Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante

Fabrice Linot

▶ **To cite this version:**

Fabrice Linot. Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante. Electromagnétisme. Télécom ParisTech, 2011. Français. NNT : . pastel-00617270

HAL Id: pastel-00617270
https://pastel.hal.science/pastel-00617270

Submitted on 26 Aug 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

ParisTech
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
PARIS INSTITUTE OF TECHNOLOGY

TELECOM ParisTech

Doctorat ParisTech

T H È S E

pour obtenir le grade de docteur délivré par

TELECOM ParisTech

Spécialité « Electronique et Communications »

présentée et soutenue publiquement par

Fabrice LINOT

le 7 Avril 2011

Apport des Surfaces à Haute Impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante

Directeur de thèse : **Xavier Begaud**
Directeur de thèse : **Christian Renard**

Jury

M. Georges Kossiavas, Professeur, Université de Nice Sophia-Antipolis	Rapporteur
M. Kouroch Mahdjoubi, Professeur, Université de Rennes 1	Rapporteur
M. Marc Hélier, Professeur, Université Pierre et Marie Curie	Examinateur
M. Sylvain Bolioli, Ingénieur de Recherche, ONERA	Examinateur
M. Xavier Begaud, Maître de Conférence, TELECOM ParisTech	Directeur de Thèse
M. Christian Renard, Ingénieur de Recherche, THALES Systèmes Aéroportés	Directeur de Thèse
M. Michel Soiron, Ingénieur Consultant, SART	Invité
M. Nicolas Capet, Ingénieur de Recherche, CNES	Invité

T H È S E

Remerciements

Exprimer des remerciements est tout aussi difficile qu'émouvant en soi. Cela signifie la fin de la thèse clôturant un nouveau chapitre de ma vie et me permet aussi de remercier toutes les personnes que j'ai rencontrées, qui m'ont aidé et qui m'ont supporté durant ces trois dernières années. Certains diront que j'ai battu le record du temps passé à remercier toutes les personnes lors de la soutenance, et iront même jusqu'à dire qu'il y avait de quoi tenir un nouvel oral de thèse. Ne vous inquiétez pas, ici je vais faire en sorte d'être le plus concis possible.

Cette thèse a été préparée au sein du groupe Radio Fréquences et Micro-ondes de TELECOM ParisTech et au sein du service Plateformes Antennes et Radômes de THALES Systèmes Aéroportés d'Elancourt.

Je tiens tout d'abord à remercier vivement mes directeurs de thèse, Xavier Begaud de TELECOM ParisTech pour m'avoir donné la chance d'effectuer mon stage à l'école et par la suite de continuer en thèse. Sa rigueur, son esprit d'organisation et sa maîtrise de soi furent pour moi un exemple. De même pour mes directeurs de thèse du côté THALES, Michel Soiron et Christian Renard. J'exprime toute ma gratitude à Michel Soiron qui fut un exemple de personne à laquelle j'aimerais ressembler par la suite : son esprit vif, sa présence et son leadership ont été un modèle. De même à Christian Renard, qui comme mes autres encadrants, m'a toujours laissé sa porte ouverte pour répondre à mes questions. Ses analyses, ses connaissances et ses remarques pertinentes m'ont permis de beaucoup progresser et m'enrichir.

Je suis honoré que Monsieur Marc Hélier, Professeur à l'Université Paris VI, ait accepté de présider le jury et d'évaluer mes travaux en tant qu'examinateur.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur Georges Kossiavas, Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis qui fut l'un de mes enseignants durant chaque année de mon Master. Il m'a fait un immense plaisir et un grand honneur en acceptant d'être l'un de mes rapporteurs au même titre que Monsieur Kouroch Mahdjoubi Professeur à l'Université de Rennes 1.

Je remercie également Monsieur Sylvain Bolioli de l'Onera et Nicolas Capet du CNES pour leur participation à mon jury de thèse en tant qu'examinateurs et invités.

Je souhaite vivement remercier les membres du département COMELEC de Telecom ParisTech et tout particulièrement Bernard Huyart, Jean Christophe Cousin pour

toutes les discussions que nous avons pu avoir aux pauses cafés du matin. Tout comme Eric Bergeault pour sa bonne humeur et son entrain. Je n'oublie pas Anne Claire Lepage, une personne remarquable, qui m'a suivi tout au long de ma thèse et qui fut d'un grand soutien. Le département ne pourrait tourner sans les personnes administratives comme Danielle Childz, Chantal Cadiat et Zouina Sahoune que je remercie pour leur aide, leur écoute et leurs conseils. J'adresse un grand merci à Karim Benkalaia pour son aide à la conception des prototypes. Je voudrais également remercier Messieurs Richard Cousin, Jerome Mollet et Christophe Morin de Computer Science Technology pour tous leurs conseils en simulation électromagnétique ainsi que tous les bons moments passés ensemble lors des conférences.

Un grand merci à toutes les personnes de l'école que j'ai pu côtoyer comme les professeurs d'espagnol Maria Ampuero et Maria Teresa Guilbert avec qui j'ai pu améliorer considérablement l'usage de cette langue. J'ai fortement apprécié tous les échanges avec les enseignants-chercheurs des autres départements de l'école, particulièrement Renaud Gabet et Lirida Naviner. De même pour Nicolas Religieux pour son aide autant au niveau informatique que personnel, le personnel administratif : je pense à Marie Millet Isabelle Duterde, Florence Besnard, Fabienne Lassausaie, Karima Andreani, Marie Noëlle Poulain, Claire Baudin, Dominique Célier, Alan Hornstein, Christelle Riffet qui m'ont toujours aidé avec enthousiasme soit dans l'organisation d'activités soit sur mon développement personnel et professionnel. Merci à Jacques Demerjian pour ses conseils sur le développement des activités des docteurs à l'école.

Toute ma gratitude à Yves Poilane pour toutes les discussions et son intérêt porté à mon développement professionnel. Je remercie également Henri Maitre pour son encouragement à développer les activités des doctorants à l'intérieur et en dehors de l'école.

Un grand merci à tous les doctorants, les docteurs et les stagiaires de l'école : je pense à Philippe Hamel, Maya Badr, Charlotte Hucher, Eric Bouton, Sami Mumtaz, Mireille Sarkiss, Mélanie Plainchault, Aude Herry, Sylwia Hyniewska, Elisabetta Bevacqua, Laurent Sauvage, Kais Mabrouk, Antoine Khy, Reda Mohellebi, Lila Mouffok, Aïta Thior, Lana Damaj, Julien Sarrazin, Jose Enriquez Gonzalez, Francesco Guidi, ainsi que tous les autres pour qui j'ai une pensée et qui se reconnaitront. Merci pour tous ces moments passés ensemble.

Je souhaite remercier particulièrement Ramzi Moghrani, Charles Alban Deledalle, Christopher Djoma et Michaël Grelier qui sont bien plus que de simples collègues de bureau mais des amis chers.

Je souhaite remercier aussi tous mes amis de Nice et plus particulièrement Sylvia Beninati, Marc Benninati, Loïc Wauters qui m'ont toujours soutenu malgré la distance.

Une pensée toute particulière à ma mère, mon frère, mon père et qui m'ont toujours soutenu et encouragé pour arriver à ce résultat.

Voilà j'en ai terminé mais si vous n'avez pas tout lu, tout peut se résumer en ces

quelques mots :

Merci à tous pour votre présence et votre soutien indéfectible.
A bientôt

Abstract

The fast growing of antennas technology allow to design efficient radiating structures which open up new innovative horizon. Phased array antennas play a growing place in modern airborne systems because it offers radio electric performances and integration capacities which can't be considered with others technologies. These applications can be grouped within the same system including antenna arrays with scan angle over a large frequency spectrum. Nevertheless, important antenna performance limitations are due to mutual coupling between radiating elements and to limited space available for antenna integration into aircraft.

These two limitations can be removed with High Impedance Surface. HIS behaves as an artificial magnetic conductor (AMC) and/or electromagnetic band gap material which exhibits forbidden electromagnetic band gap (EBG) for surface waves at certain frequency bandwidths.

After a state of the art of artificial materials and their abilities to reduce mutual coupling in an array, we present and propose analytical and numerical methods, validated by measurements, to design AMC, EBG structures, and compact absorbing material.

Then we study several configurations employing classical solutions and HIS solutions used as a filter to reduce mutual coupling between two microstrip antennas spaced by a half wavelength.

Finally, we present an analytical method, validated by numerical simulations, for designing a self-complementary connected antenna array located above a high impedance ground plane. Employed as reflector, HIS can create several additional bandwidths, possibly agile in frequency, and then widening the initial bandwidth of the antenna array. Moreover HIS can be designed for reducing the total antenna thickness.

Table des Matières

Remerciements i

Remerciements i

Abstract iii

Abstract v

Liste des acronymes xi

Introduction générale 1

1 Etat de l'art des méthodes de minimisation du couplage dans les antennes réseaux 5

1.1 Introduction . . . 5
1.2 Le couplage mutuel . . . 6
1.2.1 Méthodes de prise en compte du couplage . . . 7
1.2.2 Couplage par ondes propagatrices . . . 9
1.3 Etat de l'art des méthodes de minimisation du couplage dans les réseaux d'antennes . . . 14
1.3.1 Les méthodes conventionnelles . . . 14
1.3.1.1 Isolation des éléments rayonnants . . . 14
1.3.1.2 Modification de la permittivité effective du substrat . . . 14
1.3.1.3 Modification de l'élément rayonnant . . . 15
1.3.2 Les structures artificielles . . . 15
1.3.2.1 Les matériaux magnétiques artificiels . . . 15
1.3.2.2 Le conducteur magnétique artificiel . . . 18
1.3.2.3 Les structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE) . . . 19
1.3.3 Etat de l'art des méthodes de minimisation du couplage à l'aide de structures artificielles . . . 20
1.3.3.1 Modification du substrat . . . 22
1.3.3.2 Utilisation de superstrat . . . 24
1.3.3.3 Modification du plan de masse . . . 26
1.4 Conclusion . . . 26

2 Modélisation analytique, numérique et résultats expérimentaux des SHI 27
2.1 Introduction . . . 27
2.2 Modélisation analytique de SHI . . . 27
2.2.1 Etat de l'art des méthodes de calcul analytique . . . 27
2.2.2 Présentation du modèle utilisé . . . 28
2.2.2.1 Calcul du coefficient de réflexion d'une structure artificielle 28
2.2.2.1.a Conducteur Magnétique Artificiel . . . 28
2.2.2.1.b Structure à bande interdite électromagnétique . . . 32
2.2.2.1.c SHI absorbante . . . 35
2.2.2.1.d SHI active . . . 39
2.2.2.2 Calcul du diagramme de dispersion d'une structure artificielle . . . 39
2.2.2.2.a Méthode de la résonance transverse (MRT) . . . 39
2.2.2.2.b Méthode de la matrice chaîne . . . 42
2.3 Modélisation numérique de SHI . . . 44
2.3.1 Méthodes de calculs numériques . . . 44
2.3.1.1 Méthode temporelle . . . 45
2.3.1.2 Méthode fréquentielle . . . 46
2.3.2 Application aux structures artificielles . . . 47
2.3.2.1 Coefficient de réflexion d'une SHI . . . 47
2.3.2.2 Diagramme de dispersion d'une SHI . . . 48
2.4 Caractérisation expérimentale . . . 49
2.4.1 Coefficient de réflexion . . . 49
2.4.2 Diagramme de dispersion . . . 52
2.5 Conclusion . . . 54

3 Etude du couplage entre antennes imprimées en présence de surfaces artificielles 55
3.1 Introduction . . . 55
3.2 Dimensionnement du réseau d'antennes imprimées . . . 56
3.2.1 Antenne imprimée élémentaire . . . 56
3.2.2 Etude du couplage entre antennes imprimées rectangulaires dans les configurations plans E et H . . . 58
3.3 Techniques de réduction du couplage entre antennes imprimées . . . 60
3.3.1 Influence des solutions conventionnelles sur le couplage mutuel entre antennes imprimées . . . 61
3.3.2 Influence des SHI sur le couplage mutuel entre antennes imprimées 64
3.3.2.1 Conducteur magnétique parfait . . . 64
3.3.2.2 Conducteur magnétique artificiel . . . 69
3.3.2.3 Structures à bande interdite électromagnétique . . . 73
3.4 Conclusion . . . 78

4 Antenne directive Ultra Large Bande sur réflecteur à haute impédance 81
4.1 Introduction . . . 81
4.2 Antenne réseau connectée auto-complémentaire . . . 82
4.2.1 Description de la structure de l'antenne . . . 82

4.2.2 Analyse de l'antenne réseau connectée auto-complémentaire sur plan de masse parfaitement conducteur 84
4.3 Modélisation analytique de l'antenne réseau connectée auto-complémentaire sur réflecteur particulier 87
4.3.1 Introduction 87
4.3.2 Modèle analytique 87
4.4 Influence des réflecteurs artificiels sur le coefficient de réflexion de l'antenne réseau connectée 91
4.4.1 Antenne réseau sur CEP 91
4.4.2 Antenne réseau sur CMP 98
4.4.3 Antenne réseau sur SHI 98
4.4.4 Antenne réseau sur SHI active 104
4.4.5 Antenne réseau sur R-SHI 106
4.4.6 Antenne réseau ultra-compacte 107
4.5 Conclusion 109

Conclusions générales et Perspectives **111**

Publications personnelles **115**

Bibliographie **117**

Liste des acronymes

Acronymes	Traduction Français / Anglais
ADS	Advanced Design System
BIE/EBG	Bande Interdite Electromagnétique / Electromagnetic Band Gap
CEP/PEC	Conducteur Electrique Parfait / Perfect Electric Conductor
CMA/AMC	Conducteur Magnétique Artificiel / Artificial Magnetic Conductor
CMP/PMC	Conducteur Magnétique Parfait / Perfect Magnetic Conductor
CST MWS	Computer Simulation Technology MicroWave Studio
FDTD	Finite-Difference Time-Domain
FEM	Finite Element Method
FIT	Finite Integration Technique
HFSS	High Frequency Structure Simulator
GND	Masse / Ground
LEBG	Loaded Electromagnetic Band Gap
MoM	Method of Moments
MRT	Méthode de la Résonance Transverse
PBA	Perfect Boundary Approximation
PBC	Periodic Boundary Conditions
PML	Perfectly Matched Layers
RAM	Radar Absorbent Materials
R-SHI/R-HIS	Surface Haute Impédance Résistive/ Resistive High Impedance Surface
SSF / FSS	Surface Sélective en Fréquence / Frequency Selective Surface
SHI/HIS	Surface Haute Impédance / High Impedance Surface
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electric Magnetic
TM	Transverse Magnetic
UC-PBG	Ultra-Compact Photonic Band Gap
via	Vertical Interconnect Access

Introduction générale

La technologie des antennes actives permet de concevoir des structures rayonnantes performantes qui ouvrent de nouveaux horizons applicatifs dans les systèmes aéroportés modernes civils et militaires. La mise en œuvre des très nombreuses fonctions telles que la détection, la guerre électronique, les communications et la navigation se traduit par une nécessité d'implanter de nombreuses antennes sur des porteurs de taille limitée. L'ensemble de ces moyens nécessite des besoins en termes de bande passante pouvant s'étendre de la bande VHF à la bande Ka, de balayage du faisceau sur un secteur angulaire large autour du porteur, de diagramme de rayonnement et d'agilité de polarisation. Ces besoins sont couplés à celui d'une intégration physique forte des antennes sur le porteur (par exemple un avion d'armes). Une des voies possibles pour réduire cette complexité est de regrouper le maximum de fonctions au sein d'un même système. Cette solution est envisageable à l'aide de la technologie des antennes réseaux en privilégiant des solutions "faible épaisseur" de type antennes imprimées. La technologie microruban permet de réaliser des antennes directives constituées de multiples éléments rayonnants régulièrement répartis sur une surface et alimentés par des circuits (amplificateurs et déphaseurs) hyperfréquences. Ces fortes contraintes d'intégration sont d'autant plus importantes que l'on doit y ajouter les inconvénients liés aux découplages entre éléments rayonnants. La prise en compte des découplages est fondamentale et il est important de prédire le niveau d'isolation minimal nécessaire au bon fonctionnement des multiples antennes aux fonctionnalités diverses (telles que l'émission et réception) présentes sur un porteur. Les différentes antennes sont réparties dans des endroits stratégiques pouvant être très restreints. Dès lors que les antennes sont placées au sein d'un réseau, les interactions électromagnétiques entre les éléments rayonnants se manifestent par la modification des répartitions des courants de surface. Ceci engendre une modification du comportement électromagnétique de l'antenne et du réseau : déformation du diagramme de rayonnement, désadaptation de l'impédance d'entrée, gain, etc. Les substrats utilisés dans les antennes réseaux imprimés favorisent l'excitation des ondes de surface responsables des zones aveugles dans certaines directions de l'espace à certaines fréquences [1]. La technologie microruban se prête difficilement à la réalisation d'antennes directives à très large bande passante. Une solution est d'utiliser, comme plan rayonnant de l'antenne, un réseau connecté auto-complémentaire. L'antenne est alors quasiment indépendante de la fréquence et fonctionne sur une très large bande passante [2]. On notera que contrairement aux solutions classiques, tous les pavés rayonnants constituant l'antenne sont reliés les uns aux autres et ne peuvent donc être considérés isolés. Cette propriété permet d'exciter des longueurs d'ondes supérieures aux dimensions d'un pavé élémentaire et ainsi d'augmenter la largeur de la bande passante. Cependant cette antenne réseau est bidirectionnelle et la moitié du rayonnement est

inutilisée. Ce problème peut être résolu par l'ajout d'un réflecteur métallique à l'arrière de l'antenne. Le réflecteur métallique est placé à une distance d'un quart de longueur d'onde à la fréquence centrale de la bande passante considérée. Ce choix permet d'obtenir une bonne adaptation de l'antenne avec une faible dégradation du gain. Le réflecteur métallique n'est cependant optimal que dans une bande de fréquences réduite notamment lorsqu'un balayage électronique est nécessaire.

Les Surfaces à Haute Impédance (SHI) peuvent apporter des évolutions très intéressantes. Ces structures sont développées, dans le cadre d'applications aéroportées, pour répondre aux besoins d'amélioration des découplages entre éléments rayonnants et de miniaturisation des antennes [3]. En effet ces matériaux ont la particularité de pouvoir se comporter comme un conducteur magnétique artificiel permettant de s'affranchir de la distance d'un quart de longueur d'onde entre l'antenne et son réflecteur. De plus certains de ces matériaux ont la capacité d'interdire la propagation des ondes de surface. Les SHI sont alors utilisées comme barrières électromagnétiques pour améliorer le découplage entre antennes espacées d'une distance supérieure à la demi-longueur d'onde. Peu de travaux ont considéré l'emploi des structures à haute impédance comme réflecteur dans une antenne réseau, la bande passante de l'antenne étant étroitement liée à la distance séparant la surface rayonnante du réflecteur. Des récents travaux [4] ont montré que ces structures, employées comme réflecteur d'une antenne réseau, permettent d'élargir la bande passante.

L'objectif de cette thèse est de présenter les différentes contributions possibles apportées par l'utilisation de SHI lors de la conception d'antennes réseaux compactes et à très large bande passante. Les travaux de recherche ont été menés au sein du laboratoire Radio Fréquences et Micro-ondes de Télécom ParisTech en collaboration CIFRE avec THALES Systèmes Aéroportés Elancourt. Cette thèse s'inscrit dans la continuité des travaux de Schreider où une SHI, employée comme réflecteur, fut développée pour réduire l'épaisseur d'une antenne à large bande passante à environ $\lambda/100$ [5]. L'ensemble des travaux sont regroupés en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente une introduction aux phénomènes de couplages électromagnétiques entre antennes. Cette introduction nous permet de comprendre les enjeux et la forte implication des ondes de surface dans les couplages mutuels. Suite à une présentation des surfaces à haute impédance et à leurs différentes capacitées, la solution d'utiliser les SHI pour améliorer les performances des réseaux est retenue. Un état de l'art des méthodes de minimisation du couplage électromagnétique dans un réseau est présenté. Il regroupe différentes méthodes dites conventionnelles et des solutions utilisant des SHI pour améliorer les découplages dans un réseau .

Le second chapitre décrit les méthodes analytiques, numériques et expérimentales permettant de dimensionner et de caractériser les matériaux artificiels : conducteur magnétique artificiel (CMA), à bande interdite électromagnétique (BIE), des CMA passifs et actifs. Les différents modèles analytiques confrontés aux simulations numériques et validés par des résultats expérimentaux nous permettent de définir les outils nécessaires pour la conception de SHI.

Le troisième chapitre est consacré à l'apport des SHI à l'amélioration du découplage entre antennes au sein d'un réseau compact. Il comporte l'analyse du couplage mutuel entre deux antennes imprimées espacées l'une de l'autre d'une demi longueur d'onde. Une synthèse des différentes solutions proposées par les structures conventionnelles et par les SHI, lorsqu'elles sont employées comme barrières électromagnétiques, est effectuée. Cette étude permet de mettre en avant les avantages et les inconvénients de chaque solution lors de la conception d'un réseau compact d'éléments rayonnants.

Le quatrième chapitre propose et analyse un modèle permettant de dimensionner une antenne réseau ultra large bande sur des réflecteurs particuliers. L'antenne considérée est une antenne réseau connectée auto-complémentaire. Le modèle analytique est basé sur le modèle de lignes de transmission et conforté par des simulations numériques permet de mettre en avant les différentes solutions apportées par les matériaux artificiels dans la conception d'antennes réseaux ultra large bande. Le modèle analytique présenté permet notamment d'effectuer une étude paramétrique de l'antenne réseau pour un temps de calcul notablement inférieur à celui d'un simulateur électromagnétique 3D. Ce dernier pourra donc n'être utilisé que dans la phase finale de mise au point de l'antenne.

En conclusion, sont résumés les travaux présentés dans ce mémoire et sont abordées les axes possibles sur lesquels devraient poursuivre ces travaux.

Chapitre 1

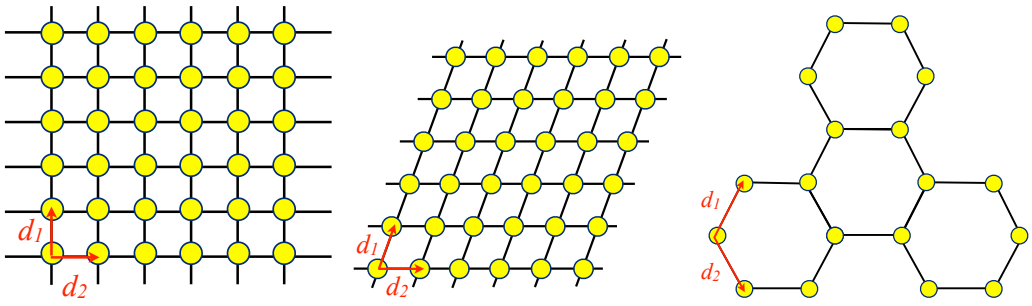
Etat de l'art des méthodes de minimisation du couplage dans les antennes réseaux

1.1 Introduction

Dans le domaine des télécommunications, les utilisateurs ont tendance à favoriser l'utilisation de dispositifs légers, peu encombrants et de faibles coûts. La technologie des antennes imprimées permet de répondre à ces critères par gravure d'éléments métalliques sur une couche diélectrique surmontant un plan de masse. La structure de ces antennes est souple et conformable, permettant de les intégrer facilement dans divers systèmes de communications. Le choix et la forme de l'élément rayonnant dépend de l'application et donc de certains facteurs : la fréquence d'utilisation, la puissance rayonnée, la polarisation, le gain ainsi que la bande passante de l'antenne. L'association en réseau de plusieurs antennes permet de compenser les limitations d'une antenne seule. Une antenne réseau est classiquement constituée d'éléments rayonnants excités séparément ou en sous réseaux dans le but d'accroître les performances en gain et rayonnement (par exemple accroitre la directivité dans une direction de l'espace). Un des principaux avantages des antennes réseaux est leur aptitude à effectuer un balayage du faisceau dans certaines directions de l'espace. Le procédé consiste à alimenter chaque source avec une amplitude et une phase contrôlées électroniquement. L'avantage est, contrairement aux antennes à réflecteur, l'absence de système de rotation mécaniques lourds et dont l'inertie importante empêche l'exploration rapide de l'espace. Les réseaux sont constitués de multiples éléments rayonnants (tels que des cornets, ouvertures de guides d'ondes, dipôles, antennes imprimées,...) disposés dans une configuration linéaire, planaire ou volumique. Un réseau linéaire consiste en une répartition, généralement périodique, selon un vecteur des différents éléments rayonnants. Similairement, un réseau planaire est constitué de multiples éléments rayonnants répartis selon deux vecteurs tandis qu'un réseau volumique a ses éléments répartis selon trois vecteurs (non colinéaires). Ces vecteurs définissent une cellule élémentaire, dans le cas d'un réseau périodique, pouvant contenir un ou plusieurs éléments rayonnants du réseau, qui sera translatée périodiquement selon une, deux ou trois directions. Il existe différents types de réseaux planaires tels que : les réseaux à maille rectangulaire, triangulaire ou hexagonale (Fig. 1.1). Le choix du type de répartition dépend de l'application souhaitée. La méthode la plus

simple pour étudier un réseau est d'admettre que toutes les antennes sont identiques et que toutes possèdent le même diagramme de rayonnement en présence de leurs voisines. Le rayonnement global du réseau est obtenu à partir du facteur de réseau qui est une combinaison des rayonnements de chaque antenne élémentaire. Cette méthode est valable uniquement lorsque les éléments rayonnants sont suffisamment espacés les uns des autres pour admettre que le couplage mutuel est négligeable. Cependant tout élément rayonnant placé au voisinage d'un autre élément, qui peut lui même être rayonnant, verra sa distribution de courant altérée. Dès lors que les antennes sont placées au sein d'un réseau, les interactions électromagnétiques entre les éléments rayonnants se manifestent par la modification des répartitions des courants de surface. Ceci engendre une modification du comportement électromagnétique de l'antenne et du réseau : déformation du diagramme de rayonnement, désadaptation de l'impédance d'entrée, gain, etc.

Dans ce premier chapitre nous présenterons une méthode de prise en compte du couplage mutuel ainsi que les inconvénients majeurs de celui-ci dans les antennes réseaux imprimées. Par la suite, une introduction aux matériaux artificiels sera faite pour présenter finalement un état de l'art de l'implication des applications des structures artificielles dans les antennes réseaux.



(a) (b) (c)

FIGURE 1.1 – Exemples de réseaux planaire : (a) Maille rectangulaire, (b) Maille triangulaire, (c) Maille hexagonale

1.2 Le couplage mutuel

Diverses définitions du couplage mutuel sont présentées dans la littérature. Daniel décrit dans [6] que lorsque deux antennes sont identiques le couplage mutuel peut être exprimé en émission ou en réception respectivement par les équations suivantes :

$$C_e(f)_{dB} = 10 \cdot log_{10} \frac{\mid S_{21}(f) \mid^2}{1- \mid S_{11}(f) \mid^2} \tag{1.1}$$

$$C_r(f)_{dB} = 10 \cdot log_{10} \frac{\mid S_{21}(f) \mid^2}{1+ \mid S_{11}(f) \mid^2} \tag{1.2}$$

Ces expressions dépendent du coefficient de transmission S_{21}, mais aussi du coefficient d'adaptation S_{11}. L'équation 1.1 définie le couplage mutuel entre une antenne en émission et l'autre en réception chargée sur son impédance d'entrée. On constate alors que plus l'antenne est désadaptée plus le coefficient de couplage est fort. Lorsque

l'antenne est adaptée, le coefficient de couplage en émission dépend uniquement du paramètre S_{21}. De ce fait, il est fréquent de définir le couplage entre deux antennes comme le coefficient de transmission S_{ij}. En revanche le couplage mutuel entre deux antennes en réception ne peut se restreindre à l'étude du coefficient de transmission.

L'analyse de réseaux, tenant compte du couplage mutuel, est faite à partir de la matrice d'impédance mutuelle [Z], ou par la matrice d'admittance mutuelle [Y], ou encore par la matrice de transmission [S].

1.2.1 Méthodes de prise en compte du couplage

Les premiers travaux ont porté sur les couplages entre dipôles, puis sur les fentes dans les guides d'onde. Les calculs ont été étendus par la suite aux antennes microruban. Pozar a étudié le couplage mutuel entre deux antennes imprimées par une analyse par ondes planes [7]. L'analyse a ensuite été adaptée à différentes formes d'antennes et d'alimentations. La formulation d'une matrice décrivant un réseau permettra de déterminer la matrice complète des impédances mutuelles [Z] [8].

Considérons un réseau périodique composé de M x N antennes microruban. Celles-ci sont généralement excitées au travers d'une sonde coaxiale où le courant induit sur l'antenne s'écrit :

$$I_{mn} = I_{00} w(m,n) e^{-jk_0(mau+nbv)} \tag{1.3}$$

Avec I_{00} l'amplitude du courant d'excitation sur la cellule de référence, $w(m,n)$ la loi de variation de l'amplitude, k_0 la longueur d'onde dans le vide, u et v les cosinus directeurs du repère cartésien (Fig. 1.2) définis par :

$$u = \sin\theta\cos\phi \tag{1.4}$$

$$v = \sin\theta\sin\phi \tag{1.5}$$

Où l'angle d'élévation θ et l'angle d'azimut ϕ permettent de repérer une source dont les coordonnées sont définies par le vecteur $\overrightarrow{r}$:

$$\overrightarrow{r} = u\overrightarrow{x} + v\overrightarrow{y} + w\overrightarrow{z} \tag{1.6}$$

$$w = \cos\theta \tag{1.7}$$

On considérera par la suite que chaque élément est excité avec un courant d'excitation d'amplitude constante, soit $w(m,n) = 1$ et à variation linéaire de phase. L'approche dite "élément par élément" permet d'analyser des réseaux en évaluant toutes les interactions électromagnétiques qui peuvent exister entre les éléments du réseau. Le principe de cette méthode est basé sur la transposition des équations de Maxwell dans le domaine spectral, sur l'écriture des conditions de continuité sur chaque interface ainsi que sur l'écriture de l'équation de Helmholtz pour chaque milieu de propagation. Ces relations permettent de déduire les fonctions de Green reliant les champs électromagnétiques aux

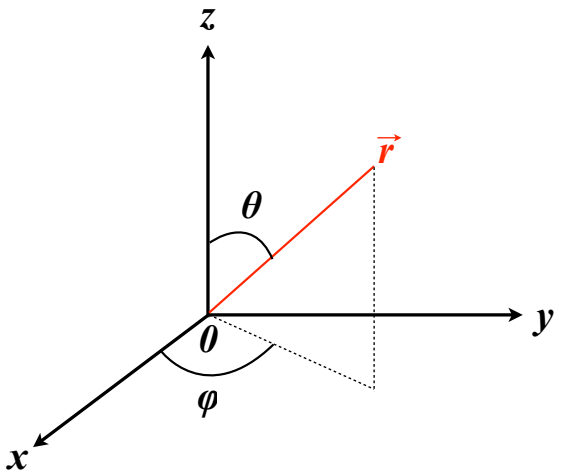


FIGURE 1.2 – Repère cartésien

courants générés sur les interfaces séparant différents milieux de propagation. Une méthode numérique est utilisée pour déterminer les courants de surface sur chaque élément rayonnant [9]. L'antenne réseau peut être décrite à l'aide d'un multi-pôle d'impédance [Z] comprenant autant d'accès que d'antennes [7] :

$$[Z][I] = [V] \tag{1.8}$$

Dans laquelle, [Z] est la matrice des impédances mutuelles traduisant le couplage entre chaque élément, [V] et [I] sont respectivement le vecteur d'excitation et le vecteur de courant excité. Le courant excité sur chaque partie métallique est obtenu par l'intégrale de rayonnement. On comprend alors que plus la dimension du réseau augmente, plus la dimension de la matrice [Z] augmente et plus il est difficile et coûteux de calculer les effets du couplage mutuel en alimentant une seule antenne à la fois. Si le réseau est uniforme (éléments identiques, période uniforme, amplitude uniforme) et assez grand pour ne pas tenir compte des effets de bord, alors l'approximation de réseau infinie peut être utilisée : celle-ci modélise les éléments situés au centre d'un grand réseau fini incluant les effets dus au couplage mutuel. Si $N \to \infty$, la matrice d'impédance est de dimension infinie et présente une symétrie de Toepliz. L'impédance mutuelle entre deux antennes dépend alors uniquement de leurs positions relatives (ligne ou colonne). De ce fait, choisir l'élément de référence situé au centre d'un petit réseau "devrait" donner les résultats les plus réalistes pour la simulation de réseaux plus grands. L'impédance active du réseau peut donc s'écrire :

$$Z(\theta, \phi) = \frac{V_{00}}{I_{00}} = \frac{V_{mn}}{I_{mn}} \tag{1.9}$$

Où I_{00} et V_{00} sont respectivement le courant et la tension d'excitation observés au port d'excitation de la cellule 00 lorsque le réseau est en fonctionnement actif. Cette tension est donc la somme des contributions de chaque cellule. En insérant la définition du courant d'excitation (1.3) dans celle de l'impédance active (1.9), cette dernière peut alors s'écrire :

$$Z(\theta, \phi) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} {Z_{00}}^{mn} e^{-jk_0(mau+nbv)} \tag{1.10}$$

1.2.2 Couplage par ondes propagatrices

La mise en réseau d'éléments rayonnants n'est pas la seule origine du couplage mutuel : la technologie employée peut aussi être l'une des causes des perturbations décrites ci-dessus. Rappelons que dans le cadre de cette thèse, les sources rayonnantes étudiées sont des antennes microruban. Cette technologie conduit à des antennes compactes, simples à réaliser et donc peu onéreuses.

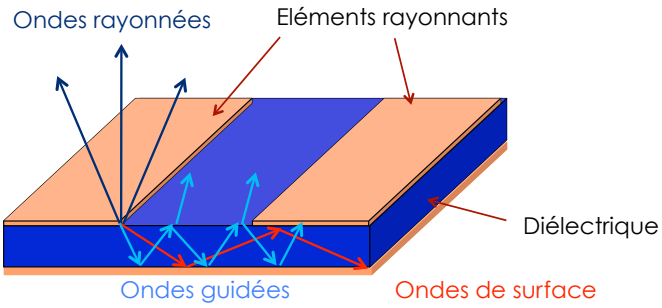


FIGURE 1.3 – Représentation des différentes ondes se propageant dans une antenne imprimée

La technologie microruban est susceptible de propager différents types d'ondes représentées sur la Figure 1.3. Parmi toutes ces ondes, trois d'entre elles sont responsables d'une augmentation du couplage mutuel :

• *Les ondes guidées* : traduisent une propagation du champ électrique piégé dans le substrat entre deux plans conducteurs, à savoir entre l'antenne et le plan de masse. De ce fait lorsque les éléments sont proches les uns des autres, les ondes guidées vont circuler entre chaque antenne adjacente provoquant une augmentation du couplage mutuel.

• *Les ondes rayonnées* : proviennent du rayonnement émis par les différentes parties métalliques composant l'antenne. Celles-ci se propageant dans l'espace libre, elles peuvent entrer en contact avec les sources voisines créant dès lors un courant induit et perturber le fonctionnement du réseau. Elles sont responsables du couplage aérien.

• *Les ondes de surface* : traversent le substrat avec un angle d'incidence θ variant entre $\pi/2$ et $\sin^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_r})$. Où ϵ_r est la permittivité relative du diélectrique. Ces ondes se propagent dans le diélectrique, c'est à dire entre le plan de masse et l'interface air-diélectrique, due à une réflexion interne entre ces deux bornes. Lorsqu'elles atteignent les extrémités de la structure microruban, celles-ci sont réfléchies, diffractées et dispersées dans l'espace libre (Fig. 1.3) causant une réduction du gain, une déformation du diagramme de rayonnement par un accroissement du rayonnement arrière et des niveaux de polarisation croisée.

Les ondes de surface sont caractérisées par des modes transverses magnétiques (TM) et transverses électriques (TE) s'atténuant exponentiellement dans la direction transverse (direction normale au plan de l'antenne) et ayant une constante de propagation réelle au-dessus de la fréquence de coupure. Considérons une onde incidente s'atténuant

le long de l'axe z avec une constante d'affaiblissement α et se propageant le long de l'axe x avec une constante de propagation β définie par l'équation (1.11) et représentée sur la Figure 1.4 :

$$\beta^2 = {k_x}^2 + {k_y}^2 + {k_z}^2 \tag{1.11}$$

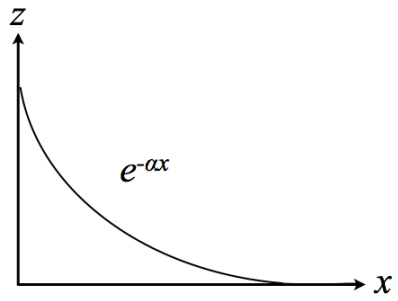


FIGURE 1.4 – Onde incidente se propageant sur une surface arbitraire

Les ondes de surface des modes TM sont définies par un champ magnétique transverse, tangentiel et un champ électrique tangentiel nul : $H_z = H_x = E_x = 0$. Ces conditions aux limites sont identiques à celle d'une onde plane se propageant sur un conducteur électrique parfait (CEP).

$$E_z = Ce^{-\alpha x - j\beta z} \tag{1.12}$$

La composante tangentielle H_y se déduit à partir de la loi d'Ampère :

$$H_y = -j\frac{\omega\epsilon}{\alpha}Ce^{-\alpha x - j\beta z} \tag{1.13}$$

L'impédance de surface représente le rapport des composantes tangentielles du champ électrique sur le champ magnétique :

$$Z_s = \frac{E_i}{H_i} \tag{1.14}$$

Où i représente les composantes x, y ou z des champs $\overrightarrow{E}$ et $\overrightarrow{H}$. En insérant les équations (1.12) et (1.13) dans l'équation (1.14), nous pouvons déduire l'impédance de surface pour les ondes de type TM :

$${Z_s}^{TM} = \frac{E_z}{H_y} = j\frac{\alpha}{\omega\epsilon} \tag{1.15}$$

L'impédance de surface obtenue par l'équation (1.15) possède une réactance positive soit une impédance selfique. Un plan de masse métallique peut donc supporter des ondes de surface de type TM.

De même, si on réalise la même analyse en supposant que le champ électrique est orienté selon la direction y, le champ magnétique H_z s'écrit alors :

$$H_z = Ce^{-\alpha x - j\beta z} \tag{1.16}$$

La composante du champ électrique tangentiel E_y se déduit à partir de la loi de Faraday, d'où :

$$E_y = -j\frac{\omega\epsilon}{\alpha}Ce^{-\alpha x - j\beta z} \tag{1.17}$$

En remplaçant les équations (1.16) et (1.17) dans l'équation (1.14), on obtient la relation de l'impédance de surface supportant les ondes de type TE :

$${Z_s}^{TE} = -\frac{E_y}{H_z} = -j\frac{\omega\epsilon}{\alpha} \tag{1.18}$$

L'impédance de surface obtenue par l'équation (1.18) possède une réactance négative soit une impédance capacitive.

La combinaison d'un diélectrique surmontant un plan de masse peut donc supporter des ondes de surface TM et TE. Les fréquences de coupure pour chaque mode TM_n et TE_n sont données par [10] :

$$f_{cn} = \frac{nc}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \tag{1.19}$$

Où c représente la célérité de la lumière, h la hauteur du substrat et n = 0, 2, 4,... pour les modes TM_n et n = 1, 3, 5,... pour les modes TE_n. Le mode TM_0 est le mode dominant ne possédant aucune fréquence de coupure (1.19) : dans une structure microruban, le mode TM_0 existera toujours. Ce mode est défini par une constante de propagation k_z purement imaginaire [11] :

$$k_z = [{k_0}^2 - \beta^2]^{1/2} = -j[\beta^2 - {k_0}^2]^{1/2} \tag{1.20}$$

d'où :

$$e^{[-jk_z z]} = e^{[|k_z|z]} \tag{1.21}$$

Cette exponentielle, réelle et décroissante, signifie qu'aucune puissance ne se propage dans la direction normale à la surface. L'onde est alors étroitement liée à la surface du diélectrique, sa direction de propagation étant parallèle à sa surface.

