Sievenpiper Structure-SSS).

I.1) Schéma d'une structure Sievenpiper blindée

Récemment, une nouvelle classe de structures périodiques a été étudiée telle que la structure Sievenpiper blindée [1]. C'est une structure multicouche périodique composée de la structure Sievenpiper originale (Figure VI.1.a), avec un blindage situé à une hauteur h_u au-dessus de la couche de champignon (Figure VI.1.b).

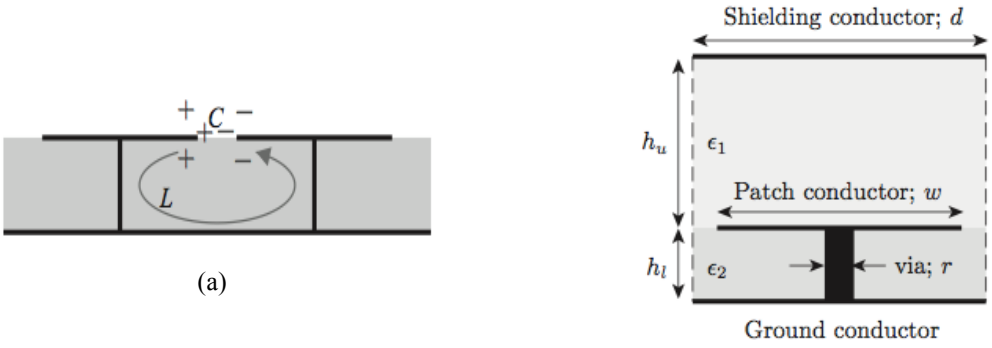


Figure VI.1 : Géométrie de la cellule unitaire d'une structure Sievenpiper (a) et d'une structure Sievenpiper blindée (b)

Où w représente la taille du patch, r le diamètre du via, h_l la hauteur de la région inférieure (zone comprise entre le plan de masse et le patch), ε_2 la permittivité du substrat de la région inférieure, h_u la hauteur de la région supérieure (région comprise entre le blindage et le patch), ε_1 la permittivité du substrat associé à la région supérieure et d la longueur du blindage. La structure Sievenpiper blindée peut être caractérisée à l'aide des mêmes méthodes que celles utilisées pour la structure Sievenpiper classique.

I.2) Le modèle LC d'une structure Sievenpiper blindée

À l'instar de la structure Sievenpiper classique, une structure Sievenpiper blindée peut être également modélisée par un circuit LC série. Les valeurs de L (inductance) et C (capacité) sont déterminées par la géométrie de la structure. Le schéma équivalent est représenté Figure VI.2. On s'aperçoit que le modèle de la structure Sievenpiper blindée est légèrement différent de celui décrit dans le chapitre IV.

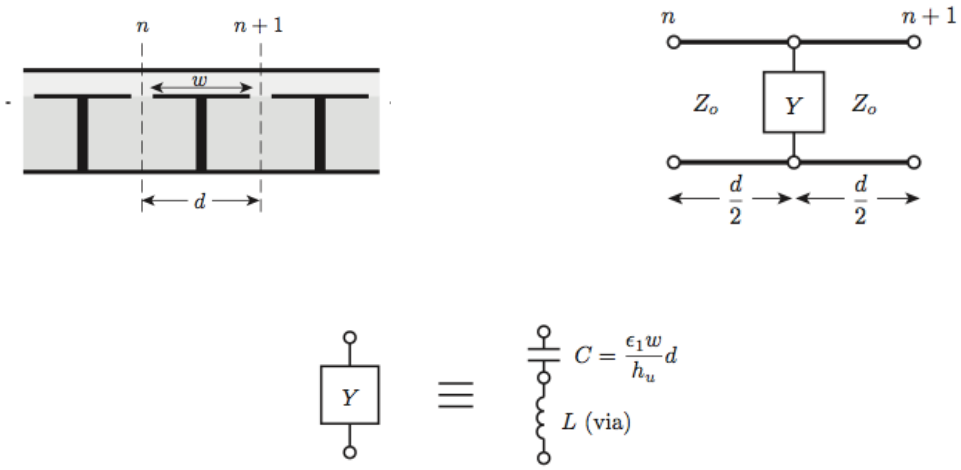


Figure VI.2 : Schéma équivalent d'une structure Sievenpiper blindée

En effet, le nouveau modèle incorpore l'effet du blindage ce qui modifie la valeur de la capacité C. Les nouvelles valeurs de C et de L sont données par les équations VI.1 et VI.2.

$$C = \frac{\varepsilon_1 w}{h_u} d \qquad (Eq : VI.1)$$

$$L = \mu h_l \qquad (Eq : VI.2)$$

On constate que cette nouvelle valeur de C dépend des deux régions que l'on a appelées régions inférieure et supérieure. Le degré du phénomène d'ondes lentes est contrôlé par la distance entre le blindage et le patch, soit par le paramètre h_u (Figure VI.1). Plus cette distance est faible, plus l'effet d'ondes lentes sera important (Eq : VI.1).

Quant à l'effet inductif, il est équivalent à celui vu dans le cas d'une structure Sievenpiper (cf. Chapitre IV et Eq : IV.4), c'est-à-dire dépendant des dimensions du via entre le patch et le plan de masse.

I.3) La théorie des lignes de transmissions multiconducteurs

La théorie des lignes de transmissions multiconducteurs (LTM) ou « Multi-conductor Transmission Line (MTL) » dans la littérature anglo-saxonne, représente la généralisation de la théorie des lignes de transmission. Pour de telles géométries, les valeurs de la capacité *C* et de l'inductance *L* sont transformées en une matrice *n* x *n* (*n* représente le nombre de lignes) caractérisant le couplage entre les lignes *n* et *n+1*. Le cas le plus connu étant le cas n =1 décrit par la théorie des lignes de transmission. Dans [1-2], un circuit équivalent basé sur la théorie des lignes de transmissions multiconducteur a été développé (Figure VI.3).

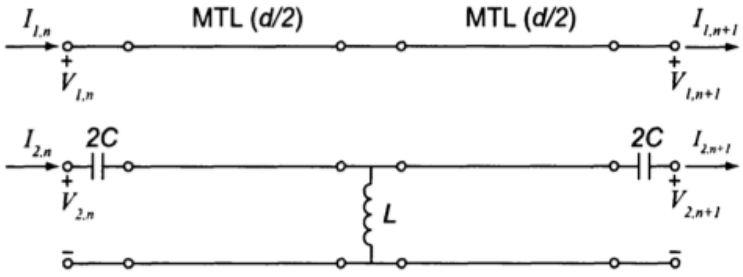


Figure VI.3 : Circuit équivalent basé sur la théorie LTM

La cellule unitaire (FigureVI.1.b) se compose alors dans ce cas, d'une capacité 2C suivi d'une section de ligne LTM de longueur *d/2*, d'une inductance Len parallèle, d'une autre section de ligne LTM (*d/2*) et pour finir d'une autre capacité 2C. La valeur de la capacité est due aux effets de bord (fringing) entre les patchs. Quant à la valeur de l'inductance L, elle est due à la présence du via entre le patch et le plan de masse. La section LTM de longueur *d/2* caractérise la propagation de l'onde entre les éléments de charge 2C et L. Les valeurs de la capacité *C* et l'inductance *L* sont données par les équations VI.3 et VI.4.

$$C_{LTM} = \begin{bmatrix} C_u & -C_u \\ -C_u & C_u + C_l \end{bmatrix} \quad \text{avec } C_u = \frac{\varepsilon_1}{h_u} d \text{ et } C_l = \frac{\varepsilon_2}{h_l} d \qquad (\text{Eq : VI. 3})$$

$$L_{LTM} = \begin{bmatrix} L_u + L_l & L_l \\ L_l & L_l \end{bmatrix} \quad \text{avec } L_u = \frac{\mu_0}{d} h_u \text{ et } L_l = \frac{\mu_0}{d} h_l \qquad (\text{Eq : VI. 4})$$

I.4) La méthode FEM (Finite Element Method)-diagramme de dispersion

L'équation de dispersion (Eq: VI.5) décrit la propagation du nombre *k* sur la structure Sievenpiper blindée. Elle est obtenue en appliquant les conditions aux limites périodiques sur la matrice de transfert. L'équation de dispersion est calculée par le développement en série de Taylor [1].

$$(\beta d)^2 = d^2 C_u (L_u + L_l)\omega^2 + d^3\left(C\, C_u\, {L_l}^2 + L\, L_u {C_u}^2 + L\, L_l {C_u}^2\right)\omega^4 + \ldots. + \ldots. \qquad (\text{Eq: VI. 5})$$

Dans le cas où $(\beta d) \ll 1$, l'équation de dispersion peut s'approximer comme :

$$\beta_{(\omega)} = \omega \sqrt{C_u\,(L_l + L_u)} \qquad (\text{Eq: : VI. 6})$$

On peut déjà noter que l'équation de dispersion d'une structure Sievenpiper blindée est bien différente de l'originale (cf. Chapitre IV). En effet, on s'aperçoit maintenant que cette équation dépend d'un nouveau paramètre important, C_u.

A partir de l'équation de dispersion, on peut donner la vitesse de groupe et de phase d'une structure Sievenpiper blindée:

$$v_g = v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{C_u\,(L_l + L_u)}} \qquad \text{(Eq : IV. 7)}$$

Les vitesses de groupe et de phase sont dépendantes de la capacité C_u. Afin d'illustrer l'influence du paramètre C_u sur Eq: VI.5. Nous allons observer pour deux valeurs de h_u (18 mm et 0,5 mm) sur le diagramme de dispersion. Nous avons choisi ces deux valeurs de h_u car elles permettent de représenter le diagramme de dispersion pour deux cas extrêmes de C_uc'est-à-dire lorsque $C_u$est faible (h_u =18 mm) et lorsque la capacité $C_u$est importante (h_u = 0,5 mm).

- h_u= 18mm

Sur la Figure VI.4, on trace le diagramme de dispersion pour une hauteur de 18mm.

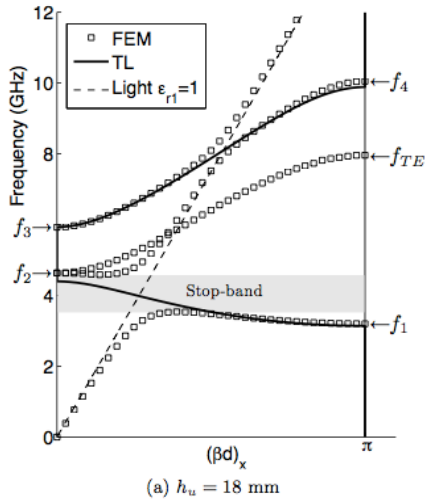


Figure VI.4 : Exemple de diagramme de dispersion d'une structure Sievenpiper blindée dans le cas où la hauteur h_u = 18mm

Pour h_u= 18mm, on remarque l'étrange similitude entre le diagramme de dispersion obtenu pour une structure Sievenpiper classique et celui obtenu pour une structure Sievenpiper blindée. La bande interdite est comprise entre f_1 et f_2. La pente du premier mode suit de près celle de la « light line » indiquant que l'onde se propage à la même vitesse que la vitesse de lumière. Le paramètre C_u n'a donc aucun effet.

- h_u= 0,5 mm

Sur la Figure VI.5, on trace le diagramme de dispersion pour une hauteur de 0,5 mm. On constate que celui est totalement modifié. La pente du premier mode est significativement plus faible par rapport à celle obtenue précédemment. La vitesse de phase (et de groupe) est donc beaucoup plus faible, indiquant qu'un important phénomène d'ondes lentes a été créé.

De plus, la bande interdite a été clairement augmentée (la fréquence f_1 est décalée vers le bas et f_2 est décalée vers le haut).

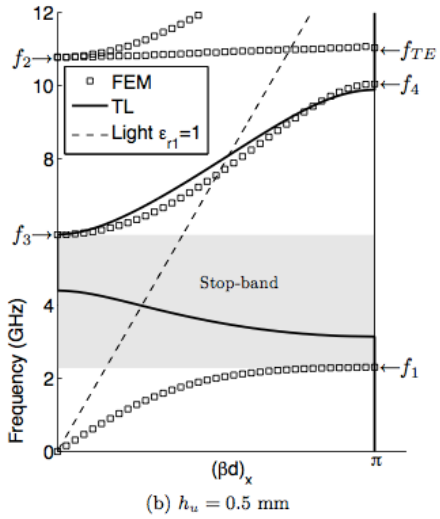


Figure VI.5 : Exemple de diagramme de dispersion d'une structure Sievenpiper blindée dans le cas où la hauteur h_u = 0,5mm

Un diagramme de dispersion comparant les modèles FEM et MTL en basses fréquences pour plusieurs valeurs de h_u est présenté Figure VI.6, mettant en évidence que la vitesse de phase et donc le phénomène d'ondes lentes sont fortement dépendants de la hauteur de la région supérieure h_u. Une bonne similitude entre les différentes méthodes (FEM ou MTL) est obtenue.

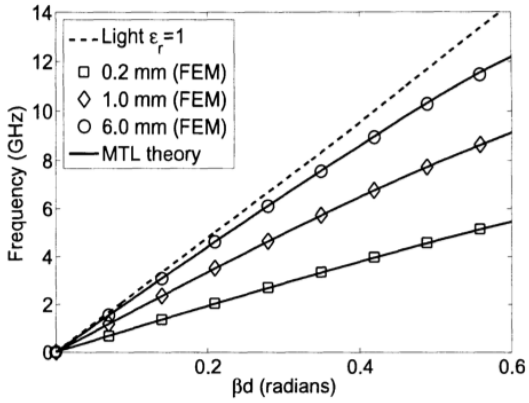


Figure VI.6 : Diagramme de dispersion pour différentes hauteurs h_u

En conclusion, d'après l'équation Eq: VI.8 et de ce que nous venons de voir précédemment, la diminution de la vitesse de phase aura pour conséquence une augmentation de la permittivité effective relative et permettra donc une diminution de la taille de l'élément à fréquence de travail identique, comme cela a été montré dans la section VII.5.e du chapitre IV.

$$\nu_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{(Eq: VI. 8)}$$

Compte tenu de ces derniers résultats et de ceux obtenus dans [4], nous avons choisi d'étudier le comportement d'une antenne imprimée sur un plan de masse de type « BIE », que nous comparerons aux performances d'un patch sur un plan de masse classique

II. Antenne imprimée à coins coupés sur un plan de masse classique

Nous avons vu dans le chapitre II qu'une antenne imprimée pouvait générer de la polarisation circulaire si elle présentait une dissymétrie au niveau de l'élément rayonnant (coins coupés par exemple). La bande passante en polarisation circulaire de ce type d'antenne est d'environ 1%.

II.1) Géométrie de l'élément rayonnant

Nous étudions un élément rayonnant carré de dimensions 80,4x80,4 mm^2 (L_patch) dont deux coins ont été tronqués de 11 mm (Lcc). Cet élément rayonnant est placé au centre d'un plan de masse de dimensions 117x117 mm^2. La taille du plan de masse, sans pour autant être importante, est choisie de telle sorte à ce que le rayonnement arrière soit faible. L'élément rayonnant est alimenté par une sonde coaxiale localisée sur une médiane à une distance *d* égale à 13 mm. Le diélectrique entre l'élément résonnant et le plan de masse est de type « FR4-époxy ». Ses caractéristiques sont données dans le Tableau VI.1.

Substrat	Dimensions	Hauteur (mm)	Permittivité	Tangente de pertes
FR4-époxy	117x117 mm^2	4	4,4	0,02

Tableau VI.1 : Caractéristiques du substrat FR4-époxy utilisé

La géométrie de l'antenne imprimée à coins coupés est montrée Figure VI.7.

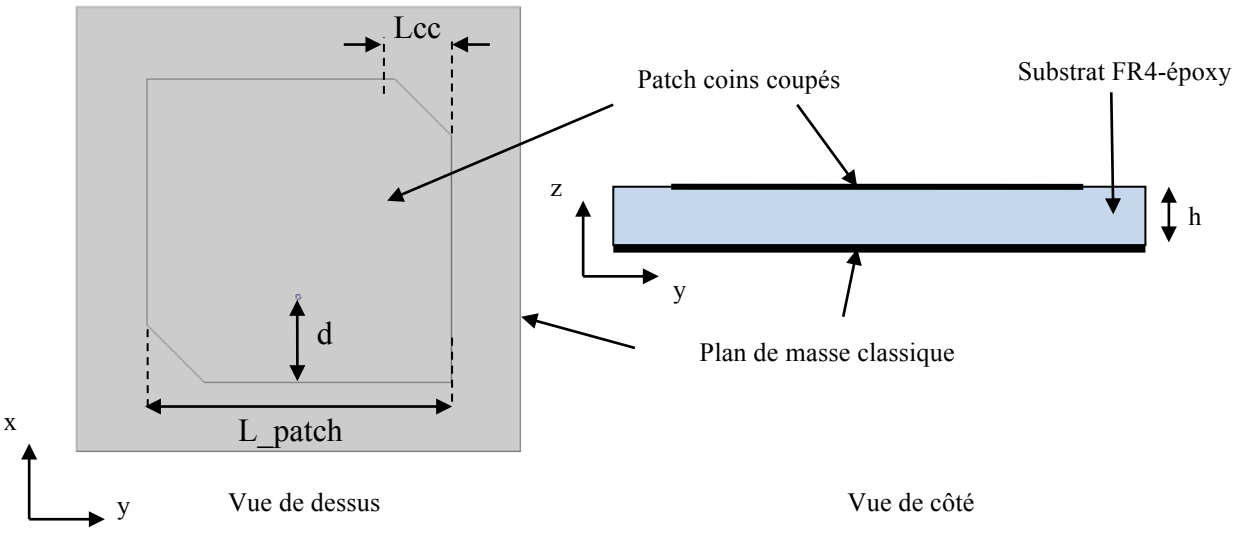


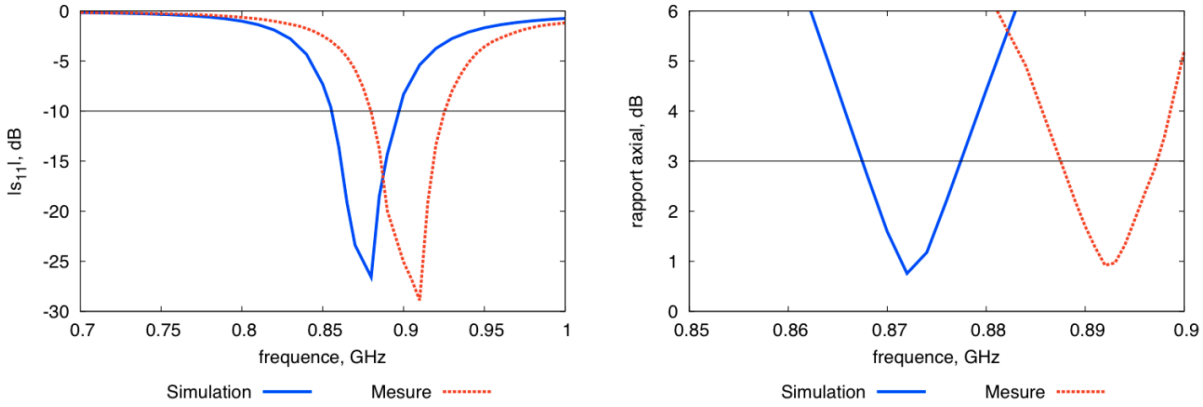
Figure VI.7 : Géométrie d'un patch à coupés sur un plan de masse classique

II.2) Résultats de simulation et de mesure

La mesure du coefficient de réflexion de l'antenne a été faite à l'aide d'un analyseur de réseau ZVM Rohde & Schwarz. Les mesures du rapport axial, du gain, de l'efficacité et du diagramme de rayonnement ont été réalisées à l'aide d'une Satimo à Orange Labs la Turbie.

- **Module du coefficient de réflexion et rapport axial**

L'évolution fréquentielle du module du coefficient de réflexion et du rapport axial (RA) simulée et mesurée est présentée Figure VI.8. Pour un $|S_{11}| \leq$ -10 dB, l'antenne imprimée à coins coupés présente une bande passante (BP) en adaptation de 4,5 % (0,855-0,895 GHz) en simulation et de 5 % (0,88-0,925 GHz) en mesure. Pour un RA ≤ 3 dB, la BP en polarisation circulaire est de 1,1 % (0,867-0,877 GHz) en simulation et de 1,1 % (0,887-0,897 GHz) en mesure.