La présence d'un diélectrique dans la technologie microruban favorise les ondes de surface dès lors que la permittivité relative du substrat $\epsilon_r > 1$. Etant fonction de la permittivité relative ϵ_r et de la hauteur h du substrat, l'énergie perdue sous forme d'ondes de surface augmente lorsque l'épaisseur normalisée h/λ_0 augmente. Cette perte d'énergie peut être négligée lorsque l'épaisseur du substrat satisfait le critère suivant [12] :

$$\frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{0.3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \tag{1.22}$$

Tant que l'épaisseur et la permittivité du substrat sont choisies de manière à ce que la fréquence de coupure du prochain mode se propageant (soit le mode TE_1) soit supérieure à la fréquence de résonance de l'antenne, seul le mode dominant TM_0 se propagera dans le substrat. De plus, si sur leur trajet, elles rencontrent d'autres antennes, alors les ondes de surface vont augmenter le couplage mutuel entre les éléments rayonnant

du réseau engendrant un phénomène gênant appelé "directions aveugles" pouvant provoquer jusqu'à une totale annulation du faisceau pour certains angles de balayage. Les zones aveugles sont décrites comme "un effet catastrophique" par Schaubert et al. [13]. Les mécanismes d'apparition des zones aveugles ont été attentivement étudiés dans le cas de réseaux infinis d'antennes microruban [14] [15] [16] puis étendu au concept de réseaux d'antennes imprimés finis à balayage électronique [17] [18].

Dans le cas d'antennes réseaux imprimées, les directions aveugles sont liées à la constante de propagation des ondes de surface ainsi qu'à la constante de propagation de certains modes de Floquet. Les ondes de surface des modes TE et TM sont respectivement caractérisées par les équations suivantes 1.23 et 1.24 [14] :

$$T_e = k_1 cos(k_1 d) + j k_2 sin(k_1 d) \tag{1.23}$$

$$T_m = \epsilon_r k_2 cos(k_1 d) + j k_1 sin(k_1 d) \tag{1.24}$$

Avec ${k_1}^2 = \epsilon_r {k_0}^2 - \beta^2$, ${k_2}^2 = {k_0}^2 - \beta^2$ et $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Pour illustration, la Figure 1.5 représente les premières constantes de propagation normalisées d'un diélectrique d'épaisseur d et de permittivité $\epsilon_r = 12.8$ [14].

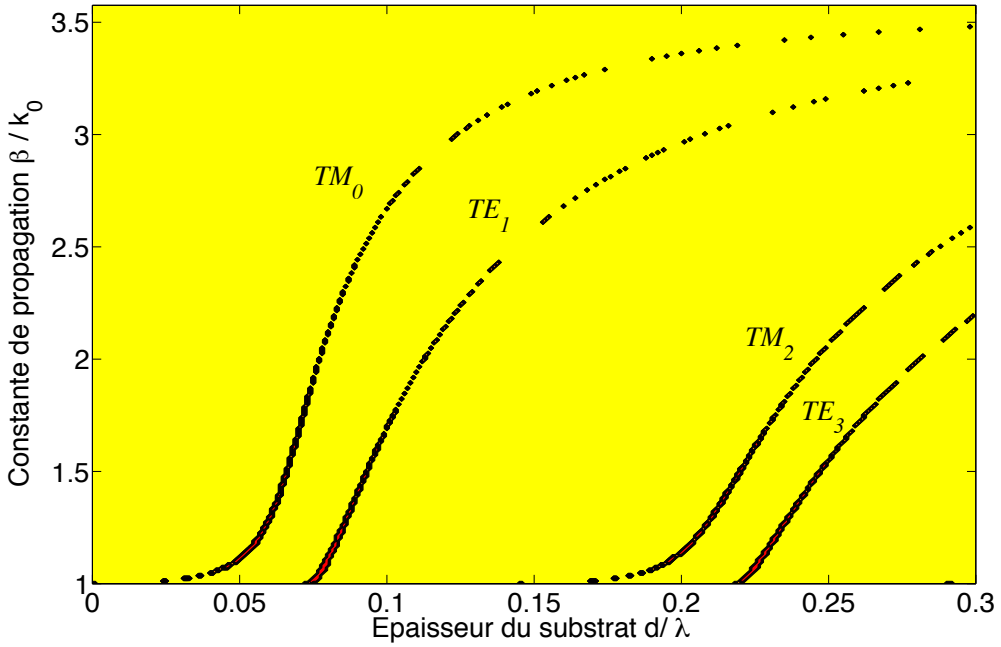


FIGURE 1.5 – Constante de propagation normalisée des ondes de surface se propageant sur un diélectrique (ϵ_r =12.8) posé sur un plan de masse

L'analyse d'un réseau d'antennes infini peut être ramenée à l'étude d'une seule cellule élémentaire : à l'aide du théorème de Floquet, les champs sur chaque élément du réseau diffèrent de son homologue adjacent seulement par un décalage en phase. Edelberg et Oliner [19] ont étendu l'approche de l'étude d'une seule cellule périodique à des réseaux à balayage électronique.

Trois conditions sont nécessaires pour que les directions aveugles apparaissent [14] :

1. La constante de propagation d'un mode de Floquet est égale à la constante de propagation β_{sw} d'une onde de surface TM (TE).
2. La taille d'une cellule élémentaire définie par d_x et d_y est telle que β correspond à une direction de propagation de l'espace visible.
3. Le pôle lié à l'onde de surface TM (TE) n'est pas annulé par un zéro de k_x, k_y.

La première condition peut être traduite par :

$$\frac{{k_{xm}}^2 + {k_{yn}}^2}{{k_0}^2} = \left(\frac{m\lambda}{d_x} + u\right)^2 + \left(\frac{n\lambda}{d_y} + v\right)^2 = \left(\frac{\beta_{sw}}{k_0}\right)^2 \tag{1.25}$$

Lorsque l'équation (1.25) est vérifiée, c'est à dire, lorsque la constante de propagation β_{sw} est égale à la constante de propagation d'un mode de Floquet supportée par le substrat microruban, l'énergie émise par le réseau est transmise à cette onde de surface résultant en une totale réflexion aux accès du réseau : le réseau est alors court-circuité ($|\Gamma| = 1$). L'énergie est alors piégée dans le diélectrique et ne peut se propager dans l'espace visible : aucun rayonnement n'est alors possible dans les directions correspondant à β_{sw} . La localisation des directions aveugles peut aussi être déterminée à partir des pôles des équations (1.23) et (1.24). La représentation des zones aveugles est faite dans un diagramme des lobes d'ambiguïtés (Fig. 1.6) [20]. Ces cercles sont solutions de l'équation 1.25. Les zones aveugles sont dues aux ondes de surface qui sont générées dans le diélectrique par un (ou plusieurs) modes de Floquet générés par le réseau posé sur le diélectrique.

Les cercles noirs représentent les lobes de réseau (Grating Lobes) tracés ici pour $d_x = \lambda/2$. L'antenne n'aura pas de lobes de réseau car ces cercles ne se coupent pas. Le cercle vert montre la zone visible de l'antenne dont les angles de dépointage sont limités pratiquement à 60°. Les cercles rouges correspondent à $\beta/\mathrm{k} = 1.22$ qui est la constante de propagation de l'onde de surface (mode TM_0) sur une couche diélectrique de $\epsilon_r = 3.2$.

On voit que les cercles rouges tangentent la limite de visibilité. Bien que l'on soit dans un cas limite, cette antenne ne devrait donc pas générer de zones aveugles. Ceci serait le cas si il y avait intersection avec le cercle vert.

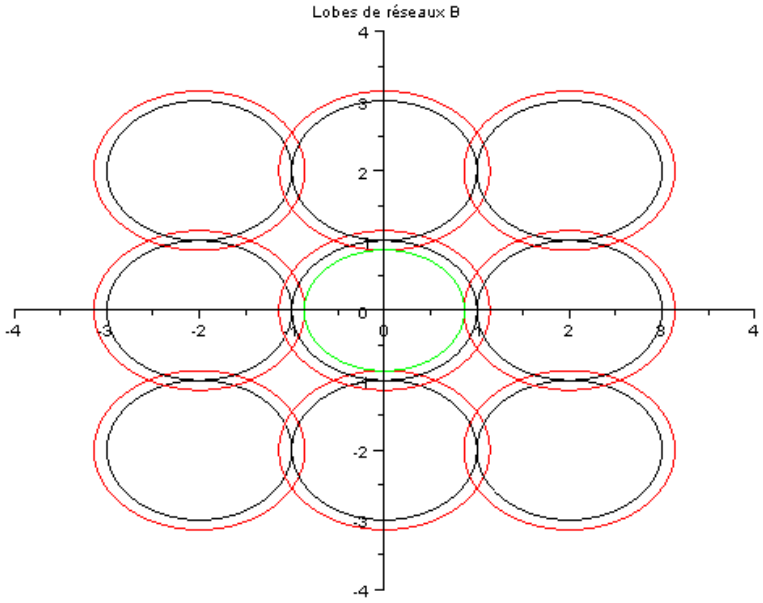


FIGURE 1.6 – Diagramme de lobes d'ambiguïtés

1.3 Etat de l'art des méthodes de minimisation du couplage dans les réseaux d'antennes

1.3.1 Les méthodes conventionnelles

1.3.1.1 Isolation des éléments rayonnants

Les détériorations engendrées par le couplage mutuel dans un réseau d'antennes peuvent être réduites par l'utilisation de structures compensatrices modifiant ainsi l'environnement du réseau. L'utilisation de barrières métalliques (Fig. 1.7) pour isoler chaque élément rayonnant a été introduite par Edelberg et Oliner [21]. Ces barrières métalliques périodiques ont montré quelques améliorations des performances dans le plan E d'un réseau de dipôles : celles-ci étant montées parallèlement au réseau, elles ne modifient pas le comportement dans le plan H. Ils ont montré que l'impédance de l'élément rayonnant placé au centre du réseau varie faiblement dans le plan E lorsque la hauteur des barrières est optimisée. De ce fait plusieurs études sur l'optimisation et sur des barrières corruguées ont été présentées par Mailloux [22]. En général cette solution est utilisée pour améliorer les propriétés de balayage permettant une observation sur de grands angles pour des réseaux particuliers.

1.3.1.2 Modification de la permittivité effective du substrat

Le choix du diélectrique est souvent imposé lors de la conception d'un réseau. La permittivité relative de celui-ci peut atteindre des valeurs très élevées. C'est le cas par exemple du silicium ou de l'AsGa. La permittivité relative élevée du diélectrique favorise la propagation des ondes de surface. L'idée de réduire la permittivité effective

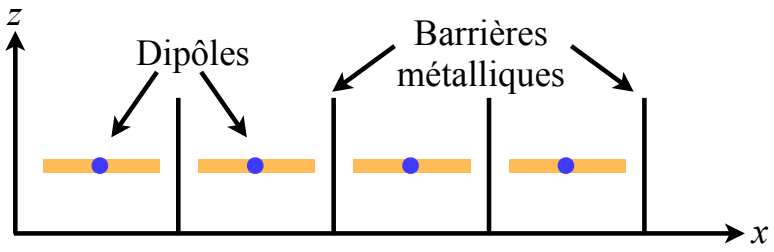


Figure 1.7 – Isolation de chaque antenne à l'aide de barrières métalliques

du substrat en évidant une partie située sous l'antenne afin de synthétiser une faible permittivité relative autour de celle-ci (Fig. 1.8). L'énergie perdue sous forme d'ondes de surface sera réduite et l'efficacité de l'antenne sera accrue [23]. Gauthier montre dans [24], qu'un évidement du substrat sous l'antenne a permis de réduire le couplage mutuel de 9dB à la fréquence $f = 31$GHz et $f = 110$GHz. Cette méthode est efficace mais possède un coût de fabrication élevé.

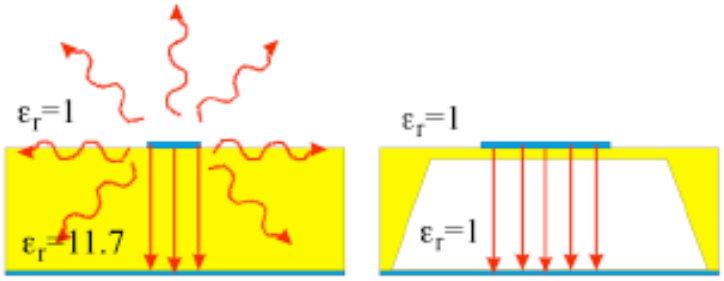


Figure 1.8 – Modification de la permittivité effective du substrat : suppression d'une partie du diélectrique

1.3.1.3 Modification de l'élément rayonnant

Deux variations d'une antenne patch circulaire microruban n'excitant pas le mode TM_0 sont présentées par Jackson [25]. Son travail est basé sur une modélisation spécifique de l'élément rayonnant. Basé sur le principe d'équivalence et de la méthode de la cavité, une antenne imprimée circulaire peut être modélisée comme un anneau magnétique de courant. Lorsque le rayon de l'antenne est identique à celui d'un anneau magnétique de courant, l'antenne n'excitera pas le mode TM_0. De plus si l'épaisseur du substrat est assez fine pour considérer uniquement le mode prédominant (1.22), alors la structure n'excitera aucune onde de surface. Ces deux conceptions modifient la fréquence de résonance d'une antenne imprimée circulaire classique : celle-ci entrera en résonance à condition d'avoir le bon rayon nécessaire à l'élimination de l'excitation des ondes de surface.

1.3.2 Les structures artificielles

1.3.2.1 Les matériaux magnétiques artificiels

Les propriétés électromagnétiques des matériaux proviennent de la composition macroscopique et chimique du matériau. Les diélectriques sont caractérisés par une permit-

tivité et une perméabilité définissant la réponse du matériau à un champ électrique et magnétique incident [26]. La genèse des matériaux magnétiques artificiels est largement décrite dans la littérature [27] [28]. Cependant plusieurs définitions y sont répertoriées pour décrire ce type de matériau. Dans le cadre de cette thèse, nous adopterons celle présentée par Tretyakov [29] : la combinaison de deux matériaux (ou plus), par exemple l'inclusion de parties métalliques dans un diélectrique, réalise un nouveau matériau composite artificiel pouvant se comporter comme un nouveau diélectrique ou une structure magnétique artificielle. Les dimensions et l'espacement des différentes inclusions métalliques sont électriquement très petits vis-à-vis de la longueur d'onde de l'onde électromagnétique. De ce fait lorsque ce composite est éclairé par une onde électromagnétique dont la longueur d'onde est plus grande que les dimensions et l'espacement de ces inclusions, celles-ci apparaissent alors invisibles à l'onde propagatrice. En d'autres termes, les courants induits sur les inclusions permettent de polariser le matériau restant homogène. La variation des dimensions et/ou de l'écart entre chacune des inclusions permet de modifier la composition macroscopique de la structure, modifiant ainsi les propriétés électromagnétiques du matériau en fonction de la fréquence. Ces structures artificielles sont, dès lors, souvent associées au nom de métamatériau. Ce terme est couramment utilisé pour définir *"des matériaux artificiels dimensionnés pour synthétiser des propriétés électromagnétiques non répandues dans la nature"* [30]. La périodicité des métamatériaux peut être modélisée en une, deux ou trois dimensions. Ici nous nous restreindrons à des structures bidimensionnelles.

Un des nombreux intérêts de ces structures artificielles est de pouvoir reproduire le caractère conducteur magnétique parfait (CMP) et ainsi remplacer le conducteur électrique parfait (CEP) utilisé comme réflecteur d'antenne [3]. L'utilisation d'un CEP comme plan de masse est traditionnellement employée dans la conception d'antennes. Situé sous l'élément rayonnant, le réflecteur métallique permet de rediriger le rayonnement arrière dans la direction normale au plan de l'antenne permettant d'améliorer le gain et d'isoler les dispositifs électroniques environnant. Cependant celui-ci montre certains inconvénients. Dans le cadre d'applications faible encombrement, l'antenne est parallèle et plaquée au plan de masse entraînant une désadaptation de celle-ci et une détérioration du rayonnement. Ceci est dû au fait que la distribution de courant de l'antenne est annulée par le courant image issu du CEP : le courant original est parallèle et en opposition de phase ($\phi = \pi$) avec le courant image. Il est donc nécessaire d'éloigner l'antenne de son réflecteur métallique afin de remettre les ondes en phase. Le déphasage ϕ d'une onde est caractérisé par l'équation suivante :

$$\phi = \beta h \tag{1.26}$$

Où β est le vecteur d'onde se propageant dans un milieu et h la distance séparant l'antenne de son réflecteur métallique. On en déduit que pour engendrer un déphasage $\phi = \pi/2$, il est nécessaire d'espacer l'antenne de son réflecteur à l'aide d'un espaceur de hauteur $h = \lambda_m/4$ (λ_m étant la longueur d'onde dans le milieu) à la fréquence de résonance. L'onde se propageant à l'arrière de l'antenne sera déphasée de $\pi/2$ par l'espaceur, puis de π par le CEP et de nouveau $\pi/2$ par l'espaceur. La somme de toutes ces contributions permet d'obtenir un déphasage de 2π de l'onde et d'être en phase, et dès lors de s'ajouter constructivement, avec l'onde se propageant dans la direction

normale à l'antenne (Fig. 1.11).

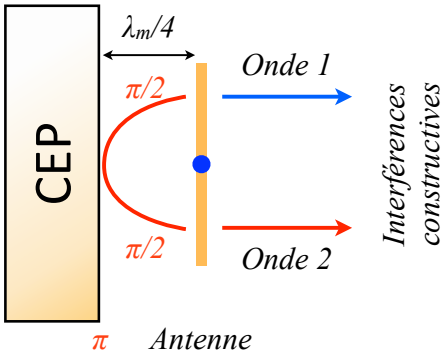
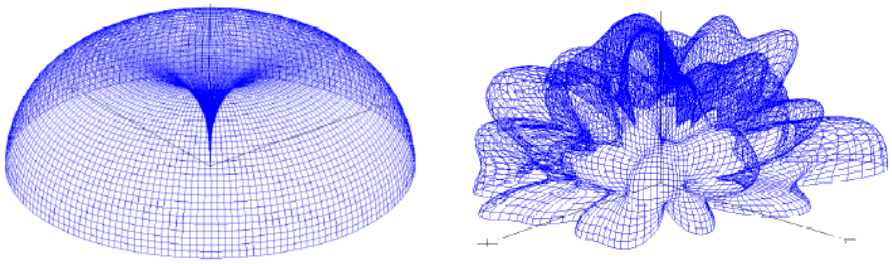


Figure 1.9 – Interférences constructives dues au CEP

Les plans de masse métalliques ont l'inconvénient de diffracter par les arrêtes vives : le CEP supporte des courants de surface qui rayonnent dans l'espace libre lorsqu'ils atteindront les extrémités du plan de masse. La combinaison du rayonnement par diffraction des arrêtes vives et celui rayonné en espace libre entraîne des déformations dans le diagramme de rayonnement (Fig. 1.10), ainsi qu'un accroissement du rayonnement arrière.



(a) (b)

Figure 1.10 – (a) Diagramme de rayonnement omnidirectionnel idéal d'un monopôle, (b) Diagramme de rayonnement sur réflecteur d'un monopôle (pire cas)

En contraste avec le CEP, l'utilisation d'un CMP comme plan de masse permet de résoudre les différents inconvénients cités ci-dessus. Un CMP agit comme le dual du CEP à savoir que le champ magnétique tangentiel total est nul : le courant d'origine et le courant image issu du réflecteur magnétique sont parallèles et en phase ($\phi = 0$), permettant ainsi d'obtenir des interférences constructives sans nécessiter un espaceur entre l'antenne et ce plan de masse particulier (Fig. 1.11). Ce phénomène peut aussi s'expliquer en termes de réflectivité : le coefficient de réflexion du réflecteur éclairé par une onde plane en incidence normale d'un CEP et d'un CMP montre que l'amplitude du coefficient de réflexion est identique mais que seule une différence de phase de 180° différencie les deux réflecteurs. Le coefficient de réflexion dans le cas d'un CEP est $|\Gamma| =$ -1 tandis que dans le cas d'un CMP, le coefficient de réflexion sera $|\Gamma| = +1$. D'un point de vue impédance, le CEP apparaît alors comme un court-circuit soit une impédance nulle du point de vue de l'onde plane incidente, tandis que le CMP va se comporter : comme un circuit-ouvert, c'est à dire comme une impédance infinie. Le tableau issu de [31] résume les différentes configurations présentées ci-dessus (Fig. 1.12).

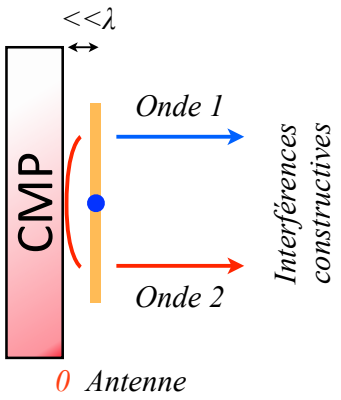


FIGURE 1.11 – Interférences constructives dues au CMP

Configurations	Efficacité	Encombrement
J → CEP ←-		
J → CMP -→		

FIGURE 1.12 – Comparaison des plans de masse CEP et CMP [31]

1.3.2.2 Le conducteur magnétique artificiel

Comme décrit ci-dessus, la synthèse du CMP est réalisable en modifiant la structure macroscopique d'un matériau : les inclusions métalliques périodiques, généralement modélisées par des motifs imprimés sur le plan de masse, sont composées de deux conducteurs. De plus celles-ci, étant très petites devant la longueur d'onde de fonctionnement, peuvent être représentées à l'aide d'éléments localisés – capacité (C) et inductance (L). Chaque élément périodique agit comme une connexion parallèle L et C pouvant modifier la fréquence de résonance du matériau artificiel. Aux fréquences inférieures à la fréquence de résonance du circuit LC, la capacité est déchargée, l'impédance de l'élément périodique est un court-circuit modélisant dès lors le comportement d'un CEP. A la fréquence de résonance du circuit équivalent $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$, l'impédance du circuit sera vue comme un circuit ouvert : la structure se comportera comme un matériau magnétique.

En termes de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, ceci se traduit par un module égal à 1 (si le matériau ne comporte pas de pertes) et d'une phase évoluant entre $\pm\pi$. La Figure 1.13 représente la phase du coefficient de réflexion d'un conducteur magnétique artificiel (CMA) en fonction de la fréquence lorsque celui-ci est éclairé par une onde plane en incidence normale. Pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance, le matériau se comporte comme un CEP avec une phase égale à π. Puis au fur et à mesure que la fréquence augmente, la phase du coefficient de réflexion du

matériau diminue selon une certaine pente jusqu'à tendre vers 0° à f_0. Les ondes incidentes sont réfléchies en phase par le matériau artificiel. Au-delà de f_0, le réflecteur se comporte à nouveau comme un CEP avec une phase égale à $-\pi$. On nommera "conducteur magnétique artificiel" (CMA), tout matériau artificiel traduisant ce comportement.

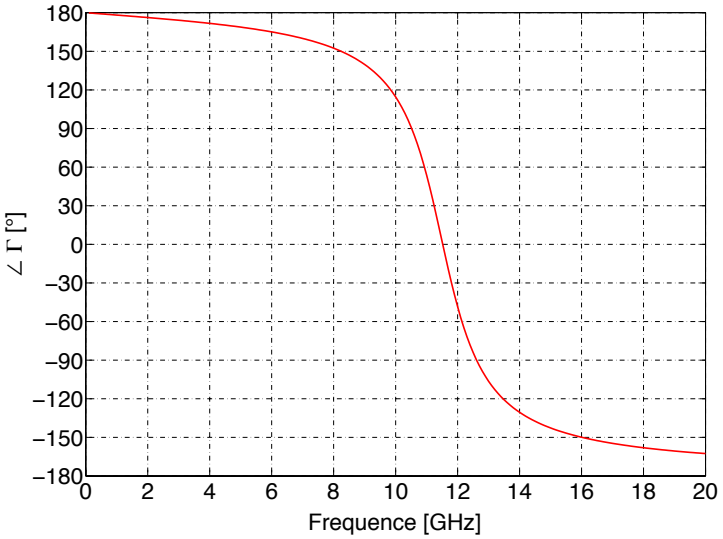


Figure 1.13 – Exemple de variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA

Dans le cadre de cette thèse, nous adopterons la définition présentée par Sievenpiper, définissant la bande passante d'un CMA lorsque la phase du coefficient de réflexion au niveau de la surface du matériau varie entre $\pm\pi/2$ [3]. Cette définition assure une condition d'interférence non destructive (Fig. 1.11) : l'onde 1 et l'onde 2 représentent respectivement l'onde rayonnée à l'avant et à l'arrière de l'antenne. Lorsque la phase du coefficient de réflexion est comprise entre $\pm\pi/2$, l'onde 2 s'ajoute en phase avec l'onde 1 : l'onde résultante présente un module supérieur à celui de l'onde 1, assurant ainsi la condition d'interférences constructives.

1.3.2.3 Les structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE)

Les structures artificielles peuvent aussi avoir la propriété de supprimer la propagation des ondes de surface dans une certaine bande de fréquences. Ces structures généralement référencées comme des structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE) sont extrapolées des structures photoniques à bandes interdites. Dans un cristal photonique, la propagation des photons est entravée par les électrons impliquant ainsi des bandes interdites et permises pour les photons. Par analogie, les matériaux à BIE sont des structures périodiques de matériaux diélectriques et/ou métalliques pouvant supprimer la propagation des ondes électromagnétiques. Ces différents matériaux, du fait de leur périodicité, ont donc la propriété de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. Ces structures ont alors la capacité de jouer un rôle de filtre fréquentiel, de filtre spatial ou de miroirs à très forte réflectivité.

Les propriétés dispersives d'une structure artificielle sont explicitées par une étude

des modes propres à l'aide du théorème de Bloch-Floquet [32]. Le diagramme de dispersion représente la fréquence en fonction du nombre d'onde k. Le tracé des propriétés électromagnétiques de la structure artificielle peut être réalisé à partir d'une seule cellule élémentaire lorsque celle-ci possède des symétries. Ceci revient à étudier la zone irréductible de Brillouin [32], zone désignant un triangle irréductible considérant à la fois la périodicité et les symétries du motif étudié (Fig. 1.14). Le diagramme de dispersion est alors une représentation du vecteur d'onde selon les trois directions de la zone de Brillouin : Γ (k_x=0, k_y=0), X (k_x=π/P, k_y=0) et M (k_x=π/P, k_y=π/P). Où P est la périodicité de la cellule élémentaire. Une représentation du cône de lumière est superposée au diagramme de dispersion pour différencier les différents types d'ondes susceptibles de se propager sur la structure : les ondes de fuites et les ondes de surface. Le cône de lumière est défini par la zone au delà de la ligne de lumière ($k_x = k_0$) qui sépare la région des ondes guidées de celles des ondes rayonnées. Les ondes de fuites sont caractérisées par une constante de propagation ne traversant jamais la ligne de lumière. La constante de propagation des ondes de fuites est fonction du nombre d'onde k_0 et du nombre d'onde normal à la structure (ie, k_z). Lorsque la constante de propagation est purement réelle, les ondes de fuites sont rayonnées dans la direction de l'angle formé par les vecteurs k_0 et k_z. Dans la région des ondes guidées, les ondes se propageant sur la structure possèdent une constante de propagation purement réelle. La vitesse de phase de ces ondes est très faible traduisant une atténuation le long de l'axe tangentiel à la structure.
Un exemple de diagramme de dispersion d'une structure à BIE est illustré sur la Figure 1.15. L'évolution de plusieurs modes de propagation en fonction de la fréquence est représentée. Le premier mode s'identifie facilement comme étant le mode TM_0 avec une fréquence de coupure nulle. Les modes supérieurs sont donc par la suite une alternance entre les modes impairs et pairs. En-dessous de la fréquence de résonance, les ondes TM_0 sont supportées. Aux basses fréquences, elles sont confondues avec la ligne de lumière. Proche de la résonance, les ondes de surface sont étroitement liées à la surface avec une vitesse de phase très faible. La courbe de dispersion s'incurve et s'éloigne de la ligne de lumière. Au-dessus de la résonance, la structure artificielle est capacitive autorisant la propagation des ondes TE. Les ondes TE présentent dans la partie du cône de lumière sont des ondes de fuites qui s'amortissent par rayonnement. La limite basse de la courbe de dispersion du mode TE est confondue avec la ligne de lumière et les ondes sont faiblement liées à la surface. Plus la fréquence augmente, plus la courbe s'éloigne de la ligne de lumière : les ondes rayonnées deviennent des ondes guidées étroitement liées à la surface. La bande de fréquences définie par le sommet de la courbe de dispersion d'un mode et par la limite basse de celle du mode supérieur prédit l'apparition d'une bande interdite électromagnétique (bandes grises sur la Fig. 1.15). Dans cette bande aucun mode ne peut se propager, c'est à dire qu'il n'y a aucune solution de modes propres des ondes de surface. Il est à noter qu'une structure à BIE est à la fois un CMA mais la réciproque est fausse.

1.3.3 Etat de l'art des méthodes de minimisation du couplage à l'aide de structures artificielles

Le paragraphe ci-dessus a montré quelques solutions conventionnelles pour améliorer le découplage entre les différents éléments rayonnants. Cependant ces solutions ont cer-

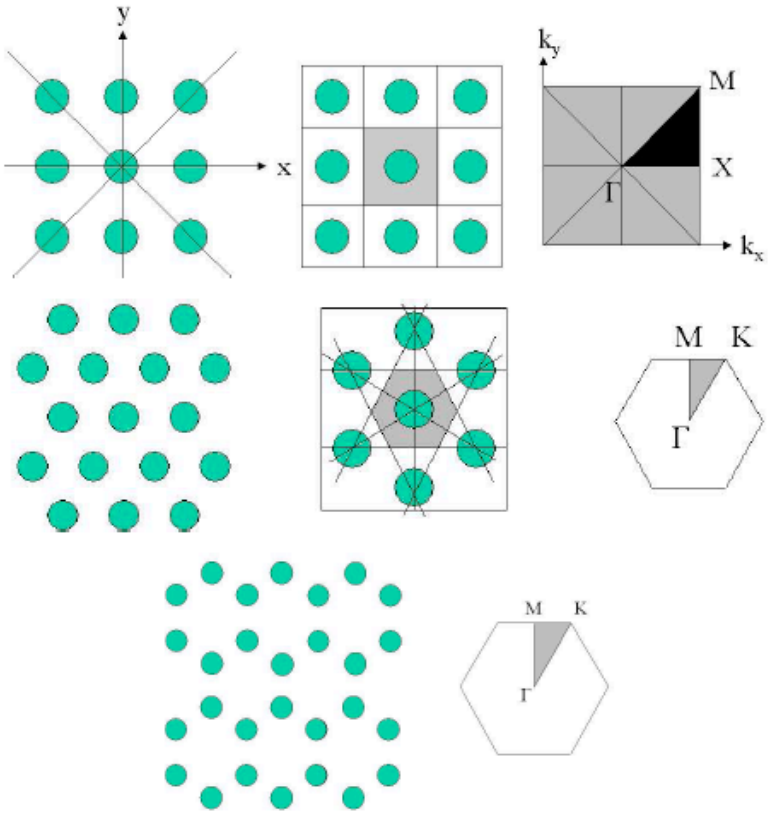


Figure 1.14 – Les trois grands types de réseaux directs 2D : (à gauche) type de réseau et sa zone de Brillouin respective, (de milieu à droite) zone irréductible de Brillouin, (de haut en bas) réseau carré, triangulaire et hexagonale

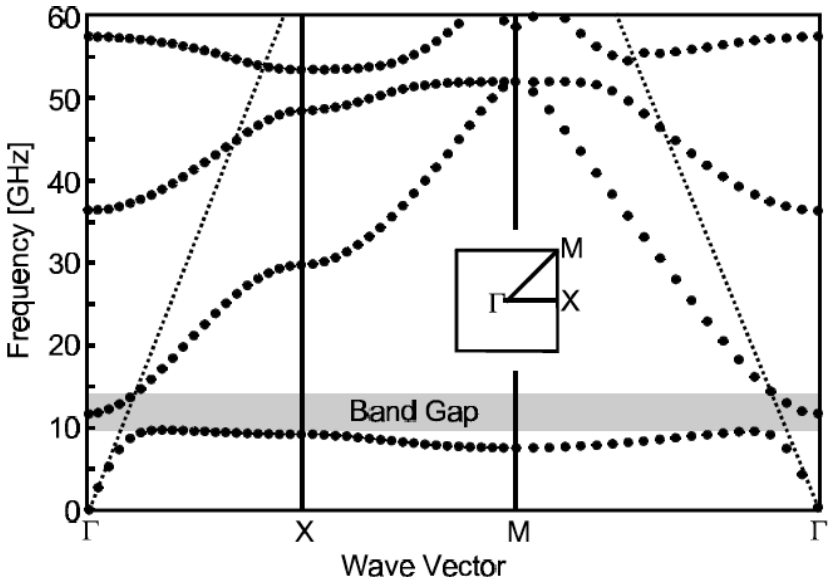


Figure 1.15 – Exemple d'un diagramme de dispersion d'une structure à BIE [3]

tains inconvénients. L'utilisation de barrières métalliques entre les différentes antennes d'un réseau peut déformer le diagramme de rayonnement de l'élément et sont coûteuses à fabriquer. Les matériaux artificiels et leurs capacités à reproduire le comportement

d'un conducteur magnétique parfait ou à interdire la propagation des ondes de surface semblent être une solution intéressante. Ces structures artificielles sont composées de motifs métalliques imprimés pouvant être gravés soit : sur le même diélectrique que les éléments rayonnants pour agir comme des barrières électromagnétiques, soit sur un diélectrique différent placé au-dessus afin de se comporter comme un superstrat ou en dessous de l'antenne pour modéliser un réflecteur [33] [34] [35].

1.3.3.1 Modification du substrat

La possibilité de supprimer la propagation des ondes de surface a engendré un fort engouement pour les structures artificielles. Plusieurs formes de motifs périodiques composant les structures à BIE ont été étudiées ces dernières années : motif champignon, motif spirale, motif fourchette etc... (Fig. 1.16) [33] [36] [37] [38]. Les auteurs mettent en avant une réduction du couplage mutuel entre deux antennes microruban après insertion d'un certain nombre de motifs entre celles-ci comme représenté sur la Figure 1.17. Une comparaison de l'efficacité de ces différents motifs est difficile à faire : la fréquence de résonance f_r et l'espace entre antennes, les caractéristiques du substrat utilisé, le nombre de rangées et de motifs diffèrent d'un travail à l'autre. Le Tableau 2.4.1 synthétise différents résultats présents dans la littérature.

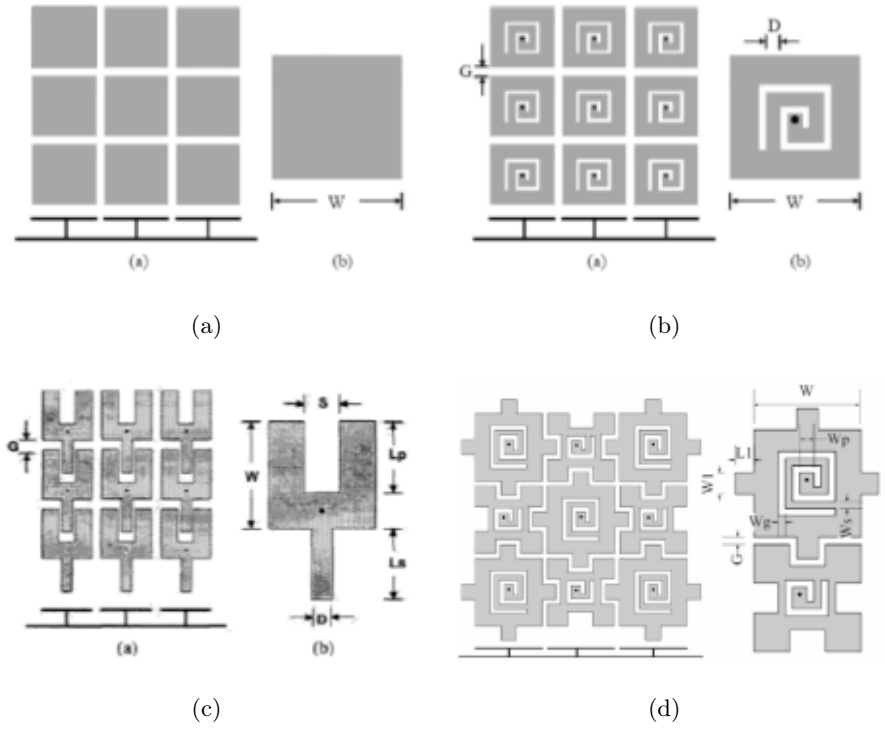


FIGURE 1.16 – Exemples de motifs composant une structure à BIE : (a) motif champignon, (b) motif spirale, (c) motif fourchette, (d) motif "rabbet"

Ces barrières électromagnétiques stoppent la propagation des ondes de surface, diminuant ainsi le couplage mutuel dans un réseau d'antennes. Conséquence de la propagation des ondes de surface dans un réseau, les directions aveugles peuvent dès lors, être éliminées grâce à l'utilisation de ces structures artificielles. A travers l'exemple

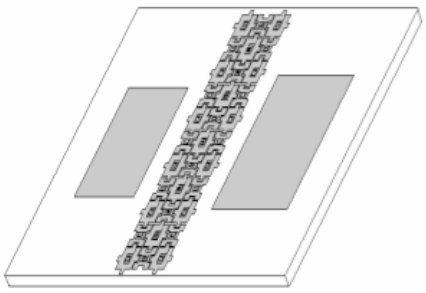


Figure 1.17 – Insertion de structures à BIE entre deux antennes imprimées

	Motif Champignon	Motif spirale	Motif fourchette	Motif "rabbet"
f_r de l'antenne	5.8GHz	2.31GHz	5.2GHz	4GHz
ϵ_r du diélectrique	10.2	2.2	2.7	2.65
Périodicité du motif	$0.49\lambda_{m5.8GHz}$	$0.07\lambda_{m2.31GHz}$	$0.13\lambda_{m5.2GHz}$	$0.1\lambda_{m5.2GHz}$
Espace entre antenne	$0.75\lambda_0$	–	$0.76\lambda_0$	$0.57\lambda_0$
Nombre de rangées de motifs BIE	4	3	4	3
$\mid S_{21} \mid$ initial (sans motifs BIE)	-16.8dB	-28.9dB	-16.9dB	-25.7dB
$\Delta = \lvert S_{21}\rvert_{initial}$ - $\lvert S_{21}\rvert_{BIE}$	8.8dB	4.9dB	6.5dB	7.5dB

Table 1.1 – Synthèse de motifs à BIE utilisés comme barrière électromagnétique

d'un réseau rectangulaire composé de dipôles, l'insertion de motifs BIE entre chaque élément rayonnant a permis d'éradiquer les directions aveugles du réseau [39]. De même, l'équipe de Illuz montre aussi par simulation et expérimentalement un élargissement du domaine angulaire de balayage à l'aide de structures à BIE ultra-compactes dans le cas d'un réseau d'antennes imprimées circulaires [40].

Ces structures à BIE permettent effectivement de réduire le couplage mutuel mais possèdent des inconvénients sous-jacents : la dimension électrique des cellules est trop grande pour être réellement efficace dans des applications réseaux. Plusieurs études ont alors été menées dans le but de réduire la taille des structures à BIE [41]. Coulombe et al. montre qu'en exploitant la dimension verticale du substrat (d'épaisseur relativement faible), le motif champignon peut être allongé, augmentant ainsi la capacité entre chaque motif adjacent et réduisant de ce fait la fréquence de résonance de la structure (Fig. 1.18). Appliqué comme barrière dans une configuration réseau (antennes imprimées

espacées de $\lambda_0/2$), ce nouveau motif champignon permet de doubler le nombre de motifs comparé au motif champignon conventionnel. Le couplage initial entre les deux antennes est de -14.7dB dans le plan E et de -20dB dans le plan H. L'insertion de trois rangées comportant chacune sept motifs entre les antennes a permis d'améliorer les découplages dans le plan E et H respectivement de 15dB et 9.3dB. En comparaison avec le motif de Sievenpiper, l'utilisation de motifs champignon allongés a pour conséquence d'améliorer le découplage entre les deux antennes de 7.7dB dans le plan E et de 3dB dans le plan H.

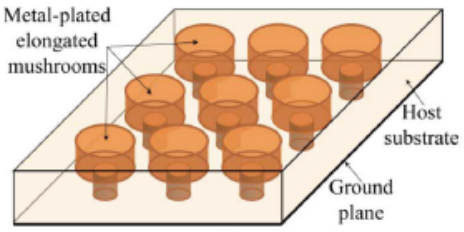
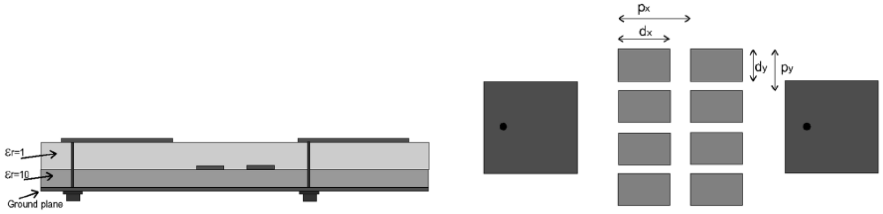


FIGURE 1.18 – Motif champignon allongé [41]

Lorsque l'écartement entre chaque antenne est réduit, une solution consiste à employer des substrats multicouches. L'équipe de Rajo-Iglesias [42] met en évidence une réduction du couplage entre deux antennes imprimées sur un diélectrique à faible ϵ_r. Les motifs à pavés carrés sont imprimés sur un diélectrique à fort ϵ_r pour obtenir des motifs compacts (Fig. 1.19). Cette configuration a permis d'améliorer le découplage entre deux éléments rayonnants positionnés dans le plan E et espacés de $0.75\lambda_0$ de l'ordre de 10dB par rapport à une configuration sans structures à BIE ($\mid S_{21} \mid$ = -27dB).



(a) (b)

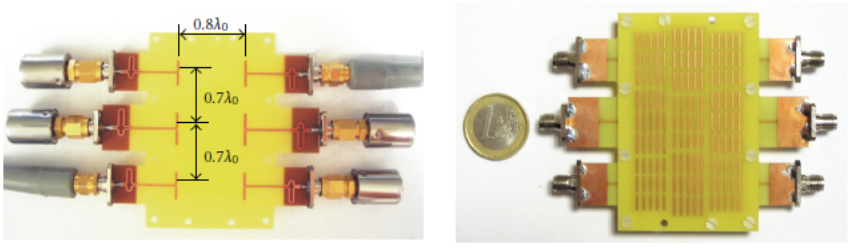
FIGURE 1.19 – Solution multicouches proposée par l'équipe de Rajo-Iglesias [42] : (a) vue de côté, (b) vue de dessus

1.3.3.2 Utilisation de superstrat

Dans le cas de réseaux imprimés, le couplage mutuel est essentiellement dû aux ondes de surface qui devient significatif dès lors que la permittivité ou l'épaisseur du substrat devient importante. Inversement, lorsque des substrats à faible permittivité sont utilisés, le couplage par rayonnement est le couplage prédominant. Afin de réduire ce dernier, des superstrats sont alors employés.

Saenz et al. ont présenté une antenne multifréquence utilisant un superstrat afin de réduire le couplage mutuel initial, égal à -14.6dB dans le plan H et -30dB dans le plan E,

dans un réseau de dipôles imprimés en espace libre espacés d'une demi-longueur d'onde (Fig. 1.20) [34]. Le principe de fonctionnement de ce superstrat est détaillé dans [43] : cette structure montre une analogie avec des matériaux à permittivité et perméabilité négative. Composée de trois couches : la première et la dernière couches sont composées de petits rubans métalliques qui constituent des lignes chargées par des capacités tandis que la seconde couche est composée de rubans métalliques continus. Ces courts rubans métalliques peuvent être interprétés comme de courts dipôles, et chaque paire de dipôles, répartie sur les couches 1 et 3, montre une résonance magnétique. Les courants induits sur chaque paire de ruban métallique s'auto annulent, autorisant une onde plane incidente à se propager à travers ces grilles. En présence de ce superstrat, une réduction du couplage mutuel de 20dB dans le plan H est observée tandis que le couplage dans le plan E reste en-dessous de -20dB.



(a) (b)

Figure 1.20 – Réseau de dipôles multifréquence : [34] (a) Réseau de dipôles sans superstrat, (b) Réseau de dipôles avec superstrat

Lorsque les structures à BIE sont gravées sur le même diélectrique que les éléments rayonnants, la taille du réseau peut augmenter significativement en raison des interactions entre ces deux parties. De ce fait, la distance séparant les antennes doit être augmentée au-delà de $0.5\lambda_0$. Une méthode consiste à graver les motifs BIE sur un diélectrique différent de celui des antennes et placé au-dessus de celles-ci. L'équipe de Farahani a montré que l'utilisation de motifs UC-PBG (Ultra-Compact Photonic Band Gap) placés au-milieu et sur un diélectrique surmontant les antennes permet de découpler de 10dB deux antennes imprimées circulaires espacées de $0.5\lambda_0$ (Fig. 1.21) [44].

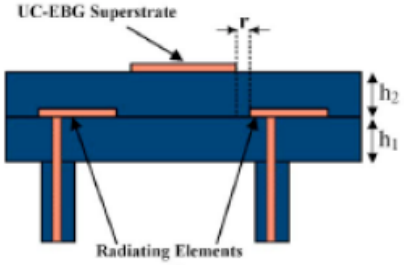


Figure 1.21 – Utilisation de structure UC-PBG comme superstrat

1.3.3.3 Modification du plan de masse

L'utilisation de structures artificielles comme réflecteur est l'un des aspects les plus intéressants. Zhang et Hall montrent qu'un réflecteur composé de pavés carrés permet de réduire le couplage mutuel entre deux dipôles diamants large bande [35]. Placés audessus de ce nouveau réflecteur, la bande passante de ces antennes est réduite de 32% par rapport à la bande 2.5 :1 autour de 8.55GHz en espace libre. Une étude en fonction de la distance entre chaque antenne est réalisée dans le plan H. La présence de ces structures artificielles permet de réduire respectivement le couplage dans le plan H de 22dB par rapport à -30dB dans une configuration en absence de motifs à BIE.

1.4 Conclusion

Ce premier chapitre décrit le contexte de l'étude et le principal problème auquel sont confrontés tous les concepteurs d'antennes réseaux : le couplage mutuel. Après une description des origines et conséquences du couplage mutuel, nous avons pu identifier que dans le cas des antennes imprimées, la suppression des ondes de surface et particulièrement du mode TM_0 était primordiale : celle-ci pouvant engendrer une désadaptation d'impédance, une déformation des diagrammes de rayonnement, l'apparition de directions aveugles,...

Différentes solutions dites conventionnelles sont employées pour réduire les interférences entre les antennes d'un réseau. La modification de l'environnement des éléments rayonnants permet d'atteindre des niveaux acceptables de découplage. Cependant ces solutions sont coûteuses à mettre en place et peuvent perturber les caractéristiques de rayonnement.

Une autre solution peut être apportée par les structures artificielles pouvant reproduire le comportement d'un conducteur magnétique parfait ou de pouvoir interdire la propagation des ondes de surface dans une bande de fréquence. Une introduction aux différents concepts et propriétés que possèdent ces nouveaux matériaux a permis par la suite de répertorier leurs modes d'utilisations : soit en tant que barrières électromagnétiques, soit en tant que superstrat ou bien encore en tant que réflecteur.

Chapitre 2

Modélisation analytique, numérique et résultats expérimentaux des SHI

2.1 Introduction

Les matériaux artificiels ont reçu une attention considérable ces dernières années pour les propriétés très intéressantes (à savoir la propriété CMA et/ou BIE) qu'ils sont susceptibles d'apporter dans les domaines centimétrique, millimétrique et optique [45]. Ces structures sont réalisées en technologie microruban dans le cadre de nos applications. La géométrie et l'arrangement des différentes cellules composant une SHI peuvent être très complexes à dimensionner et à analyser entraînant ainsi un temps de calcul important. L'utilisation d'un modèle analytique permet de s'affranchir de temps de calcul très important, au prix toutefois d'une réduction de la précision des calculs qu'il faut estimer. Ce second chapitre va répertorier différents modèles présentés dans la littérature avant de présenter plus en détail celui utilisé dans le cadre de cette thèse pour dimensionner et caractériser des SHI. Une modélisation analytique permettra de comprendre et de maitriser les différents phénomènes entrant en jeu afin de les adapter à nos problèmes. Le modèle analytique adopté pour modéliser des SHI dans cette thèse a été étendu à la modélisation d'absorbant de faible épaisseur. Les résultats obtenus avec ce modèle sont comparés aux résultats obtenus à l'aide de simulations numériques (CST Microwave Studio ® et Ansoft HFSS ®). L'ensemble de ces résultats sera validé par des résultats expérimentaux réalisés en simulateur guide d'onde et à l'aide d'une ligne microruban suspendue.

2.2 Modélisation analytique de SHI

2.2.1 Etat de l'art des méthodes de calcul analytique

La théorie des lignes de transmission a longtemps été un outil d'analyse et de dimensionnement des lignes microruban. Les SHI étant réalisées dans la même technologie et éclairées par une onde plane, sont susceptibles d'être modélisées à l'aide de la théorie des lignes de transmission. De ce fait plusieurs modèles analytiques de structures artificielles composées de réseaux de pavés imprimés sur un diélectrique avec plan de masse, avec et sans vias (Vertical Interconnect Access), ont été proposés [46] [47]. Yang propose un premier circuit équivalent d'une structure à bande interdite électromagnétique

composée de motifs UC-PBG. Ce modèle a permis d'avoir une première compréhension des différents phénomènes présents. Le premier modèle électrique d'une structure contenant des vias fut proposé par Sievenpiper pour la structure "champignon", il s'agit de la mise en parallèle d'une capacité, due au gap entre deux pavés adjacents, et d'une inductance, due au substrat sur son plan de masse, qui forme un résonateur [48]. La capacité représentant le gap est calculée de manière approchée en considérant un gap entre deux lignes microruban. La valeur de l'inductance est aussi approximée en considérant le champ magnétique constant sur toute la hauteur du substrat ce qui n'est valable que pour des structures de faible épaisseur. Cependant l'effet des vias n'est pas pris en compte, le modèle présenté dans [48] a été développé uniquement en incidence normale.

2.2.2 Présentation du modèle utilisé

Le modèle analytique utilisé ci-dessous est issu des travaux de Luukkonen et Tretyakov [26] [29]. Ce modèle a été retenu car il fournit des expressions précises des champs électromagnétiques se propageant sur la surface des structures artificielles. Les propriétés physiques de ces structures sont alors modélisées le plus rigoureusement possible. Contrairement aux modèles de Sievenpiper, Yang et Liu, le modèle choisi pour nos travaux est basé sur une moyenne des champs électromagnétiques sur ces surfaces artificielles et permet de déterminer le module et la phase des structures artificielles pour différents angles d'incidence. Les expressions précises des impédances modélisant les SHI éclairées par des modes *TM* et *TE* permettent de déduire les constantes de propagation pour chaque mode se propageant entre l'interface air-diélectrique. Cependant ce modèle analytique n'est applicable qu'à des structures dont la périodicité est très inférieure à la longueur d'onde. Un second modèle analytique, modèle basé sur la matrice chaîne, a été développé pour déterminer les caractéristiques dispersives de SHI dont la périodicité peut approcher la demi-longueur d'onde [49].

2.2.2.1 Calcul du coefficient de réflexion d'une structure artificielle

2.2.2.1.a Conducteur Magnétique Artificiel

Dans le cadre de ce travail nous allons nous intéresser à des CMA composés d'une grille de motifs pavés (carrés ou rectangulaires) imprimée sur un diélectrique placé au-dessus d'un plan de masse (Fig. 2.1). La théorie des lignes de transmission est très pratique pour modéliser ce type de structure comme le montre la Figure 2.2. Où Z_0 représente l'impédance d'onde du vide. Le réseau de pavés carrés imprimé sur le substrat a un effet capacitif et avec l'effet inductif dû au diélectrique sur le plan de masse, l'ensemble se comporte comme un résonateur. L'impédance de surface de cette géométrie est donc la résultante d'une connexion parallèle d'une impédance de grille Z_g avec une impédance du diélectrique court-circuité Z_d :

$$Z_s{}^{-1} = Z_g{}^{-1} + Z_d{}^{-1} \tag{2.1}$$

On distinguera deux polarisations de l'onde plane incidente s'écrivant respectivement dans le cas des modes transverse magnétique (TM) et transverse électrique (TE) :

$$Z_0{}^{TM} = \eta_0 \cos\theta \tag{2.2}$$

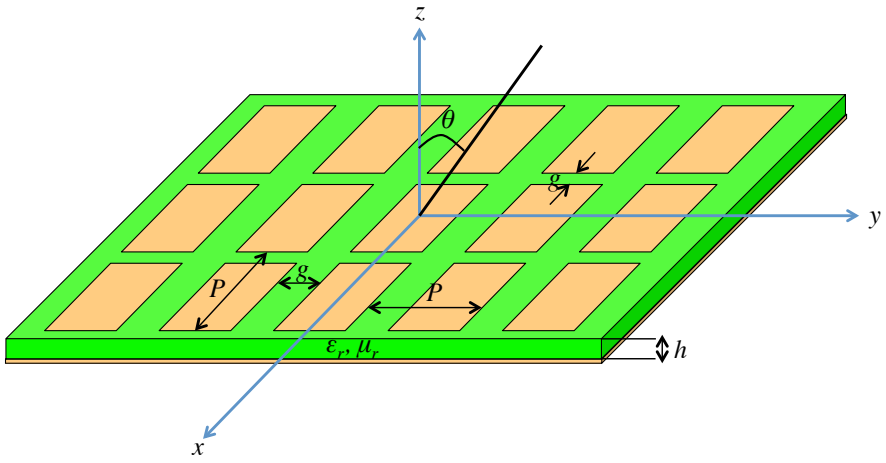


FIGURE 2.1 – Conducteur magnétique artificiel composé de pavés métalliques imprimés sur un diélectrique court-circuité

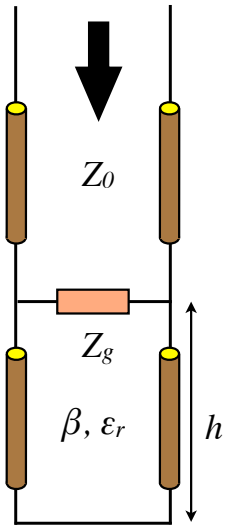


FIGURE 2.2 – Schéma équivalent d'une ligne de transmission modélisant un CMA

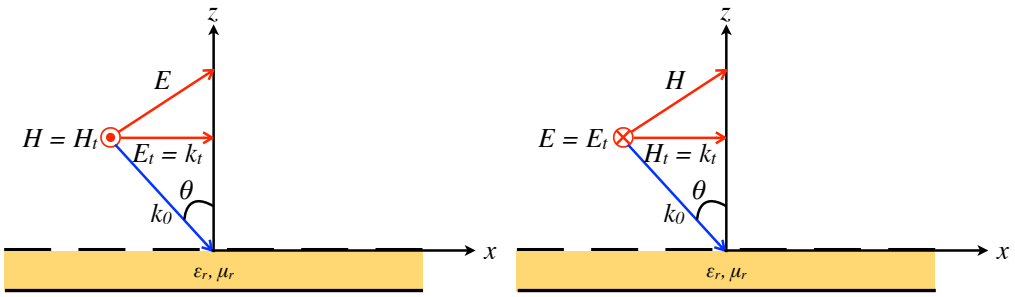
$$Z_0{}^{TE} = \frac{\eta_0}{\cos\theta} \tag{2.3}$$

Avec η_0 l'impédance de l'onde du vide et θ l'angle d'incidence. L'impédance de grille Z_g est déterminée par la relation liant le champ électrique moyen <E> à la densité de courant moyenne <J> :

$$< E >= Z_g < J > \tag{2.4}$$

Le détail du calcul des impédances de grille polarisées en mode TM et TE est décrit dans [50]. Elles s'écrivent sous la forme :

$$Z_g{}^{TM} = -j\frac{\eta_{eff}}{2\alpha} \tag{2.5}$$



(a) (b)

FIGURE 2.3 – Onde plane incidente sur une SHI polarisée en : (a) mode TM, (b) mode TE

$$Z_g{}^{TE} = -j\frac{\eta_{eff}}{2\alpha}\frac{1}{1-\frac{{k_0}^2}{{k_{eff}}^2}\sin^2\theta} \tag{2.6}$$

Avec $\eta_{eff} = \eta_0\sqrt{\epsilon_{eff}}$ l'impédance d'onde effective, $\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + 1)/2$ est la permittivité effective approchée, ϵ_r la permittivité relative du diélectrique, $k_{eff} = k_0\sqrt{\epsilon_{eff}}$ le nombre d'onde effectif dans le milieu de propagation et k_0 le nombre d'onde dans le vide. Le terme α représente le "facteur de grille" s'écrivant :

$$\alpha = \frac{k_{eff}P}{\pi}\log\left(\frac{1}{sin\frac{\pi g}{2P}}\right) \tag{2.7}$$

Avec P la périodicité de la cellule élémentaire et g le gap entre deux motifs adjacents. Les expressions décrites ci-dessus sont valides dans le cas où $k_{eff}P << 2\pi$. Le modèle est valable pour des tailles de motifs très inférieures à la longueur d'onde. La SHI peut être ainsi modélisée à l'aide d'un modèle quasi-statique : les ondes se propageant dans le diélectrique ne sont pas modifiées par l'environnement. Le domaine de validité peut être étendu en utilisant le développement limité du facteur de grille α explicité dans [29]. En dehors du domaine de validité, les champs électromagnétiques sont perturbés par l'environnement et la moyenne de ceux-ci sur une surface est imprécise lorsque les dimensions du motif atteignent la longueur d'onde [26].

L'impédance d'un diélectrique placé au-dessus d'un plan de masse s'écrit [50] :

$$Z_d = j\omega\mu\frac{\tan(\beta h)}{\beta}\left(1-\frac{k_t k_t}{k^2}\right) \tag{2.8}$$

Où μ est la perméabilité du substrat (ici $\mu = \mu_0$), $\beta = \sqrt{k^2 - {k_t}^2}$, $k = k_0\sqrt{\epsilon_r}$ est le nombre d'onde dans le substrat, h la hauteur du substrat et k_t est la composante tangentielle du nombre d'onde de l'onde plane incidente définie par :

$$k_t = k_0[1 - cos^2\theta]^{1/2} \tag{2.9}$$

A partir des équations ci-dessus, on en déduit les expressions des impédances de surface Z_s respectivement pour les modes TM et TE :

$$Z_s{}^{TM} = \frac{j\omega\mu\frac{tan(\beta h)}{\beta}cos^2\theta_2}{1 - 2k_{eff}\alpha\frac{tan(\beta h)}{\beta}cos^2\theta_2} \tag{2.10}$$

$$Z_s{}^{TE} = \frac{j\omega\mu\frac{tan(\beta h)}{\beta}cos^2\theta_2}{1 - 2k_{eff}\alpha\frac{tan(\beta h)}{\beta}\left(1 - \frac{2}{\epsilon_r+1}\sin^2\theta\right)} \tag{2.11}$$

Avec θ_2 l'angle de réfraction calculé à partir de la loi de réfraction :

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{\sin\theta}{\sqrt{\epsilon_r}}\right) \tag{2.12}$$

Le coefficient de réflexion de la SHI est alors défini par l'expression suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_s{}^{TE/TM} - Z_0{}^{TE/TM}}{Z_s{}^{TE/TM} + Z_0{}^{TE/TM}} \tag{2.13}$$

Considérons un CMA composé d'un réseau de pavés métalliques de dimensions $w = 1.7$mm, $g = 0.12$mm. Les motifs métalliques sont imprimés sur un diélectrique d'épaisseur $h = 0.762$mm et de permittivité $\epsilon_r = 10.35$. La Figure 2.4 représente la variation de la phase du coefficient de réflexion (2.13) d'un CMA en fonction de la fréquence pour différents angles d'incidence. Une comparaison très concordante avec une simulation numérique (dont le principe de calcul est explicité dans le paragraphe suivant) démontre la précision du modèle utilisé. Considérons la bande passante de la SHI comme la bande de fréquence dans laquelle la phase du coefficient de réflexion est comprise entre $\pm 90°$. La bande passante d'un CMA éclairé par une onde polarisée en mode TM, augmente lorsque l'angle d'incidence augmente (Fig. 2.4(a)). En revanche, lorsque la structure est éclairée par une onde polarisée en mode TE, la bande passante diminue au fur et à mesure que l'angle d'incidence augmente (Fig. 2.4(b)). Ceci est dû au fait que les impédances de l'onde du vide (2.2) et (2.3) et leurs proportions par rapport aux impédances de surface du CMA croient ou décroient respectivement en même temps que l'angle d'incidence augmente lorsque l'on calcul le coefficient de réflexion.

Le modèle décrit ci-dessus est basé sur une représentation par impédance de surface. Il est, cependant, plus simple de travailler avec des composants discrets L et C pour en avoir une description plus physique. La fréquence de résonance de la structure est alors déterminée par $\omega = 1/\sqrt{LC}$. Basée sur la théorie des lignes à transmission, l'impédance de surface Z_s peut aussi s'écrire :

$$Z_s = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2} \tag{2.14}$$

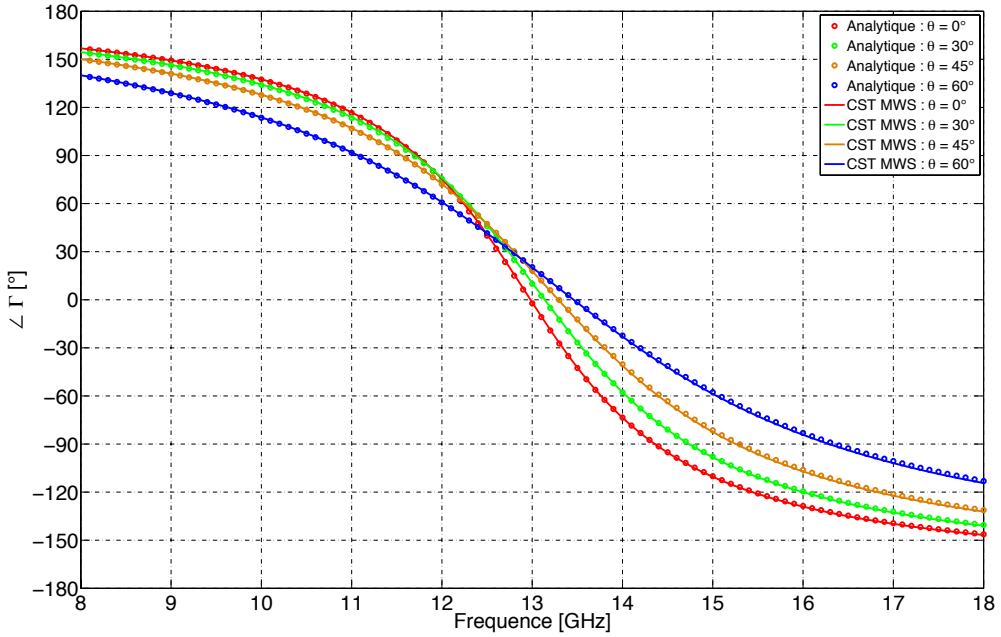
Par identification des équations 2.10 , 2.11 et 2.14 , on en déduit les expressions des composants L et C [51] :

$$C^{TM} = \left(\frac{P}{\pi}\epsilon_0\left(1 + \epsilon_r\right)\log\left(\csc\left(\frac{\pi g}{2P}\right)\right)\right)^{-1} \tag{2.15}$$

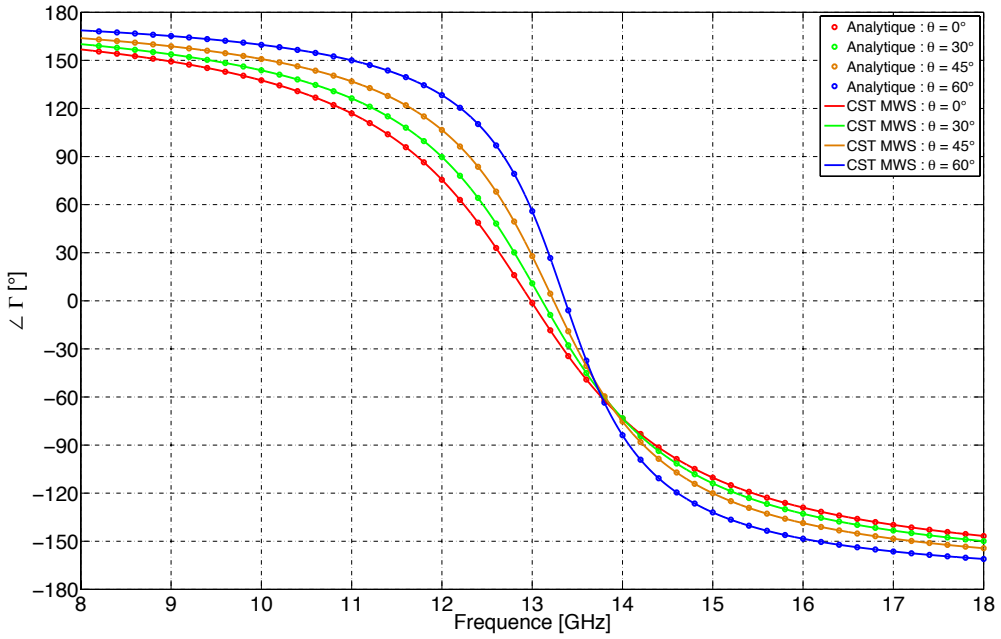
$$C^{TE} = \left(\frac{P}{\pi}\epsilon_0\left(1 + \epsilon_r\right)\log\left(\csc\left(\frac{\pi g}{2P}\right)\right)\left(1 - \frac{{k_0}^2}{{k_{eff}}^2}\sin^2\theta\right)\right)^{-1} \tag{2.16}$$

L'expression de l'inductance L se déduit de l'impédance Z_d du diélectrique sur plan de masse (2.8), à savoir :

$$L = \mu\frac{\tan(\beta h)}{\beta}\left(1 - \frac{k_t k_t}{k^2}\right) \tag{2.17}$$



(a)



(b)

Figure 2.4 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour plusieurs angles d'incidence d'une SHI éclairée par un : (a) mode TM, (b) mode TE

2.2.2.1.b Structure à bande interdite électromagnétique

Plusieurs structures présentes dans la littérature ont la particularité de pouvoir interdire la propagation des ondes de surface dans une bande de fréquences bien définie. La géométrie la plus connue est une structure champignon suggérée par Sievenpiper [48]. Elle est identique à une structure composée de pavés (Fig. 2.1) excepté la présence de via qui relient chaque motif imprimé au plan de masse (Fig. 2.5). Lorsqu'une onde plane polarisée en mode TE éclaire cette géométrie, le champ électrique $\overrightarrow{E}$ est perpendiculaire

aux vias : si le rayon des vias est très inférieur à la longueur d'onde, alors ceux-ci seront invisibles devant le champ $\overrightarrow{E}$ de l'onde incidente. De ce fait, dans le cas d'une polarisation en mode *TE* de l'onde plane incidente, le modèle analytique du conducteur magnétique artificiel est aussi applicable à une structure champignon. En revanche, lorsque l'onde plane incidente est polarisée en mode *TM* et en incidence oblique, la composante du champ électrique peut être dans le même plan que les vias qui seront alors excités. Il est donc, dans ce cas, nécessaire de prendre les vias en considération. Le modèle analytique se décompose de la manière suivante : une impédance de grille modélisant le réseau de pavés métalliques connectée en parallèle avec une impédance de diélectrique modélisant un réseau de vias noyé dans le substrat placé au-dessus un plan de masse. Il est connu qu'un réseau de vias noyé dans un milieu souffre de la dispersion spatiale même pour les basses fréquences [52]. De plus dans le cas d'un réseau de vias noyé dans un milieu hôte, les charges accumulées sur les extrémités de chaque via métallique doivent aussi être prises en compte.

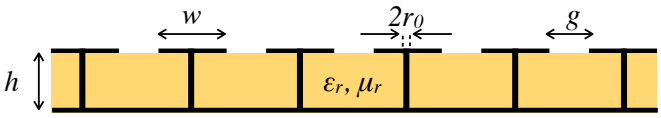


FIGURE 2.5 – Géométrie de la structure champignon

Considérons la structure champignon complète. La permittivité effective du milieu contenant des vias métalliques est décrite par l'expression suivante [53] :

$$\epsilon_n = \epsilon_r \left(1 - \frac{{k_p}^2}{{k_0}^2 \epsilon_r}\right) \tag{2.18}$$

Où ϵ_r est la permittivité relative du milieu hôte, k_p est le nombre d'onde plasma permettant de prendre en compte la dispersion spatiale de la structure complète (vias avec le réseau de motifs). Le nombre d'onde plasma dans le cas d'un réseau de motifs métalliques carrés s'écrit :

$$(k_p P)^2 = \frac{2\pi}{\log\left(\frac{P}{2\pi r_0}\right) + 0.5275} \tag{2.19}$$

Avec P la période du réseau de vias et r_0 est le rayon d'un via cylindrique.

On suppose que la variation de phase des courants le long des vias métalliques est très faible et que le réseau de motifs métalliques agit comme un réflecteur métallique. En raison des conditions aux limites électriques introduites par le réseau de motifs et le plan de masse, les vias apparaissent infiniment long pour les ondes électromagnétiques se propageant à l'intérieur du diélectrique. En plus de ces considérations, les ondes se propagent principalement dans la direction transverse à l'intérieur du diélectrique. On peut donc conclure que l'approximation de la structure à un modèle quasi-statique est justifiée. Avec ce modèle, l'onde incidente excite uniquement un mode à l'intérieur de la structure. L'impédance d'un diélectrique surmontant un plan de masse et contenant

un réseau de vias s'exprime par l'équation suivante [53] :

$$Z_d{}^{TM} = j\omega\mu_0 \frac{\tan(\beta_{TM} h)}{\beta_{TM}} \frac{k^2 - k_t{}^2 - k_p{}^2}{k^2 - k_p{}^2} \tag{2.20}$$

Où

$$\beta_{TM}{}^2 = \omega^2 \epsilon_0 \epsilon_r \mu_0 - \frac{\epsilon_r}{\epsilon_n} k_t{}^2 \tag{2.21}$$

A partir des équations 2.5 et 2.20 nous pouvons en déduire l'expression de l'impédance de surface d'une structure champignon éclairée par un mode TM :

$$Z_s{}^{TM} = \frac{j\omega\mu_0 \frac{\tan(\beta_{TM} h)}{\beta_{TM}} \left(1 - \frac{\sin^2\theta}{\epsilon_n}\right)}{1 - 2k_{eff}\alpha \frac{\tan(\beta_{TM} h)}{\beta_{TM}} \left(1 - \frac{\sin^2\theta}{\epsilon_n}\right)} \tag{2.22}$$

La Figure 2.6 représente la phase du coefficient de réflexion 2.13 d'une structure champignon en fonction de la fréquence et pour plusieurs angles d'incidence du mode TM. Le réseau de motifs possède les mêmes dimensions que le CMA présenté dans le §2.2.2.1.a : $w = 1.7$mm, $g = 0.12$mm. Les vias métalliques sont cylindriques de diamètre $r_0 = 0.05$mm. Le diélectrique considéré à une permittivité $\epsilon_r = 10.2$ et une épaisseur $h = 1$mm. La concordance entre les résultats analytiques et les simulations CST MWS est excellente. Lorsque la structure est excitée par un mode TE (Fig. 2.4(b)) la fréquence de résonance f_0 est stable en fonction de l'angle d'incidence. Contrairement à un CMA éclairée par un mode TM (2.4(a)), les effets des vias dans une structure champignon sont clairement visibles dans la stabilité angulaire de f_0 en fonction de la variation de l'angle d'incidence. Ceci est dû à l'excitation des vias produisant un courant électrique vertical [54].

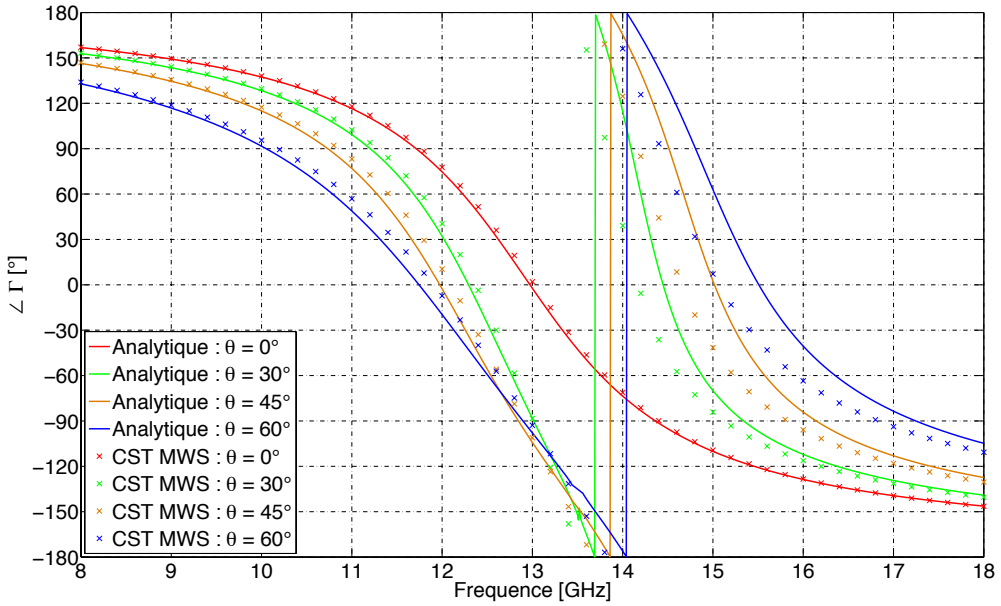


Figure 2.6 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de ula fréquence pour plusieurs angles d'incidence d'une structure champignon éclairée par un mode TM

2.2.2.1.c SHI absorbante

L'introduction de pertes dans la SHI permet de réaliser un absorbant de faible épaisseur. Ce dernier est modélisé par une SHI où chaque motif métallique est connecté à son homologue voisin par une résistance permettant d'atténuer les courants de surface. Utilisé comme réflecteur d'une antenne spirale, cet absorbant de faible épaisseur a permis de réduire considérablement l'épaisseur (h $\simeq \lambda/100$ à la fréquence basse), d'obtenir un fonctionnement sur une bande de fréquences supérieure à la décade et présente des performances comparables en termes d'adaptation aux antennes sur cavité absorbante [5]. De plus cet absorbant de faible épaisseur à permis de réduire le couplage entre deux dipôles imprimés [55].

Un premier objectif est d'adapter le modèle analytique pour contrôler les pertes introduites par les résistances. En effet les structures absorbantes désignées sous le nom de RAM (Radar Absorbent Materials) ont largement été étudiées dans la littérature [56] [57]. Les plus simples et les plus connues de toutes sont les écrans de Salisbury et de Jaumann [58] [59]. L'inconvénient de ces absorbants est leur épaisseur qui dépend de la fréquence basse d'utilisation : les mécanismes d'absorption de ceux-ci sont basés sur des résonances quart d'onde du diélectrique sur plan de masse et sur les pertes ohmiques. De plus ces absorbants ont une faible bande passante d'absorption, ce qui peut être contraignant pour certaines applications. Un moyen d'augmenter celle-ci est d'utiliser un empilement multicouche de diélectrique afin de créer de multiples résonances comme ceci est réalisé dans les absorbants de Jaumann. Afin de réduire l'encombrement de ces absorbants, les surfaces hautes impédances peuvent être avantageusement employées. Plusieurs articles récents ont montré que ces structures absorbantes peuvent être remplacées par des SHI à pertes beaucoup plus compactes [60]. Le principe est très proche de celui des écrans de Salisbury : la résonance de l'absorbant est définie par les propriétés de la SHI tandis que les propriétés d'absorption sont contrôlées par l'introduction de résistances sur les parties métalliques de la structure [61] ou par une connexion entre deux pavés métalliques adjacents [62] [63]. L'impédance de surface Z_s est la mise en parallèle d'une résistance R, d'une capacité C due au gap entre chaque pavé métallique et d'une self due au diélectrique court-circuité par le plan de masse (Fig. 2.7). Nous appelons cet absorbant de faible épaisseur une R-SHI (Résistive Surface à Haute Impédance).

$$ {Z_s}^{-1} = R^{-1} + {Z_C}^{-1} + {Z_L}^{-1} \tag{2.23} $$

Nous avons montré dans [51] la caractérisation d'une SHI absorbante de manière analytique et numérique pour différents angles d'incidence et présenté une vérification expérimentale des résultats de simulation. A la résonance, la structure se comporte donc comme une résistance : l'absorption est maximale lorsque le modèle électrique est adapté à l'impédance du vide ($R = \eta_0 = 377\Omega$). Ceci est observé sur la Figure 2.8 représentant le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI chargée par différentes valeurs de résistance. Les dimensions de la SHI absorbante simulée sont : w= 1.7mm, g = 0.12mm, h = 0.762mm, ϵ_r = 10.35. Lorsque la résistance R augmente, un changement brutal de la phase du coefficient de réflexion apparaît : à la résonance, lorsque $R < \eta_0$,

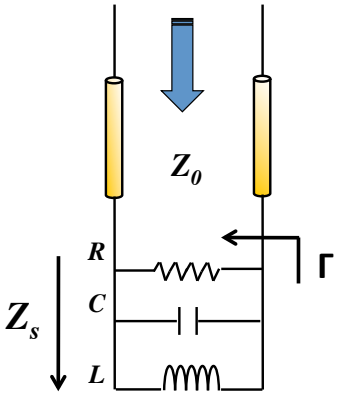
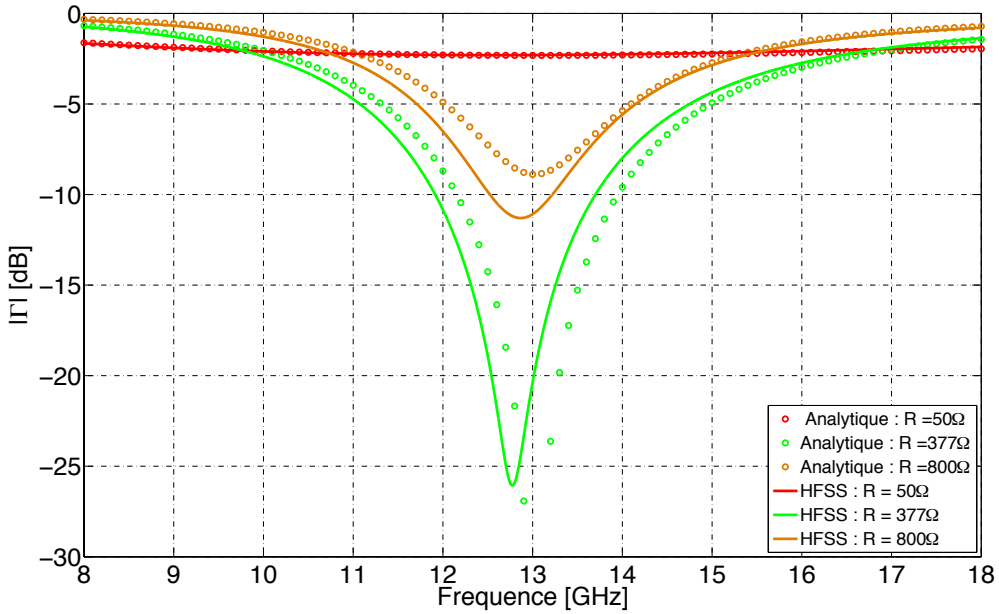


Figure 2.7 – Schéma électrique équivalent de la SHI absorbante éclairée par une onde plane

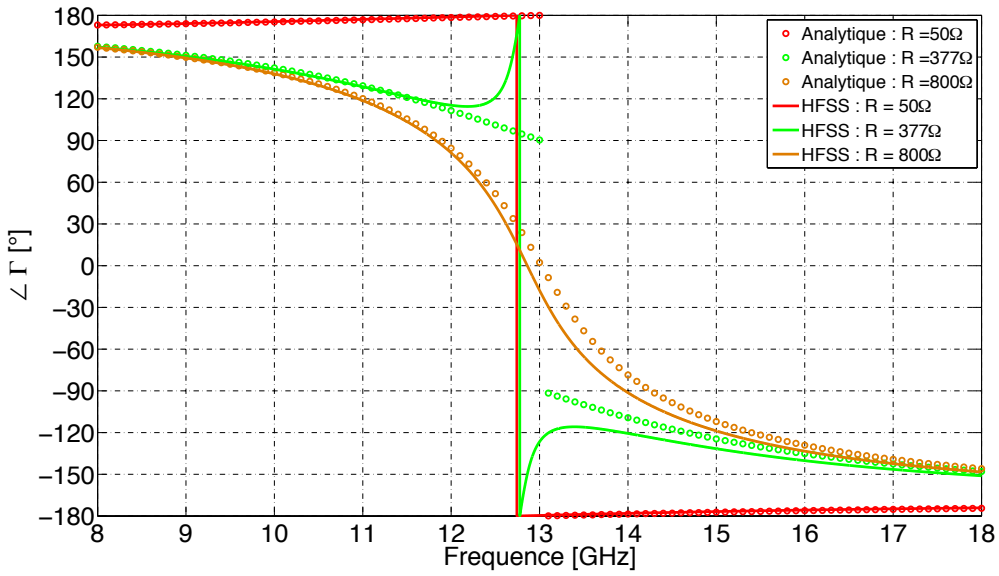
la phase du coefficient de réflexion est égale à $\pm\pi$ [64].

$$\Gamma_{f=f_0} = \frac{Re\,(Z_s) - Z_0}{Re\,(Z_s) + Z_0} = \frac{R - \eta_0}{R + \eta_0} \tag{2.24}$$

L'insertion d'importantes pertes empêche ainsi d'atteindre la condition CMP (parfaite) : l'impédance n'est plus infinie mais reste élevée (Fig. 2.9). Le décalage observé entre les résultats provenant du modèle analytique et du modèle numérique est dû à la modélisation de la résistance dans le dernier : remplir entièrement ou partiellement le gap entre chaque pavé par un feuillard résistif va influer sur la distribution de courant à la surface de la SHI, modifiant de ce fait le coefficient de réflexion. Le comportement du coefficient de réflexion de la R-SHI reste néanmoins acceptable.