(a) (b)

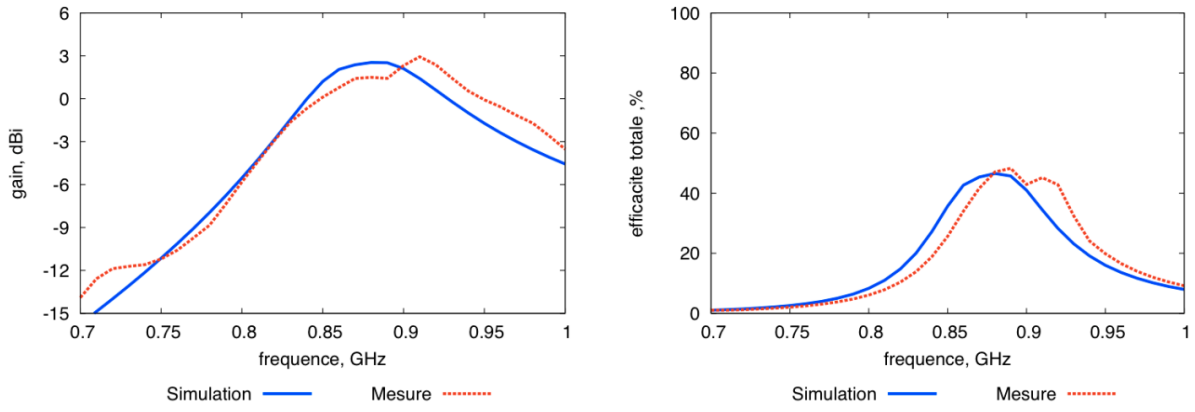
Figure VI.8 : Module du S_{11} (a) et RA (b) d'un patch à coins coupés sur un plan de masse classique

Une bonne concordance entre simulation et mesure est observée avec un léger décalage en fréquence (< 3%), provenant probablement de la tolérance (± 5%) du fabricant sur la permittivité du substrat.

- **Gain et efficacité**

L'évolution du gain dans la direction normale et de l'efficacité de l'antenne en fonction de la fréquence est montrée Figure VI.9. Les deux représentations tiennent compte des pertes par désadaptation.

L'antenne présente un gain maximum de 2,53 dBi et de 2,9 dBi, respectivement en simulation et en mesure. L'efficacité maximale est quant à elle d'environ 45 % dans les deux cas. L'efficacité totale est assez faible, du fait principalement de la qualité du substrat utilisé (tangente de pertes de 0,02).



(a) (b)

Figure VI.9 : Gains (a) et efficacités (b) d'un patch sur substrat FR4-époxy

- **Diagrammes de rayonnement normalisés**

En Figure VI.10, les diagrammes de rayonnement, dans le plan x-z, simulés et mesurés sont tracés aux fréquences de travail respectives c'est-à-dire 0,866 GHz en simulation et 0,902 GHz en mesure. Dans les deux cas, l'ouverture angulaire à -3 dB est de 100°. Cette ouverture est large à cause de la faible taille du plan de masse utilisé (≈ λ/3).

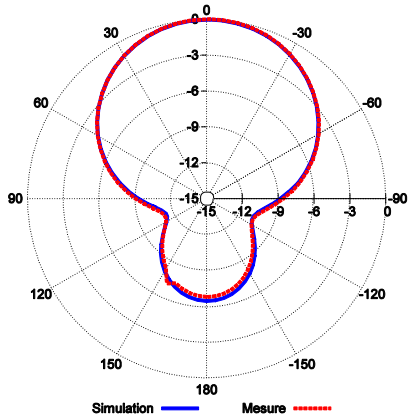


Figure VI.10 : Diagramme de rayonnement dans le plan x-z d'un patch à coins coupés

On résume, dans le Tableau VI.2, les performances mesurées de cette antenne.

Dimensions du plan de masse	Dimensions du pavé résonnant	BP S_{11} (%)	BP RA (%)	Gain (dBi)	Efficacité (%)	Ouverture angulaire à –3 dB
117x117mm²	80,4x80,4 mm²	5	1,1	2,9	45	100°

Tableau VI.2 : Performances d'un patch à coins coupés sur substrat FR4-époxy

En utilisant le phénomène d'ondes lentes vu dans la section I, nous allons essayer de réduire les dimensions de l'élément rayonnant.

III. Antenne imprimée à coins coupés sur un plan de masse BIE

Dans le but de miniaturiser nos éléments rayonnants, nous avons donc cherché dans la littérature scientifique, les solutions potentielles permettant de substituer au plan de masse classique, un plan de masse composé d'un réseau de cellules BIE. Nous avons ainsi retenu la structure présentée dans [4] qui peut être considérée comme une évolution intéressante de la structure de Itoh. Les dimensions de l'antenne et du diélectrique (h_u=4 mm) restent identiques à celles utilisées précédemment. A partir de la structure présentée en [4], la géométrie de la cellule unitaire que nous avons optimisé et ses dimensions en mm sont présentées Figure VI.11 et Tableau VI.3, respectivement. La distance entre deux cellules est de 0,5 mm.

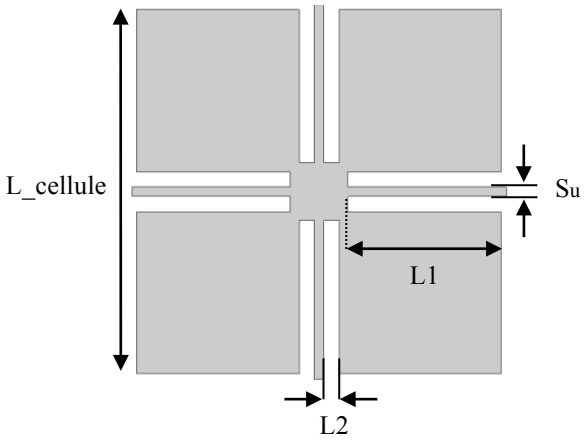


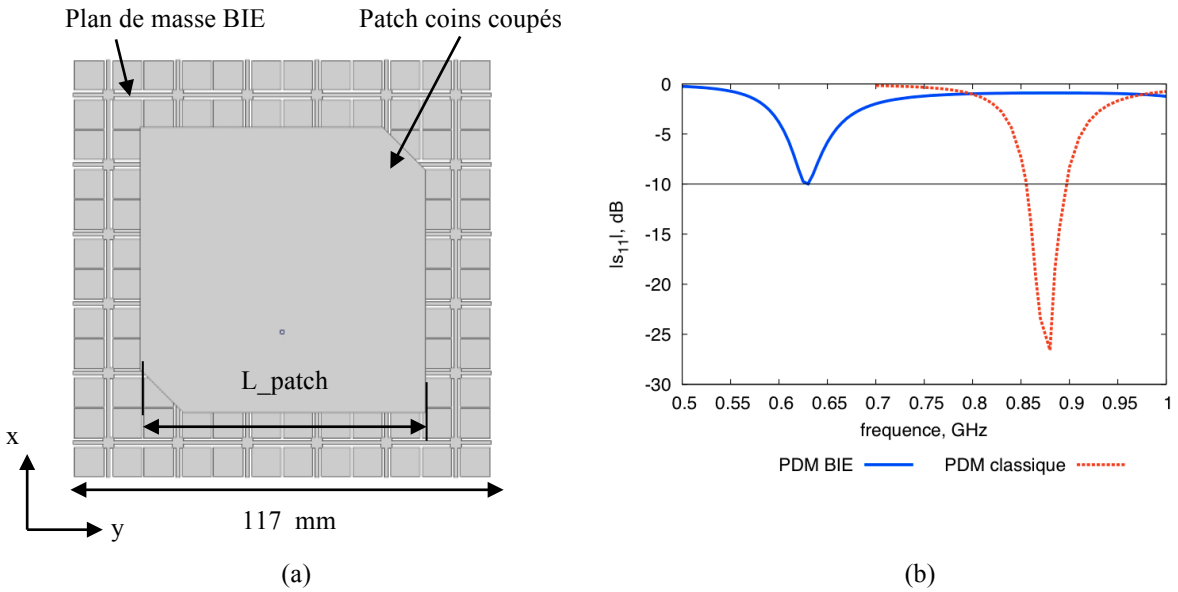
Figure VI.11 : Géométrie de la cellule

L_cellule	L1	L2	Su
19	8	1	0,5

Tableau VI.3 : Dimensions de la cellule unitaire

III.1) Géométrie de l'antenne sur plan de masse BIE

La géométrie de l'antenne proposée ainsi que l'évolution du module du coefficient de réflexion sont montrées Figure V.12.a et .b.



(a) (b)

Figure VI.12 : Patch coins coupés sans optimisation sur plan de masse BIE (a) et son S_{11} associé (b)

D'après la Figure VI.12.b, on remarque que la résonance de l'antenne a été fortement décalée vers les fréquences basses, indiquant que le phénomène d'ondes lentes est bien présent. Une corrélation entre l'antenne imprimée sur un plan de masse BIE et la structure Sievenpiper peut être faite (Figure VI.13).

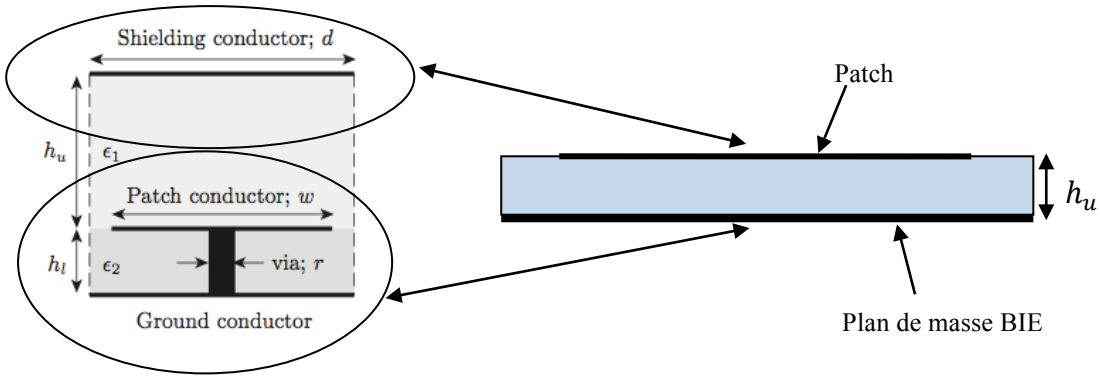


Figure VI.13 : Corrélation entre structure Sievenpiper blindée et patch sur plan de masse BIE

Nous avons réadapté notre antenne en optimisant la taille du patch, les coins coupés et la position du point d'alimentation pour un fonctionnement à 0,866 GHz. Nous donnons dans le Tableau VI.4 les différents paramètres de l'antenne pour un plan de masse (PDM) classique et ceux obtenus sur le PDM BIE. Nous pouvons observer notamment un encombrement de l'élément rayonnant très fortement réduit (26%).

	L_patch	$\boldsymbol{\varepsilon_r}$	Lcc	d
PDM classique	80,4x80.4 mm^2	4,4	11 mm	15 mm
PDM BIE	59x59 mm^2	8,6 (estimé)	15 mm	13 mm

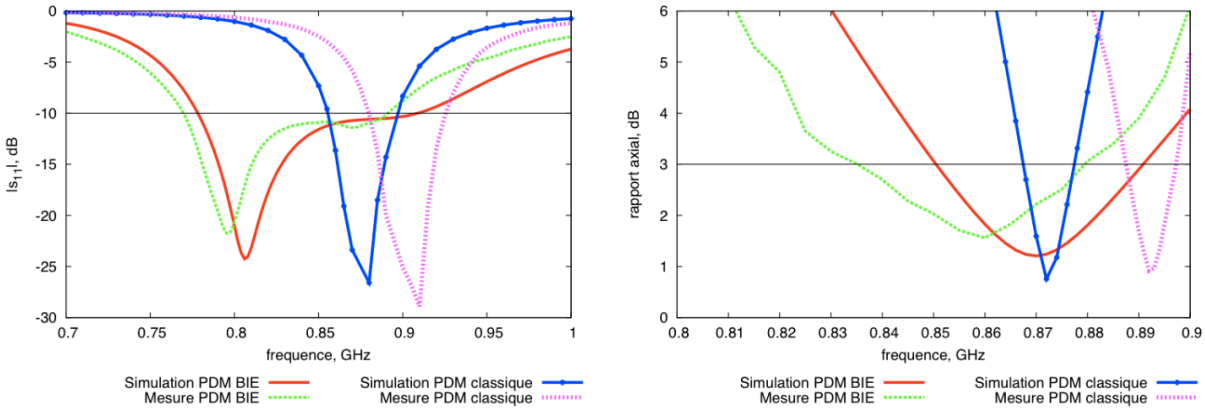
Tableau VI.4 : Différents paramètres de l'antenne pour chacun des plans de masse

A partir de ces paramètres, nous avons réalisé cette nouvelle antenne. Nous présentons maintenant ses performances radioélectriques et nous les comparons avec celles obtenues avec un plan de masse classique.

III.2) Résultats de simulation et de mesure

- **Module du coefficient de réflexion, rapport axial et impédance d'entrée**

La Figure VI.14 illustre l'évolution fréquentielle du module du S_{11} (a) et du RA (b) pour les deux plans de masse. D'après la Figure VI.14.a, pour un $|S_{11}| \leq$ -10dB, on obtient en mesure une bande passante de 5 % (0,88-0,925 GHz) pour un plan de masse classique et de 14,4 % (0,77-0,892 GHz) dans le cas d'un plan de masse BIE soit une amélioration d'environ 10 %. La bande passante en polarisation circulaire a également été améliorée, passant de 1,1 % pour un PDM classique à 5,3 % pour un PDM BIE. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est observée.



(a) (b)

Figure VI.14 : Module du coefficient de réflexion et RA simulés et mesurés pour les deux PDM

Nous avons simulé, Figure VI.15, l'impédance d'entrée de l'antenne pour les deux plans de masse. On observe une faible variation de la partie réelle (autour de 30Ω) et de la partie imaginaire (autour de 0Ω) en fonction de la fréquence dans le cas d'un PDM BIE, ce qui explique la large bande passante en adaptation et en RA. En effet, la bande pour laquelle un bon RA est obtenu pour la structure classique se situe entre les deux pics de résonnance, zone pour laquelle la partie imaginaire est stable et proche de 0. L'utilisation du PDM BIE, sans doute de par l'effet d'ondes lentes, semble permettre l'écartement des deux résonnances en partie réelle, tout en conservant une grande stabilité de la partie imaginaire proche de 0, ce qui n'est pas possible traditionnellement.

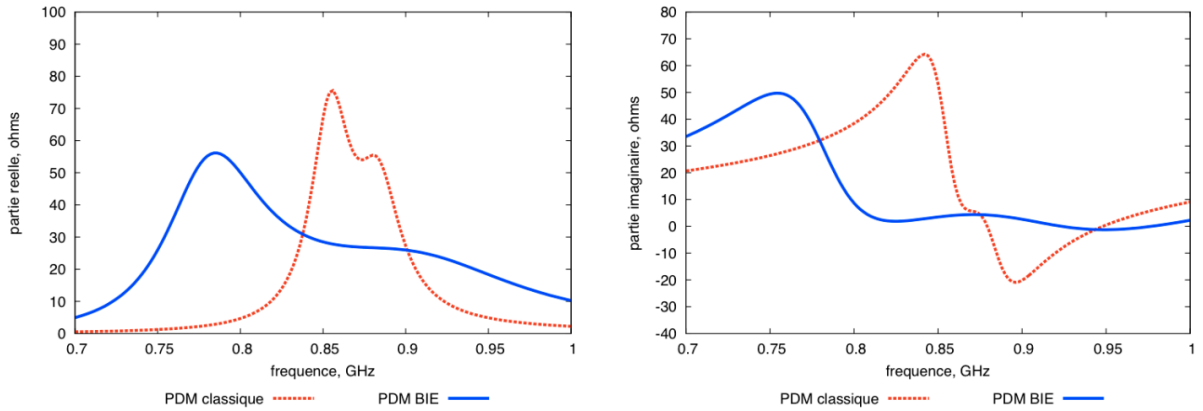


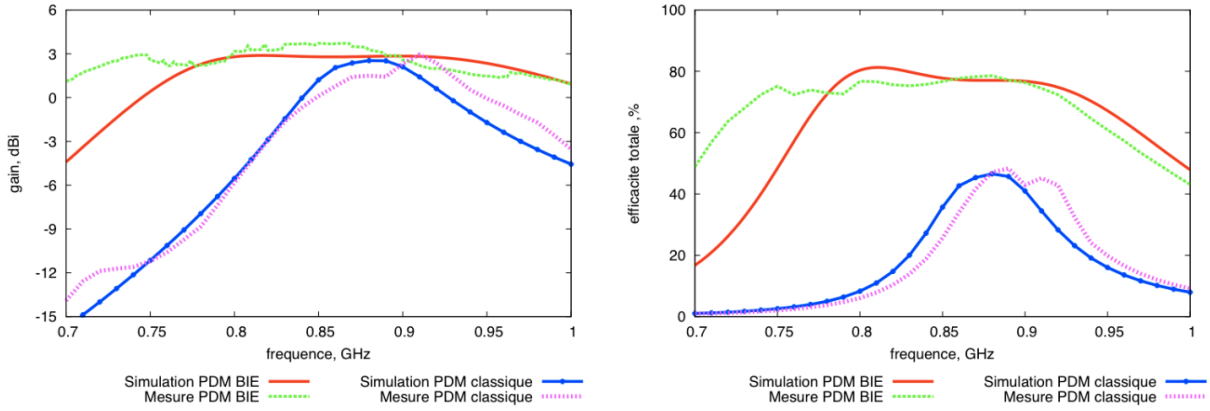
Figure VI.15 : Impédance d'entrée de l'antenne pour les deux plans de masse

Ce qui apparaît sur la Figure VI.15, est qu'il serait très intéressant de pouvoir conserver l'allure des courbes tout en pouvant translater le plateau obtenu pour la partie réelle vers la valeur de 50Ω , afin d'améliorer conjointement l'adaptation du système. Ceci peut sans doute se faire en rapprochant encore le point d'alimentation du bord du patch, ce qu'ont montré les premiers essais réalisés. Cependant, par manque de temps et parce que les résultats obtenus nous convenaient déjà, nous ne sommes pas allés plus loin dans cette voie qui nécessite quand même une ré optimisation globale de la structure.

- **Gain et efficacité**

Nous observons, Figure VI.16, l'évolution fréquentielle du gain (a) dans l'axe de l'antenne, c'est-à-dire dans la direction θ=φ=0˚, ainsi que l'efficacité (b) de l'antenne.

Le gain et l'efficacité atteignent, en mesure, respectivement 3,5 dBi et 79 % à 0,866 GHz. Les deux paramètres sont quasiment constants dans la bande de fréquence où l'antenne est adaptée. Cela montre que l'amélioration de la bande passante en adaptation n'est pas due à des pertes. Comparée à l'antenne sur plan de masse classique, le gain et l'efficacité mesurés et simulés ont été améliorés de 0,6 dBi et de 34 %, respectivement.



(a) (b)

Figure VI.16 : Evolution fréquentielle du gain (a) et de l'efficacité (b)

- **Diagrammes de rayonnement**

La Figure VI.17 montre les diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne à 0,866 GHz dans le plan x-z. L'ouverture angulaire à -3dB du patch a été très légèrement augmentée (103° au lieu de 100° pour un PDM classique).