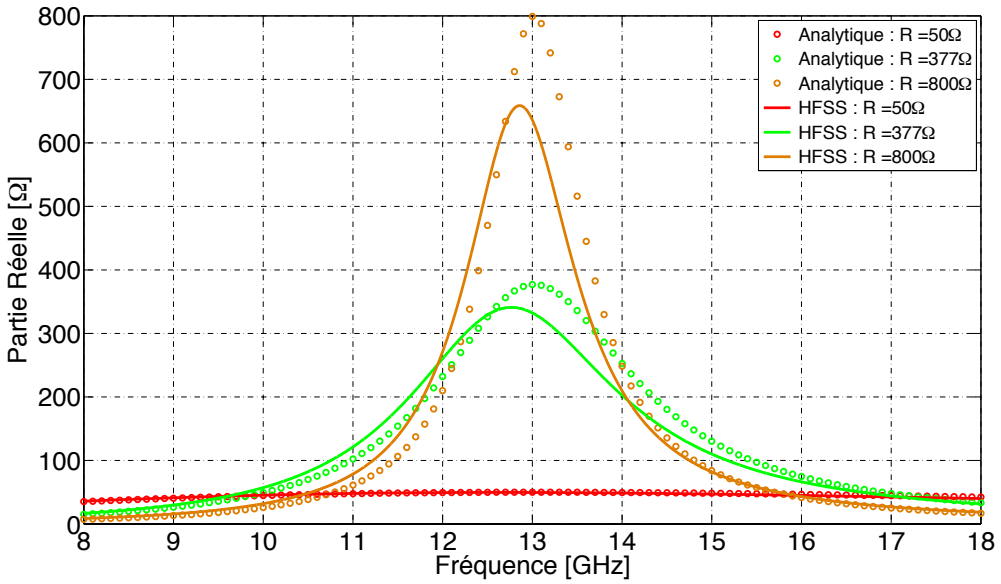


(a)

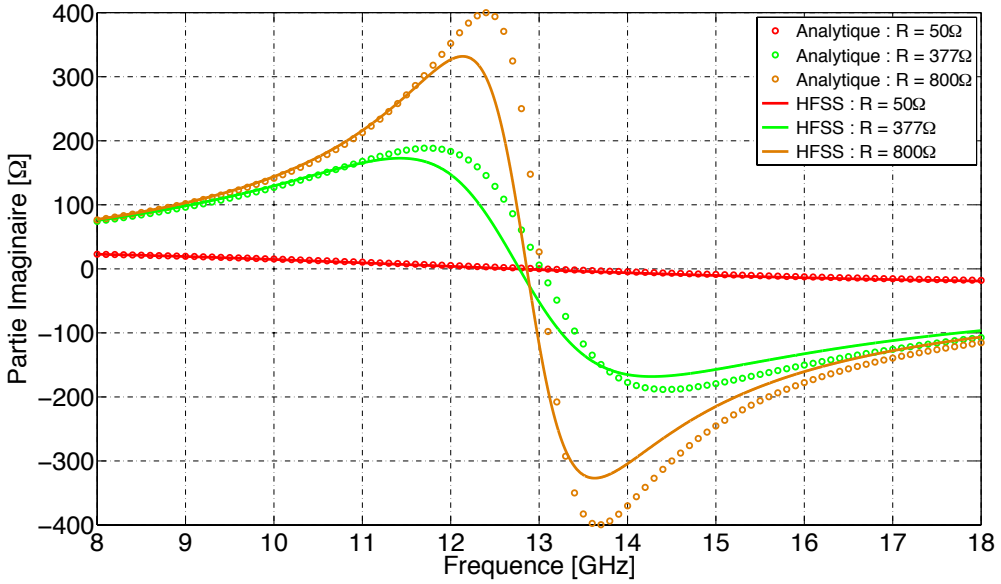


(b)

Figure 2.8 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI absorbante éclairée par une onde plane en incidence normale pour différentes valeurs de résistance : (a) Module, (b) Phase



(a)



(b)

Figure 2.9 – Impédance de surface Z_s en fonction de la fréquence d'une SHI absorbante éclairée par une onde plane en incidence normale pour différentes valeurs de résistance : (a) Partie Réelle, (b) Partie Imaginaire

2.2.2.1.d SHI active

La fréquence de résonance, et donc l'évolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, d'une SHI peut être contrôlée en modifiant soit la capacité, soit l'inductance, soit les deux. La méthode la plus simple est l'utilisation de diodes varactors permettant de contrôler la capacité [64]. L'intérêt de l'utilisation des vias n'est pas restreint à faire apparaître une bande interdite. Les vias sont aussi nécessaires pour faire varier la tension de polarisation des diodes afin de modifier la valeur de la capacité entre chaque pavé. La modélisation analytique de cette SHI active est similaire à celle d'une SHI absorbante : la résistance est remplacée par un circuit RC série modélisant le comportement d'une diode [53]. La Figure 2.10 représente l'évolution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour cette configuration pour différentes valeurs de capacités. L'augmentation de la capacité C_{var} va augmenter la capacité totale de la structure et permettra de décaler la fréquence de résonance de la SHI vers les basses fréquences.

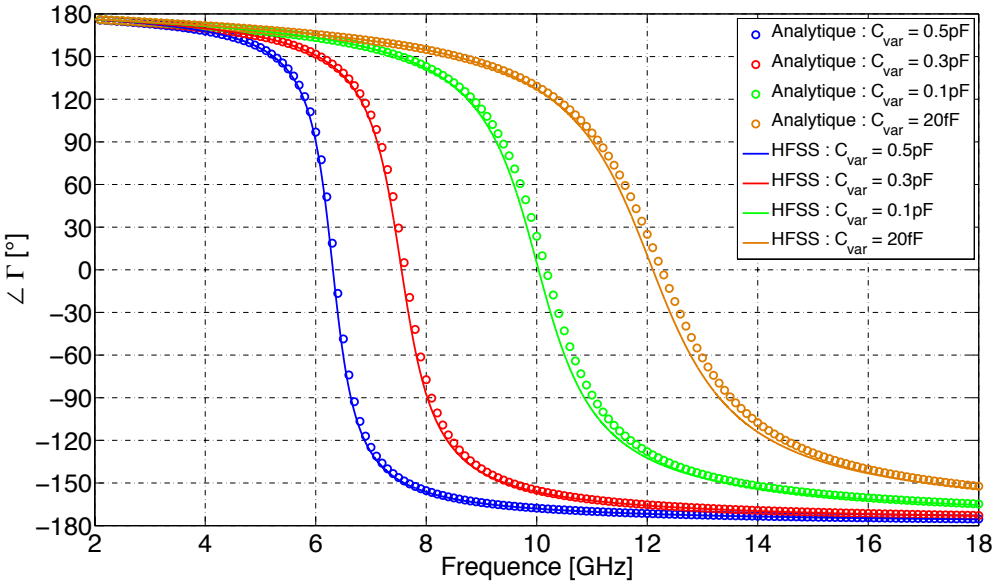


Figure 2.10 – Diagramme de phase d'une SHI active éclairée par une onde plane en incidence normale pour plusieurs valeurs de capacités C_{var}

2.2.2.2 Calcul du diagramme de dispersion d'une structure artificielle

2.2.2.2.a Méthode de la résonance transverse (MRT)

Les structures artificielles étudiées ici sont planaires et symétriques. Comme nous l'avons montré ci-dessus (§ 2.2.2.1.a), ce type de surface peut être analysé dans le domaine spectral à l'aide de modes transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM) se propageant dans une ligne de transmission équivalente. La méthode de la résonance transverse (TRM) est une méthode permettant de déterminer les fréquences de coupure de guide d'ondes corrugués [65].

Considérons une ligne de transmission représentée sur la Figure 2.11. La MRT per-

met de définir les oscillations libres d'un réseau qui sont solutions de l'équation suivante :

$$\overleftarrow{Z}_{gauche} + \overrightarrow{Z}_{droite} = 0 \tag{2.25}$$

Avec $\overleftarrow{Z}_{gauche}$ et $\overrightarrow{Z}_{droite}$ les impédances respectives vues vers la droite et la gauche du point d'observation z.

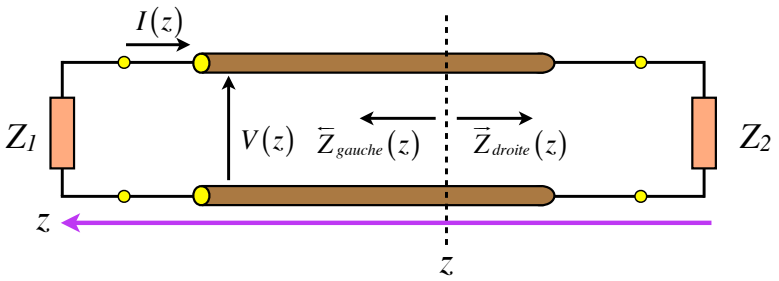
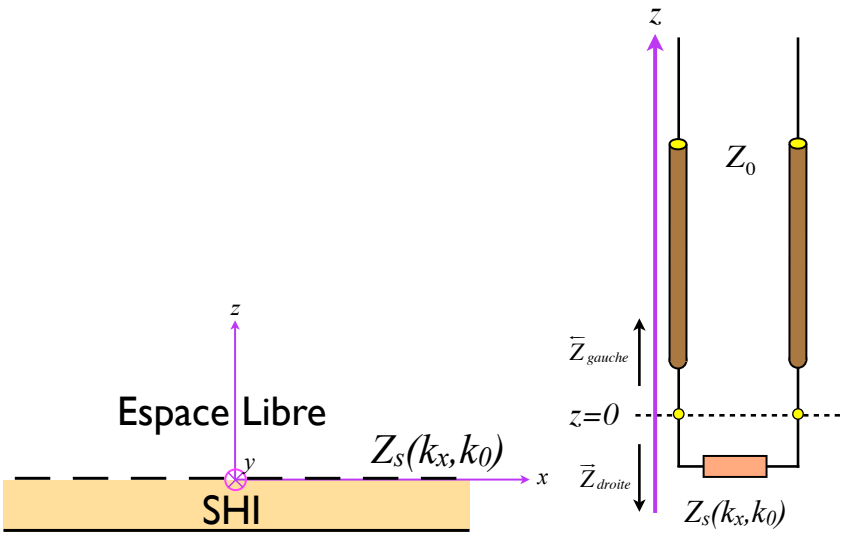


FIGURE 2.11 – Ligne de transmission à laquelle sera appliquée la MRT

Cette équation peut être utilisée pour déterminer les constantes de propagation des modes susceptibles de se propager sur une structure planaire. En appliquant la MRT à la section transverse d'une SHI, la structure peut être représentée par son impédance de surface (Fig. 2.12). On considèrera qu'aucune variation n'a lieu selon l'axe y. La SHI est représentée par une impédance équivalente $Z_s(k_x\,;k_0)$ au niveau de l'interface avec l'espace libre. L'impédance Z_s est fonction de la constante de propagation k_0 de l'espace libre et de la constante de propagation tangentielle $k_t = k_x$. De ce fait, il est possible d'obtenir la relation de dispersion d'une SHI à partir d'un modèle de ligne de transmission. L'impédance de surface Z_s est complexe. Il est donc nécessaire que l'impédance d'onde du vide (2.2 et 2.3) soit purement imaginaire afin de satisfaire l'équation 2.25. Ce modèle a quelques limites : la précision des résultats va diminuer au fur et à mesure que la longueur d'onde devient comparable à la périodicité de la structure. La formulation de la MRT est une équation dont l'inconnue est la constante de propagation tangentielle. Le diagramme de dispersion ne peut donc être obtenue uniquement dans la direction Γ - X de la zone de Brillouin.

La MRT est appliquée à une SHI composée de pavés carrés métalliques surmontant un plan de masse dont les dimensions sont : $w = 1.8$mm, $g = 0.2$mm, $h = 1$mm, $\epsilon_r = 10.2$. Les résultats analytiques sont comparés avec des simulations réalisées à l'aide de HFSS pour une structure infinie (Fig. 2.13). La correspondance entre les résultats issus de la MRT et ceux issus de HFSS montre une excellente concordance. On remarque qu'une SHI composée uniquement de pavés carrés, dont la dimension est très inférieure à la longueur d'onde, ne possède pas de bande interdite électromagnétique.

Le concept de la MRT permet d'analyser la propagation des ondes de surface à l'interface "air/diélectrique" d'un empilement de diélectriques posé sur un CEP (Eq. 1.23 et 1.24) ou un CMP. La condition qui est vérifiée par l'équation 2.25 permet de déterminer et tracer le diagramme de dispersion des ondes de surface en reportant dans le terme de gauche de cette équation l'impédance ramenée à l'interface par cet empilement.



(a) (b)

FIGURE 2.12 – I : Schéma d'une structure guidée planaire : (a) Représentation de la structure analysée, (b) Modéle utilisé pour déterminer les relations de dispersion. La structure planaire est modélisée par l'impédance $Z_s(k_x\,;k_0)$

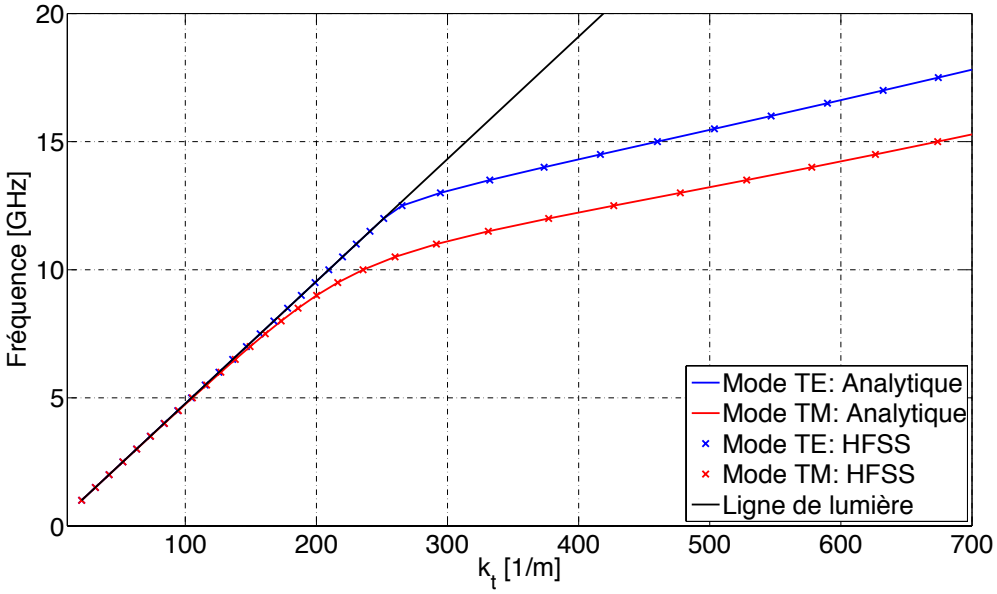


FIGURE 2.13 – Comparaison calcul analytique (MRT) et numérique du diagramme de dispersion d'une SHI composée de pavés métalliques carrés

La Figure 2.14 représente une comparaison des ondes de surface TE/TM se propageant à l'interface air/diélectrique d'un empilement diélectrique ($h = 7.5$mm, $\epsilon_r = 2.25$) surmontant un CEP et CMP. On notera que, contrairement à un empilement diélectrique posé sur un CEP, les modes TE et TM des ondes de surface sont inversés. Ceci traduit la dualité des surfaces CEP et CMP. De ce fait, si on travaille à une fréquence inférieure à la fréquence d'excitation de l'onde de surface on n'aura pas de mode excité donc pas de couplage dû aux ondes de surface.

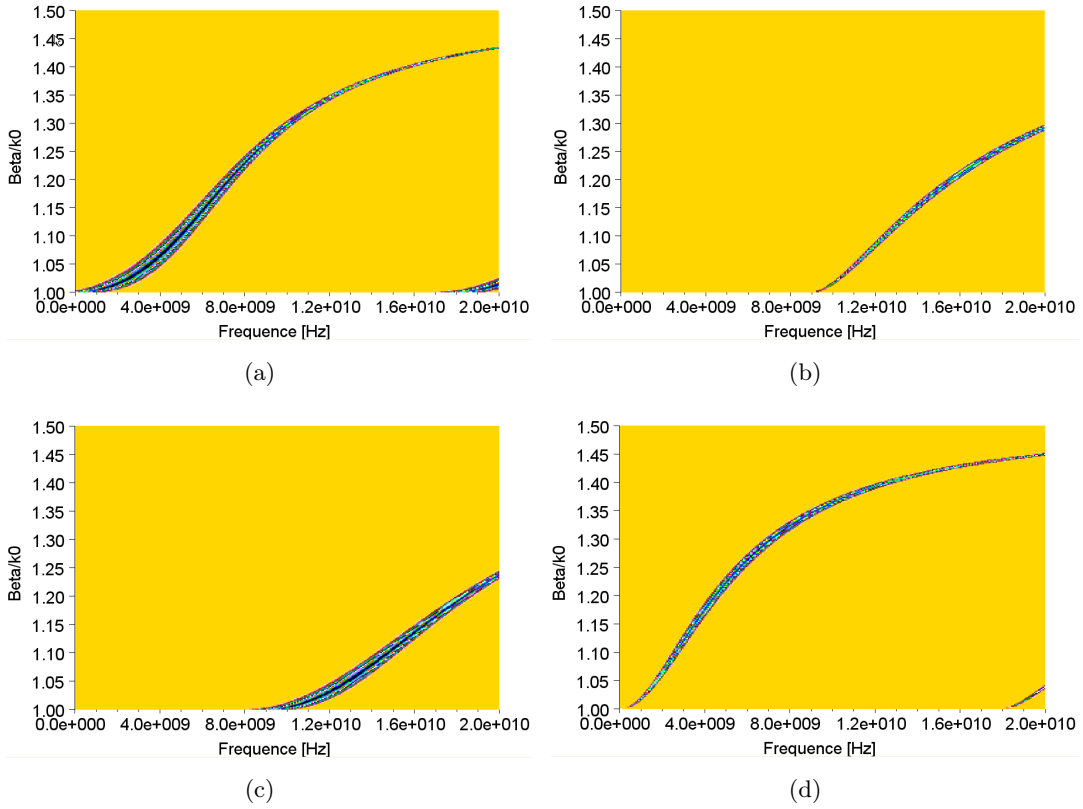


FIGURE 2.14 – Diagramme de dispersion des ondes de surface à l'interface "air/diélectrique" d'un empilement diélectrique ($h = 7.5$mm, $\epsilon_r = 2.25$) surmontant : (a) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) coefficient de transmission en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (c) coefficient de transmission en fonction de la fréquence

2.2.2.2.b Méthode de la matrice chaîne

Une autre méthode permettant de tracer le diagramme de dispersion est de modéliser l'impédance de surface Z_s à l'aide d'une ligne de transmission chargée périodiquement par des gaps microruban (Fig. 2.15) [66]. L'onde incidente n'est plus supposée normale ou oblique par rapport à la surface mais est considérée se propageant dans la direction tangentielle à celle-ci. Cette modélisation ne considère qu'une seule direction de propagation correspondant à la direction Γ - X de la zone irréductible de Brillouin. Nous présenterons ici une application de ce modèle à une SHI composée de pavés métalliques sans via, imprimés sur un diélectrique surmontant un plan de masse. Cependant ce modèle s'applique aussi bien à des structures champignons ou UC-PBG, ou divers motifs du moment que l'on connait l'impédance de grille modélisant le réseau de motifs [67] [5].

Le modèle analytique développé se compose d'une mise en cascade de n cellules unitaires. En considérant que cette ligne de transmission est infinie, nous pouvons établir une relation permettant d'exprimer les tensions V_n et les courants I_n au niveau de la

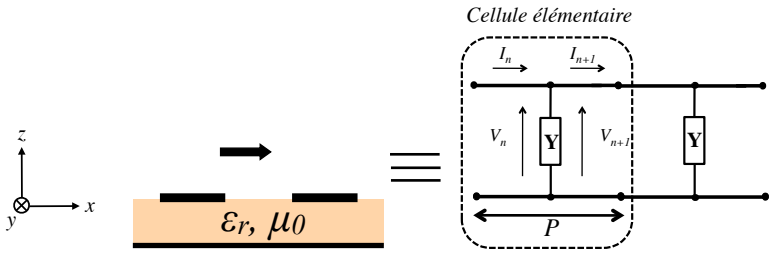


FIGURE 2.15 – Schéma électrique équivalent d'une SHI modélisée par une ligne chargée périodiquement par des gaps microruban

n^{ieme} cellule à l'aide de la matrice ABCD :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \tag{2.26}$$

La cellule unitaire se compose d'un premier tronçon de ligne de transmission de longueur $P/2$, suivi d'une admittance en parallèle, et pour terminer d'un autre tronçon de ligne de transmission identique au premier. La matrice ABCD s'écrit donc :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta_1}{2} & jZ_c \sin\frac{\theta_1}{2} \\ jY_c \sin\frac{\theta_1}{2} & \cos\frac{\theta_1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\frac{\theta_1}{2} & jZ_c \sin\frac{\theta_1}{2} \\ jY_c \sin\frac{\theta_1}{2} & \cos\frac{\theta_1}{2} \end{bmatrix} \tag{2.27}$$

Où Y = jCω avec C la capacité modélisant le gap microruban. Cette capacité est déterminée numériquement [68]. $Z_c = 1/Y_c$ représente l'impédance caractéristique d'un tronçon de ligne de transmission en absence d'éléments réactifs ($Z_c = 0$), et θ_1 représente la longueur électrique.

La structure étant considérée comme infinie, les courants et tensions à la n^{ieme} cellule, ne diffèrent des courants et tensions de la cellule $n + 1$ que par un facteur $e^{-\gamma P}$: on applique le théorème de Floquet afin de déterminer la constante de propagation γ de la structure. A partir de cette définition et des équations 2.26 et 2.27 :

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} e^{\gamma P} \tag{2.28}$$

qui permet d'aboutir au système suivant :

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma P} & B \\ C & D - e^{\gamma P} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

L'équation de dispersion γ est directement déduite et se met sous la forme suivante :

$$\gamma = \frac{1}{P} \cosh^{-1}\left(\frac{A+D}{2}\right) = \alpha + j\beta \tag{2.30}$$

La bande interdite est définie lorsque $\alpha \neq 0$, $\beta = 0$.

Un exemple d'application de cette méthode pour déterminer l'emplacement de la bande interdite est illustré sur la Figure 2.16. Cette figure représente le diagramme de

dispersion d'une SHI composée d'un réseau de motifs métalliques carrés imprimé sur un plan de masse. Les dimensions de cette structure sont : $P = 8.3$mm, $g = 1$mm, $h = 0.762$mm et $\epsilon_r = 2.2$. La courbe obtenue par le modèle analytique représente la constante de phase normalisée $\beta_n = \beta P/\pi$ en fonction de la fréquence. On voit une bande interdite comprise entre 11.9GHz et 13.3GHz. Une mesure dont le principe est explicité dans le paragraphe 2.4.2. La mesure corrobore le résultat analytique : une chute conséquente de la transmission autour de 12.5GHz est observée. En considérant le critère $|S_{21}| <$ -10dB, la bande interdite s'étend de 11.6GHz à 13.6GHz. Les fréquences centrales de la bande interdite expérimentale et analytique sont égales : $f_c = 12.6$GHz. Nous observons donc que les résultats obtenus par l'approche analytique et expérimentale sont très proches, validant ainsi le modèle développé.

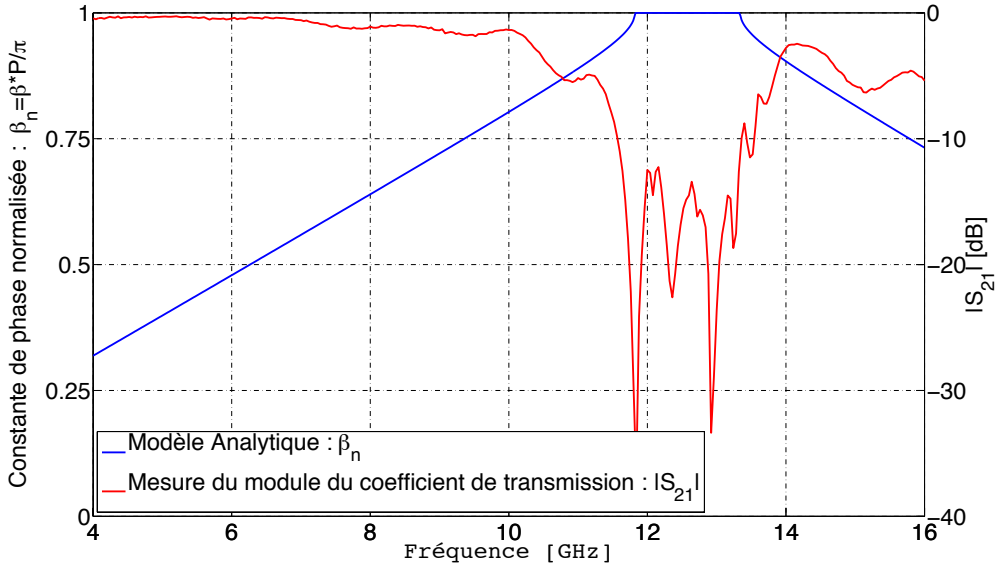


Figure 2.16 – Diagramme de dispersion d'une SHI composée d'une grille de motifs carrés métalliques imprimée sur un diélectrique sur plan de masse : approche analytique et expérimental

Contrairement à la Figure 2.13, cette structure possède une bande interdite alors qu'aucun via n'est présent. Lorsque la dimension des motifs devient comparable à la demi longueur d'onde, le réseau de motifs métalliques entre en résonance. De ce fait une bande interdite apparaît. Ce phénomène est similaire à la diffraction de Bragg : les ondes réfléchies interfèrent destructivement avec les ondes progressives créant ainsi une bande interdite [69].

2.3 Modélisation numérique de SHI

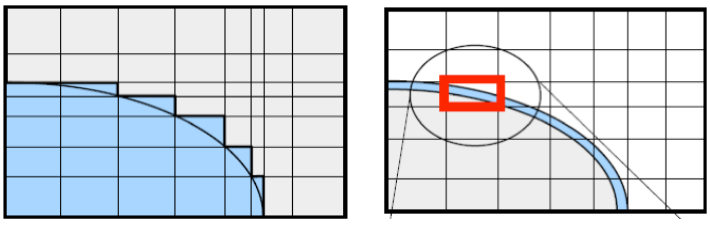
2.3.1 Méthodes de calculs numériques

Le paragraphe précédent a présenté différentes méthodes analytiques. Cependant certaines d'entre elles sont basées sur des modèles quasi-statiques. La validation de ces méthodes doit passer par une simulation électromagnétique 3D. Les simulateurs électromagnétiques utilisent des méthodes numériques qui sont aussi nombreuses que va-

riées. Plusieurs méthodes basées sur les équations de Maxwell (méthodes «Full-Wave») telles que la méthode des différences finies (FDTD) et la méthode des éléments finis (FEM) ont été largement utilisées pour calculer les caractéristiques de rayonnement de structures antennaires mais peuvent aussi être appliquées pour tracer le coefficient de réflexion (phase et amplitude) des structures artificielles. Ces méthodes numériques consistent en une discrétisation volumique de la structure afin de résoudre les équations de Maxwell sur une représentation de l'objet construite à l'aide de différents types de maillage. Dans le cadre de cette thèse, deux simulateurs électromagnétiques seront utilisés : Ansoft HFSS ® et CST Microwave Studio ® (MWS). Ces deux simulateurs utilisent respectivement la FEM et la Méthode d'Intégration Finie (FIT) pour résoudre les équations de Maxwell.

2.3.1.1 Méthode temporelle

La FIT a été développée par CST en combinaison avec la méthode PBA (Perfect Boundary Approximation) aussi bien dans le domaine temporel que dans le domaine fréquentiel [70]. Toutes les méthodes "full-wave" telles que les techniques FIT, FDTD et TLM (Transmission Line Matrix) utilisent une grille conformée. La FDTD utilise un maillage cartésien de type Yee [71] possédant quelques limitations lorsque des structures 3D complexes doivent être simulées : la grille cartésienne utilisée pour discrétiser la géométrie (Fig. 2.17) peut résulter en une certaine imprécision de l'objet et de la représentation des gradients de champs, notamment pour des surfaces et volumes curvilignes. Chaque maille ne prenant en compte qu'un seul matériau, une augmentation du nombre de cellules est nécessaire pour accroitre la précision du calcul électromagnétique à mesure que la fréquence de travail de la structure considérée augmente. Pour pallier ce problème, la technique dite PBA a été implémentée en connexion avec la FIT pour réduire le nombre global de cellules d'une simulation FDTD équivalente tout en améliorant considérablement le niveau de précision. Cela signifie par exemple qu'une maille peut prendre en considération deux propriétés de matériaux différents lorsqu'une discrétisation cartésienne est utilisée (Fig. 2.17). Cette technique se révèle être une méthode efficace car elle permet de mailler une structure sans approximation de la géométrie.



(a) (b)

Figure 2.17 – Discrétisation hexaèdrale d'une géométrie : (a) maillage de type YEE, (b) maillage avec PBA

La FIT permet de discrétiser la loi de Faraday sur une face : le champ électrique noté **e** est défini sur chaque arrête de la maille tandis que le flux magnétique **b** est défini sur la face de la maille (Fig. 2.18). Pour chaque face on obtient une somme algébrique que l'on réécrit sous forme matricielle dans une base de vecteurs. Une transformée de Fourier est ensuite appliquée pour obtenir les résultats dans le domaine fréquentiel.

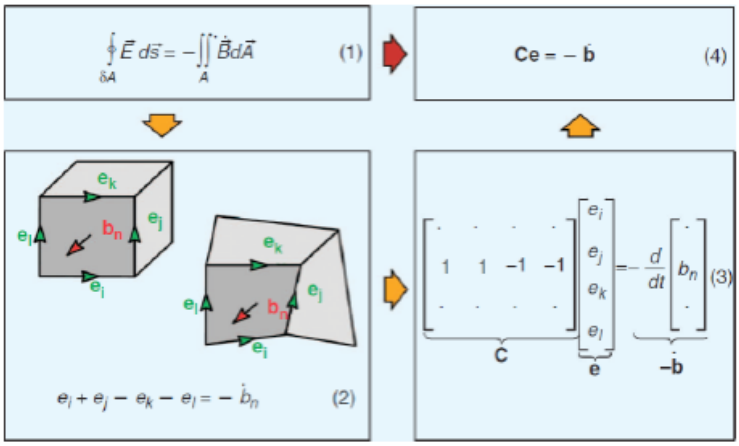


Figure 2.18 – Principe de fonctionnement de la FIT [72]

2.3.1.2 Méthode fréquentielle

Ansoft HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM) afin de calculer les propriétés électromagnétiques d'une structure. La modélisation sous forme d'équations algébriques d'une structure est très complexe à mettre en œuvre. Le domaine de calcul est divisé en un certains nombre de petits et simples éléments. Ces éléments sont des tétraèdres, où chaque tétraèdre est une pyramide à quatre faces, qui est l'entité volumique la plus simple. Les champs dans chaque élément sont alors représentés à l'aide d'une fonction locale. La valeur de chaque vecteur, tel que le champ $\overrightarrow{E}$ ou $\overrightarrow{H}$, à l'intérieur du tétraèdre est interpolée à partir de la valeur calculée à chaque sommet le constituant. A chaque nœud (Fig. 2.19), HFSS calcul les champs par la résolution d'un système d'équations aux valeurs propres [73]. Le champ électromagnétique à l'intérieur de chaque maille est interpolé à partir des champs calculés à chaque nœud.

La résolution des équations matricielles est faite à partir de la méthode de Ritz ou de Galerkin [74]. Un raffinement du maillage est réalisé au moins pour une fréquence. La forme des tétraèdres est très importante : des tétraèdres très aplatis peuvent compromettre la précision et la vitesse de calcul de la simulation. La représentation des champs permet au système de transformer les équations de Maxwell en un système d'équations linéaires. La FIT utilisée par CST MWS peut aussi être appliquée au domaine fréquentiel où le paramètre dérivatif temporel des équations de Maxwell est écrit comme une expression numérique complexe dépendant de la fréquence. Comme le solveur de Ansoft, le solveur fréquentiel de CST MWS utilise un maillage tétraédrique. Cette méthode est très bien adaptée aux calculs de structures résonnantes à bande étroite, structures périodiques telles que les réseaux d'antennes, les surfaces sélectives en fréquence, les SHI, etc...

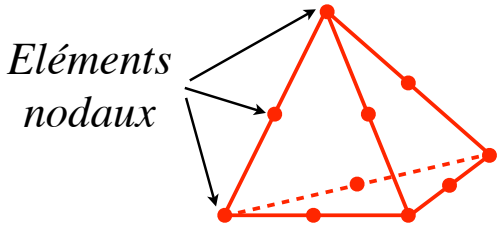


Figure 2.19 – Maille volumique élémentaire de la FEM : le tétraèdre

2.3.2 Application aux structures artificielles

2.3.2.1 Coefficient de réflexion d'une SHI

Plusieurs méthodes sont envisageables pour tracer le coefficient de réflexion (module et phase) d'une SHI à l'aide de CST MWS et Ansoft HFSS.

Une première méthode consiste à définir les conditions aux limites appropriées pour introduire un mode *TEM* dont le trièdre direct est formé par les champs $\overrightarrow{E}$ et $\overrightarrow{H}$. Un seul élément comme partie d'une structure infinie est considéré. L'orthogonalité des champs est obtenue des conditions aux limites électriques selon un axe de part et d'autre de la cellule et des conditions aux limites magnétiques selon l'axe perpendiculaire (Fig. 2.20). La phase du coefficient de réflexion de la structure est alors déterminée uniquement pour une incidence normale. La référence de phase et la réflectivité est directement prise au niveau de la surface de la SHI [75]. L'inconvénient de cette méthode est que le couplage par rapport aux cellules adjacentes n'est pas pris en compte.

Une seconde méthode, valable uniquement dans le domaine fréquentiel, permet de calculer le diagramme de phase d'une SHI en tenant compte des cellules adjacentes et ce pour tous les angles d'incidence. La géométrie est décrite à l'aide de modes de Floquet. La Figure 2.21 montre le diagramme de phase d'une SHI simulée à l'aide du solveur fréquentiel et du solveur temporel de CST MWS pour une incidence normale. Les dimensions de la structure étudiée sont : $w = 1.7$mm, $g = 0.12$mm, $h = 0.762$mm, $\epsilon_r = 10.35$. Les deux résultats sont identiques montrant un bon accord entre les différentes approches [76].

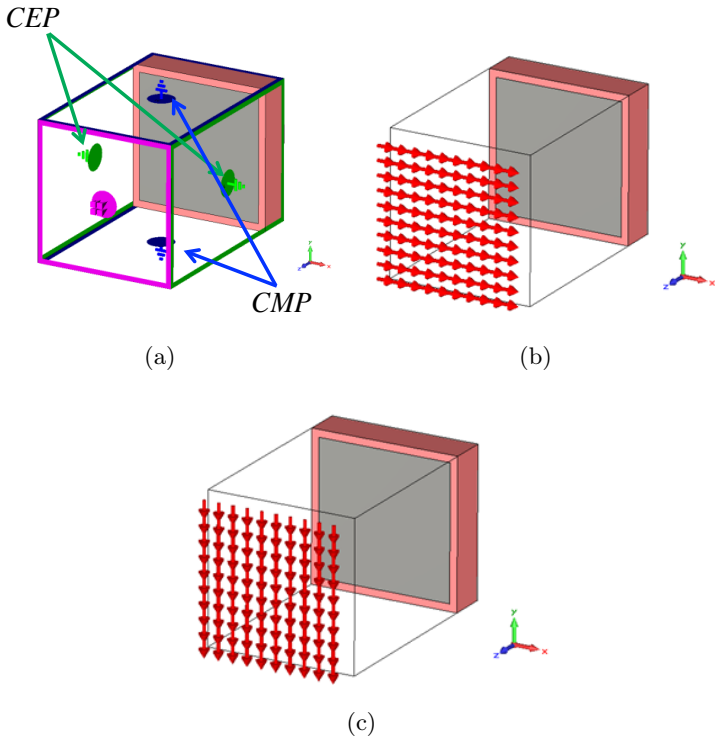


FIGURE 2.20 – (a) Conditions aux limites appliquées à un motif élémentaire d'une SHI, (b) Composante du champ électrique E incident, (c) Composante du champ magnétique H incident

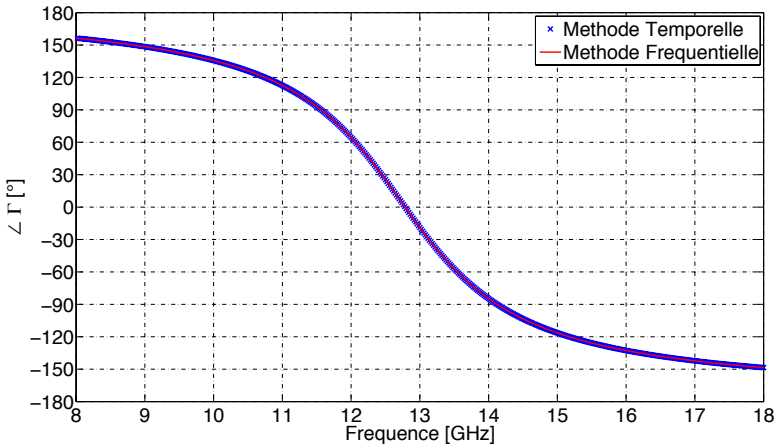


FIGURE 2.21 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI calculée en incidence normale à l'aide de la méthode temporelle et fréquentielle

2.3.2.2 Diagramme de dispersion d'une SHI

Les propriétés dispersives d'une surface artificielle sont calculées à l'aide du solver de modes propres. Ce solver permet de calculer les fréquences propres de la structure. Aucune excitation n'est nécessaire, le solveur calcule le déterminant de la matrice chaîne. L'utilisation d'une condition aux limites absorbante (PML, Perfect Match Layer) permet de simuler le demi-espace supérieur comme un environnement infini. La Figure 2.22 représente le diagramme de dispersion d'une structure champignon. Une bande interdite

électromagnétique est présente dans la bande de fréquence 10GHz - 14GHz.

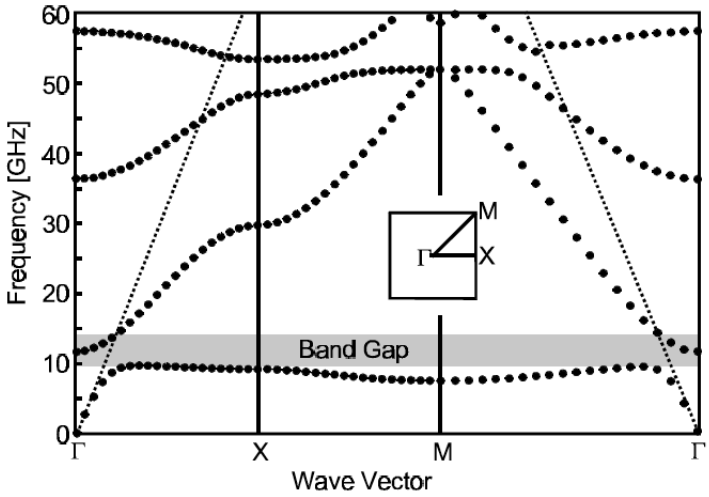


Figure 2.22 – Diagramme de dispersion complet d'une structure champignon [48]

2.4 Caractérisation expérimentale

2.4.1 Coefficient de réflexion

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour mesurer la phase du coefficient de réflexion d'une SHI. Cette mesure peut être obtenue à partir de deux cornets, l'un en émission et l'autre en réception, placés dans une chambre anéchoïque. Les deux cornets sont équidistants par rapport à la structure sous test. Un absorbant peut être placé entre les deux antennes afin de limiter le couplage. Une mesure de référence est préalablement faite à partir d'une plaque de métal. Toutes les mesures seront par la suite divisées par cette référence. La plaque de métal est ensuite remplacée par la SHI sous test. Un facteur de π est ajouté aux données afin de prendre en compte le déphasage engendré par la plaque de métal [48]. Cette méthode a l'avantage de pouvoir mesurer facilement la structure artificielle sous différents angles d'incidence mais est néanmoins coûteuse à mettre en place. Une autre méthode utilisée dans le cadre de cette thèse est celle du simulateur guide d'onde : il s'agit d'un guide d'onde surdimensionné initialement employé pour caractériser des réseaux d'antennes périodiques infinis mais qui peut aussi être appliqué à la caractérisation de réseaux périodiques tels que les SSF (Surfaces Sélectives en Fréquences) et SHI [77]. Le simulateur guide d'onde, représenté sur la Figure 2.23, utilise le principe des images : les parois du guide d'onde introduisent une paire infinie d'images qui ramènent le comportement d'un seul motif SHI cloisonné identique au comportement d'une SHI infinie. Les avantages et inconvénients de cette méthode ont été identifiés par Pearson et al. (Tab. 1.1) [77].

Il est à noter qu'il est nécessaire que la section transverse du guide d'onde soit commensurable à la périodicité de la SHI à analyser. Cette méthode utilise un mode TE_{10} pour exciter la structure. Le simulateur guide d'onde possède donc un angle de

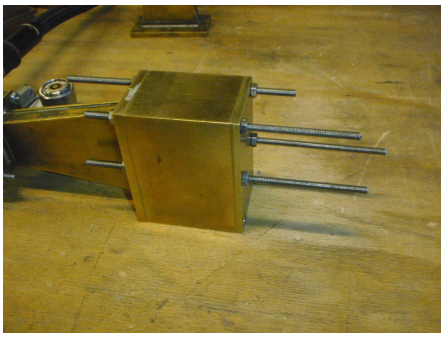


Figure 2.23 – Simulateur guide d'onde

Avantages	**Inconvénients**
Prototypage rapide à partir d'échantillons composés de quelques éléments	La bande passante est déterminée par la propagation du mode dominant et l'angle d'incidence varie en fonction de la fréquence
Le coefficient de réflexion aux grands angles d'incidence peut être précisément simulé	L'onde incidente est polarisée en mode *TE* pour des guides d'onde conventionnels
Une caractérisation de la matrice-S complète est possible	Les éléments de la SHI doivent être symétriques dans le plan d'incidence
Les SHI actives peuvent être simulées en utilisant de simples circuits de contrôle configurés	Les arrêtes de la structure peuvent provoquer des fuites entrainant une baisse de précision
Les pertes intrinsèques peuvent être déduites à partir des ondes transmises et réfléchies	La période de la SHI doit être un entier multiple de la dimension du guide

Table 2.1 – Avantages et inconvénients des simulateurs guides d'onde [77]

balayage pour chaque point de fréquence mesuré. Ce mode peut être décomposé en deux ondes planes (Fig. 2.24). En développant l'expression du champ transverse électrique et en identifiant les deux termes exponentiels résultant comme étant une onde plane, on en déduit que les ondes planes associées au mode TE_{10} sont incidentes aux angles :

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{2a}\right) \tag{2.31}$$

Où λ est la longueur d'onde dans le vide et a le plus grand côté du guide (a = 48mm).

Le simulateur guide d'onde est connecté à l'accès coaxial d'un analyseur de réseau par l'intermédiaire d'une transition guide-coaxial. Une calibration TRL (Thru – Line – Reflect) est préalablement effectuée avant la mesure.

Cette méthode a été utilisée pour caractériser une structure composée d'un réseau

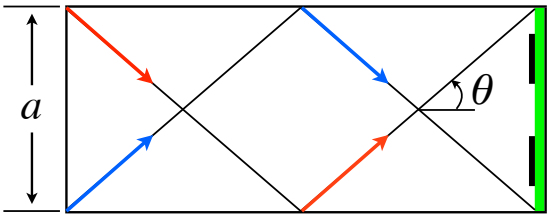


FIGURE 2.24 – Décomposition du mode TE_{10} en deux ondes planes dans un simulateur guide d'onde rectangulaire. Une SHI est placée en bout du guide d'onde

de pavés carrés métalliques imprimé sur un diélectrique positionné au-dessus d'un plan de masse. Les dimensions de la structure étudiée sont $w = 3.6$ mm, $g = 0.4$ mm, $h =$ 1mm et $\epsilon_r = 10.2$. La Figure 2.25 représente la phase du coefficient de réflexion de cette surface en fonction de la fréquence déterminée par les modèles analytique, numérique et expérimental présentés dans les sections précédentes.

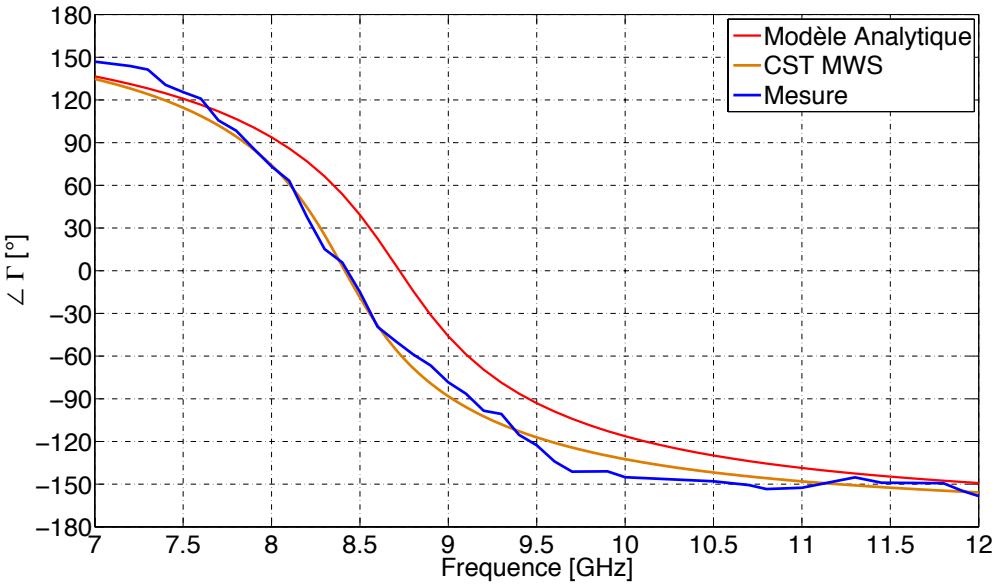
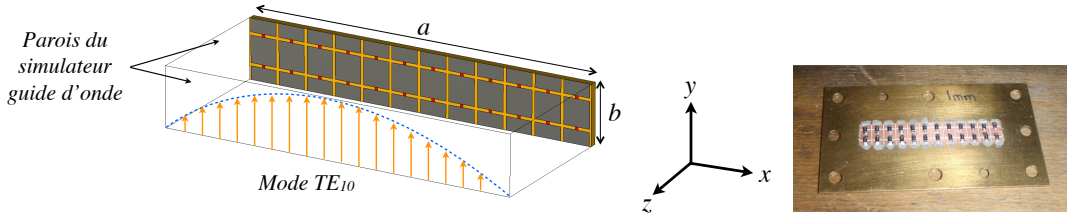


FIGURE 2.25 – Comparaison des modèles analytique, numérique et expérimental pour caractériser la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI

Les résultats sont concordants les uns aux autres, excepté un léger décalage vers les hautes fréquences observé dans le cas du modèle analytique. Ceci est dû au fait que les dimensions de la SHI étudiée ne satisfont pas complètement les conditions de validité du modèle. Ce choix de dimensions a été fait en raison des contraintes technologiques en termes de substrat, gravure et taille du simulateur guide d'onde [49].

Chaque pavé est ensuite électriquement connecté au pavé adjacent par une résistance R afin de réaliser un absorbant de faible épaisseur (Fig. 2.26) [78]. Les dimensions de la structure sont identiques à celle caractérisée ci-dessus. Pour caractériser expérimentalement cet absorbant de faible épaisseur, des résistances de 300Ω ont été utilisées. Une différence de 4dB entre la simulation numérique et la mesure est observée (Fig. 2.27).

Ce décalage en amplitude est dû à la configuration du simulateur guide d'onde ainsi qu'au processus de fabrication : les résistances utilisées ne sont pas assez précises pour des hautes fréquences. Cependant les résultats expérimentaux obtenus sont en accord avec la simulation CST MWS démontrant une nouvelle fois la validité de ces modèles pour caractériser des SHI [51].



(a) (b)

Figure 2.26 – Caractérisation d'une SHI absorbante : (a) Modélisation du simulateur guide d'onde avec CST MWS, (b) SHI absorbante enclavée avant d'être placée en bout d'un simulateur guide d'onde

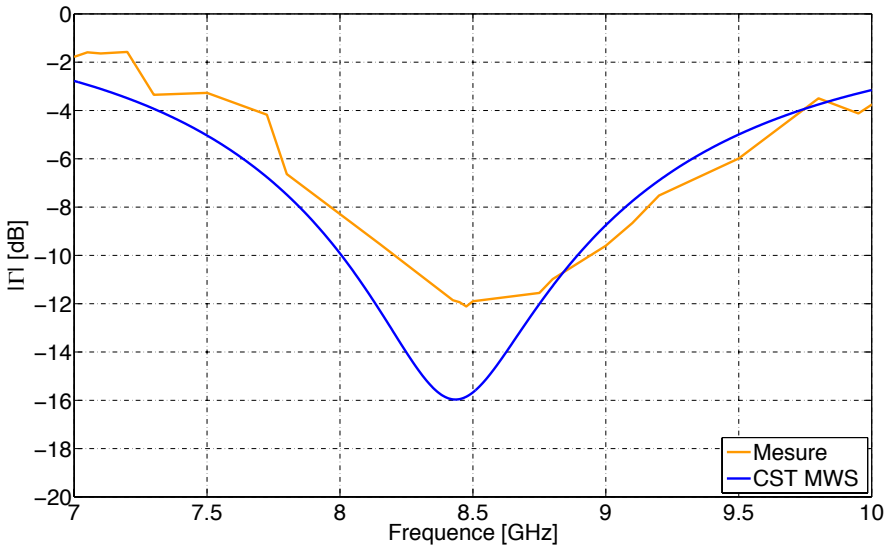


Figure 2.27 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI absorbante (R = 300Ω) : comparaison entre une simulation numérique et une mesure

2.4.2 Diagramme de dispersion

Différentes méthodes permettant d'obtenir le diagramme de dispersion des structures artificielles à partir de mesures sont présentées dans la littérature, l'idée étant d'identifier la bande interdite de propagation des ondes de surface. Introduit par Fan [79], l'utilisation d'une ligne suspendue au-dessus d'une structure artificielle permet d'observer la propagation d'un champ $\overrightarrow{E}$ entre deux ports (Fig. 2.28). La localisation de la bande interdite électromagnétique s'identifie lorsqu'apparaît une chute du module du coefficient de transmission S_{21}. Dans le cas d'une structure contenant des vias, l'orientation du champ $\overrightarrow{E}$ étant parallèle aux vias, il existe une fréquence à laquelle les vias apparaissent comme une barrière métallique bloquant ainsi la propagation des champs.

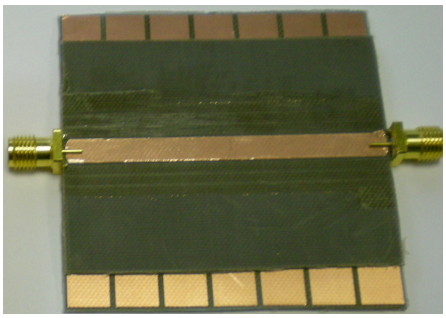


FIGURE 2.28 – Caractérisation des propriétés dispersives de structures artificielles : Méthode de la ligne suspendue appliquée à des motifs carrés métalliques [49]

Une autre méthode consiste à utiliser des antennes monopôles placées au voisinage de la surface artificielle. Selon leurs orientations, elles permettent d'exciter des ondes de surface polarisées en mode *TE* ou *TM* [48]. Une alternative aux antennes monopôles est l'utilisation d'antennes cornets à polarisation unique placées en vis à vis. Des absorbants sont placés au-dessus du prototype et entre les deux antennes. Ceci permet de limiter le couplage aérien et transmettre uniquement une onde se propageant à la surface de la SHI (Fig. 2.29) [80]. Les antennes cornets sont orientées afin d'exciter la structure en mode *TE* ou en mode *TM*.

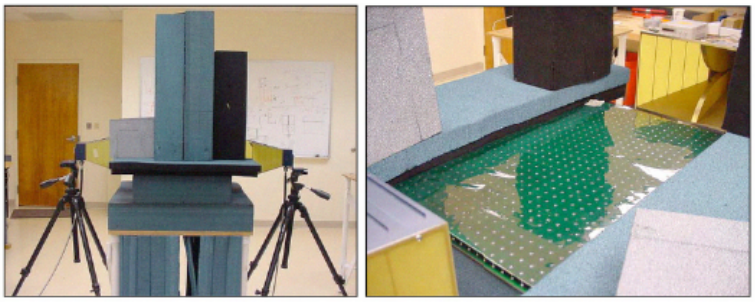


FIGURE 2.29 – Caractérisation des propriétés dispersives de structures artificielles : Banc de mesure proposé par McKenzie [80]

La méthode de la ligne suspendue est appliquée pour déterminer les caractéristiques dispersives d'une SHI comprenant un nombre fini de cellules. Un réseau de 7x7 cellules est réalisé dont les dimensions sont : P = 8.3mm, g = 1mm, h = 0.762mm et ϵ_r = 2.2. La courbe de la Figure 2.16, obtenue à partir du modèle analytique de la matrice chaîne, représente la constante de phase normalisée β_n correspondant à :

$$\beta_n = \frac{\beta P}{\pi} \tag{2.32}$$

Celle-ci varie entre 0 et 1 et montre une bande interdite entre 11.8GHz et 13.3GHz. En considérant un critère de |S21| < -10dB, une bande interdite apparaît en concordance avec celle obtenue à l'aide du modèle analytique comme le montre la Figure 2.16 [49].

2.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les méthodes analytiques et numériques validées par des mesures qui sont alors utilisables pour caractériser des structures artificielles. Après un état de l'art sur les différents modèles analytiques, nous avons présenté un modèle analytique plus précis permettant de simuler le module et la phase du coefficient de réflexion de ce type de géométrie selon différents angles d'incidence. Nous avons pu proposer et valider la conception d'un absorbant de faible épaisseur $\lambda_{8.5GHz}/35$. L'utilisation d'un modèle électrique simple permet une conception rapide. Ce modèle peut être appliqué, indifféremment pour caractériser des SHI simples, à vias, absorbantes ou actives. Les propriétés dispersives de différentes surfaces peuvent être aussi rapidement déterminées à l'aide de la théorie des lignes de transmission. La validation de ces modèles a dans un premier temps été effectuée par des résultats numériques obtenus à l'aide de CST et de HFSS, puis ensuite expérimentalement à l'aide d'un simulateur guide d'onde et d'une ligne suspendue. La bonne concordance obtenue entre les résultats analytiques et numériques (avec différents solveurs) et expérimentaux nous permet de conclure que les modèles analytiques sont adéquats pour dimensionner rapidement des SHI en vue de les utiliser comme barrières métalliques, comme surfaces absorbantes ou comme plan réflecteur dans des réseaux d'antennes.

Chapitre 3

Etude du couplage entre antennes imprimées en présence de surfaces artificielles

3.1 Introduction

Nous avons précédemment montré dans le chapitre 1 que les réseaux d'antennes sont sujets aux couplages mutuels qui engendrent de nombreux problèmes tels qu'une dégradation de la polarisation, du coefficient de réflexion, des diagrammes de rayonnement, etc... Le couplage est en premier lieu fonction de la distance inter-éléments. Plus la distance entre les antennes est grande plus le couplage mutuel sera faible. Pour des applications radar, il est important d'avoir des niveaux de lobes secondaires peu élevés. Les lobes secondaires sont toutes les remontées d'amplitude autres que celle du lobe principal. Ils sont indésirables car ils représentent côté émission, une perte d'énergie dans une direction autre que celle du faisceau principal. Côté réception, l'antenne peut être perturbée par des signaux parasites incidents sur des directions correspondant à celles des lobes secondaires (ces signaux parasites peuvent provenir de réflexions parasites mais aussi de brouilleurs intentionnels ou non). De fait, les antennes sont généralement placées à une demi-longueur d'onde l'une de l'autre (centre à centre). Le couplage mutuel provient des ondes rayonnées (couplage aérien) et dans le cas particulier des antennes microruban de la propagation des ondes guidées et des ondes de surface. Un état de l'art synthétisant différentes solutions pour réduire ce phénomène indésirable a été présenté dans le chapitre 1. Ces solutions sont classées en deux grandes catégories : des solutions dites conventionnelles et des solutions à base de structures artificielles. Diverses études ont montré que les SHI permettaient de réduire le couplage entre deux antennes imprimées (patch rectangulaire, circulaire) lorsqu'elles avaient la particularité d'avoir une bande interdite électromagnétique [81]. Cependant la plupart des études réalisées sont faites pour des distances supérieures à $\lambda_0/2$ entre les deux antennes, ce qui n'est pas envisageable dans le cas où un faible niveau de lobes secondaires est requis. Quelques auteurs se sont néanmoins attachés à travailler avec des antennes séparées de $0.5\lambda_0$ [82] [42]. La grande difficulté étant d'intégrer des SHI dont la dimension est de l'ordre $\lambda_m/8$ - $\lambda_m/10$ (où λ_m est la longueur d'onde dans le milieu de propagation) entre les antennes. On comprend aisément que le nombre de motifs métalliques placé entre chaque antenne est limité. L'utilisation de substrats à permittivité élevée permet

de réduire les dimensions des antennes et ainsi augmenter la distance bord à bord des patchs. On arrive alors à un compromis : d'un côté, l'utilisation d'un substrat à forte permittivité favorise l'apparition des ondes de surface et augmente ainsi le couplage entre chaque antenne. D'un autre côté pour employer des SHI comme barrière électromagnétique il est nécessaire d'avoir suffisamment de motifs compacts pour obtenir une certaine largeur de bande interdite. Dans ce chapitre nous menons une étude comparative des différentes solutions appliquées à deux antennes espacées de $\lambda_0/2$. Le chapitre 2 a explicité différentes méthodes de dimensionnement de structures artificielles pouvant traduire un comportement CMA, BIE ou absorbant. Nous faisons le choix de dimensionner deux antennes imprimées rectangulaires espacées d'une demi-longueur d'onde pour lesquelles diverses solutions seront employées et comparées pour réduire le couplage mutuel. Ce type d'antenne a été choisi en raison de sa faible bande passante qui permettra d'observer plus aisément les différentes contributions dues à chaque solution sur la réduction du couplage mutuel dans les plans E et H. Cette étude nous permettra de dresser ainsi les avantages et les inconvénients de chacune des configurations en termes de réduction de couplage, temps de calcul et facilité de mise en œuvre.

3.2 Dimensionnement du réseau d'antennes imprimées

3.2.1 Antenne imprimée élémentaire

Dans un premier temps nous allons concevoir une antenne imprimée rectangulaire qui nous servira d'antenne élémentaire. Les paramètres de cette antenne sont représentés sur la Figure 3.1. Nous nous sommes fixé comme cahier des charges de concevoir une antenne imprimée sur un substrat de type FR4 dont la permittivité relative et les pertes sont respectivement égales à $\epsilon_r = 4.3$ et $\tan\delta = 0.02$. Sachant que les ondes de surface sur un substrat FR4 se propagent lentement, nous nous attendons à une faible amélioration des découplages entre antennes. Ce choix de substrat a été défini afin de mettre en évidence les ondes de surface (modérément) tout en conservant une distance entre les bords d'antennes pas trop importante (pour avoir aussi le couplage aérien). Cette antenne est alimentée par un connecteur SMA (Sub Miniature version A) et doit résonner à la fréquence de 10GHz.

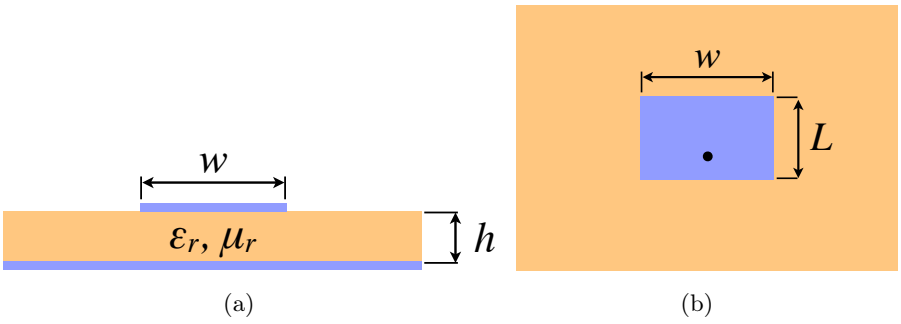


FIGURE 3.1 – Géométrie d'une antenne imprimée : (a) vue de côté, (b) vue de dessus.

La longueur L de l'antenne détermine la fréquence de résonance. Son dimensionnement est d'autant plus critique que les lignes de champs ne sont pas confinées endessous de l'antenne : les dimensions finies de l'antenne font que les lignes de champs

se déforment aux extrémités (sur une distance ΔL), c'est ce que l'on appelle les effets de bords (Fig. 3.2). Ceux-ci sont fonctions du rapport entre la longueur L, la hauteur h du substrat et surtout de la permittivité du ϵ_r du diélectrique.

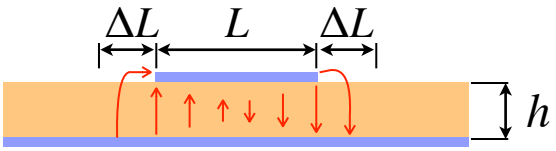


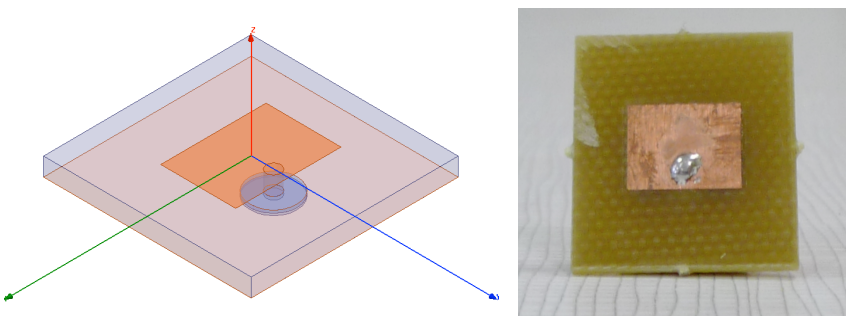
FIGURE 3.2 – Effets de bords d'une antenne imprimée

Le simulateur électromagnétique 3D HFSS a été choisi pour nos études. Les antennes étudiées dans ce chapitre sont à bande étroite. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, la méthode FEM est adéquate pour calculer les caractéristiques électromagnétiques de ces antennes. Après optimisation des dimensions de l'antenne, les paramètres considérés sont répertoriés dans le Tableau 3.1 :

Paramètres	Valeurs
w	9.16mm
L	6.52mm
h	1.6mm
ϵ_r	4.3
tan δ	0.02

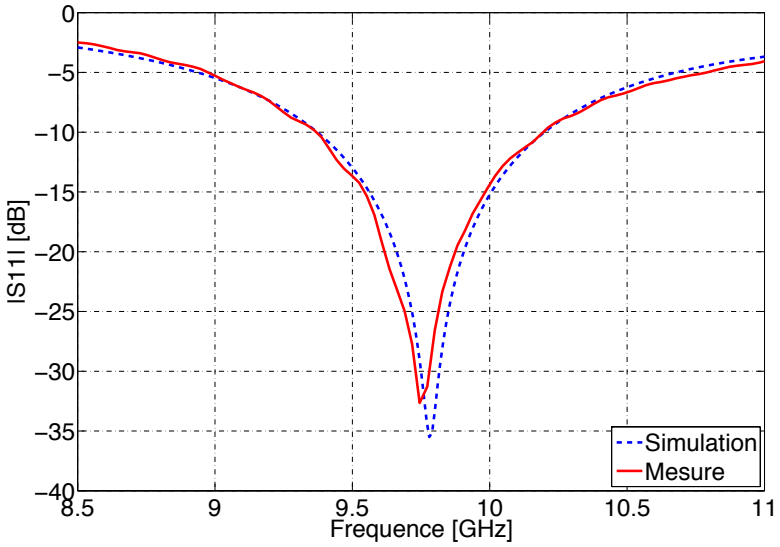
TABLE 3.1 – Dimensionnement de l'antenne imprimée élémentaire

La géométrie finale de l'antenne est représentée sur la Figure 3.3(a). Afin de valider les résultats de simulation, nous avons conçu une maquette de l'antenne microruban (Fig. 3.3(b)). Le module du coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés sur la Figure 3.4. On observe une bonne adaptation de l'antenne (module de $S_{11}<$ -30dB) à la fréquence de 9.7 GHz. Dans notre étude nous considérerons que l'antenne est adaptée lorsque le module de S_{11} < -10 dB. La bande passante est d'environ 8%. La mesure réalisée valide la simulation et permet de conclure que l'antenne remplit le cahier des charges et peut être utilisée pour l'étude du couplage.

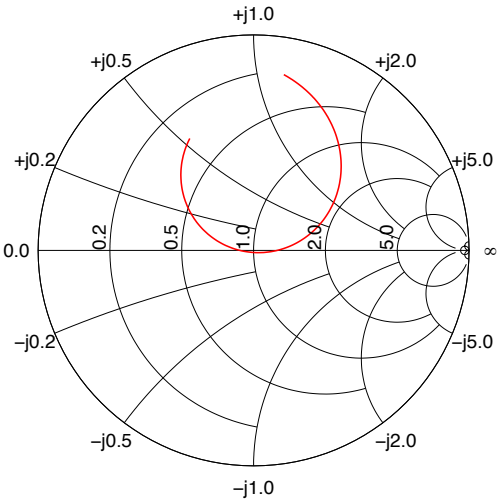


(a) (b)

FIGURE 3.3 – (a) Modélisation avec HFSS de l'antenne imprimée élémentaire, (b) Maquette réalisée



(a)

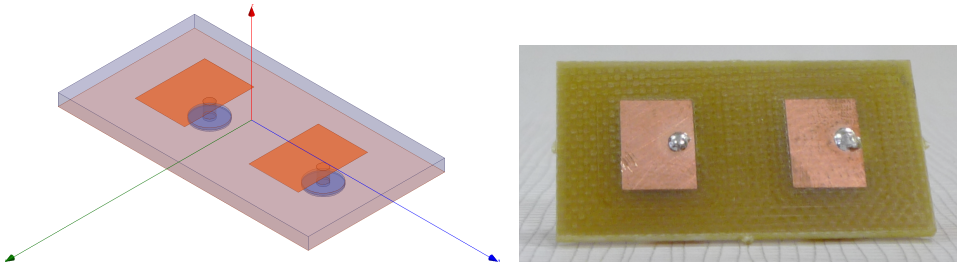


(b)

FIGURE 3.4 – Coefficient de réflexion de l'antenne élémentaire : (a) Module, (b) Impédance d'entrée normalisée sur 50Ω

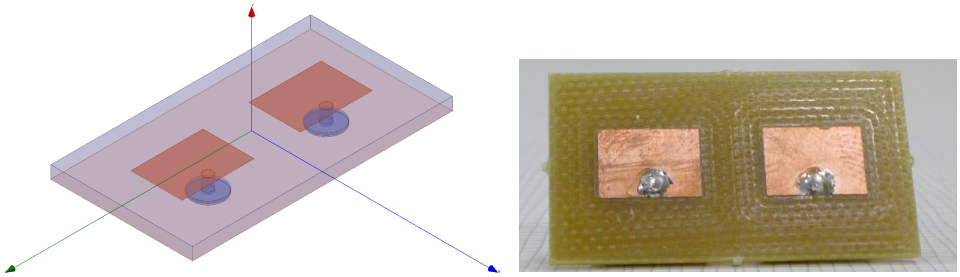
3.2.2 Etude du couplage entre antennes imprimées rectangulaires dans les configurations plans E et H

L'antenne microruban conçue dans la section précédente est placée en présence d'une seconde antenne identique (les deux antennes sont réalisées dans le même diélectrique) alignées dans une configuration plan E ou plan H (Fig. 3.5 et 3.6). Dans chaque configuration, les deux antennes sont espacées de $0.5\lambda_0$ à la fréquence de résonance, par rapport au point d'alimentation. Le couplage mutuel défini par l'équation (1.1) nous permet d'assumer qu'il est équivalent au coefficient de transmission à la fréquence de résonance du patch. Les Figures 3.5 et 3.6 représentent les deux antennes imprimées dans le plan E et H modélisées avec HFSS ainsi que les maquettes réalisées. Dans la configuration plan E, la distance entre les bords des antennes est de 8.48mm soit $0.27\lambda_0$ à 9.7GHz. Dans la configuration plan H, la distance entre les bords des antennes est de 5.85mm soit $0.19\lambda_0$ à 9.7GHz.



(a) (b)

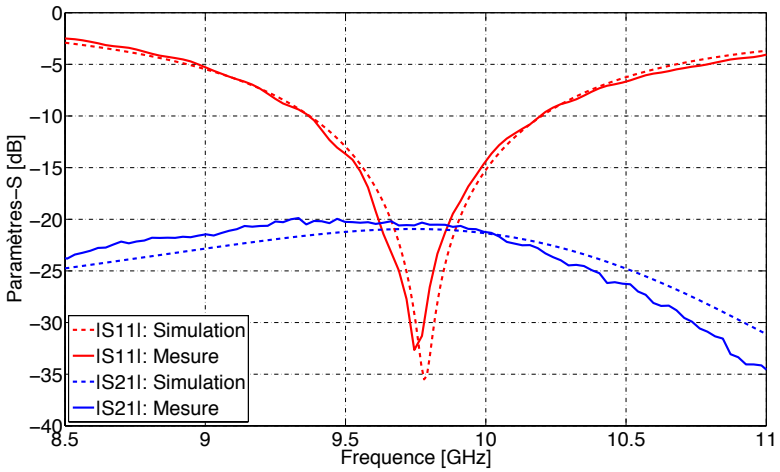
FIGURE 3.5 – (a)Modélisation avec HFSS des deux antennes imprimées positionnées dans le plan E, (b) Maquette réalisée



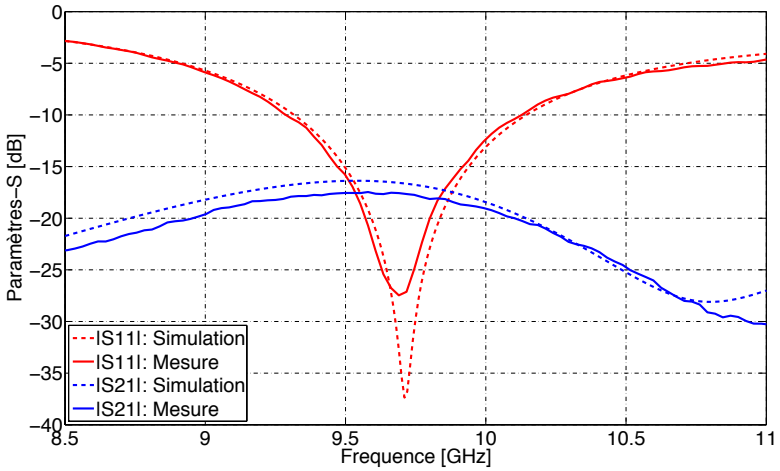
(a) (b)

FIGURE 3.6 – (a)Modélisation avec HFSS des deux antennes imprimées positionnées dans le plan H, (b) Maquette réalisée

La Figure 3.7 représente les paramètres S simulés et mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau, en considérant une antenne en émission et la seconde en réception. La fréquence de résonance des antennes en réseau est identique à l'antenne imprimée élémentaire : $f_r = 9.7$GHz. Le module du coefficient de transmission S_{12} est maximum à la fréquence de résonance et est égal à -21dB et -17dB respectivement dans le plan E et H. Un seuil de -20dB du coefficient de transmission est généralement requis pour des antennes espacées d'une demi-longueur d'onde. Le couplage entre les deux antennes est donc satisfaisant pour le cas de cette application. L'impédance d'entrée de l'antenne n'est pas modifiée en raison de la similitude de la fréquence de résonance de l'antenne élémentaire et de celle lorsque l'antenne élémentaire est placée en réseau 1x2 dans le plan E ou H. Le couplage entre les deux antennes dans le plan H est supérieur à celui dans le plan E et il est dû à la géométrie des antennes qui sont rectangulaires. Les bords des deux éléments rayonnants sont donc plus proches dans le plan H que dans le plan E. Une bonne concordance entre les résultats mesurés et simulés est observée.



(a)



(b)

FIGURE 3.7 – Paramètres S des deux antennes imprimées – cas de référence – positionnées dans le : (a)plan E, (b)plan H

3.3 Techniques de réduction du couplage entre antennes imprimées

Une modification de l'environnement a pour objectif de perturber la propagation des ondes de surface afin de réduire le couplage mutuel entre les deux antennes. Afin d'évaluer l'intérêt des SHI sur la réduction du couplage dans un réseau d'antennes imprimées espacées de $0.5\lambda_0$, nous allons appliquer, dans un premier temps, différentes solutions "classiques" présentées dans l'état de l'art du chapitre 1. Par la suite, différentes SHI aux comportements CMA et BIE, seront utilisées. Une comparaison des coefficients de réflexion et de transmission permettra de déduire les solutions les plus efficaces et les plus simples à mettre en œuvre.

3.3.1 Influence des solutions conventionnelles sur le couplage mutuel entre antennes imprimées

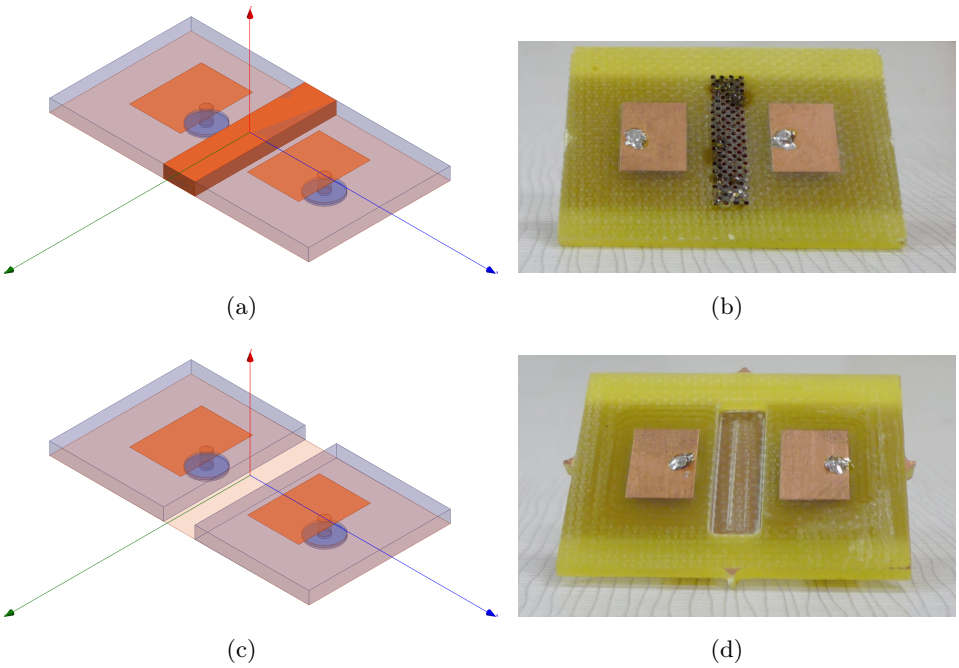
L'insertion d'une barrière métallique entre chaque patch revient à isoler chacune des antennes. Celles-ci sont alors en quelque sorte mises en cavité. Réaliser une coupure du diélectrique au sein du réseau a pour objectif de créer une rupture dans la permittivité relative du substrat. Une forte permittivité relative favorise la propagation des ondes de surface, une modification du milieu homogène dans le but de diminuer la permittivité permet alors de réduire la propagation des ondes de surface. Les Figures 3.8 et 3.9 représentent les différentes configurations proposées. Les antennes patchs sont identiques aux configurations de référence et la distance entre antennes aussi.

La barrière métallique est réalisée à l'aide de vias métallisés disposés en quinconce. Ceux-ci sont insérés entre les deux éléments rayonnants sur une distance de $0.27\lambda_m$ à f = 9.7GHz (Fig.3.8(b) et 3.9(b)). Chaque via est espacé de $0.01\lambda_m$ à f = 9.7GHz de son homologue adjacent. Le faible espace entre chaque via nous permet de supposer que le champ électromagnétique ne peut traverser cet obstacle.

Les Figures 3.8(d) et 3.9(d) représentent les maquettes où un évidement dans le diélectrique est effectué. La largeur de ce dernier est de $0.27\lambda_m$ à f = 9.8GHz. La cavité d'air dans le diélectrique a été effectuée par un contrôle pas à pas de la fraise. Plusieurs passages ont été réalisés afin de se rapprocher le plus près possible du plan de masse. La maquette est consolidée en allongeant le diélectrique sur la longueur. Les Figures 3.10 et 3.11 représentent les coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence pour chacune des configurations présentées ci-dessus.

L'utilisation d'une barrière métallique entraîne un décalage de la fréquence de résonance de 260MHz vers les hautes fréquences dans le plan H. Ceci est dû au fait que la barrière métallique est très proche des arêtes des antennes pouvant dès lors augmenter la longueur électrique de celles-ci. Nous remarquons cependant que la fréquence de résonance reste stable par rapport à la configuration de référence dans le plan E. Ceci est dû à la distance entre les éléments rayonnants et la barrière métallique qui est plus faible dans le plan H que dans le plan E. Les niveaux de couplage dans le plan E et H sont respectivement égaux à -23.7dB et -24.5dB. Soit une amélioration des découplages de 3.7dB dans le plan E et 7.2dB par rapport aux configurations de base. La barrière métallique coupe le champ $\overrightarrow{E}$ se propageant dans le diélectrique et d'une antenne vers l'autre. Elle permet alors de réduire le couplage mutuel par ondes de surface. Seul le couplage aérien subsiste. Les résultats obtenus avec HFSS sont vérifiés et validés par un très bon accord avec les mesures.