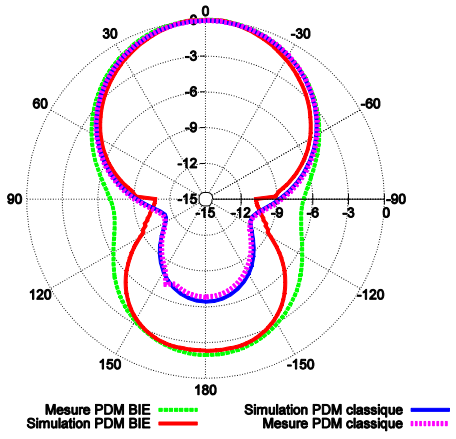


Figure VI.17 : Diagramme de rayonnement à 0,866 GHz pour les deux plans de masse

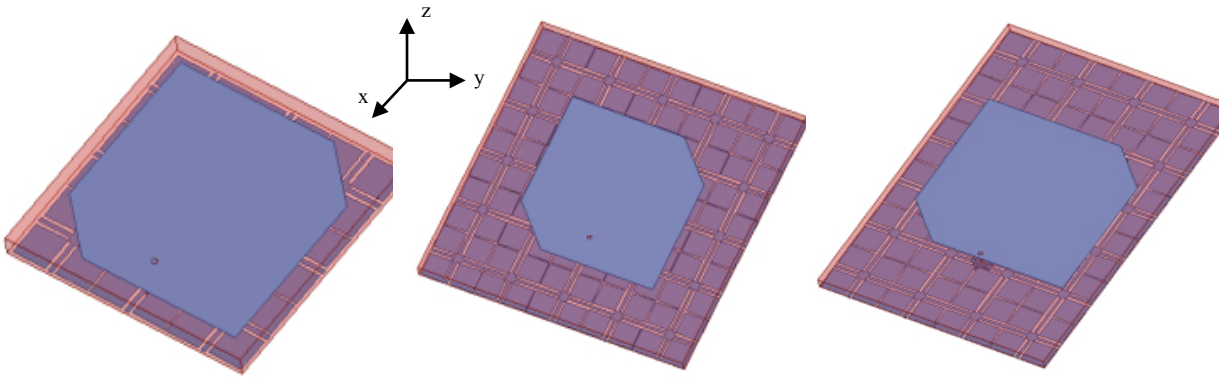
Pour le patch en présence d'un PDM BIE, on observe une augmentation du rayonnement arrière. Cette augmentation provient des fentes réalisées dans le plan de masse. Nous résumons dans le Tableau VI.5, les résultats obtenus en mesure pour les deux PDM. L'apport d'un PDM BIE sur les performances d'un patch est bien observé.

	Dimensions du patch (mm^2)	BP S_{11} (%)	BP RA (%)	Gain (dBi)	Efficacité (%)	Ouverture angulaire à -3 dB
PDM classique	80,4x80,4	5	1,1	2,9	45	100°
PDM BIE	59x59	14,4	5,3	3,5	79	103°

Tableau VI.5 : Comparatif des performances entre les deux plans de masse

III.3) Influence du nombre de cellules composant le PDM BIE

Nous proposons d'étudier l'influence du nombre de cellules composant le PDM BIE sur les performances de l'antenne. Le substrat est identique à celui utilisé précédemment (FR4-époxy). La Figure VI.18 présente trois cas parmi les sept étudiés 3x3, 5x5 et 4x6 cellules.



3x3 cellules 5x5 cellules 4x6 cellules

Figure VI.18 : Géométries de l'antenne en fonction du nombre de cellules

III.3.a) Dimensions du patch selon le nombre de cellules

Toutes les dimensions de l'antenne ont été optimisées pour un fonctionnement en polarisation circulaire autour de 0,866 GHz. Elles sont regroupées dans le Tableau VI.6.

Nb cellules	3x3	4x4	4x6	5x5	5x6	6x6	8x8
L_patch (mm)	51	54	58,5	55	57	59	60
Réduction (%)	36	33	27	32	29	26	25
Lcc (mm)	13,3	14,1	14,8	14	14,2	15	15,8
Taille PDM (mm^2)	60x60	78x78	78x117	97,5x97,5	97,5x117	117x117	156x156

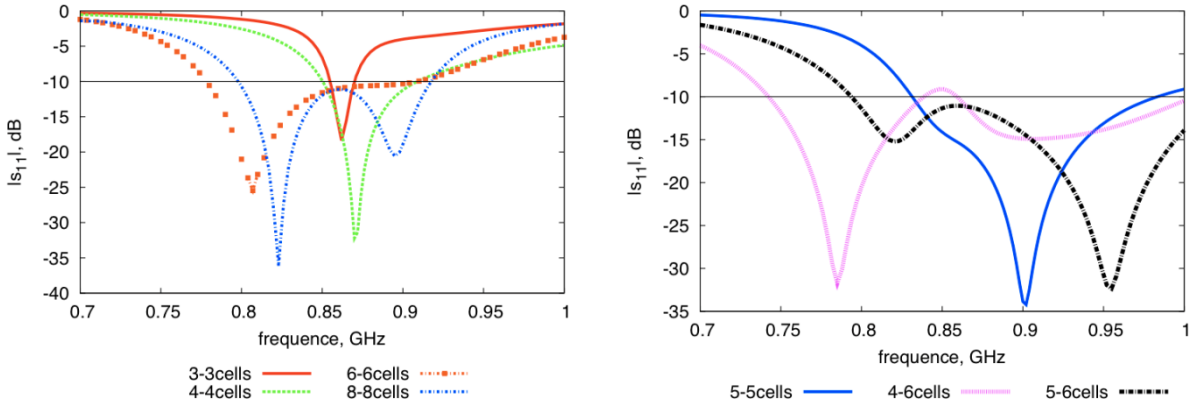
Tableau VI.6 : Dimensions du patch en fonction du nombre de cellules

Avant d'observer les performances de l'antenne pour chacun des cas, on remarque que plus le nombre de cellules est faible, plus l'effet phénomène « d'ondes lentes » est accentué. Cela s'explique par le fait que plus le nombre de cellules diminue et plus on tend vers le cas initial de la structure Sievenpiper blindée, dont la configuration PDM BIE 3x3 cellules est la plus proche. La longueur du blindage (ici, l'élément rayonnant) est de même dimension que le plan de masse.

III.3.b) Résultats de simulation

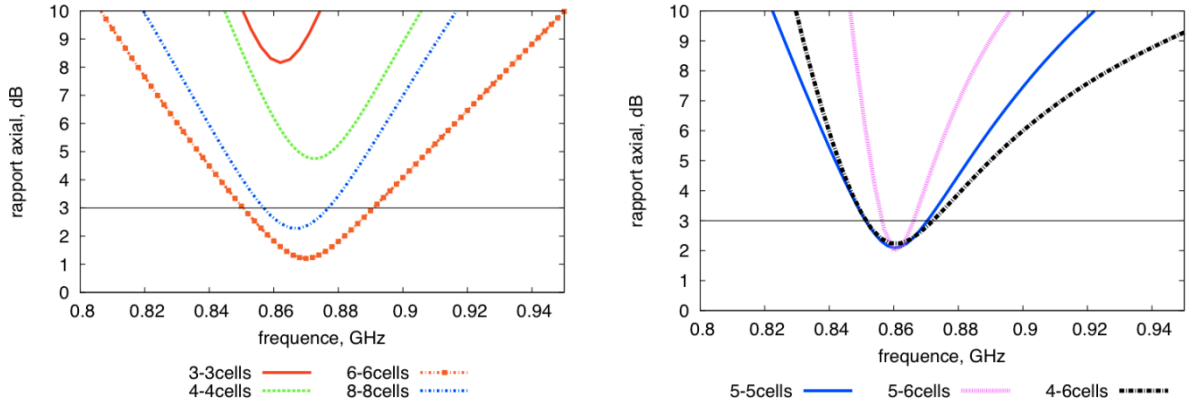
Les différents résultats simulés sont présentés Figure VI.19. L'évolution fréquentielle du RA et du gain est donnée dans l'axe de l'antenne, c'est-à-dire, dans la direction φ= θ=0°. Les diagrammes de rayonnement pour chacun des cas sont présentés Figure VI.20.

- **Module du coefficient de réflexion**



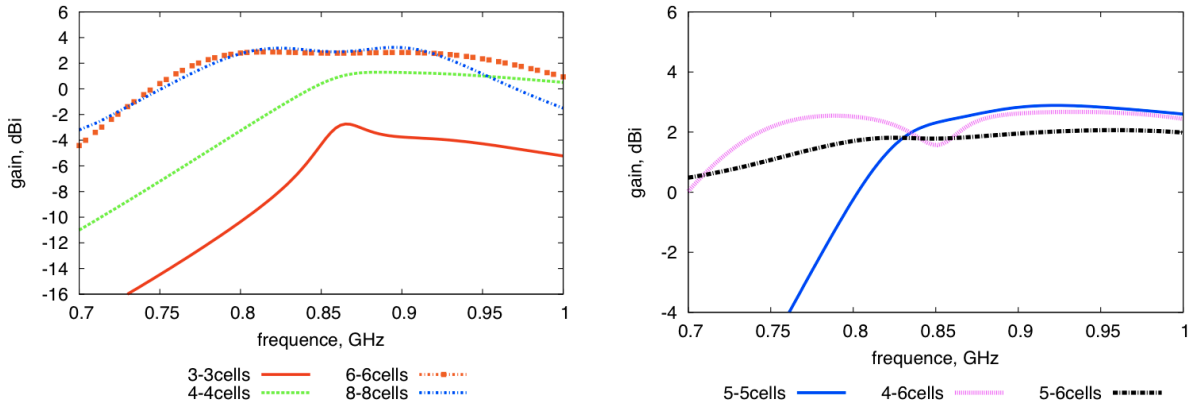
(a)

- **Rapport axial**



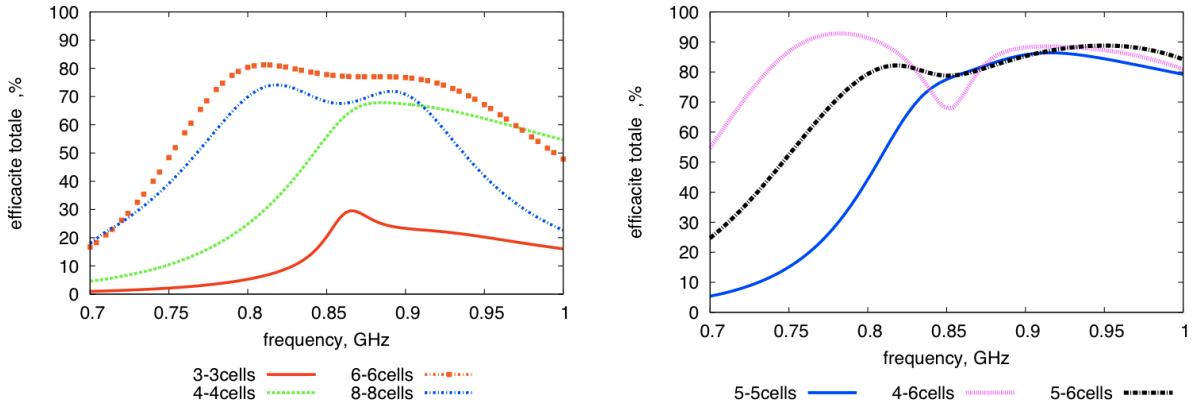
(b)

- **Gain**



(c)

- **Efficacité**

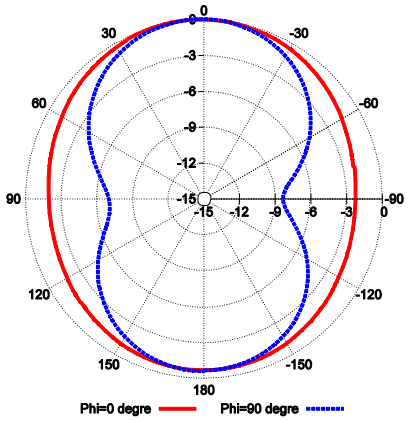


(d)

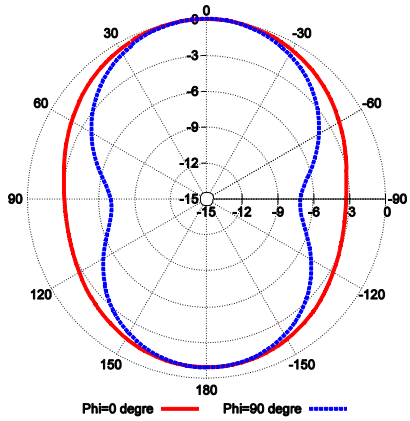
Figure VI.19 : Evolution fréquentielle du module du S_{11} (a), du rapport axial (b), du gain (c) et de l'efficacité (d) de l'antenne en fonction du nombre cellules du PDM BIE

De manière globale, on peut noter que les performances s'améliorent jusqu'au cas 6x6 cellules et qu'ensuite elles se dégradent. Dans le cas d'un PDM BIE 3x3 et 4x4 cellules, la miniaturisation de l'élément rayonnant est maximale et est engendrée par une augmentation de la permittivité relative du substrat grâce au phénomène d'ondes lentes. Mais dans ces cas-là, nous supposons que le nombre de cellules n'est peut-être pas suffisant pour obtenir la propriété CMA. En effet, pour un fonctionnement optimal (bande passante, gain et efficacité), il faut un nombre suffisant de cellules, notamment dans le plan x-z où se trouve l'alimentation, ce qui est de plus en plus le cas avec 4x6 et 5x6 cellules. Le cas optimal (ou du moins meilleur compromis) semble ainsi le cas 6x6 cellules. Pour le cas 8x8 cellules, les performances se dégradent sans doute du fait que la taille relative du patch par rapport au plan de masse ne permet plus de se projeter dans le fonctionnement approché de type Sievenpiper blindé, du moins pour les performances en miniaturisation. La diminution des autres performances proviendrait plus d'un fonctionnement altéré du mode CMA, mais ceci doit encore être étudié de manière plus précise à partir de l'observation des parties réelles et imaginaires des impédances d'entrées, des courants de surface, etc.

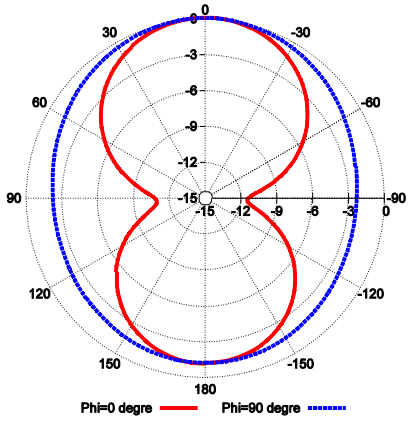
- **Diagrammes de rayonnement normalisés**



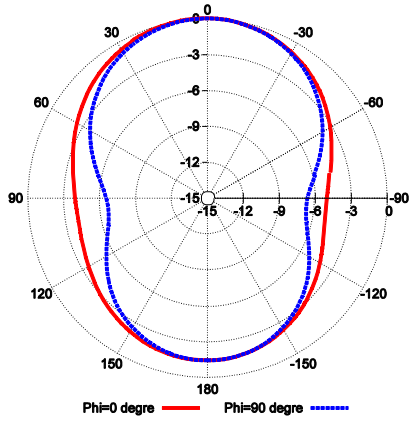
3x3 cellules



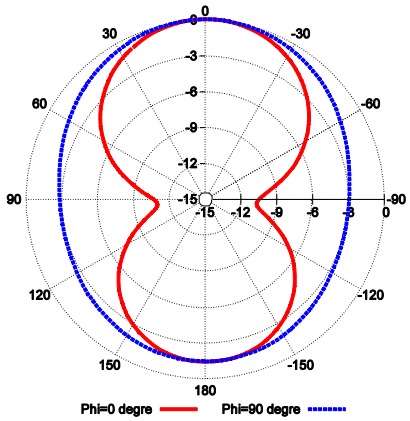
4x4 cellules



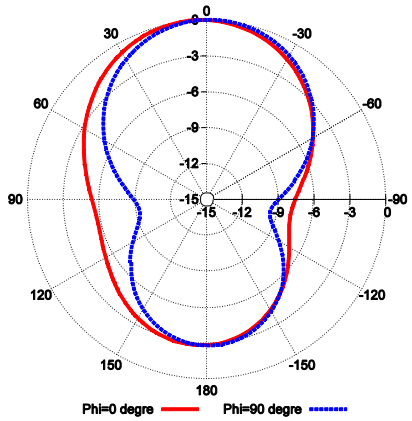
4x6 cellules



5x5 cellules



5x6 cellules



8x8 cellules

Figure VI.20 : Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne en fonction du nombre de cellules composant le plan de masse BIE

L'observation des diagrammes de rayonnement nous indique qu'ils sont de type dipolaire pour les cas 3x3, 4x4, 4x6, 5x6 cellules. Cela est dû aux fentes réalisées dans le plan de masse BIE ainsi qu'aux faibles dimensions du PDM (le rayonnement arrière s'en retrouve augmenté). Nous résumons, Tableau VI.7, les performances obtenues pour chacun des cas.

Nb cellules	3x3	4x4	4x6	5x5	5x6	6x6	8x8
L_patch (mm)	51	54	58,5	55	57	59	60
Lcc (mm)	13,3	14,1	14,8	14	14,4	15	15,8
BP S_{11} <-10 dB (%)	25 MHz 2,9	58 MHz 6,6	261 MHz 29,8	110MHz 13,5	248 MHz 28,8	125 MHz 14,4	116 MHz 13,6
BP RA < 3dB (%)	8,3 dB -	4,8 dB -	13 MHz 1,5	21 MHz 2,4	21 MHz 2,4	37 MHz 5,3	21 MHz 2,4
Gain (dBi)	- 3	- 1	1,9	1,8	1,6	3,2	2,95
Efficacité (%)	30	67	82	81	80	79	68

Tableau VI.7 : Performances obtenues en fonction du nombre de cellules du PDM

Nous allons maintenant observer l'influence de la hauteur sur les performances de l'antenne.

III.4) Influence de la hauteur

Dans la section I, nous avons vu que le phénomène d'ondes lentes était dépendant de la hauteur h_u. Afin d'observer cette dépendance, nous effectuons une étude paramétrique sur la hauteur de l'antenne pour un plan de masse BIE de 6x6 cellules.

III.4.a) Dimensions du patch pour chaque hauteur

Toutes les dimensions de l'antenne (Tableau VI.8) ont été optimisées pour un fonctionnement en polarisation circulaire autour de 0,866 GHz.

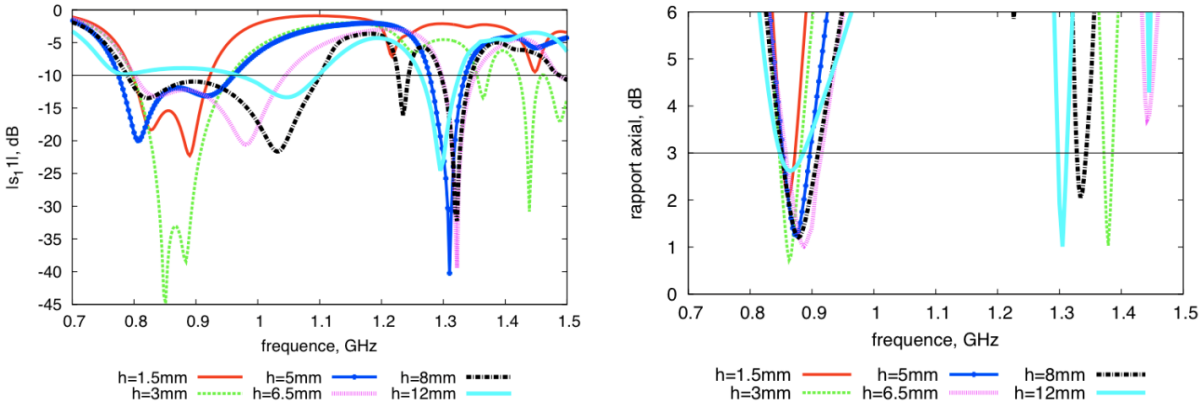
Hauteur (mm)	Dimension du patch (mm^2)	Lcc (mm)	Réduction par rapport à un patch classique (%)
1,5	48,1 x 48,1	12,9	40
3	57,3x 57,3	15	28,7
5	61 x 61	17,2	24,1
6,5	63 x 63	19,9	21,6
8	65,3 x 65,3	21,4	18,7
12	65,6 x 65,6	21,5	18,4

Tableau VI.8 : Dimensions du patch et des coins coupés pour chaque hauteur

III.4.b) Résultats de simulation

Les différents résultats simulés sont présentés Figure VI.21 et VI .22. L'évolution fréquentielle du rapport axial et du gain est donnée dans l'axe de l'antenne ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$).

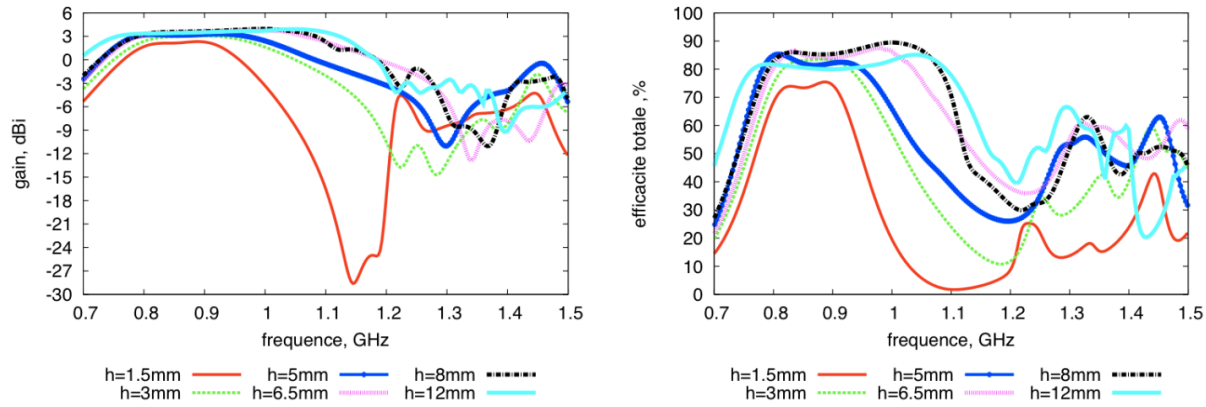
- **Module du S11 et rapport axial**



(a) (b)

Figure VI.21 : Module du S11 (a)et RA (b) de l'antenne en fonction de la hauteur

- **Gain et efficacité**



(a) (b)

Figure VI.22 : Gain (a) et efficacité (b) de l'antenne en fonction de la hauteur

Nous résumons dans le Tableau VI.9, les performances obtenues pour chaque valeur de *h*.

Hauteur (mm)	**1,5**	**3**	**5**	**6,5**	**8**	**12**
L_patch/Lcc (mm/mm)	48,1/12,9	57,3/15	61/17,2	63/19,9	65,3/21,4	66,6/24
Réduction (%)	40	28,7	24,1	21,6	18,7	17
BP S11 (MHz)	123	156	186	243	312	130
(%)	14,3	17,8	21,4	26,4	34	12,6
BP RA (MHz)	22	37	45	61	61	40
(%)	2,5	4,28	5,15	6,58	6,95	4,8
Gain (dBi)	2,2	2,9	3,2	3,4	3,8	3,5
Efficacité (%)	72	79	82	85	86	80

Tableau VI.9 : Performances obtenues pour chaque valeur de *h*

Dans un premier temps, on remarque que, plus la hauteur de l'antenne est faible, plus le phénomène d'ondes lentes est accentué. Cela entraîne une augmentation de la permittivité relative et donc une réduction des dimensions du patch, mais au détriment de la bande passante, du gain et de l'efficacité.

Ensuite, on constate que la bande passante en adaptation à -10 dB est la plus faible pour une hauteur de 12 mm. En effet, la hauteur de la sonde d'alimentation devient alors trop importante créant un effet selfique qui augmente la partie imaginaire comme le montre la Figure VI.23. Ceci a pour conséquence une diminution de la bande passante.

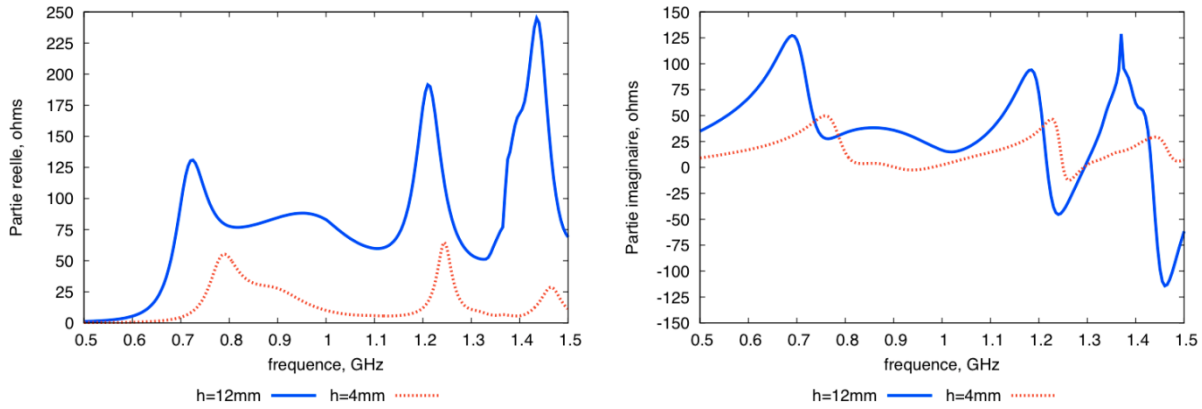


Figure VI.23 : Partie réelle et partie imaginaire de l'antenne pour les hauteurs de 4 mm et 12 mm

Dans un troisième temps, on remarque que quelle que soit la hauteur du substrat, les performances obtenues sont bien meilleures que celles d'un patch sur un PDM classique. Enfin, les performances de l'antenne sont améliorées jusqu'à une hauteur optimale de 8mm. Nous pensons que notre PDM BIE ne possède pas seulement la propriété « ondes lentes » mais qu'il possède également des propriétés CMA. La réflexion de la phase au niveau du plan de masse BIE n'est peut-être plus de 180° comme pour un PDM classique (Figure VI.24).



Figure VI.24 : Comparaison de la réflexion de phase entre PDM classique et PDM BIE

Pour définir la réflexion de phase de notre PDM BIE, on observe, Figure VI.25, le diagramme de phase simulé de la cellule unitaire composant le plan de masse BIE (Figure VI.11). Ce diagramme représente le déphasage entre l'onde incidente et l'onde réfléchie lorsque ce dernier est éclairé par une onde plane en incidence normale. La fréquence de déphasage nul est égale à f = 2,3 GHz. Néanmoins, ce diagramme de phase ne prend pas en compte l'effet créé par la capacité C_u et donc h_u. En tenant compte de l'effet de C_u, la fréquence de déphasage nul devrait être décalée vers les fréquences basses. La simulation correcte de la

structure incluant l'effet de C_u est encore à l'étude car présente certaines difficultés. Un modèle analytique complémentaire serait sans doute la meilleure approche possible de modélisation.

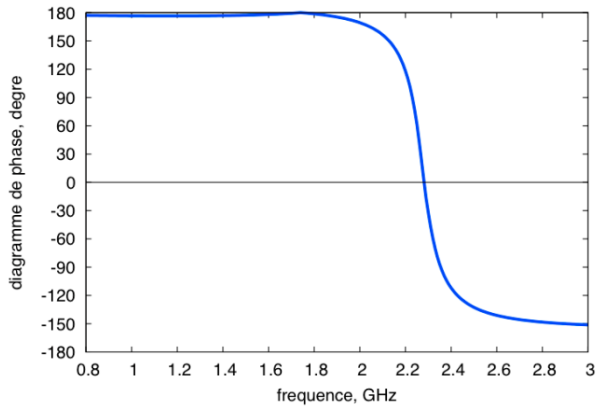


Figure VI.25 : Diagramme de phase de la cellule unitaire du plan de masse BIE

Nous venons de voir dans les deux dernières sections, que les performances d'une antenne imprimée à coins coupés pouvaient être améliorées à l'aide d'un PDM BIE. Cette amélioration des performances est-elle également possible dans d'autres cas, comme avec un patch carré ou rectangulaire par exemple ?

III.5) Cas d'un patch carré ou légèrement rectangulaire

Nous étudions, dans cette section, le cas d'un patch carré (polarisation linéaire) ou légèrement rectangulaire (polarisation circulaire) sur un substrat FR4-époxy d'épaisseur 8 mm. Nous avons choisi cette épaisseur de substrat car c'est avec cette épaisseur que nous avons obtenu les meilleures performances.

III.5.a) Géométrie des deux antennes

Les deux géométries sont présentées Figure VI.26.

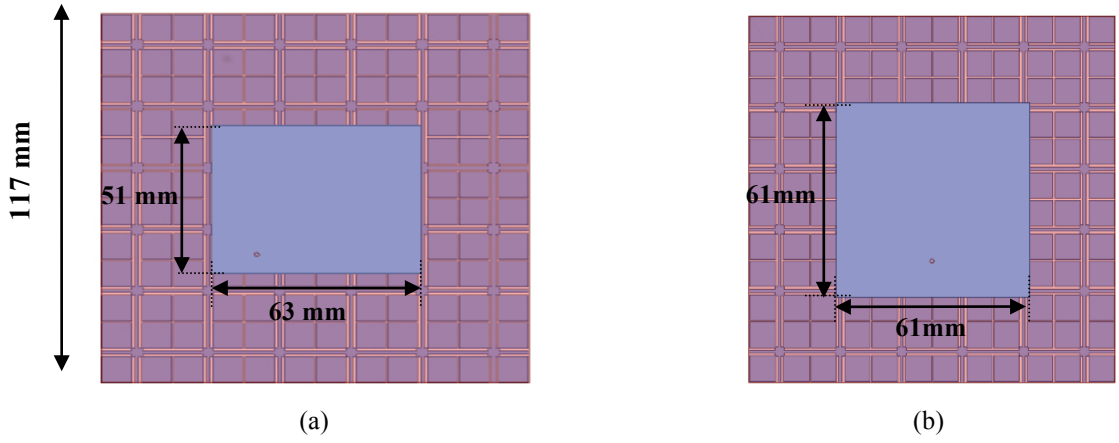


Figure VI.26 : Cas de l'antenne rectangulaire (a) cas de l'antenne carré (b)

Le plan de masse est composé d'un réseau de 6x6 cellules ce qui représente une taille de 117x117 mm^2. Les dimensions des deux antennes ainsi que la position de la sonde d'alimentation ont été optimisées pour un fonctionnement dans la bande RFID UHF Europe.

III.5.b) Résultats de simulation

Nous présentons, Figure VI.27 et VI.28, les résultats de simulation obtenus pour les deux patchs. L'évolution fréquentielle du rapport axial et du gain est donnée dans l'axe de l'antenne, c'est-à-dire dans la direction θ=φ=0°, Les différents résultats obtenus pour les deux types de patchs sont rassemblés et comparés à ceux obtenus précédemment (patch à coins coupés) (Tableau VI.10).

- **Module du S_{11} et rapport axial**

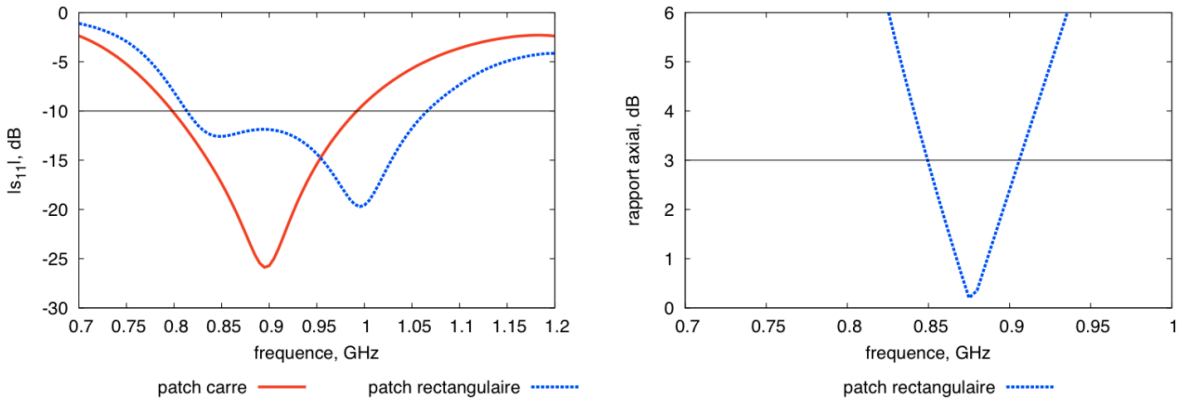
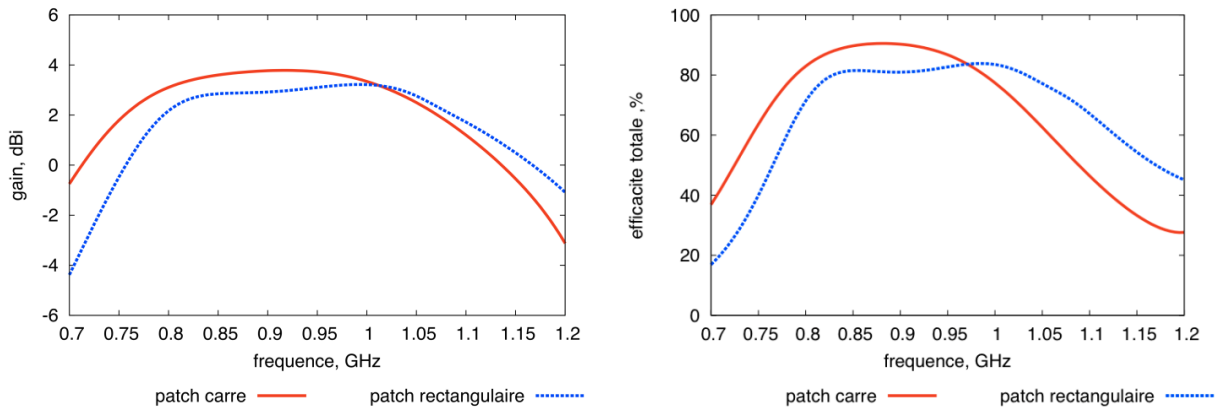


Figure VI.27 : Modules du S_{11} (a)des patches carré et rectangulaire sur un PDM BIE et rapport axial (b) du patch carré et rectangulaire sur un PDM BIE

- **Gain et efficacité**



(a) (b)

Figure VI.28 : Gain (a) et efficacité (b) des patchs carré et rectangulaire sur un PDM BIE

L'effet large bande vu sur un patch à coins coupés est à nouveau observé dans les cas de patchs carré et rectangulaire. La méthode fonctionne bien pour deux polarisations différentes même si la bande passante d'un patch sur un PDM BIE en polarisation linéaire est plus faible que celle obtenue pour des patchs en polarisation circulaire. Son efficacité, elle, est meilleure. Les valeurs du gain et de l'efficacité sont dans les deux cas assez similaires et comparables à celles obtenues précédemment pour un patch à coins coupés.

Nous comparons, dans le Tableau VI.10, les performances obtenues, sur un substrat FR4-époxy d'épaisseur 8 mm, pour des patchs à coins coupés, rectangulaire et carré.

	Taille pavé rayonnant (mm^2)	**BP S_{11} (%)**	**BP RA (%)**	**Gain (dBi)**	**Efficacité (%)**
Patch coins coupés	65,3x65,3	34	6,95	3,8	86
Patch rectangulaire	51x63	26,7	6,4	3,2	83
Patch carré	61x61	21,4	-	3,75	91

Tableau VI.10 : Comparatif des performances obtenues pour les différents types de patch

Nous venons ainsi de montrer qu'il était possible d'associer amélioration des performances radioélectriques et miniaturisation d'une antenne imprimée à l'aide d'un plan de masse de type « BIE ».

IV. Réseau d'antennes sur plan de masse BIE

L'objectif final étant la conception d'une antenne à forte directivité, à partir des résultats précédents, nous avons décidé de concevoir un réseau d'antennes imprimées sur un plan de masse BIE avec comme élément unitaire, le patch à coins coupés sur un substrat de type FR4-époxy d'épaisseur 4 mm. Nous avons choisi cette épaisseur de substrat car elle présente un bon compromis entre miniaturisation, performances et coût de production. D'une part, nous nous intéresserons à l'étude d'un réseau à deux éléments afin d'observer son comportement sur un plan de masse BIE. D'autre part, le nombre d'éléments sera augmenté afin de réduire l'ouverture angulaire et de satisfaire le cahier des charges (ouverture angulaire d'environ 20°).

IV.1) Réseau de deux éléments

Afin d'obtenir une antenne imprimée directive, nous plaçons en réseau deux patchs sur un plan de masse classique mais aussi sur un plan de masse BIE de 6x12 cellules. Le diélectrique entre les éléments rayonnants et le plan de masse est de type FR4-époxy d'épaisseur 4 mm et de tangente de pertes 0,02. La distance *d* entre éléments est fixée à 117 mm ($\approx \lambda/3$). Cette distance représente un bon compromis entre taille du réseau et coefficient de transmission. Pour chacun des cas, les dimensions de l'élément rayonnant sont celles que nous avons déterminées dans la section précédente. La géométrie des deux antennes ainsi que leurs paramètres S associés et leurs diagrammes de rayonnements respectifs dans les deux plans sont montrés Figures VI.29 à VI.32.

❖ Sur un plan de masse classique

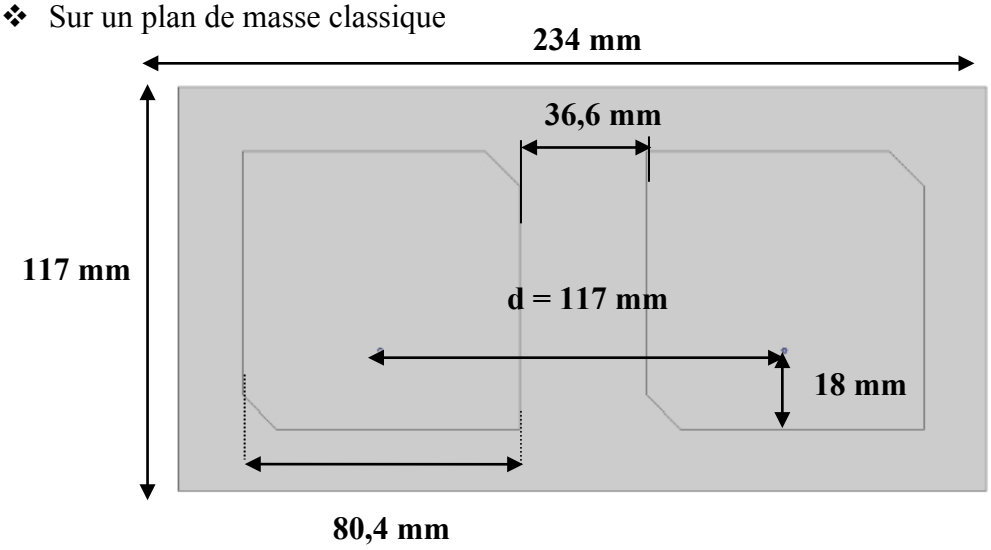


Figure VI.29 : Réseau de deux antennes espacées de 117 mm sur un plan de masse classique

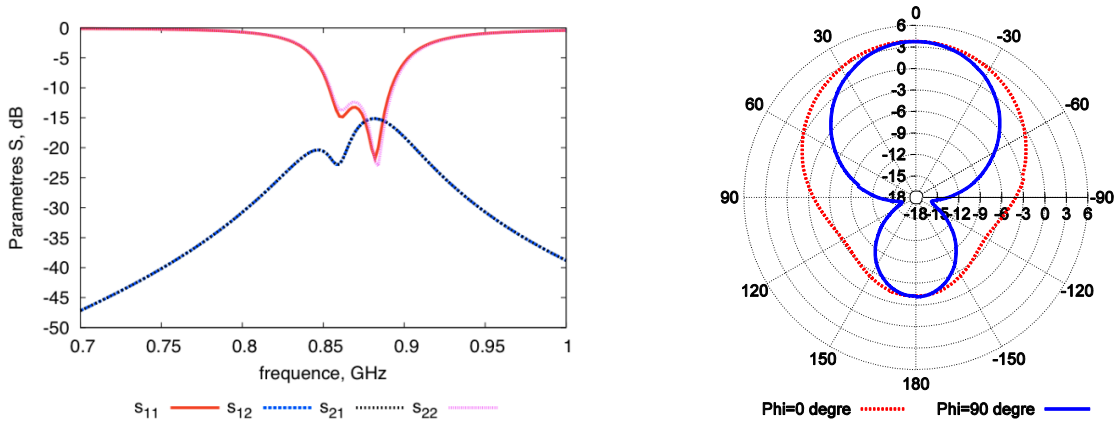


Figure VI.30 : Paramètres S et diagrammes de rayonnement d'un réseau de deux antennes sur PDM classique