Dans le cas de la configuration où un évidement du diélectrique est effectué entre les deux antennes, la fréquence de résonance n'est pas perturbée et reste égale à 9.7GHz. L'introduction d'une cavité d'air entre les patchs permet d'obtenir des découplages de -24.4dB dans le plan E et -17.3dB dans le plan H. Soit uniquement une amélioration dans le plan E de 4.4dB. Afin d'expliquer ces résultats nous allons émettre des hypothèses. Les résultats ci-dessus peuvent s'expliquer à partir du diagramme de dispersion des ondes de surface se propageant sur un diélectrique posé sur un CEP. Les constantes



(a) (b)

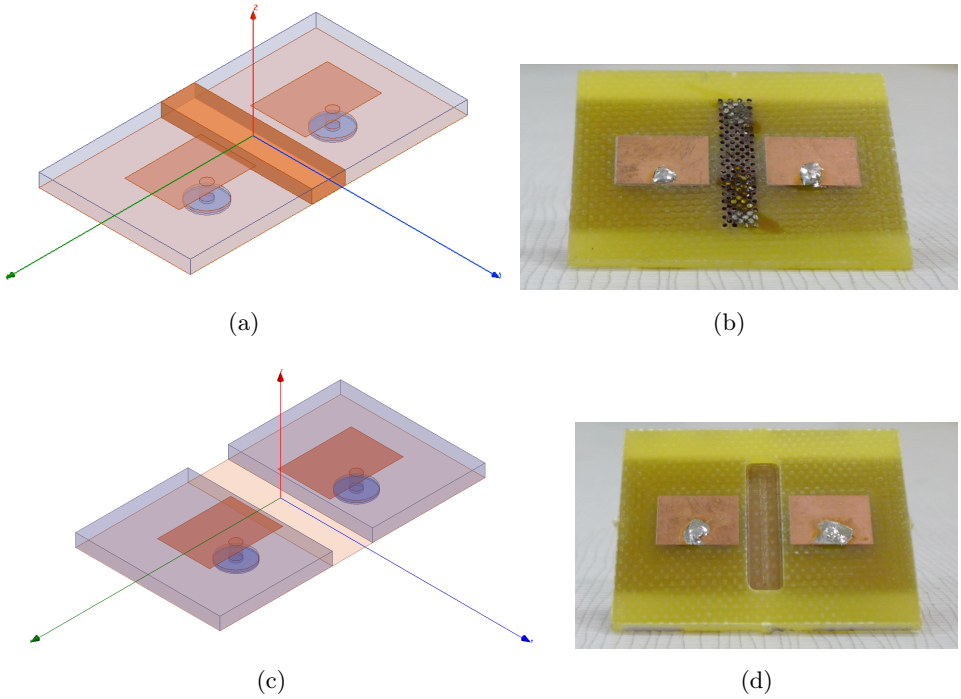
(c) (d)

FIGURE 3.8 – Modélisation des deux antennes imprimées placées dans le plan E en présence d'une barrière métallique et d'un évidement du diélectrique : (a) Modélisation HFSS pour la configuration barrière métallique, (b) Maquette réalisée pour la configuration barrière métallique, (c) Modélisation HFSS pour la configuration avec un évidement du diélectrique, (d) Maquette réalisée pour la configuration avec un évidement du diélectrique

de propagation des ondes de surfaces sont calculées à partir des équations (1.23) et (1.24) présentées dans le chapitre 1. La Figure 3.12 représente uniquement la propagation des ondes de surfaces de type TM sur un diélectrique d'épaisseur $h = 1.6$mm et $\epsilon_r = 4.3$, $\tan\delta = 0.02$. La propagation des ondes de surface polarisées en mode TE n'est pas représentée car ces ondes de surfaces sont excitées au-delà de 20GHz. En considérant les antennes placées dans le plan E. Le champ $\overrightarrow{H}$ est perpendiculaire au plan d'incidence et le champ $\overrightarrow{E}$ est orienté verticalement dans le diélectrique. En faisant l'analogie par rapport à une excitation par une onde plane, ceci correspond à une excitation par rapport à un mode TM. Les ondes de surface polarisées en transverse magnétique sont responsables du couplage mutuel entre les deux antennes imprimées placées dans le plan E. En appliquant le même déroulement théorique, ce phénomène peut être transposé dans le cas où les antennes imprimées sont placées dans le plan H : le couplage mutuel serait dû à la propagation des ondes de surface polarisées en mode TE.

Prenons la configuration où les deux antennes imprimées sont placées dans le plan E (Fig. 3.8). En réalisant un évidement d'une partie du diélectrique, nous obtenons localement une permittivité relative égale à 1. Nous avons vu dans le chapitre 2 que les ondes de surface se propageaient uniquement lorsque la permittivité relative du diélectrique était supérieure à celle du vide. De ce fait nous stoppons la propagation des ondes de surface de type TM.

Lorsque les antennes imprimées sont placées dans le plan H, nous avons supposé



(a) (b)

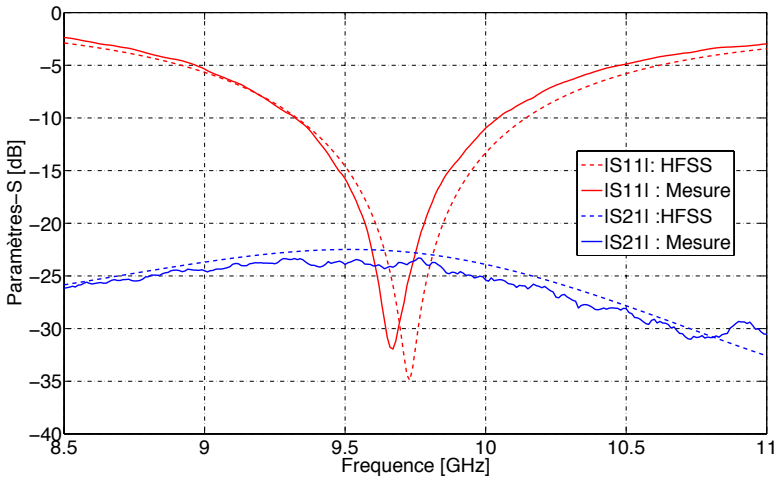
(c) (d)

FIGURE 3.9 – Modélisation des deux antennes imprimées placées dans le plan H en présence d'une barrière métallique et d'un évidement du diélectrique : (a) Modélisation HFSS pour la configuration barrière métallique, (b) Maquette réalisée pour la configuration barrière métallique, (c) Modélisation HFSS pour la configuration avec un évidement du diélectrique, (d) Maquette réalisée pour la configuration avec un évidement du diélectrique

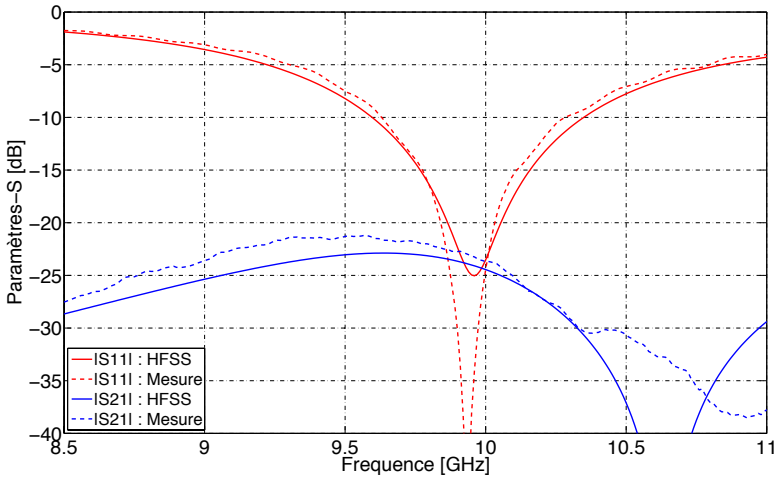
que le couplage mutuel par ondes de surface était dû à la propagation des ondes de type TE. Or ces ondes ne se propagent pas dans la bande de fréquences 0 - 20GHz. On estime donc que le couplage mutuel est majoritairement dû au couplage aérien. Donc l'insertion d'une cavité d'air a peu d'influence sur l'amélioration des découplages dans le plan H. L'ensemble de ces résultats est une nouvelle fois validé par des mesures. Le Tableau 3.2 synthétise les résultats obtenus. Par conséquent l'utilisation d'une cavité d'air pour améliorer les découplages a un effet mitigé comparé à une cavité métallique.

Configurations	Plan E	Plan H
Configuration de référence	-21dB	-17.3dB
Configuration avec une barrière métallique	-23.7dB	-24.5dB
Configuration avec une cavité d'air	-24.4dB	-17.3dB

TABLE 3.2 – Synthèse des résultats sur les découplages entre antennes pour chacune des configurations à la fréquence de résonance $f = 9.7$GHz



(a)



(b)

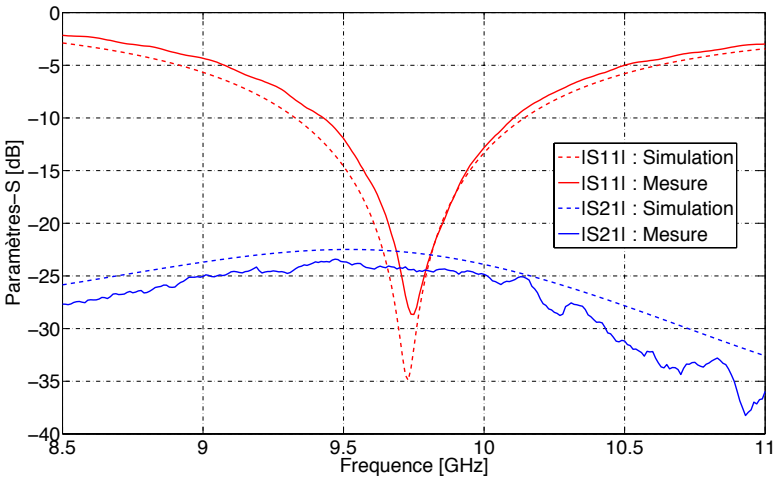
FIGURE 3.10 – Paramètres S des deux antennes imprimées séparées par une barrière métallique. Les deux antennes sont placées dans le : (a)plan E, (b)plan H

3.3.2 Influence des SHI sur le couplage mutuel entre antennes imprimées

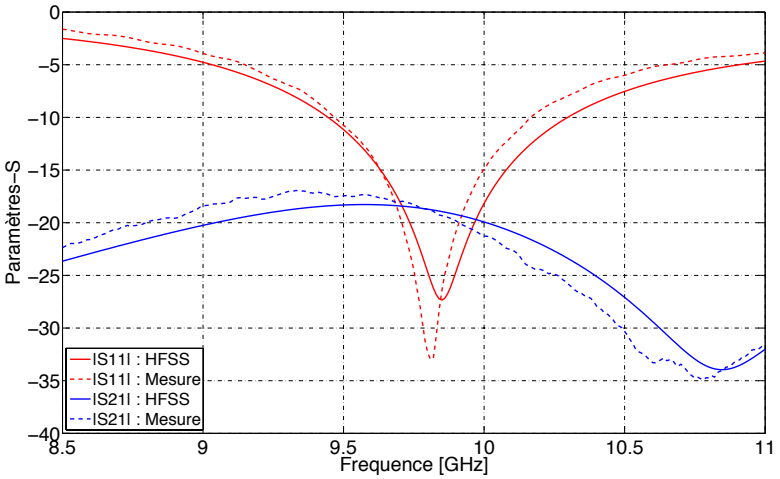
Présentées dans le chapitre 1, les SHI possédant la propriété BIE permettent de se comporter comme un filtre fréquentiel interdisant la propagation des ondes de surface dans une bande de fréquences bien définie. Dans ce paragraphe, nous allons nous attacher à employer ces structures comme barrières électromagnétiques entre deux antennes imprimées.

3.3.2.1 Conducteur magnétique parfait

La modélisation des surfaces artificielles au sein d'un réseau nécessite un temps de calcul considérable. La faible dimension des SHI demande une discrétisation de la géométrie très fine pour déterminer les champs entre chaque motif métallique et entre les antennes. L'utilisation d'un modèle analytique pour dimensionner des SHI permet de réduire considérablement leurs temps de dimensionnement. Pour améliorer le temps de calcul numérique on a utilisé une condition aux limites de champ magnétique tangentiel



(a)



(b)

FIGURE 3.11 – Paramètres S des deux antennes imprimées séparées par une cavité d'air. Les deux antennes sont placées dans le : (a)plan E, (b)plan H

nul traduisant ainsi une impédance de surface infinie et donc une SHI idéale. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle ne permet pas de prendre en compte le couplage entre les éléments rayonnants et la SHI idéale car aucun motif métallique de la SHI n'est modélisé.

Dans un premier temps l'utilisation d'une condition aux limites $H_t = 0$ est utilisée pour traduire le comportement d'une SHI idéale. Trois configurations sont au préalable définies dans les plans E et H : d'une part on placera un ruban ayant la condition aux limites magnétique dans le même plan que les antennes imprimées. Afin de réaliser une comparaison entre toutes les solutions, le ruban représentant la SHI idéale à les mêmes dimensions que la barrière métallique ou la cavité d'air dans le diélectrique (largeur $= 0.27\lambda_m$ à $f = 9.8$GHz). D'autre part ce même ruban sera placé entre les patchs mais au niveau du plan de masse avec et sans évidage du diélectrique au-dessus de la SHI idéale (Fig. 3.13 et 3.14).

Sur les Figures 3.15 et 3.16, les coefficients de réflexion et de transmission de la confi-

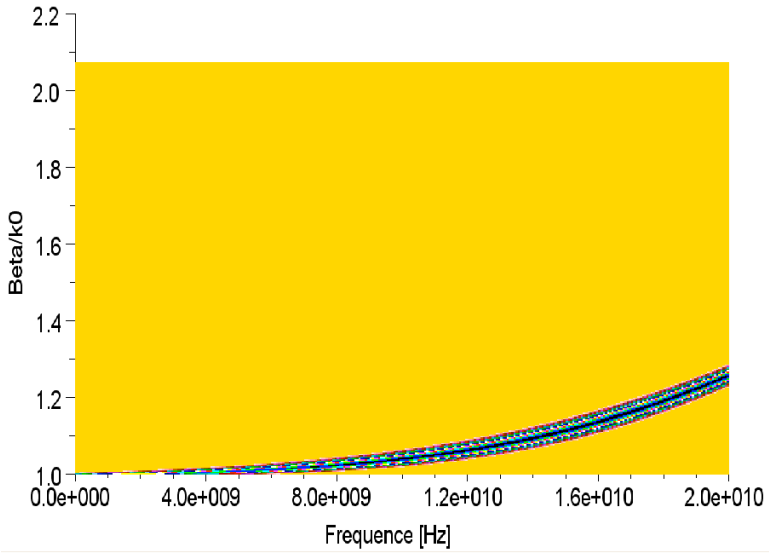


FIGURE 3.12 – Diagramme de dispersion des ondes de surface de type TM se propageant sur un empilement diélectrique ($\epsilon_r = 4.3$, $h = 1.6$mm) posé sur un CEP

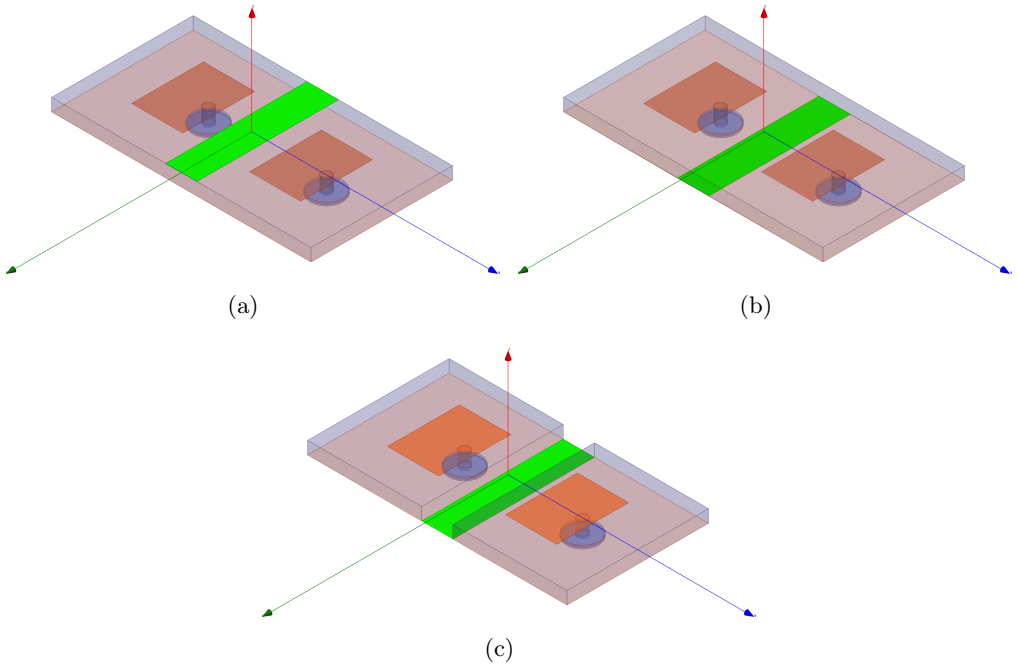


FIGURE 3.13 – Configuration de deux antennes imprimées dans le plan E en présence d'un ruban magnétique (CMP) placé : (a) dans le même plan que les éléments rayonnants, (b) au niveau du plan de masse, (c) au niveau du plan de masse avec un évidage du diélectrique au-dessus

guration de référence et des configurations en présence d'un ruban CMP sont représentés dans les plans E et H. La définition d'un ruban CMP dans les trois configurations citées ci-dessus (Fig. 3.13 et 3.14) a peu d'influence sur la fréquence de résonance de l'antenne quel que soit le plan. Les niveaux de découplages sont très sensibles lorsqu'une SHI idéale est présente dans la structure dans le plan E. Nous constatons que le module de S_{12} varie dans des proportions très importantes selon l'emplacement du ruban CMP. Lorsque

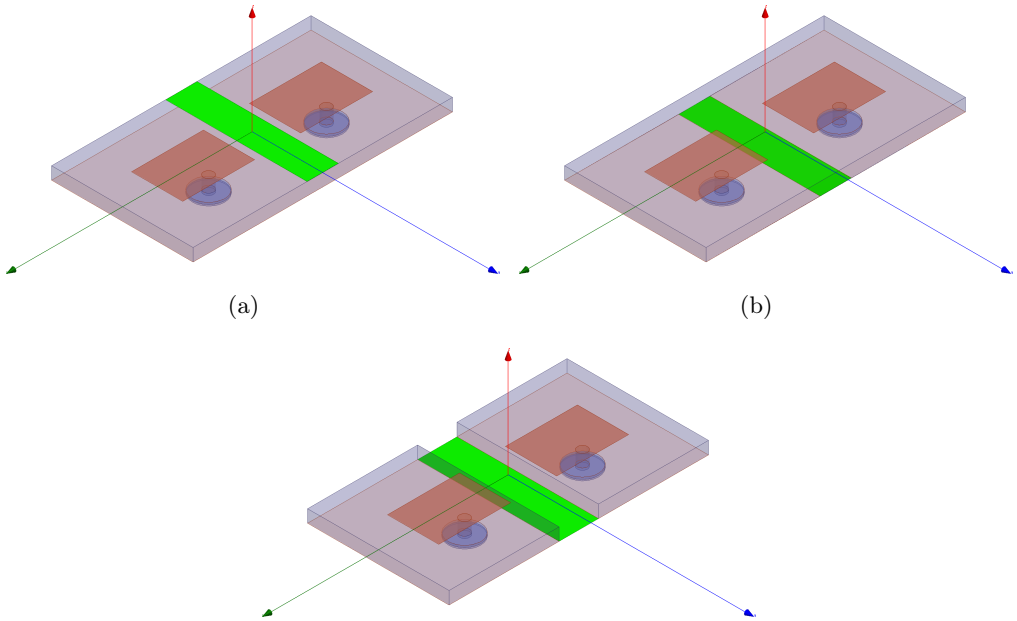
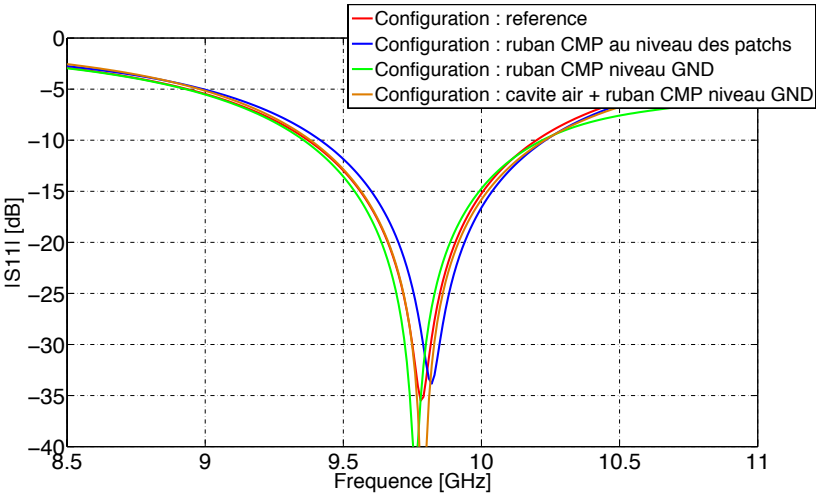


FIGURE 3.14 – Configuration de deux antennes imprimées dans le plan H en présence d'un ruban magnétique (CMP) placé : (a) dans le même plan que les éléments rayonnants, (b) au niveau du plan de masse, (c) au niveau du plan de masse avec un évidage du diélectrique au-dessus

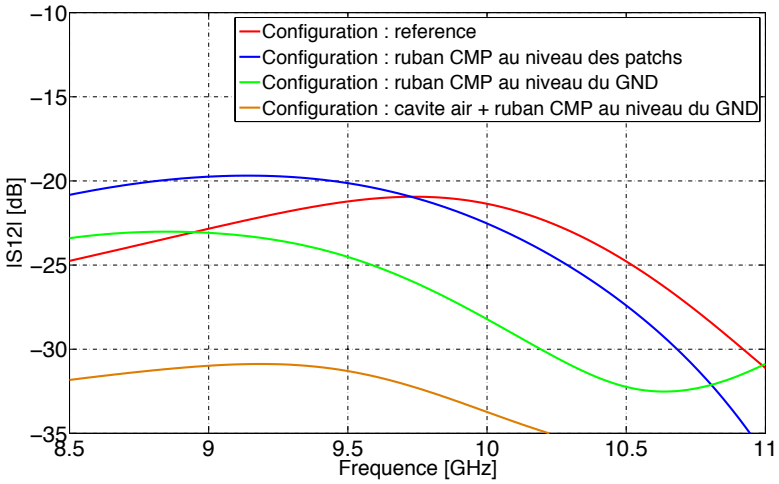
ce dernier est situé dans le même plan que les éléments rayonnants, le couplage mutuel n'est pas modifié. Dès lors que celui- ci est placé au niveau du plan de masse avec et sans cavité d'air, les niveaux de découplages sont respectivement améliorés de 5dB et 11.3dB.

Les résultats obtenus, dans le cas où les antennes sont placées dans le plan E, sont concordants avec ceux présentés dans les travaux de Capet [82]. En revanche, l'utilisation d'une SHI idéale a un intérêt mitigé dans le plan H. On remarque que l'utilisation d'un ruban magnétique n'a principalement aucune influence excepté lorsqu'il est placé au niveau du plan de masse avec une cavité d'air placée au-dessus. Le couplage mutuel entre deux antennes imprimées placées dans le plan E ou H pourrait alors être susceptible à une polarisation d'onde de surface TE/TM. La Figure 3.17 représente la propagation des ondes polarisées en TE/TM sur un diélectrique ($\epsilon_r = 4.3$, $h = 1.6$mm) surmontant un CMP déterminée analytiquement à partir de l'équation présentée (Eq. 2.25 dans le chapitre 2. Nous avons vu dans le chapitre 2 que l'utilisation d'un CMP à la place d'un CEP comme plan de masse permutait la propagation des modes TM_0 et TE_{10} 2.14. Nous avons vu ci-dessus que les ondes de surface polarisées en mode TE ne pouvaient se propager sur un diélectrique ($\epsilon_r = 4.3$, $h = 1.6$mm) posé sur un CEP dans la bande 0 - 20GHz. Sachant que le CMP est le dual du CEP, la propagation des ondes de surface polarisées en mode TM n'est pas représentée dans l'empilement diélectrique posé sur un CMP car ces ondes de surfaces se propagent au-delà de 20GHz.

Nous avons vu ci-dessus lorsque les antennes imprimées sont placées dans le plan E, le couplage mutuel par ondes de surface était susceptible de provenir de la propagation



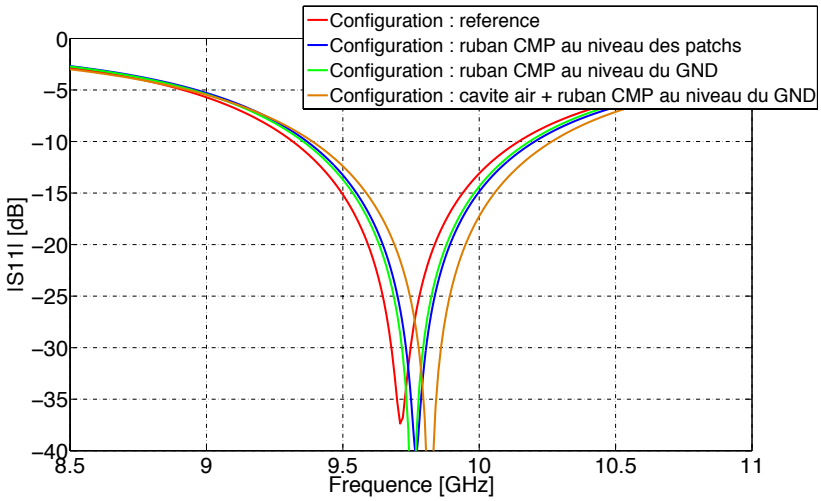
(a)



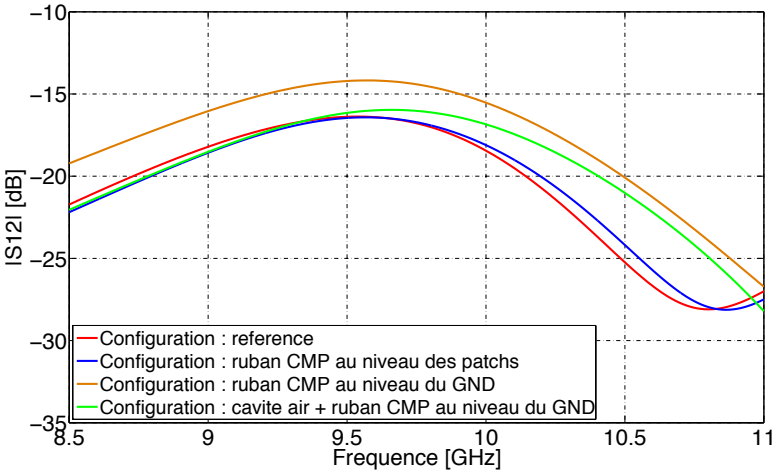
(b)

FIGURE 3.15 – Paramètres-S des deux antennes imprimées placées dans le plan E pour les configurations de référence (Fig. 3.5) et en présence du ruban CMP (Fig. 3.13) : (a) module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (a) module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence

des ondes transverses magnétiques. Or la Figure 3.17 montre une absence de propagation des modes TM dans la bande de fréquences considérée ayant pour conséquence une forte amélioration du découplage. Dans le cas où les antennes sont placées dans le plan H, nous avons vu que le couplage mutuel par ondes de surface était susceptible de provenir de la propagation des ondes transverses électriques. D'après la Figure 3.17 les ondes de surfaces de type TE sont présentes et se propagent dans le diélectrique considéré. De ce fait aucune amélioration du découplage n'est observée entre les deux antennes imprimées dans le plan H. Une synthèse des résultats est présentée dans le Tableau 3.3.



(a)



(b)

FIGURE 3.16 – Paramètres-S des deux antennes imprimées placées dans le plan H pour les configurations de référence (Fig. 3.6) et en présence du ruban CMP (Fig. 3.14) : (a) module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence

3.3.2.2 Conducteur magnétique artificiel

Dans le chapitre 2 nous avons présenté et validé un modèle analytique de dimensionnement de CMA composé de motifs carrés métalliques périodiques. Le substrat considéré est identique à celui où les antennes patchs sont imprimées ($h = 1.6$mm, $\epsilon_r = 4.3$). A partir du modèle analytique nous dimensionnons un CMA résonant à la fréquence de 9.7GHz. Les dimensions du motif obtenu sont : $w = 2.3$mm et $g = 0.075$mm. Le motif élémentaire du CMA a une périodicité égale à $\lambda_m/8$ à 9.7GHz. Où λ_m est la longueur d'onde dans le milieu. La Figure 3.18 représente la phase du coefficient de réflexion du CMA en fonction de la fréquence et pour trois angles d'incidence lorsque celui-ci est éclairé par un mode TM et TE. Lorsque l'angle d'incidence du mode TM/TE augmente jusqu'à devenir rasant à la structure, la fréquence de résonance du CMA se déplace dans des proportions considérables vers les hautes fréquences.

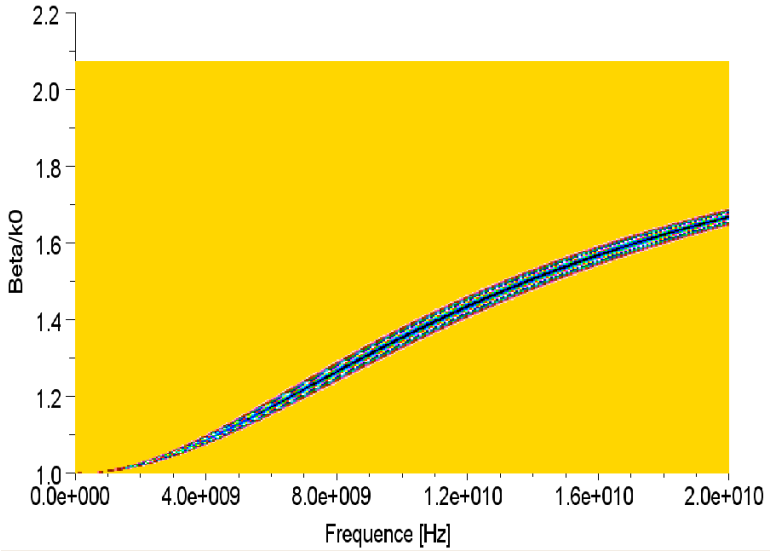


FIGURE 3.17 – Diagramme de dispersion des ondes de surface de type TE se propageant sur un empilement diélectrique ($\epsilon_r = 4.3$, $h = 1.6$mm) posé sur un CMP

Configurations	Plan E	Plan H
Configuration de référence	-21dB	-17.3dB
Ruban CMP au niveau des patchs	-21.4dB	-17.3dB
Ruban CMP au niveau du plan de masse (GND)	-26.4dB	-17.3dB
Cavité d'air + ruban CMP au niveau du plan de masse (GND)	-32.6dB	-14.5dB

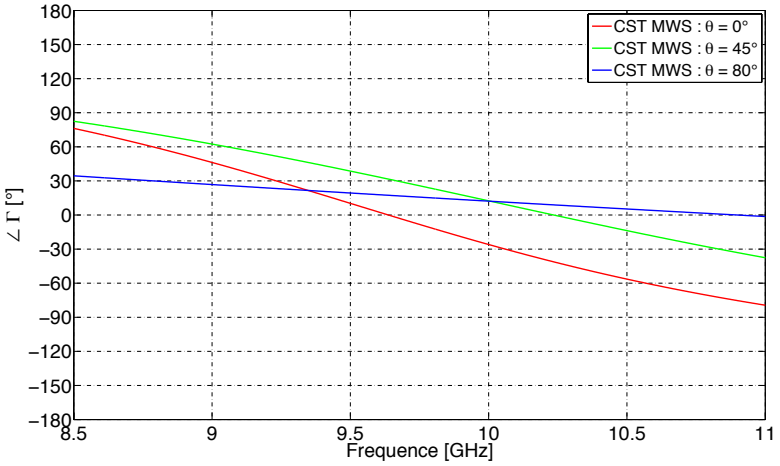
TABLE 3.3 – Synthèse des résultats sur les découplages entre antennes pour chacune des configurations utilisant une SHI idéale

En raison de l'espace disponible entre les deux antennes, deux rangées composées chacune de sept motifs sont placées dans le même plan que les éléments rayonnants. Trois configurations sont considérées :

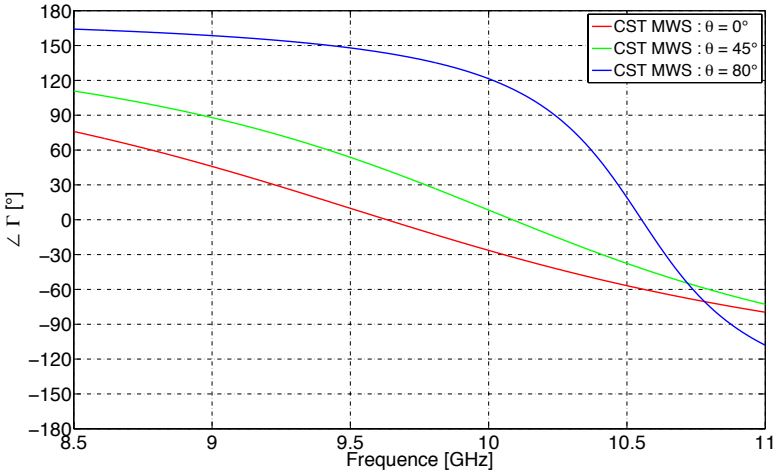
- Motifs placés dans le même plan que les éléments rayonnants
- Motifs placés au-niveau du plan de masse
- Motifs placés au-niveau du plan de masse avec un blindage autour du substrat du CMA

La Figure 3.19 illustre les différentes configurations appliquées dans un réseau d'antennes 1x2 placées dans le plan E. Ces trois configurations sont par la suite appliquées lorsque les patchs sont placés dans le plan H.

Les coefficients de réflexion et de transmission pour chaque configuration et pour chaque plan sont représentés sur les Figures 3.20 et 3.21. On constate quelque soit la



(a)

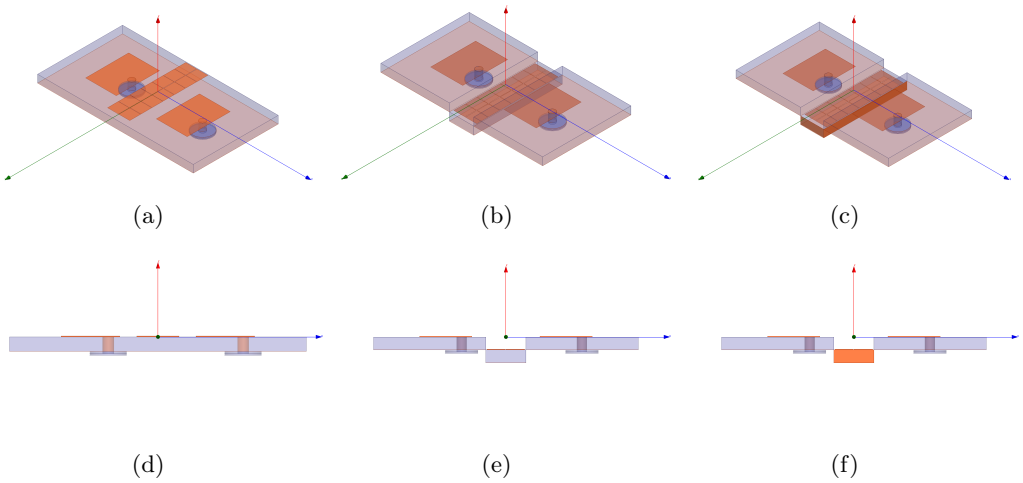


(b)

FIGURE 3.18 – Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA résonant à $f = 9.7$GHz pour trois angles d'incidence. Le CMA est éclairé par un : (a) mode TM, (b) mode TE

configuration dans le plan E, le module de S_{11} est peu perturbé par la présence du CMA. En revanche dans le plan H la bande passante des antennes se retrouve divisée par deux lorsque le CMA est dans le même plan. En modifiant la position du CMA, c'est à dire en le positionnant au niveau du plan de masse, la fréquence de résonance des patchs dans le plan H est décalée vers les hautes fréquences.

Le module du coefficient de transmission S_{12} varie fortement selon la configuration. Lorsqu'un CMA est placé entre les éléments rayonnants en plan E, une amélioration de 1.7dB est atteinte. Celui-ci se comporte comme une barrière. En revanche on constate une détérioration du couplage des antennes dans le plan H pour la même configuration. Ceci est dû à la très forte proximité des antennes et des motifs métalliques. Lorsque le CMA est placé au niveau du plan de masse et sans blindage on observe une chute du module de S_{12} en raison des fuites. Les ondes se propagent en arrière du plan de masse ce qui n'est pas acceptable pour la plupart des applications. En ajoutant un blindage au CMA pour palier le problème des fuites, on remarque une très forte augmentation du

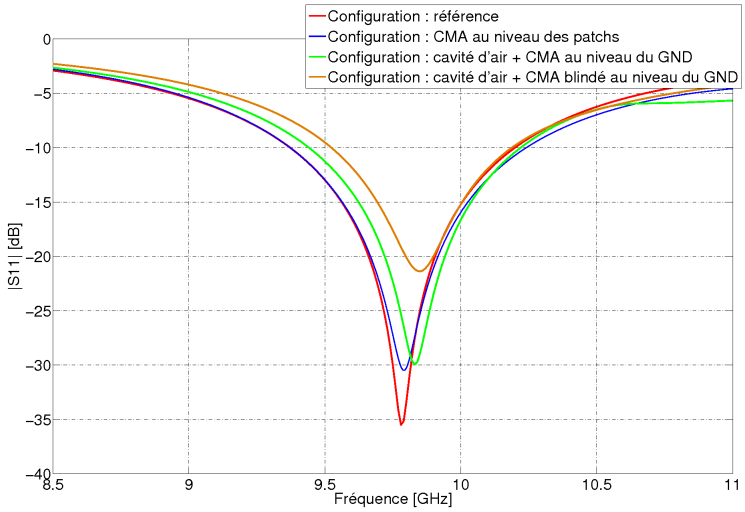


(a) (b) (c)

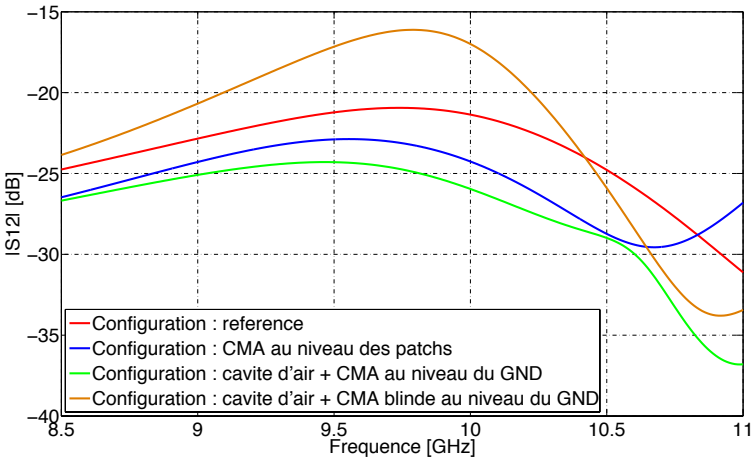
(d) (e) (f)

FIGURE 3.19 – : Configuration du réseau d'antenne en présence d'un CMA placé avec de haut en bas les vues en perspective et de côoté. (a) et (d) CMA placé entre et dans le même plan que les éléments rayonnants, (b) et (e) CMA placé au niveau du plan de masse avec un évidage du diélectrique des antennes au-dessus du CMA, (c) et (f) CMA blindé placé au niveau du plan de masse avec un évidage du diélectrique des antennes au-dessus du CMA.

couplage entre les deux patchs dans le plan E. La mise en cavité d'un CMA entraine une concentration de l'énergie dans celle-ci qui est ensuite renvoyée au niveau des antennes. Le blindage du CMA placé au niveau du plan de masse ne détériore pas le module de S_{12}. Le Tableau 3.4 synthétise les résultats obtenus.



(a)



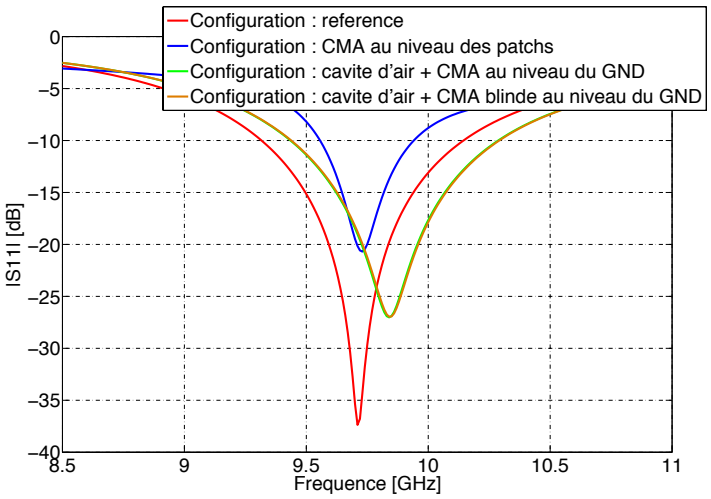
(b)

FIGURE 3.20 – Paramètres-S des deux antennes imprimées placées dans le plan E pour les configurations de référence (Fig. 3.5) et en présence d'un CMA (Fig. 3.13) : (a) module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence

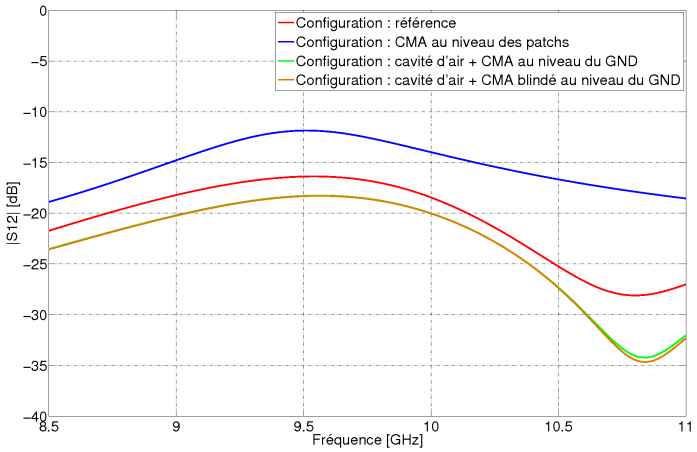
En conclusion, les CMA ne sont pas la meilleure solution pour réduire le couplage mutuel lorsqu'ils sont employés comme barrière électromagnétique au sein d'un réseau où les éléments rayonnants sont espacés d'une demi-longueur d'onde. La réduction de 3dB dans le plan E observée lorsqu'un CMA est placé au niveau du plan de masse est intéressante. Afin d'éviter un phénomène de fuite, il serait intéressant d'étudier le couplage mutuel lorsque le plan de masse est tapissé de motifs métalliques.