❖ Sur un plan de masse BIE

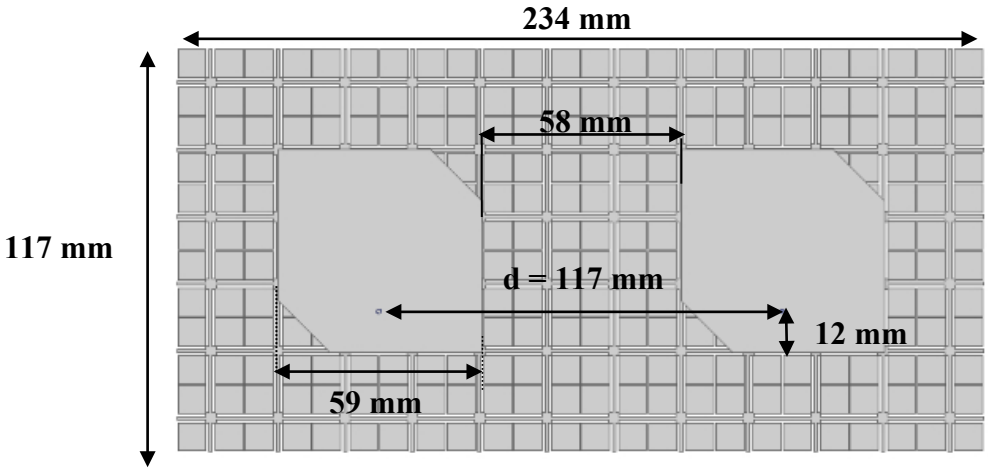


Figure VI.31 : Réseau de deux antennes espacé de 117 mm sur un plan de masse BIE

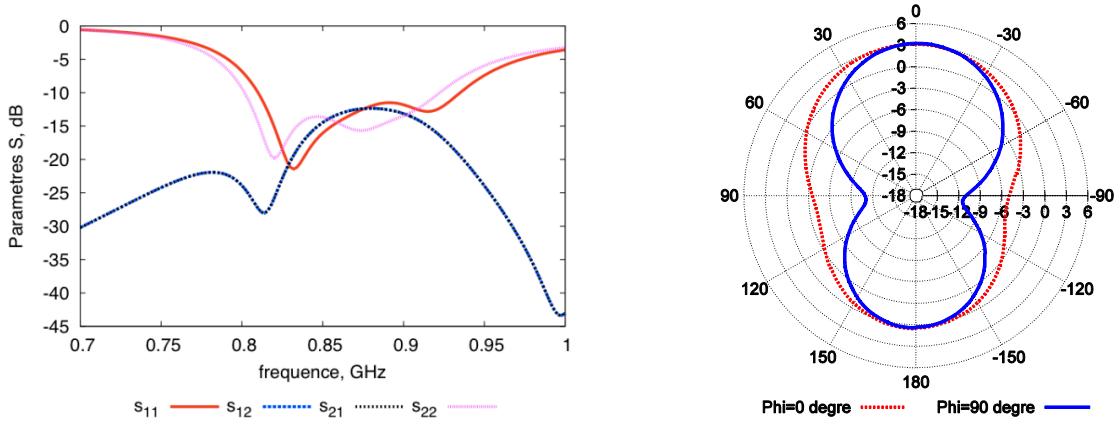


Figure VI.32 : Paramètres S et diagrammes de rayonnement d'un réseau de 2 antennes sur PDM BIE

D'après les Figures VI.30 et 32, nous observons que l'évolution du coefficient de transmission n'est pas la même suivant le plan de masse. En effet, dans le cas d'un PDM classique, nous obtenons un S_{12} maximum de -15 dB pour un S_{11} minimal de -22 dB. Or, pour un PDM BIE, nous obtenons un S_{12} minimal de -28 dB pour un S_{11} minimal de -20 dB. Malheureusement, à la fréquence du creux de transmission (0,814 GHz), nous n'obtenons pas la polarisation circulaire (Figure VI.33). Nous observons également que les courbes des S_{11} et S_{22} ne sont pas tout à fait identiques. Cela provient du fait que la structure n'est pas tout à fait symétrique ainsi que du maillage de la structure qui peut être différent selon si c'est le port de l'antenne 1 qui est alimenté ou si c'est le port de l'antenne 2.

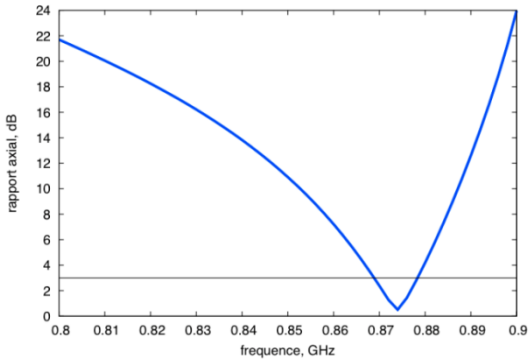


Figure VI.33 : Rapport axial d'un réseau de 2 antennes sur PDM BIE

Les diagrammes de rayonnement sont, quant à eux assez similaires. Les ouvertures angulaires à -3 dB sont de 67° et de 71°, respectivement pour un PDM classique et pour un PDM BIE. Le gain est obtenu dans la direction normale à l'antenne atteint un maximum de 3,8 dBi pour un PDM classique et 3,3 dBi pour un PDM BIE. Cette légère différence provient du couplage entre éléments [5] qui est plus important dans le cas d'un PDM BIE (S_{12} = -12 dB au lieu de -15 dB) ainsi que des fentes réalisées dans le plan de masse. En effet, le rapport avant/arrière est plus important dans le cas d'un PDM BIE. Dans la direction normale, cette énergie n'est pas rayonnée entraînant une baisse du gain dans cette direction.

Nous proposons dans l'annexe C, de réduire le réduire le rayonnement arrière en ajoutant un plan réflecteur derrière le plan de masse BIE. Les résultats montrent que le rayonnement arrière de l'antenne est réduit de 9 dB par rapport l'antenne sans structure CMA. De plus, l'ouverture angulaire et le gain ont été améliorés respectivement de 10° et de 2 dBi.

IV.1.a) Etude sur la distance entre les deux éléments

Afin de miniaturiser notre antenne, nous effectuons maintenant une étude paramétrique sur la distance *d* séparant les points d'alimentation (Figure VI.31). Tous les autres paramètres sont fixés à leur valeur de départ. L'évolution des paramètres S en fonction de la distance *d* est montrée Figure VI.34.

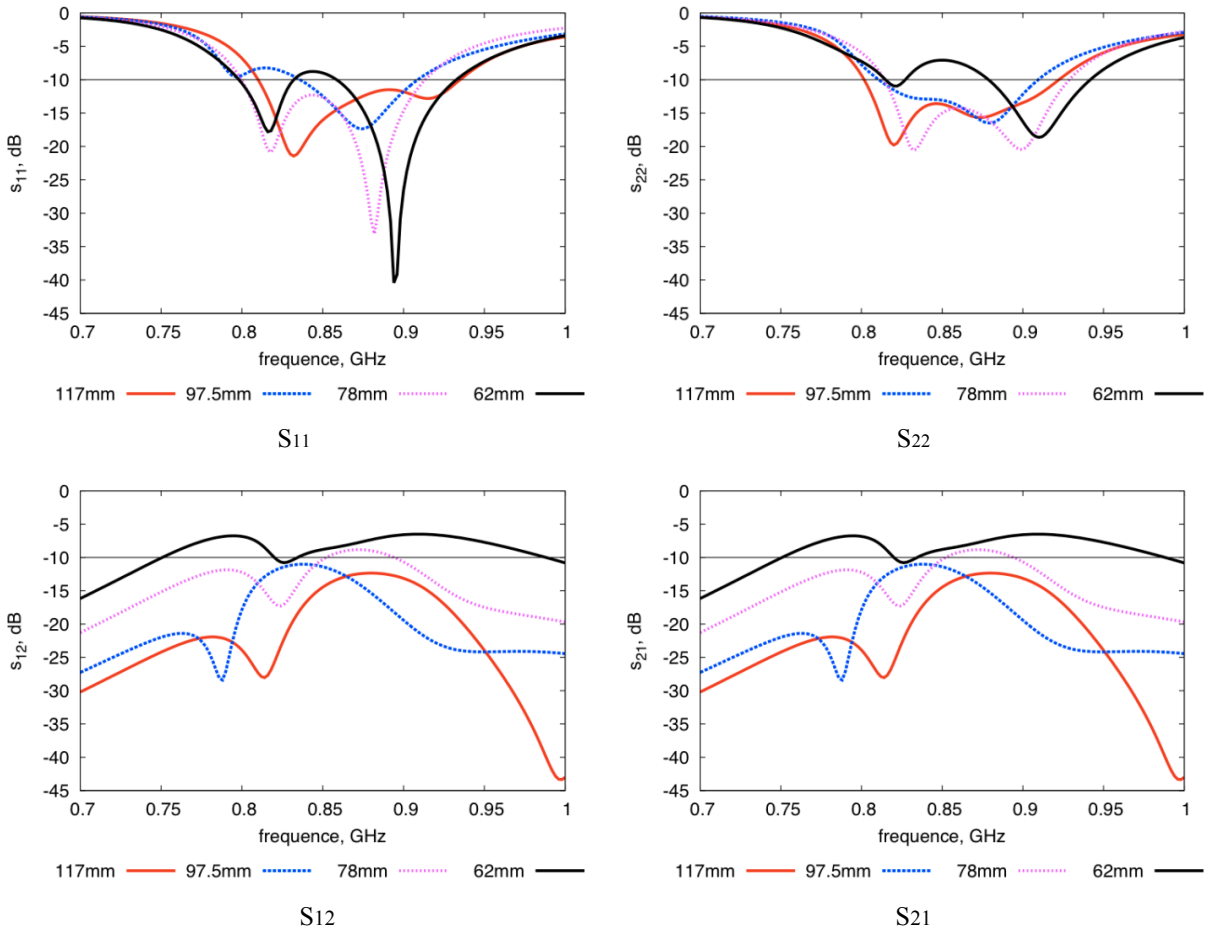


Figure VI.34 : Evolution des paramètres S en fonction de la distance *d*

Comme attendu, nous observons une augmentation du coefficient de transmission lorsque la distance *d* entre les éléments diminue. Toutefois, quelle que soit la distance *d*, un creux de transmission est obtenu. À d = 78 mm, un creux de transmission tel que $S_{12} = S_{21}$ de -17 dB autour de 0,82 GHz (fréquence de la première résonance) est observé. Nous verrons par la suite qu'il est possible de décaler ce creux de transmission à la fréquence souhaitée de 0,866 GHz. Mais tout d'abord, nous effectuons une étude paramétrique portant sur le nombre de cellules composant le plan de masse BIE.

IV.1.b) Etude sur le nombre de cellules

Nous proposons ici d'observer l'influence du nombre de cellules. Nous avons simulé les paramètres S ainsi que les diagrammes de rayonnement pour quatre tailles de plan de masse (6x11, 6x10, 5x10 et 6x9 cellules). Les autres paramètres sont fixés à leur valeur de départ. La géométrie du cas 6x10 cellules est montrée Figure VI.35.

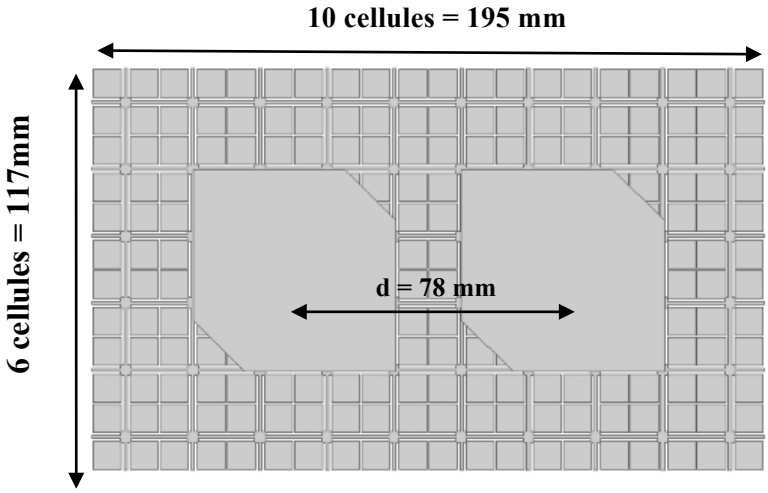
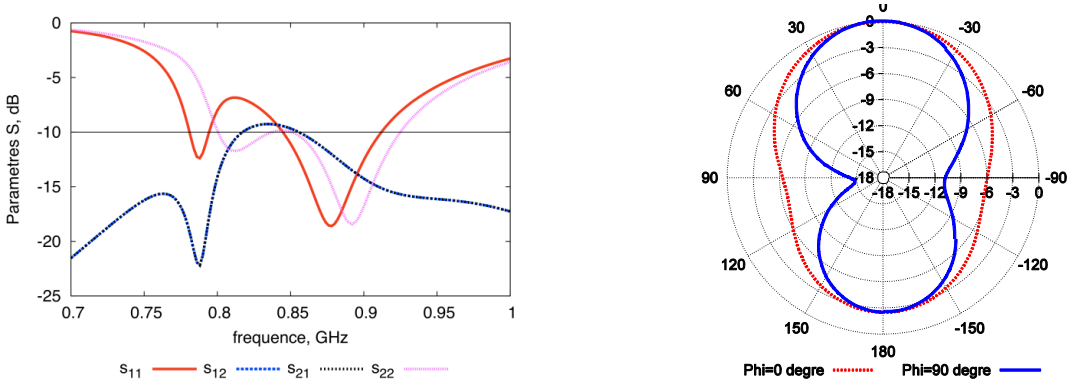
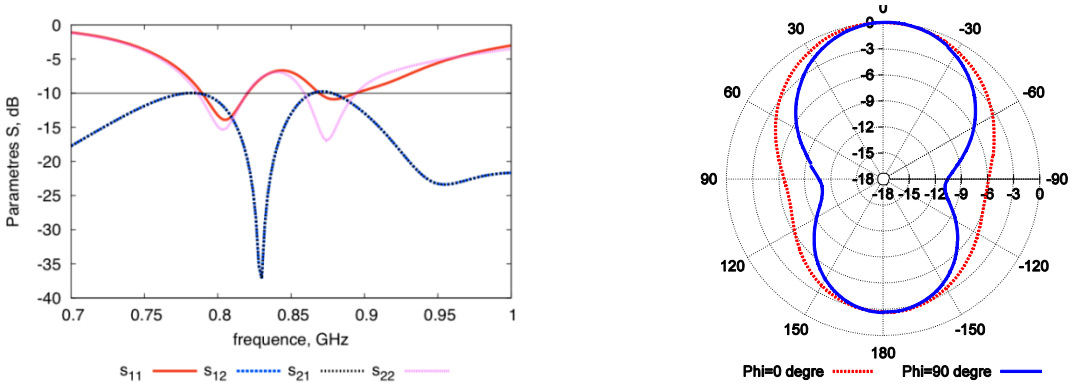


Figure VI.35 : Réseau de 2 antennes espacées de 78mm sur un plan de masse de 6x10 cellules

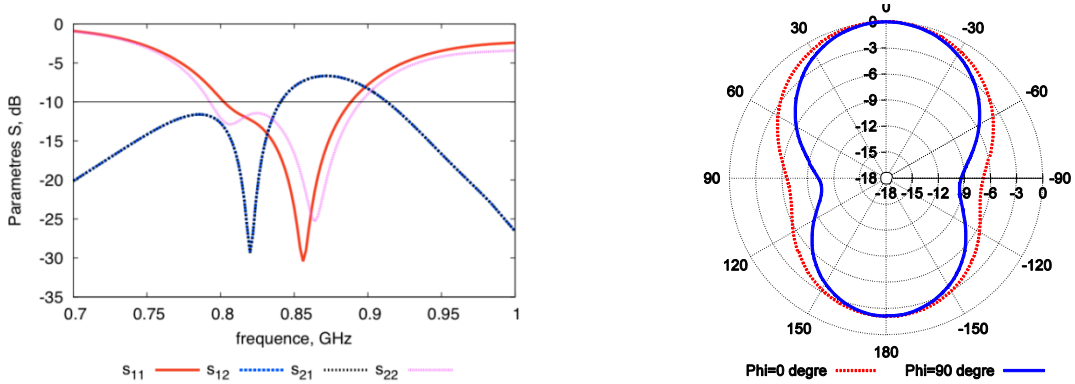
Les résultats de simulation sont montrés Figure VI.36.Les diagrammes de rayonnement sont tracés aux fréquences où le S_{12} est minimal pour chacun des cas.



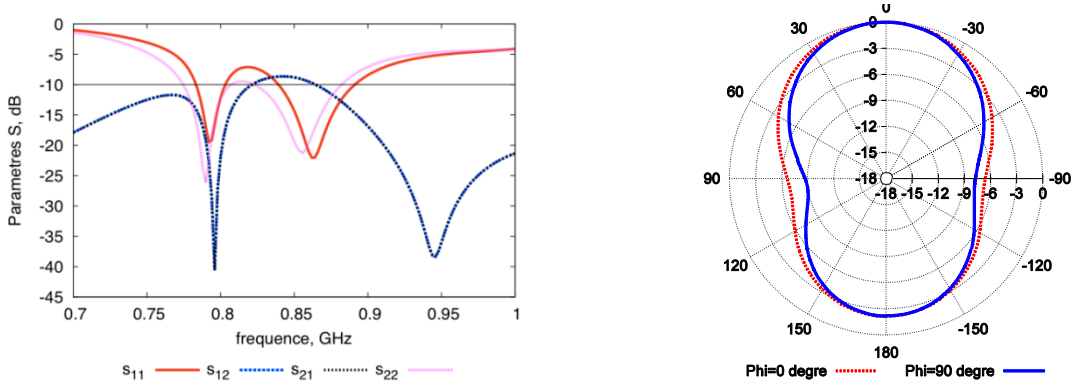
6x11 cellules



6x10 cellules



5x10 cellules



6x9 cellules

Figure VI.36 : Paramètres S et diagrammes de rayonnement en fonction du nombre de cellules composant le PDM BIE

Deux remarques peuvent être faites. Dans un premier temps, nous observons que le nombre de cellules influe sur la fréquence du creux de transmission et sur son niveau. Cela peut s'expliquer par le fait que, dans le cas d'un PDM BIE de 6x9 cellules, nous nous retrouvons quasiment dans le cas initial de la structure Sievenpiper blindée c'est-à-dire que la longueur du blindage (ici, les deux éléments rayonnants) est alors de même dimension que le plan de masse BIE. Au vu de ces résultats, nous pensons que notre structure (PDM BIE) possède également la propriété « suppressions des ondes de surface ». En effet, le fait que les ondes de surface soient atténuées, expliquerait le fort creux de transmission.

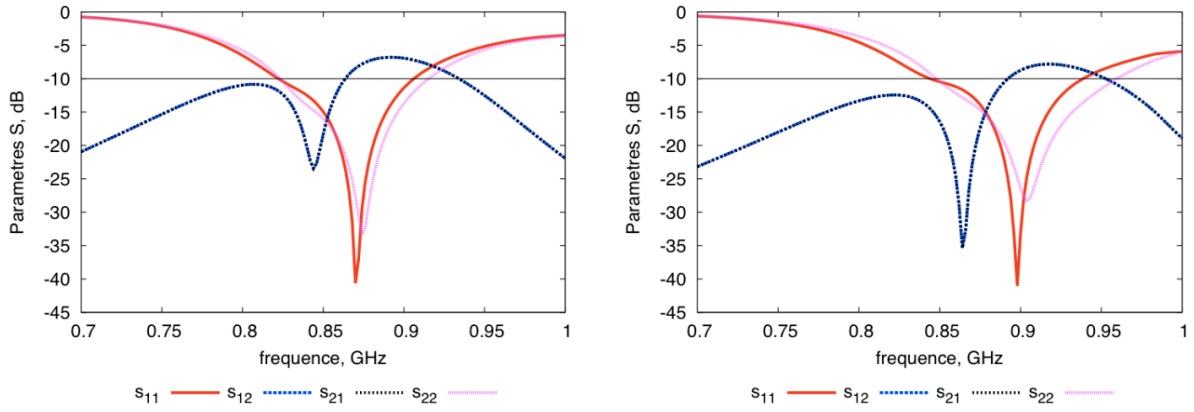
Enfin, nous observons que la fréquence où le S_{12} est minimal varie en fonction du nombre de cellules. En ajustant les dimensions de l'élément rayonnant, nous espérons décaler ce creux pour qu'il soit présent à la fréquence de fonctionnement de 0,866 GHz. Nous fixons donc la taille du plan de masse BIE à 5x10 cellules. C'est un bon compromis entre l'encombrement de l'antenne et son ouverture angulaire à -3 dB (Tableau VI.11).

Nombre de cellules	Dimensions de l'antenne (mm^2)	Ouverture angulaire à -3 dB	
		Phi=0°	Phi=90°
6x11 cellules	117 x 214,5	96°	77°
6x10 cellules	117 x 195	96°	80°
5x10 cellules	97,5 x 195	98°	82°
6x9 cellules	117 x 175,5	97°	89°

Tableau VI.11 : Dimensions de l'antenne et ouverture angulaire à -3dB en fonction du nombre de cellules

IV.1.c) Etude sur la taille de l'élément rayonnant

Afin de décaler le creux de transmissions à 0,866 GHz, nous faisons varier la taille du patch. Les résultats simulés du coefficient de réflexion et de transmission pour des valeurs de patch de 57 et 55 mm sont donnés Figure VI. 37.



57 mm 55 mm

Figure VI.37 : Coefficients de réflexion et de transmissions pour différentes dimensions de patch

En ajustant les dimensions de l'antenne (L_ant =55mm), nous arrivons à décaler le creux de transmission pour un fonctionnement à 0,866 GHz. Néanmoins, la fréquence de résonance de l'antenne a elle aussi été décalée mais présente tout de même un module du coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Toutefois, comme le montre la Figure VI.38, en diminuant la taille de l'antenne, nous avons décalé vers les fréquences hautes l'obtention de la polarisation circulaire.

En optimisant la position du point d'alimentation ainsi que la taille des coins coupés, nous allons essayer de décaler vers les fréquences basses cette polarisation circulaire.

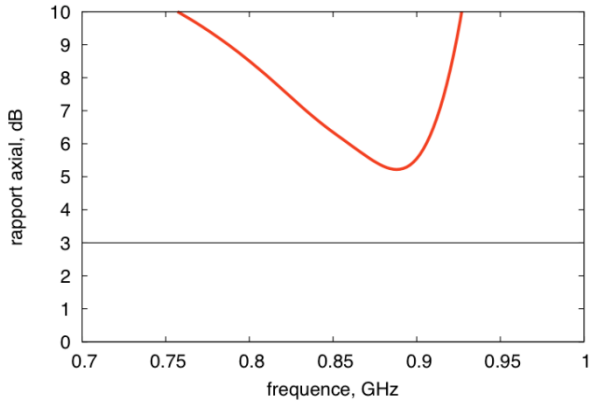


Figure VI.38 : Rapport axial d'un réseau à 2 éléments (L_ant=55 mm) sur un PDM BIE 5x10 cellules sans optimisation de la position de la sonde d'alimentation

La géométrie du réseau de deux antennes sur un plan de masse BIE de 5x10 cellules optimisées est montrée Figure VI.39. Les valeurs des différents paramètres de l'antenne sont regroupées dans le Tableau VI.12.

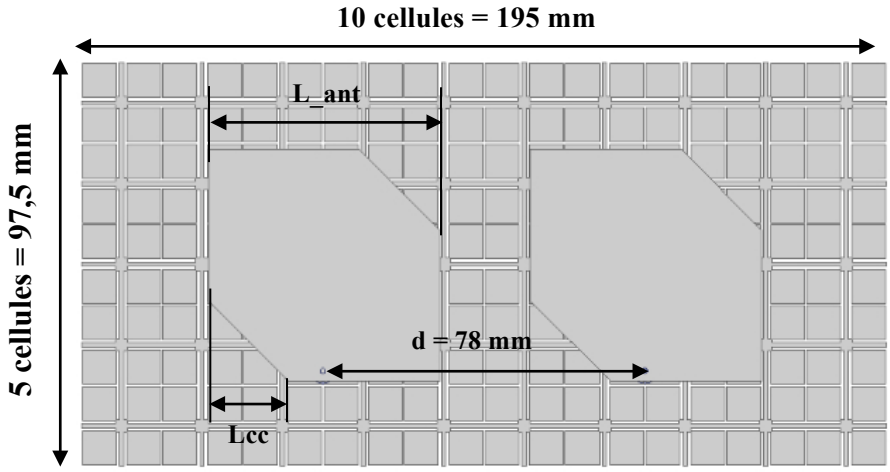
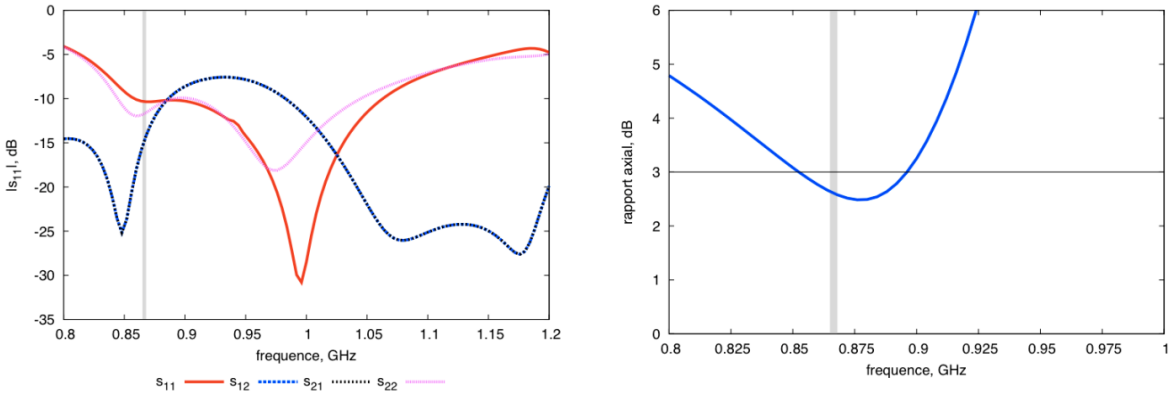


Figure VI.39 : Géométrie du réseau de 2 antennes optimisé sur un plan de masse BIE de 5x10 cellules espacées de 78 mm

Dimensions du plan de masse	L_ant	Lcc	Point d'alimentation
97,5 x 195 mm^2	55 mm	19,5 mm	3 mm du bord de l'antenne

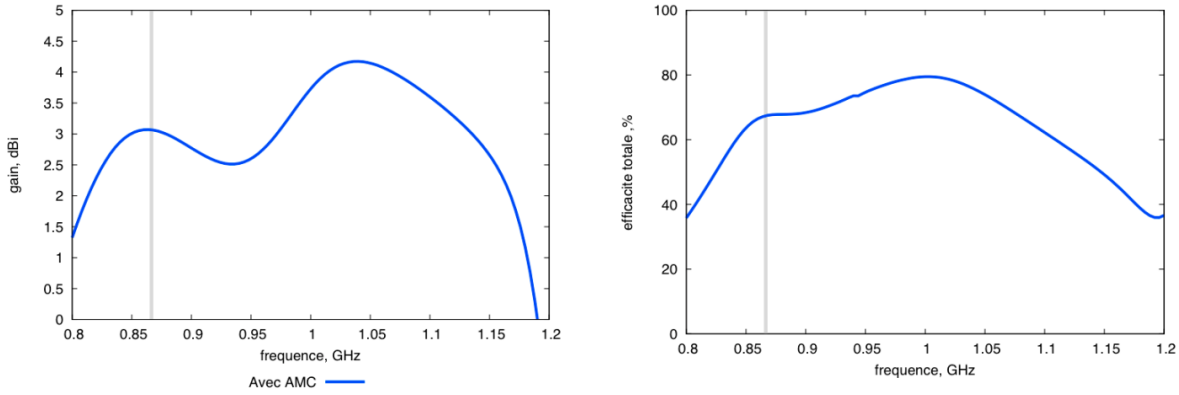
Tableau VI.12 : Valeurs des différents paramètres de l'antenne

Les résultats de simulation (paramètres S, rapport axial, gain, efficacité et diagramme de rayonnement) de cette antenne sont présentés Figures VI.40 à 42. Le RA et le gain du réseau à deux éléments sont donnés dans la direction θ=0° et φ=90°. La zone grisée représente la bande RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz).



(a) (b)

Figure VI.40 : Paramètres S (a) et rapport axial en fonction de la fréquence du réseau de 2 antennes



(a) (b)

Figure VI.41 : Gain et efficacité en fonction de la fréquence du réseau de 2 antennes

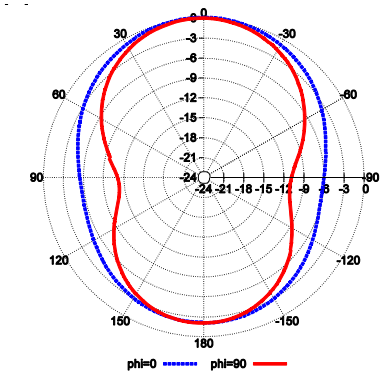


Figure VI.42 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne dans le plan φ=0° et φ=90°

Après plusieurs études paramétriques sur la taille des coins coupés (Lcc), sur la position du point d'alimentation (pt alim) ainsi que sur les différents paramètres de la cellule unitaire (L1, L2, Su et Gu), nous n'avons pas réussi à positionner le creux de transmission à la fréquence d'obtention de la polarisation circulaire. Quel que soit le paramètre modifié, la fréquence d'obtention de la polarisation circulaire et celle du creux de S_{12} varient simultanément.

Néanmoins, la différence en fréquence entre le creux de transmission et l'obtention de la polarisation circulaire est faible et représente seulement environ 1 %. Dans la bande 0,865-0,868 GHz, les performances de l'antenne sont plus qu'acceptables avec notamment un S_{11} de -10,5 dB, un S_{12} de -15,8 dB, un RA inférieur à 3dB et une ouverture angulaire à -3 dB de 80°.

Afin de confiner le champ électronique dans la direction normale à l'antenne, nous augmentons le nombre d'éléments composant le réseau en gardant le même pas de réseau de 78 mm.

IV.2) Réseau à huit éléments

Nous nous intéressons maintenant à l'étude d'un réseau de huit antennes imprimées sur un plan de masse BIE. Le nombre de huit antennes est choisi de telle sorte à pouvoir comparer les performances obtenues avec celles du réseau mis au point dans [6]. Les performances de ce réseau sont rappelées dans l'annexe D. Les dimensions du patch, de la position du point d'alimentation et des coins coupés sont identiques à ceux déterminés dans le Tableau VI.12.

La géométrie du réseau à huit éléments est montrée Figure VI.43. Les dimensions du réseau sont de 97,5x665 mm^2. La loi d'alimentation est équi-amplitude et équi-phase.

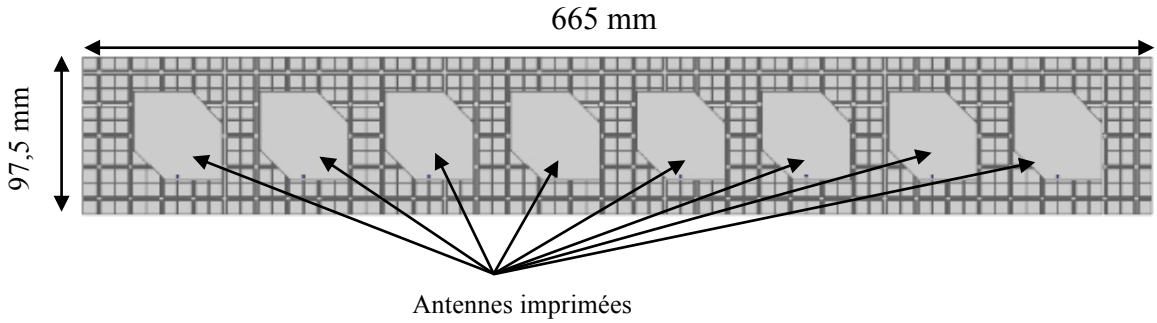
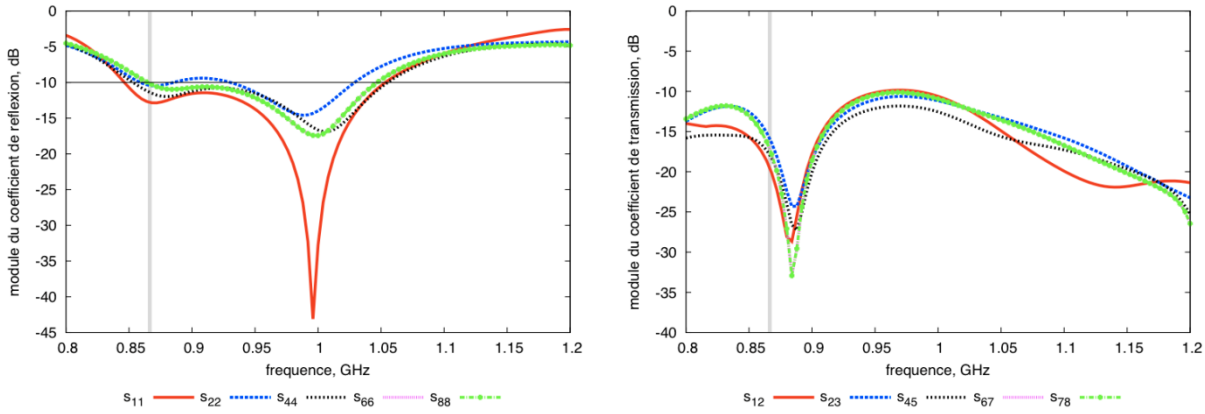


Figure VI.43 : Réseau de 8 antennes imprimées à coins coupés sur un plan de masse BIE

Les résultats de simulation (paramètres S, rapport axial, gain, efficacité et diagramme de rayonnement) de cette antenne sont présentés Figures VI.44 à 46. L'évolution fréquentielle du rapport axial et du gain du réseau sont donnés dans la direction θ=0° et φ=90°. La zone grisée représente la bande RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz).



(a) (b)

Figure VI.44 : Module du coefficient de réflexion (a) et de transmission (b) du réseau de 8 éléments

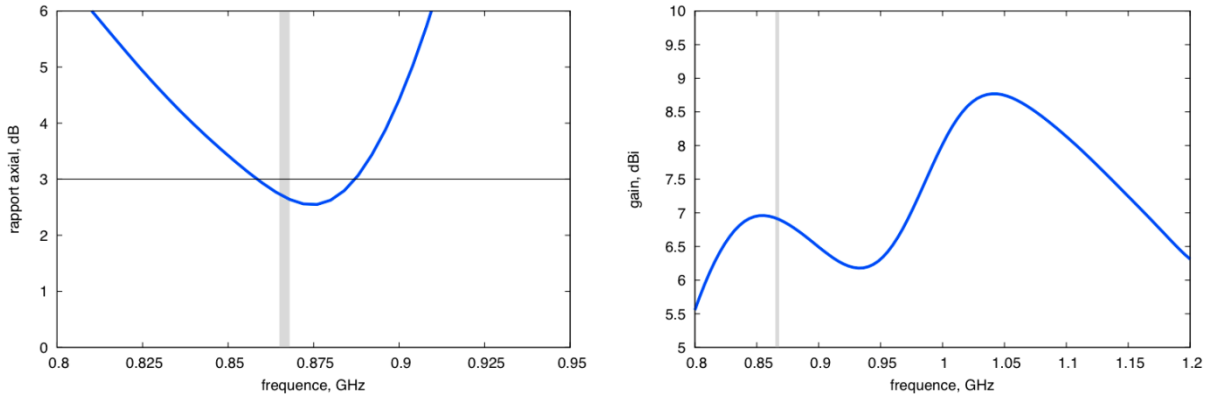


Figure VI.45 : Rapport axial (a) et efficacité (b) de l'antenne réseau de 8 éléments

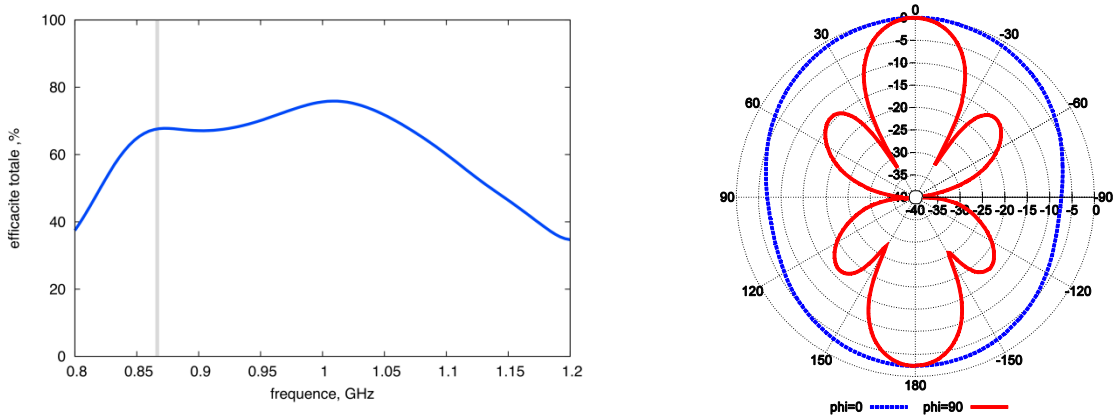


Figure VI.46 : Efficacité (a) et diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans φ=0° et φ=90° (b)

L'association en réseau de 8 éléments a très peu modifié le comportement de l'antenne. Seuls les modules des coefficients de transmission et du rapport axial ont été décalés de quelques MHz vers les hautes fréquences mais tout ceci reste faible (3,4% pour les modules du coefficient de transmission et 1,2 % pour le RA).

Le diagramme de rayonnement du réseau à la fréquence de résonance de 0,866 GHz, avec une alimentation équi-phase et équi-amplitude de tous les éléments donne une ouverture angulaire de 25° avec des lobes secondaires à -15 dB. Les quelques degrés de différence observés entre les deux plans de masse dans le cas du patch seul n'ont été ni comblés ni accentués. Pour une ouverture angulaire assez proche (20° pour un PDM classique et 25° pour un PDM BIE), la taille du réseau à huit éléments a été réduite de plus d'un tiers, 36 % précisément. De plus, la bande passante en adaptation (19 % au lieu de 4,4 %), en polarisation circulaire (3,5 % au lieu de 1,2 %) ainsi que l'efficacité (67 % au lieu de 52 %) ont été significativement améliorés.

Pour un réseau à huit éléments, le gain à 0,866 GHz est assez faible (7 dBi). Même si le couplage entre éléments est correct (-15 à -18 dB), la distance entre éléments du réseau ne permet pas de maximiser le gain (antenne plus petite = gain plus faible). En effet, le gain du réseau à huit éléments n'a été amélioré que de 4 dB par rapport à un réseau à deux éléments. Toutefois, ce n'est pas un critère indispensable pour notre application.

Les résultats obtenus d'un réseau à huit éléments sur les deux plans de masse sont regroupés dans le Tableau VI.13.

	Dimensions du réseau (mm^2)	**Distance entre éléments**	**BP S_{11} (%)**	**S_{12} (dB)**	**BP RA (%)**	**Gain (dBi)**	**Efficacité (%)**	**Ouverture angulaire à -3dB**
PDM classique	200x1030	117 mm	4,4	-18	1,2	10,5	52	20°
PDM BIE	97,5x665	78 mm	19	-17	3,5	7	67	25°

Tableau VI.13 : Comparatif des performances d'un réseau à 8 éléments en fonction du type de plan de masse

Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle technique de miniaturisation des antennes imprimées basée sur le phénomène d'ondes lentes a été présentée.

Une première étude d'une antenne imprimée sur un plan de masse de type « BIE » nous a permis de valider cette technique. L'utilisation de ce nouveau PDM permet d'allier à la fois miniaturisation de l'élément rayonnant et amélioration de ses caractéristiques radioélectriques notamment en termes de bande passante et d'efficacité. Les résultats pratiques sont en parfaite adéquation avec les simulations.

Par ailleurs, nous avons étudié le fonctionnement d'un plan de masse BIE au travers de diverses études paramétriques. En premier lieu, nous avons observé l'influence de la hauteur du diélectrique. Les résultats de simulation ont montré qu'en augmentant cette hauteur jusqu'à une hauteur optimale de 8mm, on pouvait améliorer de façon significative les performances radioélectriques d'un patch. En second lieu, nous avons étudié l'influence du nombre de cellules composant le plan de masse BIE. Cette étude a montré que plus le nombre de cellules

était faible, plus la miniaturisation de l'élément rayonnant était accentuée. En contrepartie, les performances de l'antenne étaient réduites.