3.3.2.3 Structures à bande interdite électromagnétique

Les structures à BIE ont la capacité d'améliorer les performances d'antennes microruban en termes de gain, de niveaux de lobes secondaires et de couplage mutuel. Présenté dans le chapitre 1, ces structures ont la particularité de se comporter comme un filtre fréquentiel où les ondes de surface sont autorisées ou interdites à se propager



(a)



(b)

FIGURE 3.21 – Paramètres-S des deux antennes imprimées placées dans le plan H pour les configurations de référence (Fig. 3.6) et en présence d'un CMA : (a) module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence

dans certaines bandes de fréquences. Nous choisissons alors d'étudier l'influence de motifs BIE au sein du réseau dimensionné ci-dessus. Le choix du motif de la structure à BIE se porte sur le motif champignon en raison de sa largeur de bande et de ses faibles dimensions [83].

Le motif champignon est dimensionné afin d'interdire la propagation des ondes de surface à la fréquence de 9.7GHz. Le diagramme de dispersion de la structure à BIE est simulé à l'aide de HFSS (Fig. 3.22). Les dimensions du motif obtenu sont : $w = 2.2$mm, $g = 0.2$mm, $r_0 = 0.2$mm. Les deux premiers modes, c'est à dire le mode TM_0 et le mode TE_{10}, se propageant sur une structure infinie composée de motifs champignon sont représentés. Le mode TM_0 commence à s'incurver à partir de 25° pour atteindre son apogée à 53° laissant ainsi apparaître une bande séparant le mode TM_0 du mode

Configurations	Plan E	Plan H
Configuration de référence	-21dB	-17.3dB
CMA au niveau des patchs	-23dB	-13dB
Cavité d'air + CMA au niveau du plan de masse (GND)	-25.3dB	-18dB
Cavité d'air + CMA blindé au niveau du plan de masse (GND)	-17dB	-18dB

TABLE 3.4 – Synthèse des résultats sur les découplages entre antennes pour chacune des configurations utilisant un CMA

TE_{10}. Cette bande correspond à la bande interdite stoppant la propagation des ondes de surface dans la bande de fréquences 9.65GHz à 13GHz. En raison du faible espace entre les deux antennes et de la permittivité du diélectrique utilisé, il n'est pas possible d'obtenir une bande interdite plus bas en fréquence. Néanmoins la fréquence de résonance des antennes est comprise dans la bande interdite.

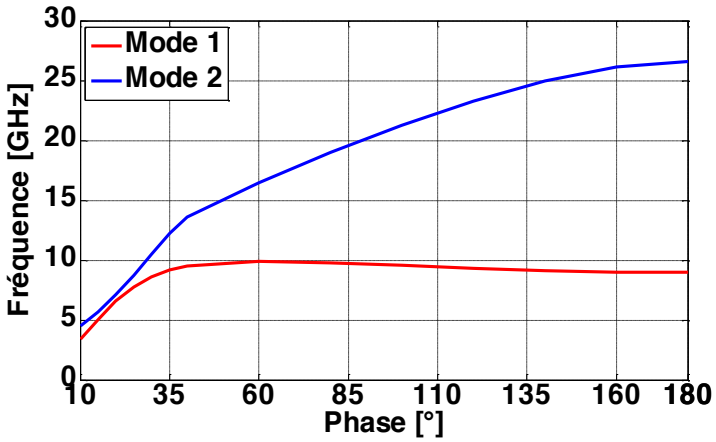
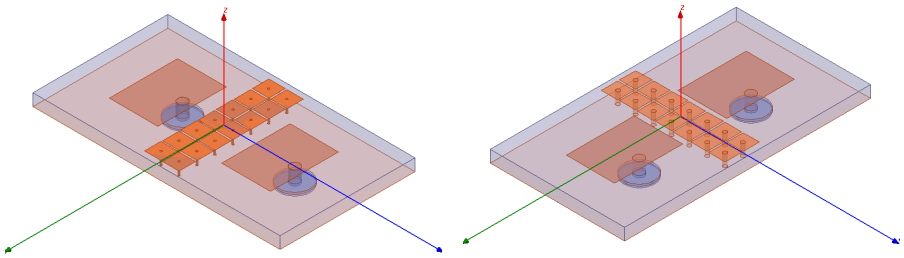


FIGURE 3.22 – Diagramme de dispersion du motif à BIE considéré

En raison de la périodicité du motif champignon et de l'espace inter éléments rayonnants, seules deux rangées composées de sept motifs peuvent être insérées. Nous avons vu que placer les motifs d'une SHI au niveau du plan de masse avec et sans blindage n'avait que peu d'intérêt. Pour cette raison nous étudions uniquement le cas où les motifs à BIE sont placés dans le même plan que les éléments rayonnants (Fig. 3.23). Les paramètres-S obtenus par simulation avec HFSS sont tracés sur la Figure 3.24.

Les coefficients de réflexion et de transmission dans les plans E et H sont détériorés. Contrairement aux configurations avec des CMA, le coefficient de réflexion est perturbé. Ceci est dû à la présence de vias métallisés reliant les motifs métalliques au

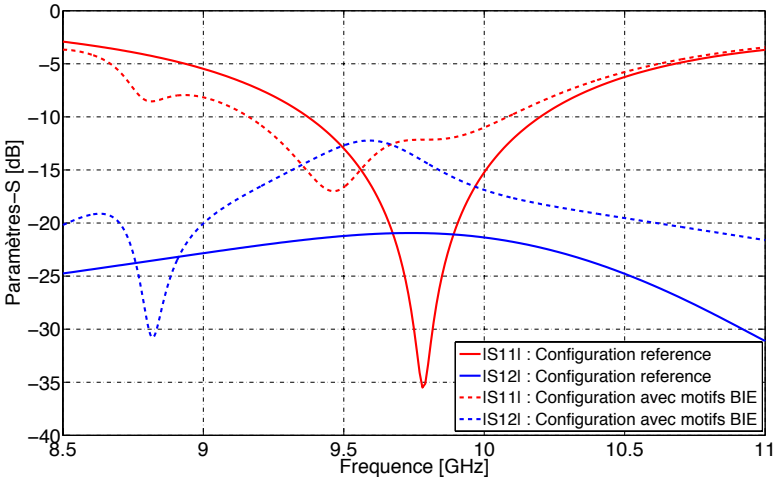


(a) (b)

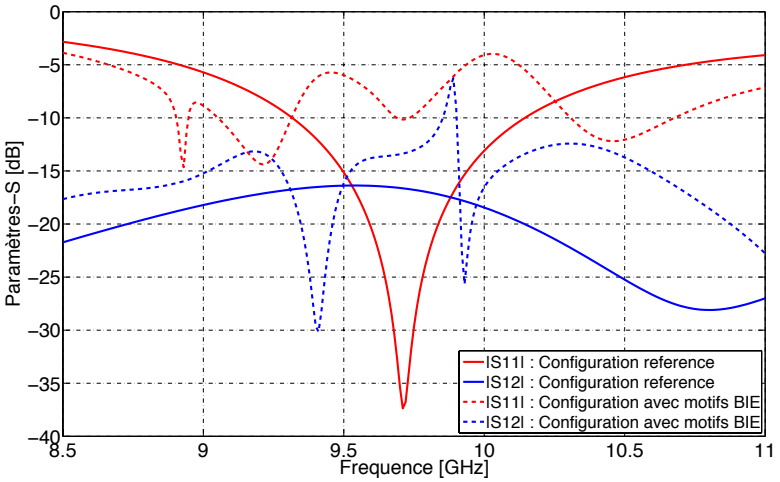
FIGURE 3.23 – Configuration des deux antennes imprimées en présence de motifs BIE dans le : (a) plan E, (b) plan H

plan de masse. Tout comme le coefficient de réflexion, le coefficient de transmission est augmenté. La bande interdite des motifs n'a pas permis de compenser la faible distance séparant les antennes de la structure champignon.

Les structures à bandes interdites peuvent trouver un intérêt pour améliorer le découplage entre deux antennes ou réseaux d'antennes espacés d'une distance l'un de l'autre supérieure à la demi-longueur d'onde. Un exemple de l'utilité de ces structures est illustré en reprenant les deux antennes imprimées dimensionnées dans le § 3.2.1 espacées maintenant d'une distance centre à centre de $0.97\lambda_0$ à la fréquence $f = 9.7$GHz dans les plans E et H. La distance bord à bord dans le plan E et H est respectivement égale à $0.75\lambda_0$ et $0.67\lambda_0$ à la fréquence $f = 9.7$GHz. Une étude sur l'influence du nombre de rangées de motifs à BIE placées entre les deux éléments rayonnants est réalisée. Le motif BIE est identique à celui présenté ci-dessus. Le module du coefficient de réflexion de deux antennes imprimées où plusieurs rangées de motifs champignons sont insérées entre les éléments rayonnants est représenté sur la Figure 3.25. En raison de l'espace disponible, nous avons pu implanter respectivement jusqu'à sept et cinq rangées de motifs champignons lorsque les antennes sont positionnées dans le plan E et H. Pour des raisons de clarté et pour apprécier les niveaux de découplages obtenus en fonction du nombre de rangées BIE insérées entre les deux antennes, nous avons tracé le module du coefficient de transmission en fonction du nombre de rangées (Fig. 3.26). On constate que la fréquence de résonance de l'antenne en émission reste stable tant que le nombre de rangées n'excède pas trois rangées dans les plans E et H. Au delà de ce nombre on observe un décalage de la fréquence de résonance de 100MHz vers les fréquences hautes.



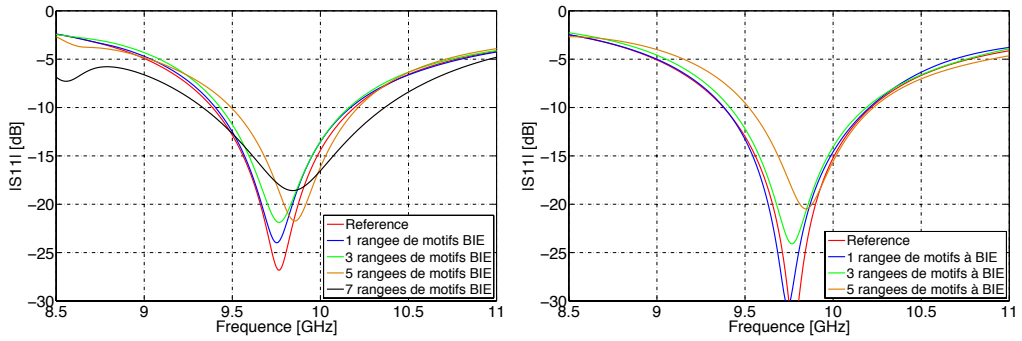
(a)



(b)

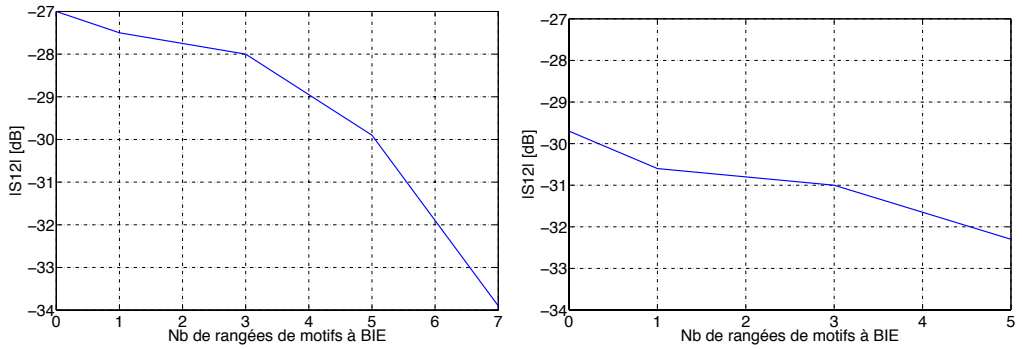
FIGURE 3.24 – Paramètres-S des deux antennes imprimées pour les configurations de référence (Fig. 3.5 et 3.6) et en présence de motifs BIE (Fig. 3.23) dans le : (a) plan E, (b) plan H

L'augmentation du nombre de rangées permet de réduire les découplages entre deux antennes imprimées dans les plans E et H dans des proportions différentes. Le couplage de référence, avec zéro rangées de motifs champignons, est de -27dB dans le plan E et -28dB dans le plan H. On constate une nette réduction de la transmission entre les antennes dans le plan E à partir de trois rangées de motifs : avec sept périodes du motifs nous avons pu atteindre un découplage de -33.9dB soit une amélioration de 7dB. Dans le plan H la réduction du couplage est plus douce et nécessite un nombre de périodes plus important par rapport à la configuration en plan E pour atteindre le même niveau d'amélioration.



(a) (b)

FIGURE 3.25 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence des deux antennes imprimées en présence de différentes rangées de motifs champignons. (a) plan E, (b) plan H



(a) (b)

FIGURE 3.26 – Module du coefficient de transmission en fonction du nombre de rangées de motifs à BIE insérés entre les deux antennes imprimées. Les valeurs du module de S_{12} sont prises à la fréquence de résonance de l'antenne (Fig. 3.25). (a) plan E, (b) plan H

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes études ont été menées sur la réduction du couplage mutuel entre deux antennes patchs espacées d'une demi-longueur d'onde dans les configurations plans E et H. A partir de l'état de l'art sur la minimisation du couplage présenté dans le chapitre 1, nous avons vérifié certaines solutions à l'aide de simulations électromagnétiques validées par des maquettes. Nous avons pu constater que l'utilisation d'une cavité métallique était une solution simple à dimensionner et à mettre en oeuvre. Malgré la faible propagation des ondes de surface sur un substrat FR4, la cavité métallique a permis d'améliorer les découplages de 3dB dans le plan E et de 7dB dans le plan H.

Différentes investigations ont été menées par la suite sur l'utilisation de SHI (CMA ou BIE) en tant que barrière électromagnétique. Une approche à l'aide d'une condition aux limites magnétique a permis de modéliser un CMP. Plusieurs configurations ont été présentées où le ruban CMP était positionné à différents niveaux du diélectrique. Il apparaît que la configuration permettant d'obtenir les meilleurs découplages entre les

deux antennes était celle où un CMA idéal était placé entre les deux antennes et au niveau du plan de masse avec une cavité d'air au-dessus. Cette solution est uniquement efficace dans le plan E où une réduction du couplage mutuel de 12dB a pu être atteinte.

Afin de vérifier ces résultats théoriques, un CMA a été dimensionné. La périodicité des motifs atteinte est égale à $\lambda_m/8$ à 9.7GHz. Du fait de la faible dimension des motifs, seules deux rangées ont pu être intégrées à la structure. Parmi les différentes configurations proposées aucune ne fut probante sur la réduction du couplage mutuel. Nous en concluons que dans le cas d'une configuration d'antennes patchs espacées d'une demi-longueur d'onde, l'utilisation de CMA comme barrière électromagnétique n'est pas la meilleure solution. Néanmoins l'obtention de 3dB d'amélioration du découplage entre deux antennes imprimées placées dans le plan E est intéressante. Une perspective est d'utiliser un CMA comme plan de masse pour voir son influence sur les découplages.

L'utilisation de structures à bandes interdites électromagnétiques sur des petits réseaux a été investiguée. Il en est sorti que lorsque les antennes sont espacées d'une demi-longueur d'onde, les structures BIE utilisées comme barrières électromagnétiques étaient inadéquates. L'utilisation de vias métallisés reliant les motifs métalliques au plan de masse perturbe le coefficient de réflexion des antennes. Cependant ce type de structures a un intérêt pour réduire le couplage mutuel entre deux antennes réseaux, où une plus grande distance peut les séparer l'une de l'autre. L'utilisation de sept rangées de motifs champignons insérées entre les antennes a permis d'obtenir une amélioration du découplage de 7dB dans le plan E. La réduction du couplage mutuel dans le plan H nécessite une augmentation du nombre de périodes pour obtenir le même niveau de découplage que dans la configuration plan E.

Au final nous avons montré que les SHI ne sont pas la solution à tous les problèmes de couplage au sein de réseau où les antennes sont fortement rapprochées. Le temps de dimensionnement de ces motifs (CMA ou BIE) est très important pour un résultat peu satisfaisant comparé à l'utilisation d'une cavité métallique.

Chapitre 4

Antenne directive Ultra Large Bande sur réflecteur à haute impédance

4.1 Introduction

Les systèmes aéroportés comportent de multiples antennes afin de répondre à différentes applications : radar, communication, navigation, identification (IFF = Identification Friend or Foe), etc... La mise en oeuvre des ces fonctions se traduit par un besoin d'implémenter de nombreuses antennes sur des porteurs. L'ensemble de ces moyens nécessite des besoins en termes de bande passante pouvant s'étendre de la bande VHF à la bande Ka, de balayage du faisceau sur un secteur angulaire large autour du porteur, de diagramme de rayonnement et d'agilité de polarisation. Une des voies possibles pour réduire cette complexité est de regrouper le maximum de fonctions au sein de la même antenne. Dans ce but, l'utilisation d'une antenne planaire large bande ou multi-bande avec une aptitude à effectuer un balayage du faisceau sur de grands angles d'observation est requise. Ces besoins sont couplés à une intégration physique forte sur le porteur (par exemple un avion d'armes). La technologie microruban permet de réaliser des antennes réseaux directives. Différentes solutions existent comme l'utilisation d'antennes Vivaldi en réseau à double polarisation [84]. Cette solution montre de très bonnes performances en termes de bande passante. Cependant le volume important nécessaire à ce type d'antenne et la faible pureté de polarisation limite le nombre d'applications possibles. La technologie microruban se prête difficilement à la réalisation d'antenne directive à très large bande passante. Une solution est d'utiliser les antennes réseaux connectées [85] qui offrent d'excellentes performances en termes d'encombrement, de bande passante et d'efficacité de rayonnement. Comparés aux antennes réseaux classiques, les éléments rayonnants contituant l'antenne réseau connectée sont reliés les uns aux autres et ne peuvent pas être considérés comme isolés. Les premiers réseaux à balayage étaient composés de dipôles connectés commandés électroniquement. La bande passante de ce type de réseau est limitée : en-dessous de la fréquence de résonance du dipôle ($L \sim \lambda/2$), l'impédance d'entrée devient fortement réactive et la partie réelle est très faible. En connectant les dipôles colinéaires entre eux par leurs extrémités, chaque ligne de dipôles se comporte comme un seul dipôle équivalent même si plusieurs accès sont présents (Fig. 4.1). L'impédance d'entrée de l'antenne réseau est constante et équivalente à $60\pi\Omega$ sur

une large bande de fréquence. Cependant cette antenne réseau est bidirectionnelle et la moitié du rayonnement est inutilisée. Ce problème est résolu par l'ajout d'un réflecteur métallique à l'arrière de l'antenne. Le réflecteur métallique est généralement placé à une distance d'un quart de longueur à la fréquence centrale de la bande passante considérée. Ce choix permet d'obtenir une bonne adaptation de l'antenne avec une faible dégradation du gain. Ce réflecteur métallique est cependant optimal uniquement dans une bande de fréquence réduite. Un compromis est donc nécessaire entre le gain désiré et la bande passante.

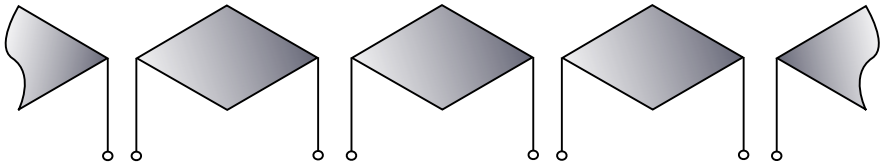


FIGURE 4.1 – Réseau connecté linéaire [2]

L'objectif de ce chapitre est d'associer ce type de réseaux à des réflecteurs particuliers pour présenter de nouvelles fonctionalités, de mettre en avant les différentes applications possibles par l'utilisation de réflecteurs particuliers. La position du réflecteur métallique traditionnel n'est adéquate que sur une bande passante limitée notamment lorsqu'un balayage électronique est nécessaire. Nous allons montrer que l'utilisation de SHI comme réflecteur particulier permet d'augmenter la bande passante de l'antenne réseau, de réaliser une sélectivité de la bande passante tout en ayant la capacité à la déplacer. L'objectif est d'intégrer différentes fonctionnalités à l'antenne réseau à l'aide de ces nouveaux réflecteurs. L'antenne réseau considérée dans ce chapitre est une antenne auto-complémentaire connectée possédant l'une des plus grandes bandes passantes connues [86]. Une étude des différents phénomènes physiques observés est réalisée et appuyée par un modèle analytique tenant compte de l'antenne réseau au-dessus d'un réflecteur à haute impédance.

4.2 Antenne réseau connectée auto-complémentaire

4.2.1 Description de la structure de l'antenne

La technologie des antennes imprimées permet de réaliser des antennes directives en utilisant des motifs métalliques imprimés sur une couche diélectrique surmontant un plan de masse. Cependant la technologie microruban se prête difficilement à la réalisation d'antenne directive à très large bande passante couvrant la décade c'est à dire un rapport 10 entre la fréquence haute et la fréquence basse. Une solution est d'utiliser, comme plan rayonnant de l'antenne, une structure auto-complémentaire c'est à dire une structure où la surface métallisée est identique à la surface démétallisée [87]. L'antenne auto-complémentaire est dite indépendante de la fréquence en raison de la faible variation de l'impédance d'entrée sur une large bande de fréquences. Les antennes indépendantes de la fréquence ont la particularité d'avoir une partie réelle de l'impédance d'entrée constante et des propriétés de rayonnement régulières sur une large bande passante supérieure à 10 :1. Deux principes existent pour obtenir les caractéristiques des antennes indépendantes de la fréquence. Le premier a été introduit par Rumsey dans les années 1950. Le principe de Rumsey suggère qu'une antenne est

indépendante de la fréquence lorsque la forme de l'antenne est uniquement définie par des angles [88]. Les antennes infinies biconiques et spirales sont de bons exemples. Le second principe tenant compte des caractéristiques des antennes indépendantes de la fréquence est l'auto-complémentarité. Introduite par Mushiake dans les années 1940, l'auto-complémentarité est dérivée du principe de Babinet en optique. Mushiake a découvert que le produit des impédances d'entrée d'une antenne électrique et de son dual, "l'antenne magnétique" était une constante réelle égale à ${\eta_0}^2/4$ où η_0 est l'impédance intrinsèque du vide. L'impédance d'entrée de l'antenne auto-complémentaire peut être déduite de ce principe et est égale à $\eta_0/2 = 60\pi \approx 188.5\Omega$.

L'utilisation d'une structure auto-complémentaire comme cellule élémentaire d'un réseau connecté permet d'obtenir des performances remarquables. La surface rayonnante considérée dans cette thèse est composée d'un réseau de pavés carrés métalliques disposés en damier (Fig. 4.2). Les éléments rayonnants sont alimentés en amplitude et en phase en chaque coin, ce qui produit une polarisation linéaire dans les directions $\pm$ 45°. La recombinaison de ces polarisations permet d'obtenir soit une polarisation verticale, soit une polarisation horizontale ou encore une polarisation circulaire droite ou gauche. Pour obtenir ces différentes polarisations il faudra effectuer les recombinaisons suivantes :

- a+d+c+d $\Rightarrow$ polarisation verticale
- $(a+d)-(b+c) \Rightarrow$ polarisation horizontale
- $(a+d) \pm j\,(b+c) \Rightarrow$ polarisation circulaire (doite ou gauche)

Cette structure est compacte et présente une large bande passante. Cependant, celle-ci rayonne dans les deux directions normales au plan de l'antenne ce qui la rend inadéquate pour la plupart des applications. L'utilisation d'un réflecteur est alors nécessaire afin de réutiliser le rayonnement arrière. Cependant comme nous l'avons dit précédemment, l'utilisation d'un réflecteur métallique va limiter la bande passante de l'antenne. D'autre part, l'utilisation de couches diélectriques au-dessus de l'antenne sert de protection des éléments rayonnants [89]. Dès lors que ces couches diélectriques sont en contacts avec la surface rayonnante, l'impédance d'entrée de l'antenne est modifiée. L'impédance d'entrée de l'antenne auto-complémentaire étant constante, il est alors possible de réduire les effets contraignants du réflecteur métallique en adaptant l'antenne sur une large bande passante à l'aide d'un empilement de diélectrique [90].

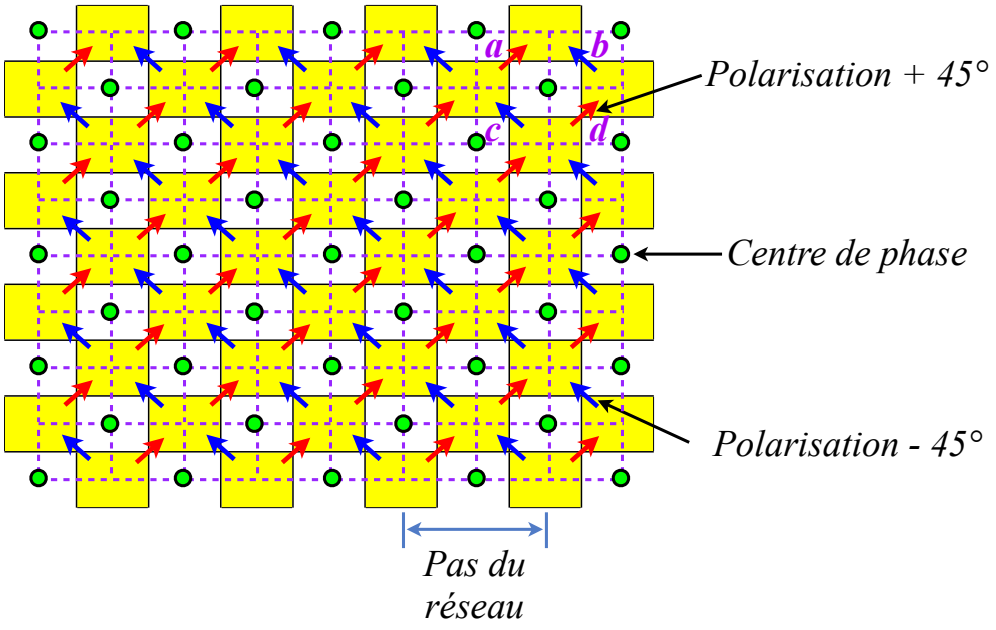


FIGURE 4.2 – Antenne réseau connectée auto-complémentaire

4.2.2 Analyse de l'antenne réseau connectée auto-complémentaire sur plan de masse parfaitement conducteur

Un exemple d'une maquette d'une antenne directive ultra large bande directive à double polarisation proposé par Soiron est présenté sur la Figure 4.3 [86]. Pour illustrer le comportement de l'antenne réseau connectée auto-complémentaire en fonction de la fréquence nous allons nous appuyer sur les dimensions décrites par Gustafsson. L'antenne considérée est présentée sur la Figure 4.4 [91]. L'antenne damier est considérée suffisamment grande pour être considérée comme infinie afin de tenir compte des effets de couplage entre les motifs élémentaires. La simulation de l'antenne peut alors se restreindre au calcul d'une seule cellule élémentaire à laquelle sont appliquées des conditions périodiques. L'antenne considérée dans cette section est composée d'une maille élémentaire de $m = 11.03$mm (Fig. 4.4(a)). Les coins de chaque pavé sont rognés créant ainsi un gap de largeur $p = 0.3$mm pour introduire les sources d'alimentation. L'impédance interne des générateurs est de 120Ω.

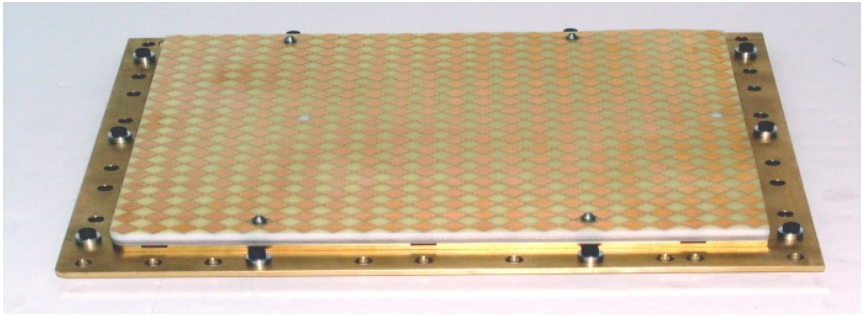
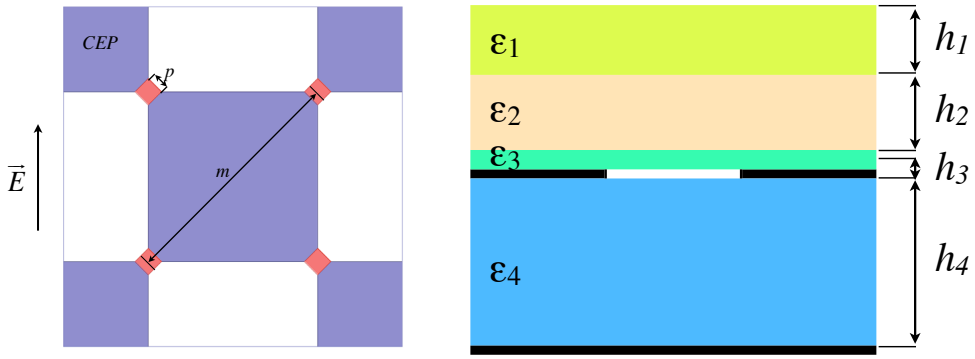


FIGURE 4.3 – Antenne réseau connectée large bande à double polarisation linéaire [86]

Un empilement multicouche est défini dans le but d'élargir la bande passante de l'antenne. Trois diélectriques superposés sont utilisés pour adapter l'antenne sur une très large bande passante. De plus ils peuvent être employés comme protection pour l'antenne (Fig. 4.4(b)) [92]. Le diélectrique $\epsilon 1$, placé au sommet de la structure, possède une permittivité relative $\epsilon_r = 1.8$ et une épaisseur de $h_1 = 5.96$mm. Le second ($\epsilon 2$), placé juste en dessous, possède une épaisseur de $h_2 = 4.34$mm et une permittivité relative $\epsilon_r = 3.4$. Le troisième et dernier diélectrique ($\epsilon 3$) posé sur les éléments rayonnants a pour caractéristiques une épaisseur $h_3 = 2.98$mm possédant une permittivité $\epsilon_r = 7.2$. Un espaceur est placé entre l'antenne damier et le réflecteur métallique parfaitement conducteur. L'espaceur est composé d'un diélectrique $\epsilon 4$ de permittivité $\epsilon_r = 1$ et d'épaisseur $h_4 = 8.5$mm.



(a) (b)

FIGURE 4.4 – Géométrie de l'antenne : (a) Cellule élémentaire. Le réseau infini consiste en une répétition périodique des éléments rayonnants alimentés en leurs coins. (b) Vue de côté. Un empilement de diélectrique est placé au-dessus et en-dessous de l'antenne. Un réflecteur métallique parfaitement conducteur est positionné à l'arrière de la structure.

L'impédance d'entrée de l'antenne simulée avec HFSS en émission et pointant dans la direction normale à l'antenne est représentée sur la Figure 4.5. L'impédance de la structure auto-complémentaire étant constante, les effets du plan de masse sur l'impédance d'entrée de l'antenne peuvent être observés. L'impédance d'entrée effleure le pourtour de l'abaque de Smith à 18.75GHz entrainant une mise en court-circuit de l'antenne. Ce phénomène est dû à une interférence destructive du plan de masse placé à une demi-longueur d'onde de l'antenne à 18.75GHz. Modifier l'épaisseur de l'espaceur va entrainer principalement une rotation et un déroulement de l'impédance correspondant à un décalage en fréquence.

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne est tracé pour illustrer le comportement de l'antenne en fonction de l'angle de pointage du faisceau. Les Figures 4.6 et 4.7 représentent les effets de l'accroissement des angles. Les angles de balayage 30°, 45° et 60° sont considérés dans les deux plans E et H. Où les plans E et H sont respectivement les plans inter-cardinaux c'est-à-dire les plans verticaux et horizontaux de la Fig. 4.4(a). Le module du coefficient de réflexion pour chaque angle de balayage est obtenu en considérant l'antenne réseau en réception. Le principe de fonctionnement et la comparaison du module du coefficient de réflexion obtenu lorsque l'antenne réseau

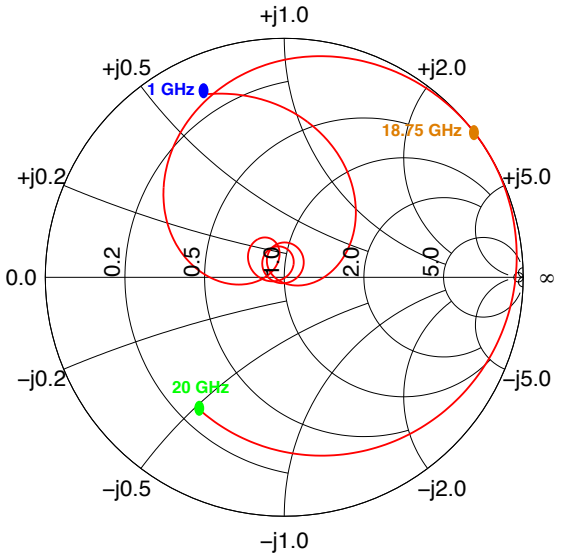


FIGURE 4.5 – Impédance d'entrée de l'antenne réseau connectée de maille 11.03mm lorsque le faisceau est pointé selon l'axe normal. L'impédance de normalisation est 120Ω.

est en émission ou en réception est explicité dans les § 4.3.2 et 4.4.1. La bande passante de l'antenne se réduit lorsque l'angle de balayage augmente. La bande passante de l'antenne reste stable pour des angles de balayage inférieurs à 30°. Au-delà de 45°, une bande de fréquence située dans la partie supérieure de la bande passante de l'antenne n'est plus adaptée dans le plan E. Dans le plan H, plus l'angle de dépointage augmente, plus l'antenne se retrouve désadaptée

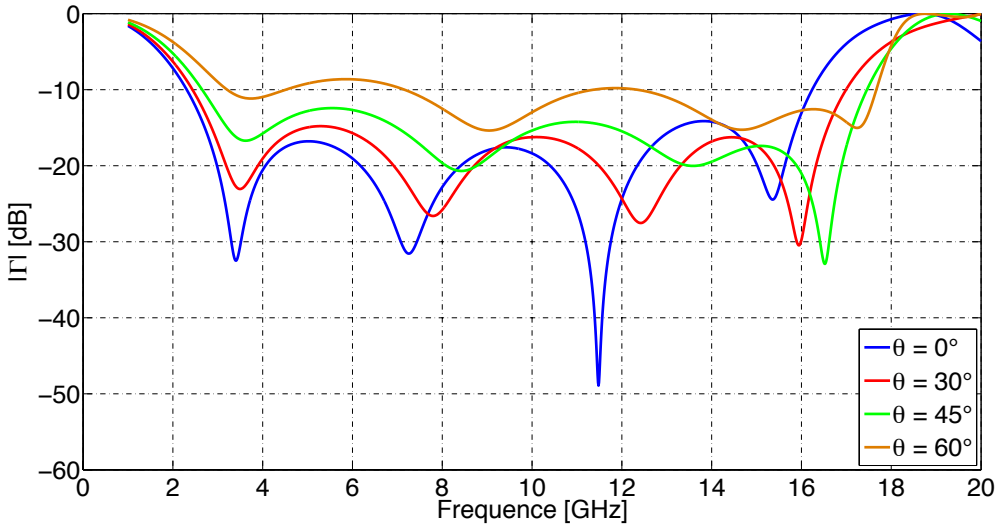


FIGURE 4.6 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne réseau connectée présentée sur la Figure 4.4 dans le plan H pour différents angles de balayage : 0°, 30°, 45°, 60°

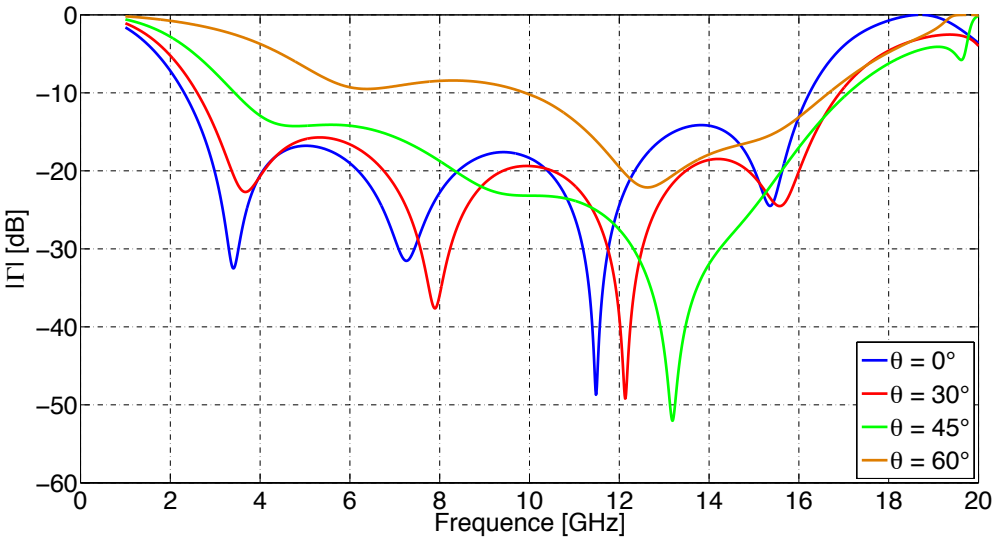


Figure 4.7 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne réseau connectée présentée sur la Figure 4.4 dans le plan E pour différents angles de balayage : 0°, 30°, 45°, 60°

4.3 Modélisation analytique de l'antenne réseau connectée auto-complémentaire sur réflecteur particulier

4.3.1 Introduction

Les simulations électromagnétiques 3D peuvent parfois être fastidieuses et longues. Lors de la phase de dimensionnement d'une antenne, il est intéressant de se rapprocher de modèles analytiques pour optimiser la structure. Un gain en temps de calcul considérable peut être ainsi obtenu.

La théorie des lignes de transmission est un outil permettant d'établir un lien entre l'analyse des champs électromagnétiques avec la théorie des circuits. Le modèle présenté dans cette thèse permet une conception très rapide et un gain de temps appréciable par rapport à une méthode numérique. L'antenne auto-complémentaire, étant considérée infinie, peut être représentée par une impédance. Les réflecteurs particuliers à base de SHI sont modélisés à partir de la théorie des lignes de transmission (2.2). L'ensemble de la structure peut alors être modélisée à l'aide d'une ligne de transmission chargée.