En dernier lieu, nous avons étudié la mise en réseau d'antennes juxtaposées sur un plan de masse BIE. Les résultats de simulations ont montré qu'il était possible de diminuer la distance entre élément d'un tiers tout en gardant le même coefficient de couplage. Pour une ouverture angulaire quasiment équivalente, la taille du réseau à huit éléments a ainsi été réduite de 36 % par rapport à un réseau sur un plan de masse classique tout en augmentant la bande passante en adaptation (19 % au lieu de 4,4 %), la bande passante en polarisation circulaire (3,5 % au lieu de 1,2 %) mais aussi l'efficacité (67 % au lieu de 52 %).

Table des illustrations

Figure VI.1 : Géométrie de la cellule unitaire d'une structure Sievenpiper (a) et d'une structure Sievenpiper blindée (b) 182

Figure VI.2 : Schéma équivalent d'une structure Sievenpiper blindée 183

Figure VI.3 : Circuit équivalent basé sur la théorie LTM 184

Figure VI.4 : Exemple de diagramme de dispersion d'une structure Sievenpiper blindée dans le cas où la hauteur hu = 18 mm 185

Figure VI.5 : Exemple de diagramme de dispersion d'une structure Sievenpiper blindée dans le cas où la hauteur hu = 0,5 mm 186

Figure VI.6 : Diagramme de dispersion pour différentes hauteurs (hu) 186

Figure VI.7 : Géométrie d'un patch à coupés sur un plan de masse classique 187

Figure VI.8 : Module du S11 (a) et RA (b) d'un patch à coins coupés sur un plan de masse classique 188

Figure VI. 9 : Gains (a) et efficacités (b) d'un patch sur substrat FR4-époxy 189

Figure VI.10 : Diagramme de rayonnement dans le plan x-z d'un patch à coins coupés 189

Figure VI.11 : Géométrie de la cellule unitaire 190

Figure VI.12 : Patch coins coupés sans optimisation sur plan de masse BIE (a) et son S11 associé (b) 190

Figure VI.13 : Corrélation entre structure Sievenpiper blindée et patch sur plan de masse BIE 191

Figure VI.14 : Module du coefficient de réflexion et RA simulés et mesurés pour les deux plans de masse 192

Figure VI.15 : Impédance d'entrée de l'antenne pour les deux plans de masse 192

Figure VI.16 : Evolution fréquentielle du gain (a) et de l'efficacité (b) 193

Figure VI.17 : Diagramme de rayonnement à 0,866 GHz pour les deux plans de masse 193

Figure VI.18 : Géométries de l'antenne en fonction du nombre de cellules 194

Figure VI.19 : Evolution fréquentielle du module du S11 (a), du rapport axial (b), du gain (c) et de l'efficacité (d) de l'antenne en fonction du nombre cellules du PDM BIE 196

Figure VI.20 : Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne en fonction du nombre de cellules composant le plan de masse BIE 197

Figure VI.21 : Module du S11 (a) et RA (b) de l'antenne en fonction de la hauteur 199

Figure VI.22 : Gain (a) et efficacité (b) de l'antenne en fonction de la hauteur 199

Figure VI.23 : Partie réelle et partie imaginaire de l'antenne pour les hauteurs de 12mm et de 4 mm 200

Figure VI.24 : Comparaison de la réflexion de phase entre PDM classique et PDM BIE 200

Figure VI.25 : Diagramme de phase de la cellule unitaire du plan de masse BIE 201
Figure VI.26 : Cas de l'antenne rectangulaire (a) cas de l'antenne carré (b) 201
Figure VI.27 : Modules du S_{11} (a)des patches carré et rectangulaire sur un PDM BIE et rapport axial (b) du patch rectangulaire sur un PDM BIE 202
Figure VI.28 : Gain (a) et efficacité (b) des patchs carré et rectangulaire sur un PDM BIE . 202
Figure VI.29 : Réseau de deux antennes espacées de 117mm sur un plan de masse classique 204
Figure VI.30 : Paramètres S et diagrammes de rayonnement d'un réseau de 2 antennes sur PDM classique 204
Figure VI.31 : Réseau de deux antennes espacé de 117 mm sur un plan de masse BIE 204
Figure VI.32 : Paramètres S et diagrammes de rayonnement d'un réseau de 2 antennes sur PDM BIE 205
Figure VI.33 : Rapport axial d'un réseau de 2 antennes sur PDM BIE 205
Figure VI.34 : Evolution des paramètres S en fonction de la distance d 206
Figure VI.35 : Réseau de 2 antennes espacées de 78mm sur un plan de masse de 6x10 cellules 207
Figure VI.36 : Paramètres S et diagrammes de rayonnement en fonction du nombre de cellules composant le PDM BIE 208
Figure VI.37 : Coefficients de réflexion et de transmissions pour différentes dimensions de patch 209
Figure VI.38 : Rapport axial d'un réseau à 2 éléments (L_ant=55 mm) sur un PDM BIE 5x10 cellules sans optimisation de la position de la sonde d'alimentation 210
Figure VI.39 : Géométrie du réseau de 2 antennes optimisé sur un plan de masse BIE de 5x10 cellules espacées de 78 mm 210
Figure VI.40: Paramètres S (a) et rapport axial en fonction de la fréquence du réseau de 2 antennes 211
Figure VI.41 : Gain et efficacité en fonction de la fréquence du réseau de 2 antennes 211
Figure VI.42 : Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne dans le plan $\varphi=0°$ et $\varphi=90°$ 211
Figure VI.43 : Réseau de 8 antennes imprimées à coins coupés sur un plan de masse BIE .. 212
Figure VI.44 : Module du coefficient de réflexion (a) et de transmission (b) du réseau de 8 éléments 213
Figure VI.45 : Rapport axial (a) et efficacité (b) de l'antenne réseau de 8 éléments 213
Figure VI.46 : Efficacité (a) et diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans $\varphi=0°$ et $\varphi=90°$ (b) 213

Liste des tableaux

Tableau VI.1 : Caractéristiques du substrat FR4-époxy utilisé 187
Tableau VI.2 : Performances d'un patch à coins coupés sur substrat FR4-époxy 189
Tableau VI.3 : Dimensions de la cellule unitaire 190
Tableau VI.4 : Différents paramètres de l'antenne pour chacun des plans de masse 191
Tableau VI.5 : Comparatif des performances entre les deux plans de masse 194
Tableau VI.6 : Dimensions du patch en fonction du nombre de cellules 194
Tableau VI.7 : Performances obtenues en fonction du nombre de cellules du PDM 198
Tableau VI.8 : Dimensions du patch et des coins coupés pour chaque hauteur 198
Tableau VI.9 : Performances obtenues pour chaque valeur de h 200
Tableau VI.10 : Comparatif des performances obtenues pour les différents types de patch . 203
Tableau VI.11 : Dimensions de l'antenne et ouverture angulaire à -3dB en fonction du nombre de cellules 209
Tableau VI.12 : Valeurs des différents paramètres de l'antenne 210
Tableau VI.13 : Comparatif des performances d'un réseau à 8 éléments en fonction du type de plan de masse 214

Références

[1] **F. Elek and G. V Eleftheriades,** "Dispersion Analysis of the Shielded Sievenpiper structure using Multiconductor Transmission Line (MTL) theory", *IEEE Microwave and Wireless components letters*, Vol **14**, N° 0, pp. 434-436, September 2004.

[2] **F. Elek and G. V Eleftheriades, "**Simple Analytical Dispersion Equations for the Shielded Sievenpiper", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1651-1654, 2006.

[3] **G.H Zhang, Y.Q Fu, Z. Chang and N.C Yuan,** "A circular waveguide antenna using high impedance ground plane", *IEEE Antennas and Wireless Propagations Letters*, Vol **2,** pp. 86-88, 2003.

[4] **M. Egels, T. Deleruyelle, P. Pannier and E. Bergeret,** "Low-cost surface technique for RFID reader antenna", *Microwave Optical Tech. Letters*, Vol. **52**, N°7, pp. 1469–1471, 2010.

[5] **A. Ludwig,** "Mutual coupling gain and directivity of an array of two identical antennas", *IEEE Trans Antennas Propagation*, Vol **24**, N°6, pp. 837-841, Nov 1972.

[6] **S. Pflaum,** "Etude et conception d'une antenne imprimée RFID UHF", *Rapport de stage de Master 2*, Université de Nice Sophia-Antipolis, Juin 2009.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse sont consacrés aux développements de solutions innovantes permettant l'obtention d'antennes miniatures, faibles coûts, directives et à polarisation circulaire dans la bande RFID UHF Europe (0,865-0,868 GHz). Les antennes planaires offrent d'excellentes performances radioélectriques en termes de bande passante, de polarisation circulaire et d'ouverture angulaire. Toutefois, leurs dimensions deviennent rapidement importantes (en basse fréquence) lors d'utilisation de substrats à faibles permittivités. De plus, leurs performances en termes de gain et d'ouverture angulaire sont réduites à cause de la propagation d'ondes de surface. Dans ce manuscrit, nous avons réussi à allier miniaturisation et directivité d'une antenne imprimée malgré la forte corrélation qu'il peut y avoir entre les deux.

Dans les deux premiers chapitres, nous avons présenté des généralités sur la technologie RFID (principe de fonctionnement, caractérisation et domaines d'applications) ainsi que sur les antennes planaires dont en particulier les techniques de miniaturisation, l'obtention d'une polarisation circulaire et l'amélioration de leurs directivités. Ces rappels ont permis nous l'espérons, de faciliter la compréhension des phénomènes mis en évidence dans ce travail de thèse.

Dans le troisième chapitre, trois nouvelles structures d'antenne à polarisation circulaire, utilisant la technique de miniaturisation des courts-circuits, ont été développées. Les solutions proposées nous ont permis à la fois de réduire de moitié la taille de l'élément résonant tout en conservant la polarisation circulaire. Nous avons vu que les conditions d'obtention (direction et ouverture) de la polarisation circulaire de ces antennes se faisaient dans des directions peu habituelles. Néanmoins, nous avons observé qu'en optimisant la taille du plan de masse, la position de l'élément rayonnant sur celui-ci, il était possible de dépointer la direction d'obtention de la polarisation circulaire dans une direction intéressante pour les applications visées dans le projet.

Le quatrième chapitre nous a permis de nous familiariser avec les structures métamatériaux et plus particulièrement avec les structures BIE. Un état de l'art sur les applications possibles d'une structure BIE dans la conception d'antennes a été réalisé, mettant en évidence l'intérêt qu'elles suscitent auprès de la communauté scientifique ces dernières années. Ce chapitre avait aussi pour objectif de compléter les bases essentielles auxquelles nous faisons référence dans ce manuscrit.

Le cinquième chapitre nous a montré qu'il était possible d'améliorer la directivité d'une antenne imprimée à l'aide d'une structure BIE 5x5 cellules. Nous avons pu observer qu'augmenter le nombre de cellules composant la structure BIE permet de réduire l'ouverture angulaire et donc d'obtenir une structure plus directive à condition de conserver la périodicité de la structure BIE (ce qui est obtenu grâce à un nombre impair de cellules dans chacune des

deux dimensions). Nous avons également pu observer que le choix du substrat ainsi que le nombre de cellules sont déterminants quant à l'obtention d'une bande interdite.

Dans le cas d'un substrat FR4 époxy, nous avons constaté que toutes les résonances n'étaient pas des résonances exploitables car non rayonnantes (faibles efficacités).La solution retenue (patch entouré d'une structure BIE 5x5 cellules) nous permet de couvrir la bande RFID UHF Europe en adaptation et en polarisation circulaire ainsi que de confiner le champ électromagnétique rayonné dans une ouverture angulaire de 53° (dans les deux plans).

Enfin dans le dernier chapitre, une nouvelle technique de miniaturisation des antennes imprimées basée sur le phénomène d'ondes lentes a été présentée. Une première étude menée sur une antenne imprimée sur un plan de masse de type « BIE » nous a permis de valider cette technique. L'utilisation de ce nouveau PDM permet d'allier à la fois miniaturisation de l'élément rayonnant et amélioration de ses caractéristiques radioélectriques notamment en termes de bande passante et d'efficacité. Les résultats pratiques sont en parfaite adéquation avec les simulations. Par ailleurs, nous avons étudié le fonctionnement d'un plan de masse BIE au travers de diverses études paramétriques. En premier lieu, nous avons observé l'influence de la hauteur du diélectrique. Les résultats de simulation ont montré qu'en augmentant cette hauteur jusqu'à une hauteur optimale de 8mm, on pouvait améliorer de façon significative les performances radioélectriques d'un patch. En second lieu, nous avons étudié l'influence du nombre de cellules composant le plan de masse BIE. Cette étude a montré que plus le nombre de cellules était faible, plus la miniaturisation de l'élément rayonnant était accentuée. En contrepartie, les performances de l'antenne étaient réduites. En dernier lieu, nous avons étudié la mise en réseau d'antennes juxtaposées sur un plan de masse BIE. Les résultats de simulations ont montré qu'il était possible de diminuer la distance entre éléments d'un tiers tout en gardant le même coefficient de couplage. Pour une ouverture angulaire quasiment équivalente, la taille du réseau à 8 éléments a ainsi été réduite de 36 % par rapport à un réseau sur un plan de masse classique. Ces travaux ouvrent plusieurs perspectives pour de futures recherches.

Perspectives

Dans la continuité de nos travaux sur les nouvelles antennes à polarisation circulaire de type résonateur à courts-circuits, il serait intéressant, dans un premier temps, de réduire la hauteur de ces antennes. Pour y parvenir, l'utilisation de fentes débouchantes sur l'élément rayonnant pourrait permettre d'allonger le trajet des courants et donc de diminuer la fréquence de résonance. Pour un fonctionnement dans la bande RFID UHF Europe, la hauteur de l'antenne serait alors réduite. L'adaptation de l'antenne pourra être obtenue grâce aux effets capacitifs engendrés par les fentes débouchantes. En plus de la diminution de la fréquence de résonance, l'insertion de fentes pourrait permettre de créer de nouvelles fréquences intéressantes.

Un deuxième axe de recherche concernerait la miniaturisation des dimensions globales de l'antenne imprimée entourée d'une structure BIE 5x5 cellules tout en conservant les performances obtenues dans le chapitre 5. En effet, en basse fréquence (autour de 1 GHz), les dimensions des cellules BIE ainsi que leur nombre nécessaire pour un bon fonctionnement entraîne des dimensions globales importantes. Pour cela, l'utilisation du phénomène d'ondes lentes développée dans le chapitre VI pourrait permettre d'y remédier.

Une autre perspective intéressante serait de savoir s'il existerait d'autres formes de BIE plus performante que celles utilisées dans ce manuscrit. Une dernière perspective concerne le plan de masse BIE. Il serait intéressant, tout d'abord, de caractériser le plan de masse en réflexion de phase en prenant en compte l'effet de blindage. Dans un second temps, étant donné, la forte bande passante obtenue en adaptation avec le plan de masse BIE, il serait judicieux d'améliorer la bande passante en polarisation circulaire. Cela pourrait permettre de couvrir toute la bande RFID UHF (0,86-0,96 GHz). Pour y parvenir, l'utilisation d'un coupleur hybride 3 dB ou la combinaison ligne retard « quart d'onde » et d'une structure CRLH serait une perspective intéressante. Pour conclure, l'utilisation de ce plan de masse sur d'autres structures antennaires telles que les antennes PIFA par exemple serait des pistes à creuser.

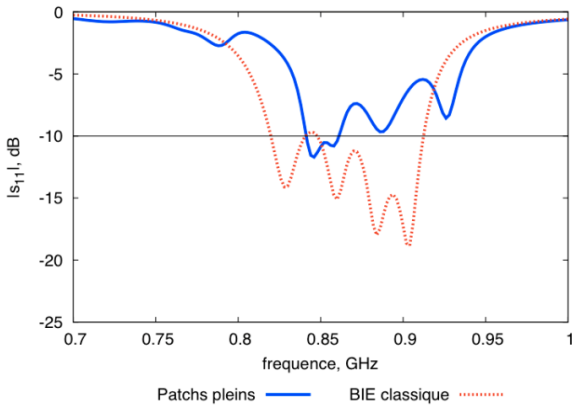
ANNEXES

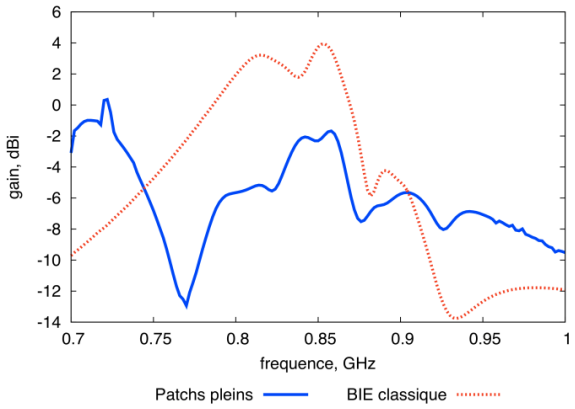
ANNEXE A

Afin de vérifier si l'antenne ne comporte pas comme un réseau, une étude d'une structure où tous les éléments sont remplacés par des patchs pleins est présentée ci-dessous. Nous comparons les résultats obtenus avec ceux vus au paragraphe III du chapitre V.

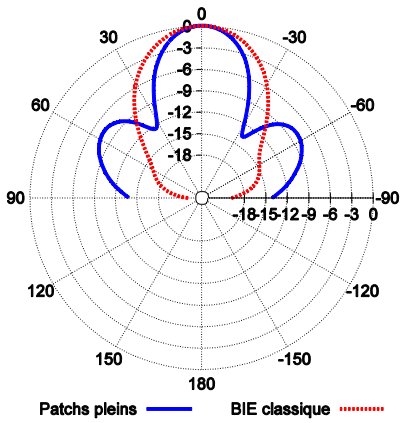
❖ Sur un substrat FR4-époxy

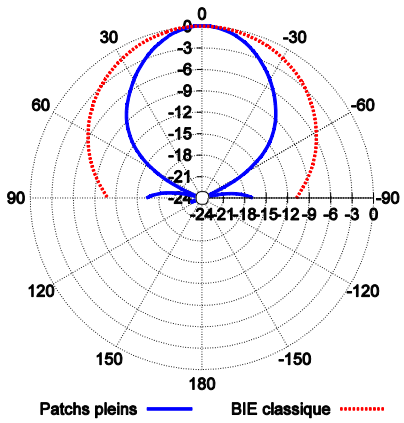
- **Module du S_{11} et gain**





- **Diagramme de rayonnement normalisé dans le plan x-z et y-z**



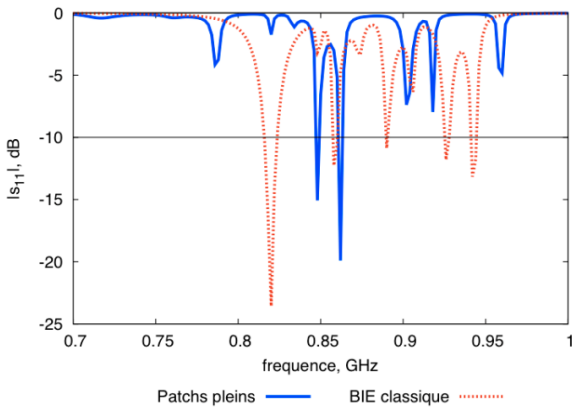


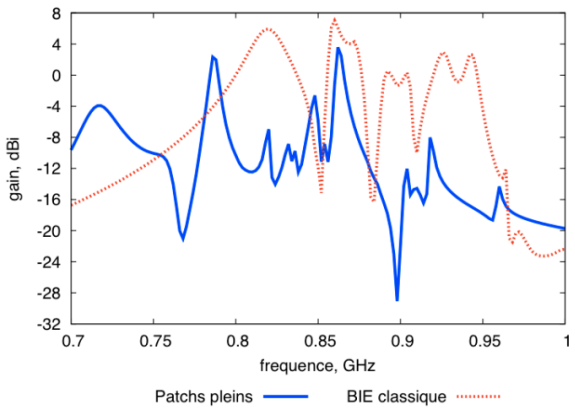
A partir des résultats présentés ci-dessus, nous montrons que lorsque la structure BIE est remplacée par des patchs pleins, un effet réseau est créé avec l'apparition de lobes secondaires dans les deux plans. La distance entre éléments étant trop faible, les patchs pleins se comportent comme des éléments parasites venant perturber le rayonnement du patch central.

ANNEXE B

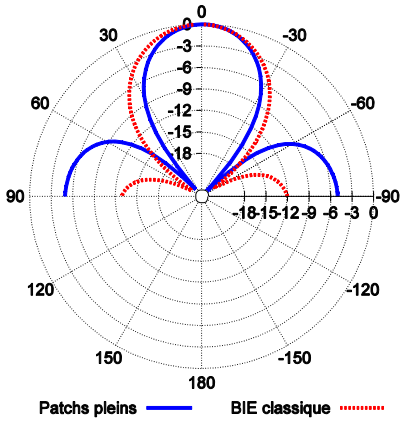
❖ Sur un substrat Rogers

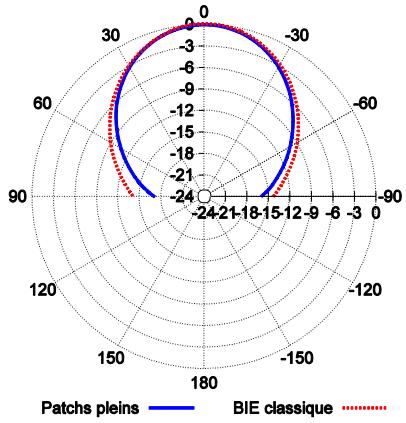
○ Module du S_{11} et gain





○ Diagramme de rayonnement normalisé dans le plan x-z et y-z





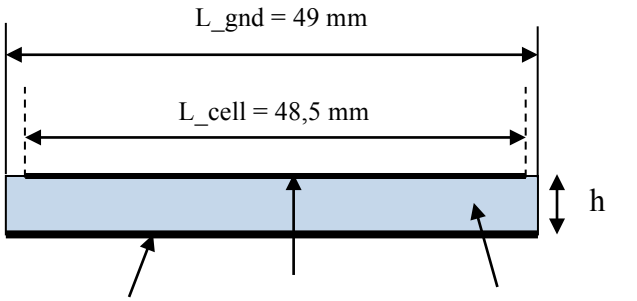
A partir des résultats présentés ci-dessus, nous pouvons en conclure que pour un substrat Rogers, l'antenne avec structure BIE se comporte comme un réseau. Les ondes de surface ne sont pas assez atténuées (trop peu de cellules), ce qui entraîne un fort couplage entre le patch et les cellules alentour.

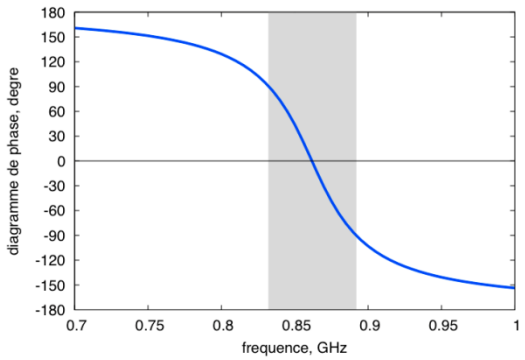
ANNEXE C

❖ Réseau à deux éléments avec réflecteur CMA

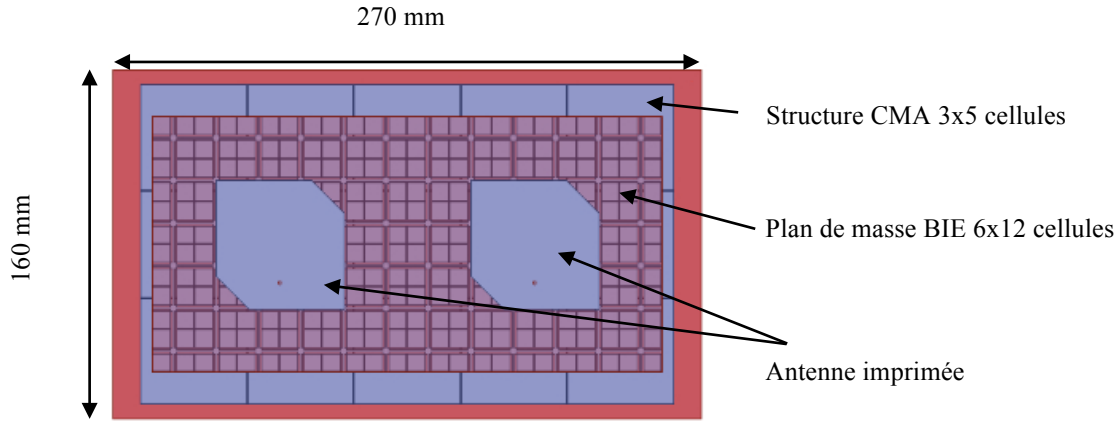
Afin de réduire le rayonnement arrière, nous proposons d'ajouter un plan réflecteur CMA derrière le PDM BIE. L'étude menée dans cette annexe a pour vocation de montrer que le rayonnement arrière engendré par les fentes sur le PDM BIE peut être limité en ajoutant un plan réflecteur CMA. La structure CMA est imprimée sur un substrat FR4 époxy d'épaisseur *h* de 4mm. Après une étude paramétrique (non présentée dans ce manuscrit), la distance entre le réseau d'antennes et la structure CMA est fixée à 4mm. C'est à cette distance que les meilleures performances de l'antenne sont obtenues. Il n'y a aucune optimisation des paramètres (point d'alimentation, Lcc, L_patch) de la structure réseau d'antennes entre le passage avec et sans structure CMA.

La caractérisation en réflexion de phase de la cellule unitaire CMA est montrée ci-dessous. La fréquence où la réflexion de phase est nulle est de 0,866 GHz.

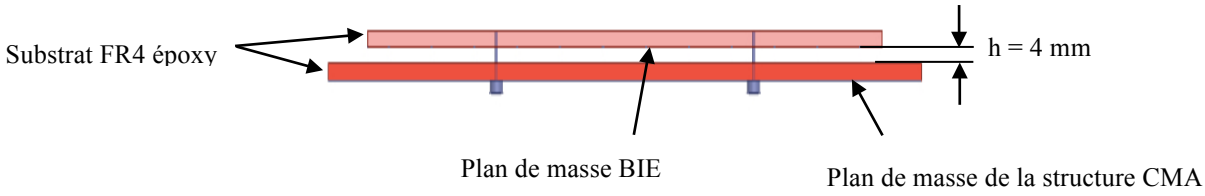




La géométrie de la structure proposée est :



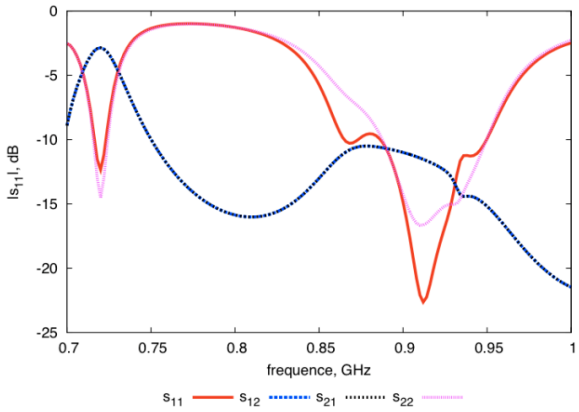
Vue de dessus



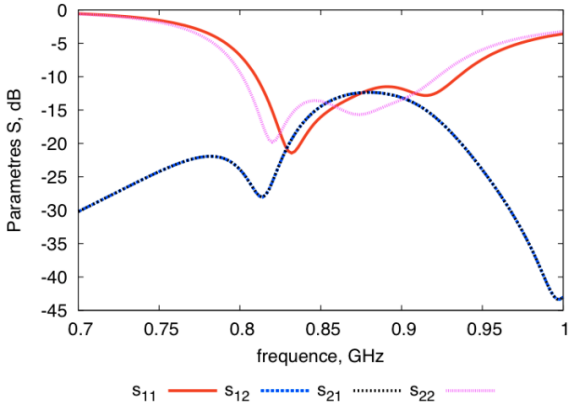
Vue de côté

Les résultats de l'antenne avec la structure CMA sont présentés ci-dessous. Ils sont comparés à l'antenne sans structure CMA.

- Paramètres S avec (a) ou sans (b) structure CMA

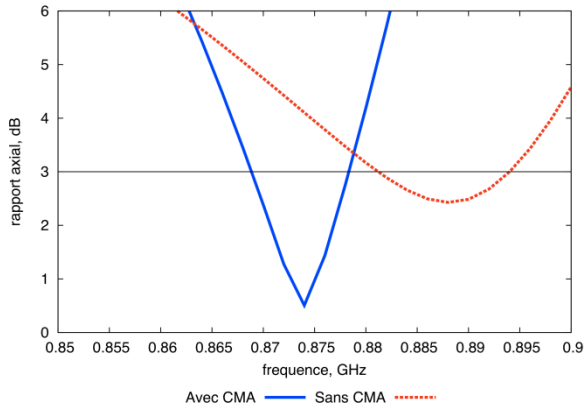


(a)

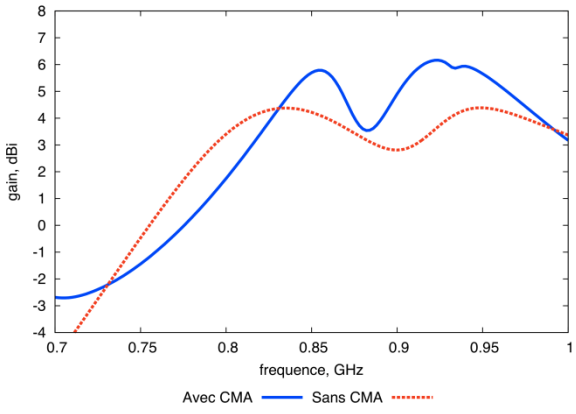


(b)

- Rapport axiaux (a) et gains (b) avec ou sans structure CMA

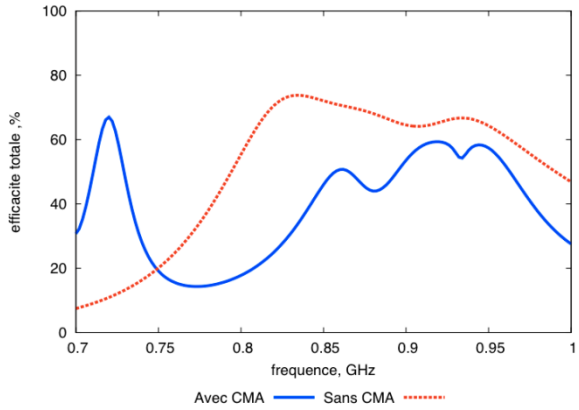


(a)

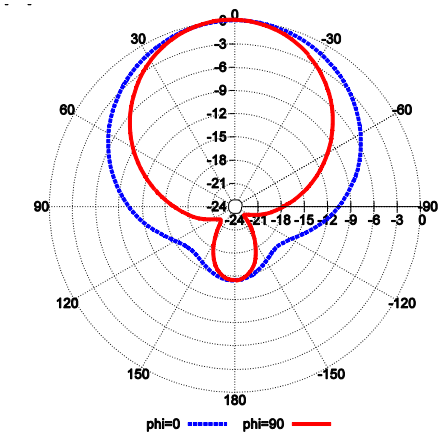


(b)

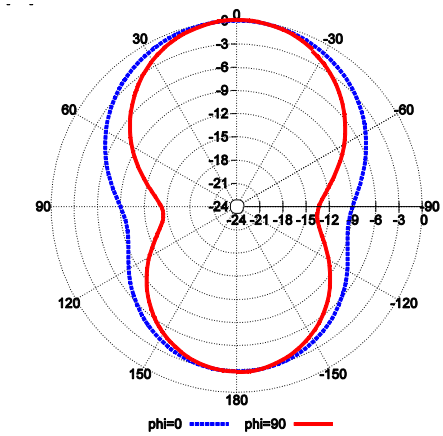
- Efficacité de l'antenne avec ou sans CMA



- Diagrammes de rayonnements avec (a) ou sans (b) CMA dans les deux plans



(a)



(b)

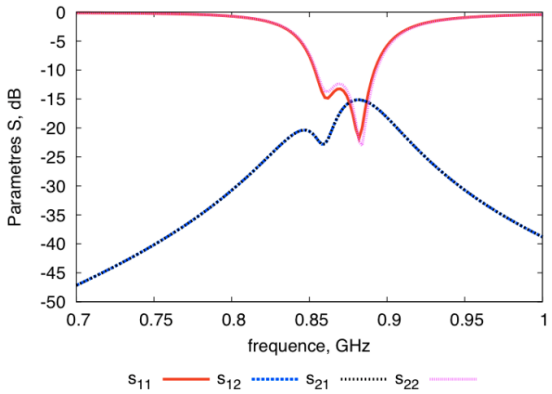
Dans cette étude, nous venons de montrer l'apport que pouvait avoir une structure CMA sur le rayonnement arrière d'un réseau de deux antennes imprimées sur un plan de masse BIE. Avec une structure CMA, le rayonnement arrière est diminué de 9 dB par rapport à une antenne sans structure CMA ce qui permet de réduire l'ouverture angulaire (61° au lieu de 71°). De plus, le gain de l'antenne avec une structure CMA a été amélioré d'environ 2 dBi. L'amélioration du gain d'une antenne est l'une des caractéristiques des plans réflecteurs CMA.

Toutefois, nous observons que la bande passante et l'efficacité de l'antenne avec une structure CMA ont été légèrement dégradées. Les courants sur le plan de masse ont peut-être été modifiés entraînant cette dégradation.

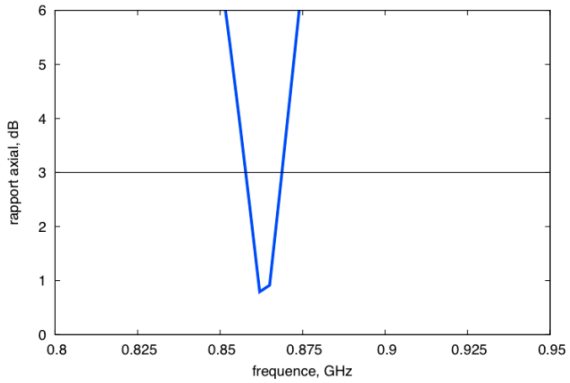
ANNEXE D

❖ Réseau à huit éléments sur un plan de masse classique

- Paramètres S (a) et rapport axial (b)

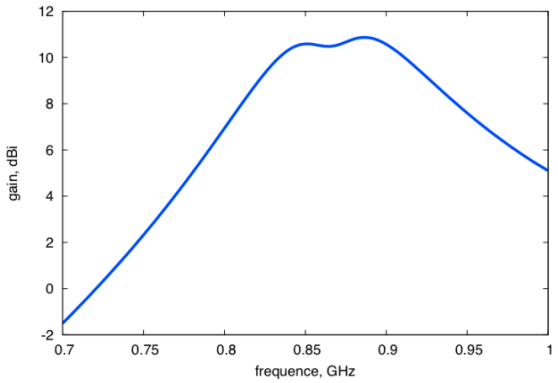


(a)

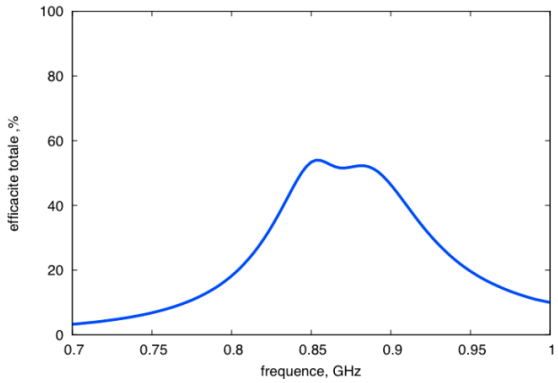


(b)

- Gain (a) et efficacité (b) du réseau

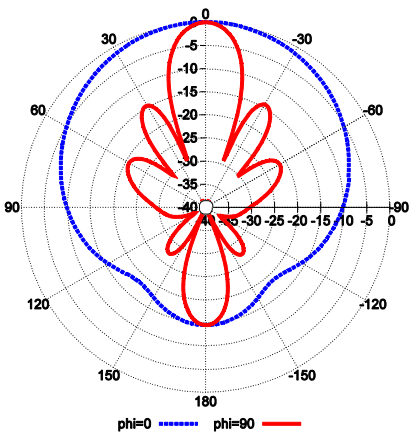


(a)



(b)

- Diagramme de rayonnement normalisé à 0,866 GHz



Résumé

La technologie RFID fait dorénavant partie intégrante de notre quotidien. Les applications correspondantes à cette technologie sont des plus en plus nombreuses et répandues.

Ce manuscrit a pour ambition la recherche de solutions innovantes pour lecteurs RFID UHF. Ce travail ayant été accompli dans le cadre du projet PACID Textile, les champs d'application de nos recherches ont été l'amélioration de la gestion, de la traçabilité et de la sécurité des textiles industriels et commerciaux de par des performances accrues des structures antennaires. Pour cela, l'antenne lecteur, entre autre, doit être miniature tout en étant faible coût, directive et à polarisation circulaire dans la bande RFID UHF (0,865-0,868 GHz). Les deux verrous technologiques principaux auxquels nous avons été confrontés pour l'antenne lecteur sont la gestion de sa direction de propagation privilégiée permettant de restreindre et maîtriser la zone de lecture ainsi que son encombrement afin de l'intégrer facilement dans n'importe quel environnement.

Pour répondre à cette problématique, les axes de recherche abordés dans ce manuscrit ont été :

- L'obtention de la polarisation circulaire à l'aide de résonateurs à courts-circuits.
- L'étude et la conception d'antennes à base de métamatériaux de type BIE (Bande Interdite Electromagnétique) afin d'améliorer la directivité des antennes imprimées de par les propriétés originales de ces structures
- La recherche de nouvelles techniques de miniaturisation des antennes imprimées par introduction d'un nouveau plan de masse de type BIE

Abstract

RFID technology is now a part of our daily lives. The corresponding applications are more and more numerous and widespread.

This work having been done in the framework of the PACID textile project, this thesis has the ambition to research innovative solutions for RFID readers in order to enhance the management, the traceability and the security of the industrial and commercial textiles. Towards this end, the antenna reader has to be miniature while being low-cost, directive and in circular polarization in the RFID UHF band (0.865-0.868 GHz). The two main technological challenges that we have faced for the reader antenna is managing its main direction of propagation to restrict and control the reading zone as well as the miniaturization of its size in order to easily integrate it into any environment.

To respond to this problem, the research areas discussed in this manuscript were:

- The obtaining of the circular polarization using short-circuited resonators
- The study and design of microstrip antennas based on EBG (Electromagnetic Band Gap) type metamaterials to improve their directivity by using the original properties of these structures
- The research of new miniaturization techniques for printed antennas by introducing a new EBG ground plane.

Publications

Revue internationale :

S. PFLAUM, P. Le THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, "Performance enhancement of a circularly polarized patch antenna for RFID readers using an EBG ground plane", *Microwave and Optical Technology Letters*, 2012.

Brevet :

S. PFLAUM, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, "Système d'antenne à polarisation circulaire et lecteur d'étiquette radiofréquence comportant un tel système", *N° INPI: FR 2971370, déposé le 10.08.2012.*

Conférences internationales:

S. PFLAUM, F. CANNEVA, P. Le THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, "PIFA antenna with tilted circular polarization angle for RFID applications", *Antennas and Propagation Society International Symposium* (APS-URSI), Orlando, 2013.

S. PFLAUM, P. Le THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, "Circularly Polarized Patch Antenna using UC-PBG structure for RFID Readers", *Antennas and Propagation (EUCAP), 7th European Conference*, Gothenburg, 2013.

S. PFLAUM, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, "Circularly Polarized Wire Patch Antenna for RFID Applications", *Antennas and Propagation (EUCAP), 6th European Conference*, Prague, pp. 2997- 3000, 2012.

S. PFLAUM, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, "Planar Inverted F Antenna Circularly Polarized for RFID applications", *Antennas and Propagation Society International Symposium* (APS-URSI), Chicago, 2012.

Conférences nationales:

S. PFLAUM, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, "Antenne miniature à polarisation circulaire pour des applications RFID", *Assemblée générale du GDR ondes "Interférences d'ondes*, Nice, 24-26 octobre 2011, session GT4.

S PFLAUM, F. CANNEVA, P. Le THUC, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ " Antenne PIFA à dépointage d'angle de polarisation circulaire pour des applications RFID" *Journée Nationales Microondes (JNM),* Paris, 15-17 Mai 2013.