4.3.2 Modèle analytique

L'antenne, associée ou non à une SHI, peut être considérée comme un empilement de couches diélectriques et métalliques. En considérant que les modes TEM et TE/TM excitent l'antenne, celle-ci peut être modélisée par une succession d'éléments mis en cascade. Les paramètres Z, Y, et S sont utilisés pour caractériser un réseau avec un nombre arbitraire de ports. En général les structures micro-ondes peuvent être décrites par mise en cascade de quadripôles. Ces derniers peuvent être décrits par la matrice $ABCD$ (Fig. 4.8(a)) reliant les courants et les tensions d'entrée et de sortie décrits par

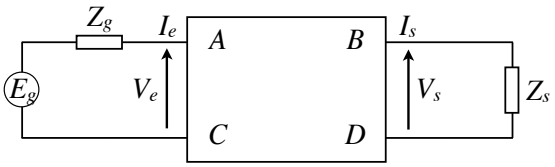
les équations suivantes :

$$V_e = AV_s + BI_s \tag{4.1}$$

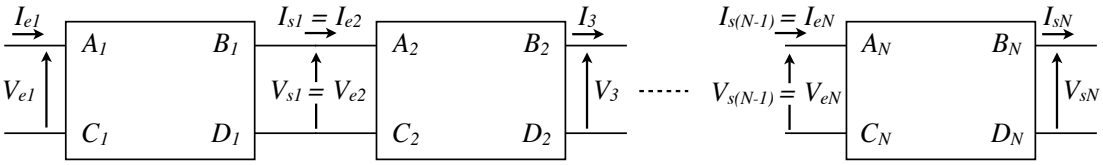
$$I_e = CV_s + DI_s \tag{4.2}$$

Ou par la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} \tag{4.3}$$



(a)



(b)

FIGURE 4.8 – (a) Représentation d'un quadripôle par sa matrice ABCD, (b) Mise en cascade de quadripôles

La Figure 4.8(b) représente la mise en cascade de N quadripôles. La matrice $ABCD$ de l'ensemble est la résultante de la multiplication de chaque matrice $ABCD$ représentant un quadripôle.

$$\begin{bmatrix} V_{e1} \\ I_{e1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sN} \\ I_{sN} \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

Chaque couche diélectrique ou métallique sera représentée par sa matrice M propre (4.5). Dans le cas d'une couche diélectrique d'épaisseur h, la matrice M est donnée par la relation (4.6) :

$$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = [M] \begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} \cos(k_i d) & jZ_{diel}^{TE/TM} \sin(k_i d) \\ jY_{diel}^{TE/TM} \sin(k_i d) & \cos(k_i d) \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

L'impédance Z_{diel} et l'admittance Y_{diel} représentent la propagation d'une onde plane polarisée en mode TE/TM dans un diélectrique. Leurs expressions sont décrites par les relations (4.7) et (4.8) :

$$Z_{diel}^{TE} = \frac{\eta_0 k_0}{k_i} \tag{4.7}$$

$$Z_{diel}^{TM} = \frac{\eta_0 k_i}{\epsilon_{ri} k_0} \tag{4.8}$$

Où k_i est le nombre d'onde dans le milieu diélectrique défini par :

$$k_i = k_0 \left(\epsilon_{ri} - \sin^2 \theta_{diel}\right)^{-1/2} \tag{4.9}$$

Où θ_{diel} est l'angle d'incidence dans le diélectrique et ϵ_{ri} la permittivité relative de chaque couche diélectrique. Lorsque les diélectriques, séparant l'antenne damier du réflecteur particulier, ont une permittivité relative supérieure à 1, l'onde plane incidente éclairant la SHI avec un angle oblique est soumis à la loi de Snell-Descartes (Fig. 4.9). L'onde plane progressive se propage dans la direction $z < 0$ qu'on appellera milieu 1 et se dirige vers la surface de séparation. Cette onde sera appelée onde incidente. A l'intersection avec un autre milieu (qu'on appellera milieu 2), l'onde incidente (arrivant avec un angle θ_i) donne naissance à une onde réfléchie qui repart dans l'autre sens dans le milieu 1 (avec un angle θ_r) et une onde transmise qui se propage dans le milieu 2 (avec un angle θ_t). L'onde réfléchie (ou transmise) est dans le plan d'incidence. L'onde réfléchie (ou transmise) et l'onde incidente sont de part et d'autre de l'axe normal. L'angle de réflexion θ_r est égal à l'angle d'incidence θ_i. L'angle de réfraction θ_t et l'angle d'incidence θ_i vérifient la loi de Snell-Descartes :

$$k_1 \sin \theta_i = k_2 \sin \theta_t \tag{4.10}$$

Avec k_1 et k_2 les nombres d'ondes dans les milieux 1 et 2 s'écrivant :

$$k_1 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_1} \tag{4.11}$$

$$k_2 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_2} \tag{4.12}$$

L'angle réfracté se déduit à partir des relations (4.10), (4.11) et (4.12) :

$$\theta_t = \sin^{-1}\left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \sin \theta_i\right) \tag{4.13}$$

La couche métallique est décrite par une matrice M s'écrivant par la relation (4.14) dans le cas d'une admittance Y et par la relation (4.15) pour une impédance Z :

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.15}$$

L'équation (4.15) nous permet ainsi de déterminer la matrice $ABCD$ de l'antenne damier en espace libre. L'impédance Z de l'antenne sera dorénavant nommée $Z_{0antenne}$ lorsque l'antenne est calculée en espace libre et $Z_{antennediel}$ lorsqu'elle est imprimée sur un diélectrique de permittivité relative différente de 1. L'impédance de l'antenne réseau est calculée à partir d'un simulateur électromagnétique 3D. L'antenne réseau est dans une configuration en mode réception où tous les générateurs sont remplacés par des charges équivalentes. L'impédance de l'antenne revient alors à calculer l'impédance de

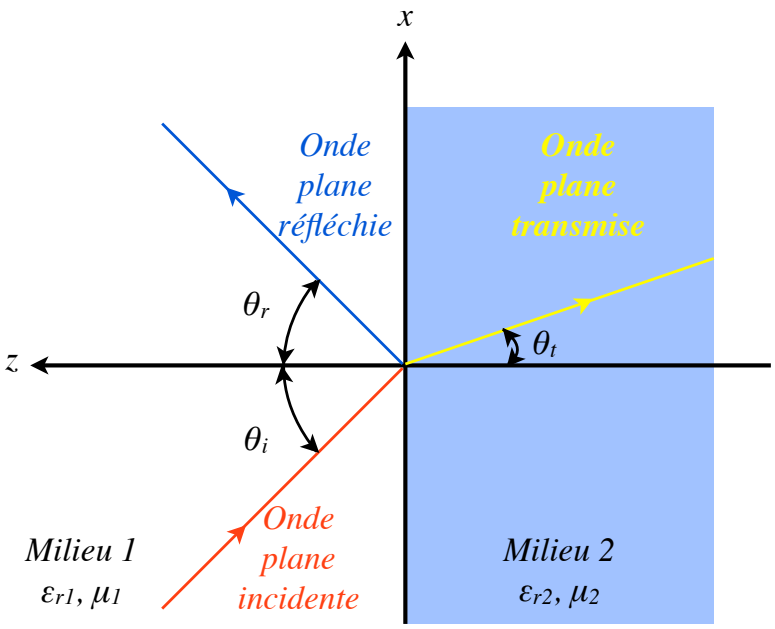


FIGURE 4.9 – Onde plane en incidence oblique à l'interface entre deux diélectriques

surface de celle-ci sous différents angles d'incidence.

L'impédance d'entrée de l'antenne complète peut être obtenue à partir de la relation (4.4) :

$$Z_e{}^{TE/TM} = \frac{AZ_s{}^{TE/TM} + B}{CZ_s{}^{TE/TM} + D} \tag{4.16}$$

La structure est éclairée par une onde plane, l'impédance du générateur de tension Z_g est donc égale à l'impédance du vide déterminée par les relations (2.3) et (2.2). L'impédance Z_s traduira l'impédance de surface du réflecteur utilisé. L'impédance Z_s dans le cas d'un réflecteur à SHI (motif CMA ou motif champignon) est définie par l'équation 2.1.

Rappelons que l'antenne multicouche est considérée infinie. Le coefficient de réflexion d'une antenne réseau connectée infinie peut être calculé soit en mode émission, soit en mode réception. Lorsque l'antenne est simulée en réception, tous les récepteurs sont représentés par leur impédance de charge placée directement sur le réseau. Hannon et Balfour ont montré à l'aide de mesures en simulateur guide d'onde qu'il était possible de calculer l'impédance d'entrée d'un réseau d'antennes à déphasage à partir du coefficient de réflexion de la surface de l'antenne [93]. Dans le modèle analytique, l'impédance $Z_{antenne}$ est obtenue en considérant l'antenne en réception. Le modèle complet de l'antenne sur SHI est alors composé du modèle de l'antenne chargé par celui de la SHI. La Figure 4.10 représente la ligne de transmission modélisant le comportement de l'antenne auto-complémentaire multicouche complète. Le coefficient de réflexion d'une structure multicouche modélisée par la matrice $ABCD$ est donc calculé à partir de la

relation (4.17) :

$$\Gamma = \frac{{Z_e}^{TE/TM} - {Z_0}^{TE/TM}}{{Z_e}^{TE/TM} + {Z_0}^{TE/TM}} \tag{4.17}$$

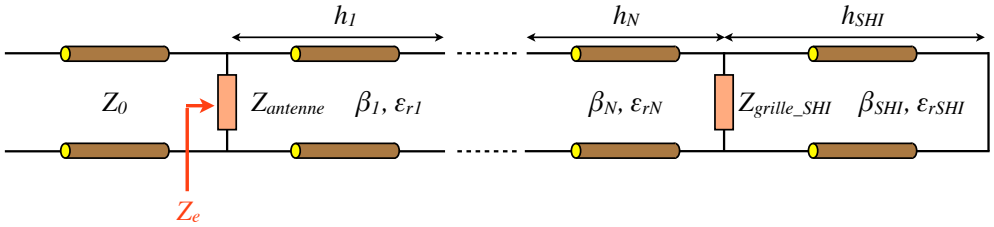


Figure 4.10 – Schéma électrique équivalent de l'antenne réseau connectée auto-complémentaire multicouche

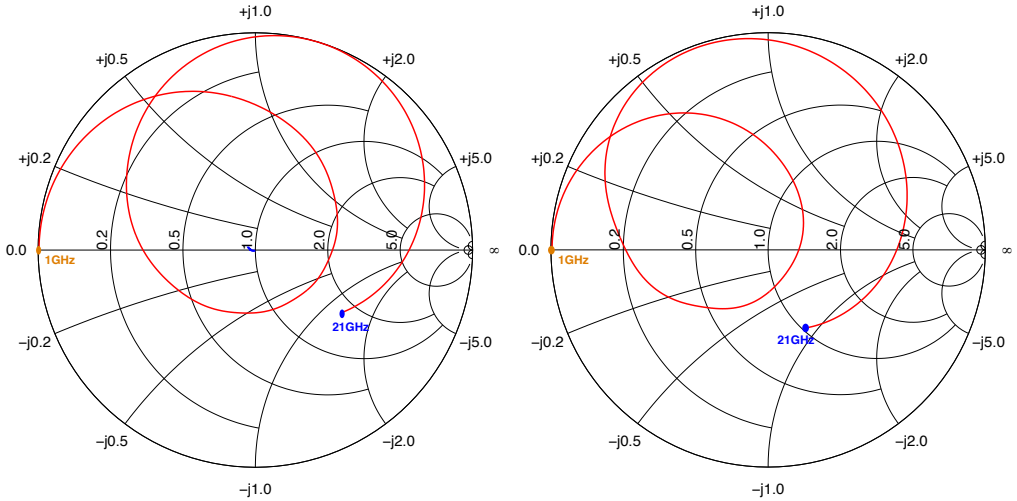
4.4 Influence des réflecteurs artificiels sur le coefficient de réflexion de l'antenne réseau connectée

Dans ce paragraphe, nous allons observer et comparer le modèle analytique développé au paragraphe précédent avec des simulations numériques obtenues avec HFSS. Afin de mettre en évidence les différents phénomènes dus aux réflecteurs artificiels sur le coefficient de réflexion de l'antenne, nous allons nous restreindre à une antenne monocouche. Néanmoins les résultats présentés sont valides pour des empilements multicouches et notamment l'antenne réseau connectée présentée dans le §2. Nous commencerons par présenter l'antenne monocouche sur plan métallique qui servira de cas de référence. L'antenne considérée est une antenne auto-complémentaire, disposée en damier, imprimée sur un diélectrique surmontant un plan de masse. L'influence de la permittivité de l'espaceur sur la précision du modèle analytique sera démontrée à travers deux cas : un cas où l'espaceur à une permittivité $\epsilon_r = 1$ et un deuxième cas avec une permittivité $\epsilon_r = 1.4$. Le réflecteur est placé à une distance de $\lambda_m/4$ à 8.5GHz de l'antenne. Où λ_m représente la longueur d'onde dans le milieu diélectrique.

4.4.1 Antenne réseau sur CEP

L'impédance d'entrée de l'antenne chargée sur 189Ω en espace libre et imprimée sur un diélectrique ($\epsilon_r = 1$) surmontant un plan de masse est présentée sur la Figure 4.11(a). Le plan de masse est placé à une distance de $\lambda_0/4$ des éléments rayonnants. λ_0 étant la longueur d'onde dans le vide. L'utilisation d'un réflecteur métallique à une influence désastreuse sur l'impédance de l'antenne : la "boucle" est agrandie (Fig. 4.11(a)) laissant apparaître une forte partie inductive et capacitive engendrant une faible adaptation de l'antenne autour de 189Ω. L'impédance d'entrée de l'antenne sur plan de masse peut être large bande en ajoutant des couches diélectriques au-dessus. L'objectif ici est de considérer une antenne simple soit monocouche. En normalisant l'abaque de Smith de 189Ω à 300Ω on obtient une bande passante ($|S11| <$ -10dB) plus large (Fig. 4.11(b)).

La Figure 4.12 montre une comparaison de l'antenne placée au-dessus d'un réflecteur métallique lorsque celle-ci est placée en mode réception (éclairée par une onde plane,



(a) (b)

FIGURE 4.11 – Impédance d'entrée de l'antenne en espace libre (en bleu) et de l'antenne monocouche (ϵ_r =1) surmontant un plan de masse (en rouge) en émission pointant dans l'axe normal. L'impédance de normalisation est égale à l'impédance des générateurs : (a) Impédance des générateurs est égale à 189Ω, (b) Impédance des générateurs est égale à 300Ω

Z_0 = 377Ω) et en mode émission (les accès de chaque antenne sont alimentés simultanément avec la même loi de variation d'amplitude et phase, Z_{in} = 300Ω). L'espaceur utilisé à une permittivité ϵ_r = 1 placé à $\lambda_0/4$ à la fréquence de 8.5GHz. Les courbes sont en accord avec celles obtenues avec le modèle analytique de l'antenne calculée à la réception. L'antenne réseau est adaptée à la fréquence 6.5GHz au lieu de 8.5GHz en raison du changement d'impédance de charge de chaque accès de 189Ω à 300Ω. La bande passante relative obtenue est de 74%. L'épaisseur de l'antenne est de $\lambda_0/7.7$ à 4.4GHz. Le réflecteur métallique est équivalent à un conducteur électrique parfait, c'est à dire avec un module du coefficient de réflexion de -1. Le champ arrière généré par les éléments rayonnants est réfléchi par le plan de masse avec un déphasage de π. L'espaceur étant positionné à une hauteur égale à $\lambda_0/4$ à la fréquence f_0, le réflecteur métallique présentera une phase égale à 0° à la fréquence f_0. A 17GHz, on observe le phénomène d'interférences destructives ayant pour conséquence la mise en court-circuit de l'antenne (phase du champ rélféchi égale à π). Le comportement de l'antenne réseau obtenu avec le modèle analytique est identique aux résultats obtenus lorsque l'antenne considérée est calculée en mode émission et réception. De ce fait lorsque l'antenne est considérée infinie, il est possible de simuler le coefficient de réflexion soit à partir de l'impédance de surface de l'antenne placée en mode réception soit à partir de l'impédance d'entrée de l'antenne placée en mode émission.

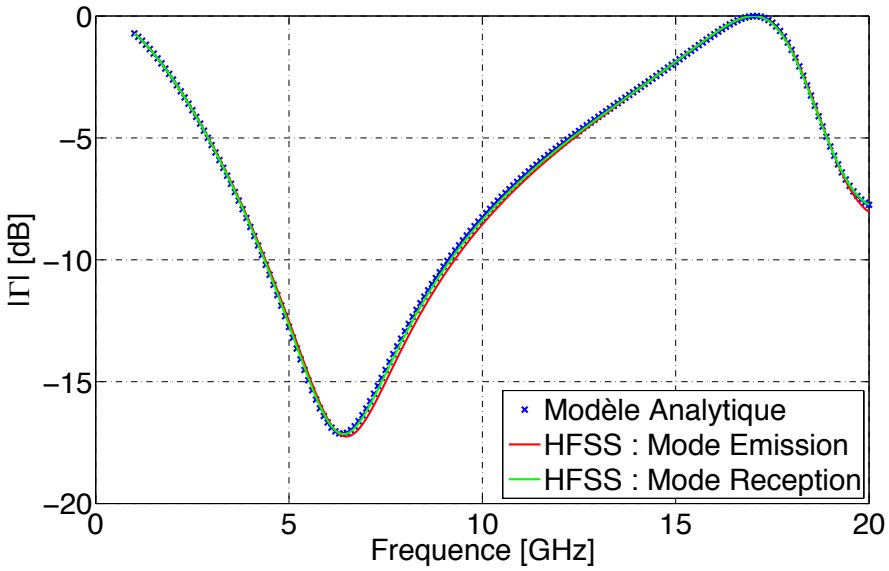
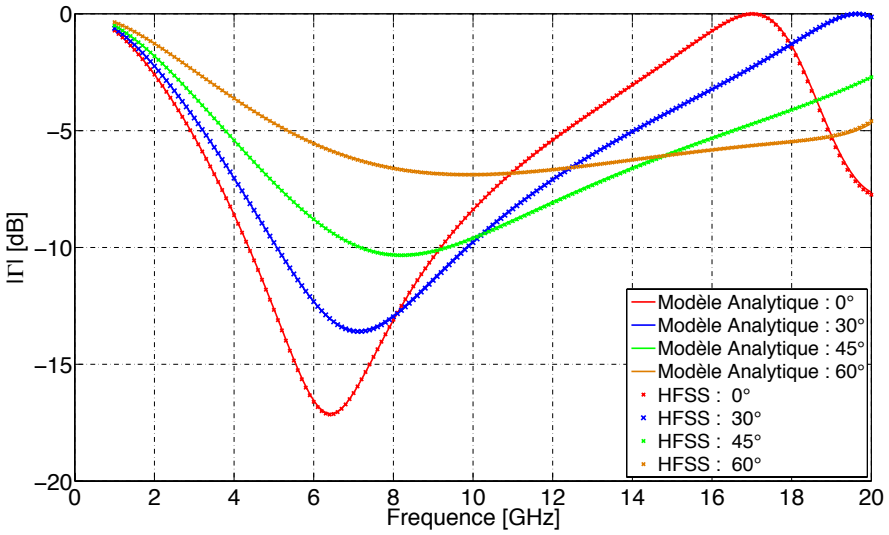
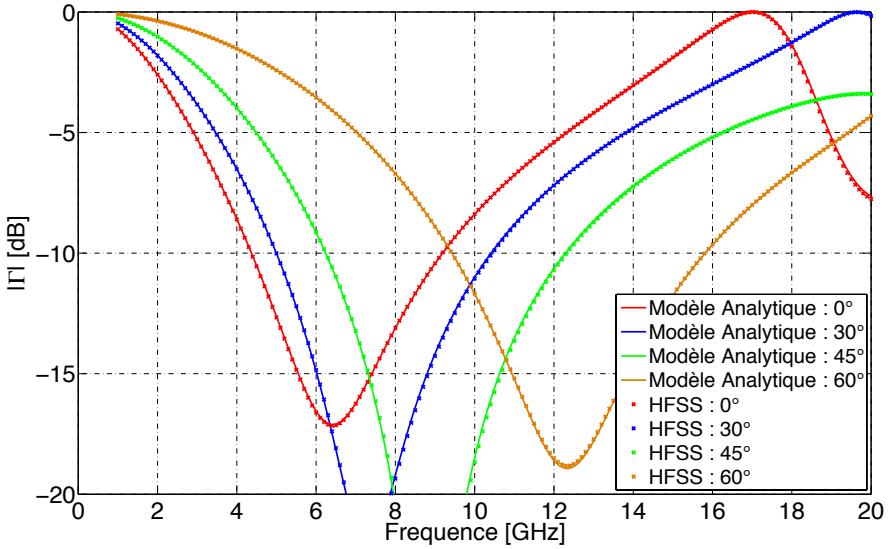


Figure 4.12 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne placée au-dessus d'un réflecteur métallique en mode réception (éclairée en incidence normale) et émission (pointage du faisceau dans l'axe normal à l'antenne)

La Figure 4.13 ci-dessous montre la bande passante d'une antenne damier monocouche en fonction de la fréquence variant de 1GHz à 20GHz pour différents angles de dépointage du faisceau. Les angles d'incidence 0°, 30°, 45° et 60° sont considérés dans les plans E et H (Fig. 4.4(a)). L'augmentation de l'angle d'incidence a moins d'impact dans le plan H que dans le plan E. Au fur et à mesure que l'angle d'incidence augmente dans le plan H, le module du coefficient de réflexion de l'antenne augmente sans grande variation de la fréquence de résonance de l'antenne. La fréquence de résonance de l'antenne étant la fréquence correspondant à une réflexion minimum. La bande passante à -10dB est légèrement réduite lorsque l'antenne est éclairée suivant un angle d'incidence allant jusqu'à 30°. Pour des angles supérieurs, l'antenne est désadaptée montrant ainsi la limite de fonctionnement en fonction de l'angle dans le plan H. En revanche dans le plan E, l'antenne damier a un comportement stable vis à vis de l'adaptation lorsque l'angle d'incidence augmente. Ces constations sont dues au fait que les impédances de l'onde du vide (2.2) et (2.3) et leurs proportions par rapport aux impédances de surface de l'antenne croient ou décroient respectivement en même temps que l'angle d'incidence augmente lorsque l'on calcul le module du coefficient de réflexion. Cependant la fréquence de résonance de l'antenne se déplace vers les hautes fréquences dès lors qu'elle est éclairée par une incidence oblique.



(a)



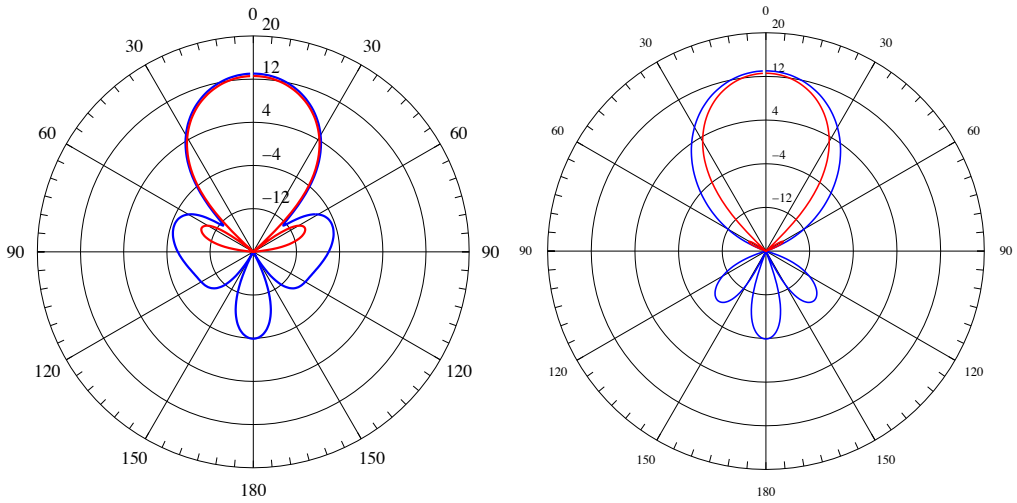
(b)

FIGURE 4.13 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche placée au-dessus d'un CEP. L'espaceur considéré a une permittivité $\epsilon_r = 1$ et une épaisseur égale à $\lambda_0/4$ à 8.5GHz. Les angles d'incidence dans les plans E et H sont pris en compte : (a) plan H, (b) plan E

Le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau peut être obtenu par la multiplication du facteur de réseau par le diagramme de rayonnement de la cellule élémentaire. Cette expression approchée permettra de déterminer les diagrammes de rayonnement de la structure dont les résultats sont valables pour des antennes de grandes dimensions mais s'écartera de la réalité pour un petit nombre de cellules. La Figure 4.14 présente la comparaison du diagramme de rayonnement obtenu en simulant une antenne réseau de 5x5 éléments avec celui obtenu analytiquement à l'aide du facteur de réseau. Le calcul des diagrammes de rayonnement de la structure finie demande une bonne discrétisation et implicitement beaucoup de ressources machine. En raison de nos moyens de calculs, nous décidons de calculer les diagrammes de rayonnement à l'aide de CST MWS. On précisera que nous avons au préalable validé le logiciel CST MWS en confirmant l'en-

semble des résultats présentés précédemment et obtenus avec HFSS (la comparaison entre les deux logiciels n'est pas présenté dans ce mémoire). Une bonne concordance des résultats obtenus dans le plan $\Phi = 0°$ est observé entre les deux méthodes de calcul. Cependant un écart de 2.7° est obervé dans le plan $\Phi = 90°$ sur l'ouverture à -3dB. Le rayonnement arrière ne peut être déterminé avec l'utilisation du facteur de réseau car la cellule élémentaire est simulée au sein d'un réseau infini, c'est à dire en présence d'un plan de masse infini. La méthode du facteur de réseau pour déterminer les diagramme de rayonnement permet de gagner un temps de calcul considérable au détriment de la précision des résultats. Le gain total de l'antenne peut être approximé par la formule suivante :

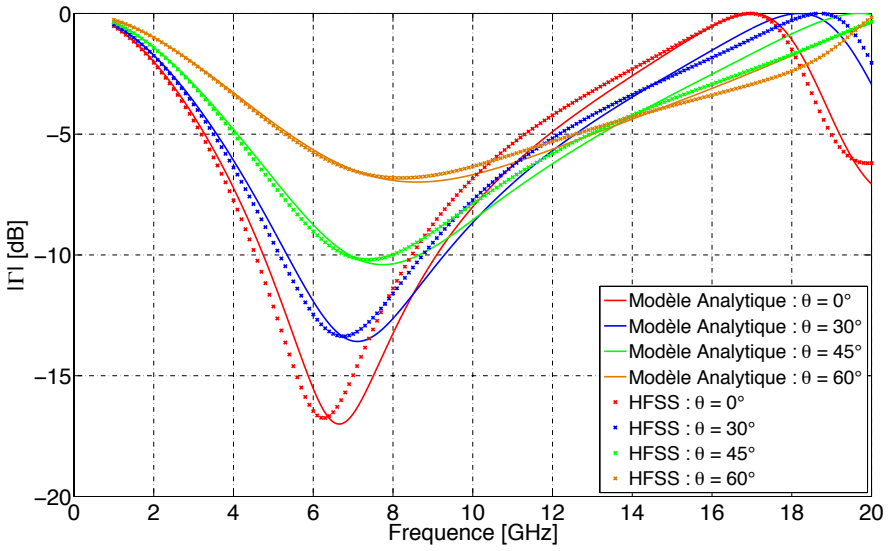
$$Gain\ réseau = Gain_{celulle\ élémentaire} + 10\log\left(Nombre\ d'éléments\right) \tag{4.18}$$



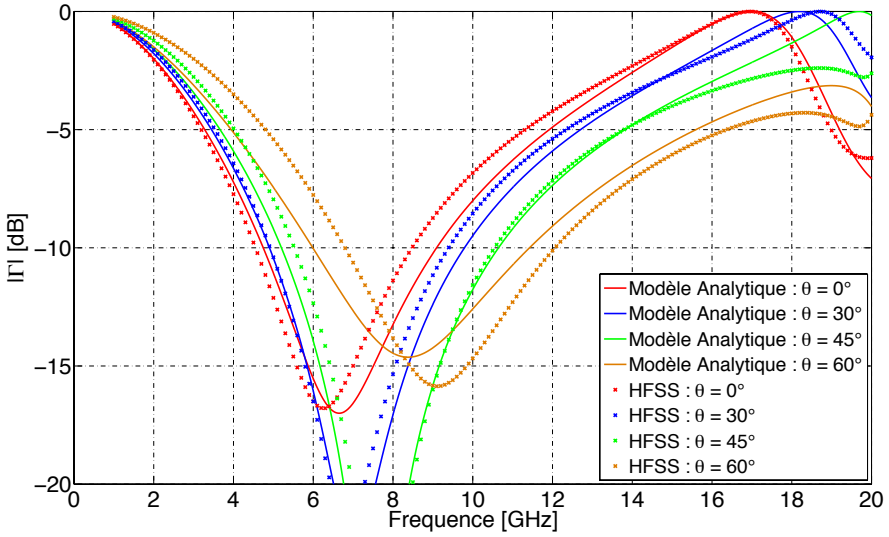
(a) (b)

Figure 4.14 – Comparaison du diagramme de rayonnement (Gain réalisé) à la fréquence de 6GHz pour un réseau de 5x5 éléments. En rouge : diagramme de rayonnement obtenu par le produit du facteur de réseau par le diagramme de rayonnement de la cellule élémentaire. En bleu : Diagramme de rayonnement d'un réseau fini de 5x5 éléments. (a) $\Phi = 0°$, (b) $\Phi = 90°$

L'utilisation d'une permittivité plus élevée de l'espaceur permet de réduire l'encombrement de l'antenne au détriment de la bande passante. Pour des applications aéroportées on considéra un espaceur à très faible permittivité. Dans le cadre de nos travaux, nous allons augmenter celle-ci afin d'observer le comportement du modèle analytique. La permittivité de l'espaceur est maintenant égale à $\epsilon_r = 1.4$. Il est placé à une distance de $\lambda_m/4$ à la fréquence de 8.5GHz. L'antenne présente une épaisseur de $\lambda_m/9.2$ à la fréquence basse et une bande passante relative de 63%. Une comparaison du module du coefficient de réflexion de l'antenne damier obtenu avec le modèle analytique et HFSS est présentée sur la Figure 4.15. Les angles 0°, 30°, 45° et 60° sont considérés dans les plans E et H.



(a)



(b)

FIGURE 4.15 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche placée au-dessus d'un CEP. L'espaceur considéré a une permittivité $\epsilon_r = 1.4$ et une épaisseur égale à $\lambda_0/4$ à 8.5GHz. Les angles d'incidence dans les plans E et H sont pris en compte : (a) plan H, (b) plan E

Les fréquences de résonance et les niveaux d'adaptation sont correctement prédits et concordants entre les deux modèles. Un faible écart en fréquence est observé entre les résultats obtenus avec le modèle analytique et le modèle numérique. Cet écart en fréquence est dû à l'impédance de l'antenne réseau Z_{0g} qui est perturbée par le diélectrique sur lequel elle est posée. Plus la permittivité du diélectrique va augmenter, plus l'écart en fréquence va grandir. Ce problème peut être résolu en calculant numériquement à nouveau l'impédance de l'antenne Z_{0g} mais en considérant le (ou les diélectriques) diélectrique en contact avec les éléments rayonnants. Une nouvelle comparaison des résultats est faite en considérant cette modification dans le modèle analytique. Pour montrer la validité de celui-ci, on considère un diélectrique à permittivité plus élevée $\epsilon_r = 3.2$ d'épaisseur $\lambda_m/4$ à la fréquence de 8.5GHz. L'antenne présente alors une épaisseur de $\lambda_m/13$ à $f = 4.7$GHz. Le module du coefficient de réflexion de l'antenne réseau placée au-dessus d'un CEP est représenté sur la Figure 4.16. Les deux résultats sont maintenants superposés démontrant qu'il est nécessaire de calculer l'impédance de l'antenne réseau Z_{0g} lorsqu'elle est en contact avec des diélectriques. L'utilisation d'un substrat à permittivité plus élevée a permis d'obtenir une antenne réseau plus compacte au détriment de la bande passante qui passe de 89% ($\epsilon_r = 1$) à 37.5% ($\epsilon_r = 3.2$). Cependant pour des aspects large bande, on privilégiera un espaceur à permittivité relative proche de celle du vide. Un empilement de diélectrique placé au-dessus de la surface rayonnante dans le but de l'adapter pourra alors être correctement prédit. Le modèle analytique est donc adéquate pour modéliser une antenne multicouche.

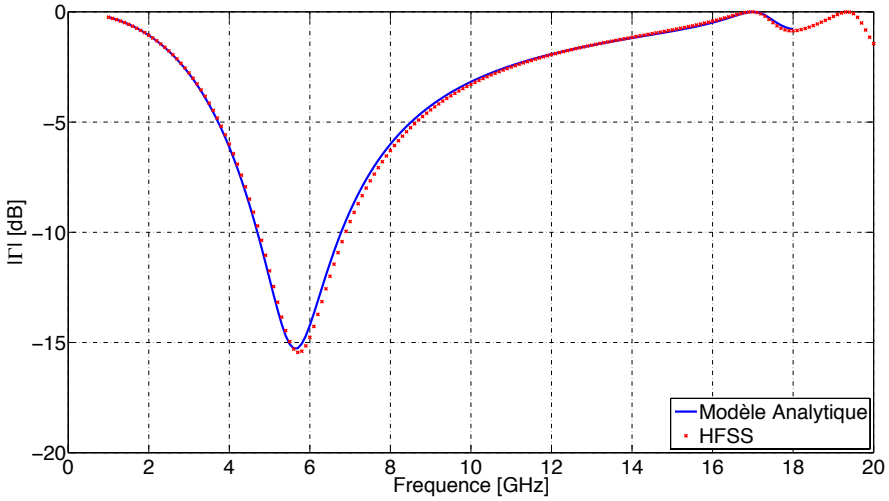


Figure 4.16 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche placée au-dessus d'un CEP. L'espaceur considéré à une permittivité $\epsilon_r = 3.2$ et une épaisseur égale à $\lambda_m/4$ à 8.5GHz. L'antenne est éclairée sous une incidence normale

4.4.2 Antenne réseau sur CMP

Le réflecteur métallique est remplacé par un réflecteur magnétique parfait ayant un module du coefficient de réflexion égal à +1. Le CMP est modélisé par une condition aux limites où la composante magnétique tangentielle est nulle dans le simulateur HFSS. Dans le modèle analytique l'impédance du CMP est considérée infinie. Le réflecteur magnétique possède alors un module du coefficient de réflexion de +1 sur toute la bande de fréquence envisagée. Cette simulation a pour but d'identifier l'intérêt d'un réflecteur magnétique large bande sur l'antenne réseau connectée. Comme décrit ci-dessus, le réflecteur métallique a un module du coefficient de réflexion égal à -1. L'antenne résonant à une fréquence f_0 sera mise en court-circuit à la fréquence $2f_0$ en raison de l'interférence destructive générée par la mise en opposition de phase entre le champ rayonné par l'antenne et le champ réfléchi par le réflecteur métallique. Le réflecteur magnétique parfait possède un module du coefficient de réflexion égal à +1 se comportant dès lors comme le dual du réflecteur électrique parfait. Le champ arrière, généré par les éléments rayonnants, est ainsi réfléchi par le plan de masse sans déphasage. Lorsque la hauteur de l'espaceur est égale à $\lambda/4$ alors l'antenne damier placée au-dessus d'un réflecteur magnétique sera mise en court-circuit. La somme des déphasages de l'onde rayonnée par l'antenne et celle réfléchie par le CMP est égale à π engendrant une interférence destructive.

De façon générale, lorsque l'antenne placée au-dessus d'un CEP est adaptée, l'antenne se retrouvera court-circuitée au-dessus d'un CMP. Inversement, lorsque l'antenne placée au-dessus d'un CEP est court-circuitée, l'antenne au-dessus d'un CMP fournira un rayonnement optimal.

Le module coefficient de réflexion dans l'axe de l'antenne damier monocouche de permittivité $\epsilon_r = 1$ placée à une hauteur $\lambda_0/4$ à 8.5GHz du réflecteur magnétique parfait est représenté sur la Figure 4.17. Le module du coefficient de réflexion de l'antenne sur un réflecteur métallique parfait est aussi représenté sur la Figure 4.17. Les résultats obtenus à l'aide du simulateur électromagnétique HFSS sont concordants avec les résultats obtenus avec le modèle analytique. Cependant un écart en fréquence est observé entre le comportement de l'antenne au-dessus d'un CEP et d'un CMP. La fréquence f_0 de l'antenne sur un CEP est égale à 6.5GHz tandis qu'au-dessus d'un CMP elle est égale à 13GHz. L'antenne est court-circuitée lorsqu'elle est placée au-dessus d'un CMP ou CEP respectivement aux fréquences 8.5GHz et 17GHz.

Au final, une augmentation de la bande passante de l'antenne réseau pourrait être obtenue en considérant un réflecteur pouvant se comporter en tant que CEP dans une certaine bande de fréquence puis en tant que CMP dans une bande de fréquence adjacente. Cette idée se matérialise à l'aide des surfaces à haute impédance.

4.4.3 Antenne réseau sur SHI

Les surfaces à haute impédance ont la particularité de pouvoir se comporter comme un conducteur électrique parfait dans une certaine bande de fréquence et comme un conducteur magnétique articiel dans une bande de fréquence adjacente. Des réflecteurs

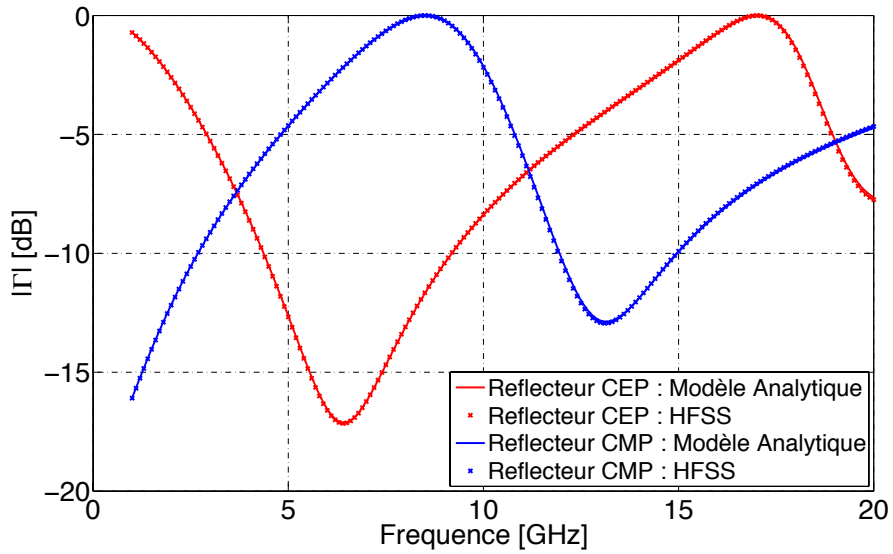


Figure 4.17 – Comparaison du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche placée au-dessus d'un CEP et d'un CMP. L'antenne est éclairée par une onde plane en incidence normale. L'espaceur considéré à une permittivité $\epsilon_r = 1$ et une épaisseur égale à $\lambda_0/4$ à 8.5GHz

à haute impédance devraient donc valider l'hypothèse précédente sur l'élargissement de la bande [4].

Considérons une antenne damier placée à $\lambda_0/4$ à 8.5GHz d'un réflecteur à haute impédance. Ce réflecteur est composé de motifs carrés métalliques ($w = 1.\text{mm}$) périodiques ($P = 1.16\text{mm}$) imprimés sur un diélectrique ($h = 0.762\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.35$) terminé par un plan de masse. Le réflecteur se comporte comme un CMP à la fréquence $f_r = 17\text{GHz}$. La cellule élémentaire de l'antenne complète modélisée avec HFSS est représentée sur la Figure 4.18.

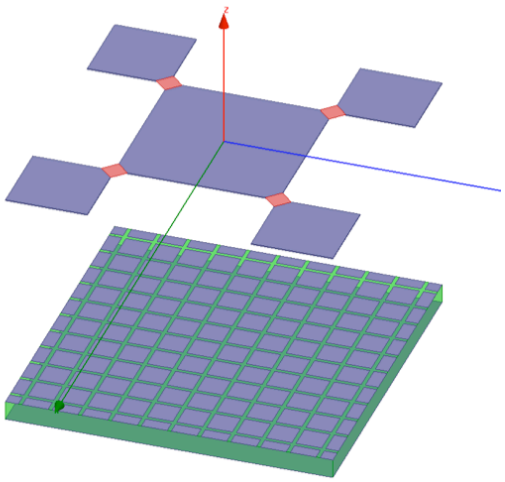


Figure 4.18 – Cellule élémentaire de l'antenne damier sur un réflecteur à haute impédance

Le module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne sur le

réflecteur à haute impédance est représenté sur la Figure 4.19. En fixant la hauteur de l'espaceur à $\lambda_0/4$ à la fréquence f_0, la SHI présentera alors une phase de π et résonnera à $2f_0$. La solution classique du plan de masse parfaitement conducteur (CEP) ne permet d'obtenir qu'une bande passante autour de la fréquence f_0. En raison de la modification de l'impédance de charge de l'antenne de 189Ω à 300Ω, on obtient une bande passante de l'antenne à 6.5GHz au lieu de $f_0 = 8.5$GHz. L'utilisation d'un réflecteur à haute impédance permettra d'obtenir une seconde bande passante autour de la fréquence $2f_0$ (Fig. 4.19). L'antenne présente une épaisseur de $\lambda_0/7$ à 4.4GHz.

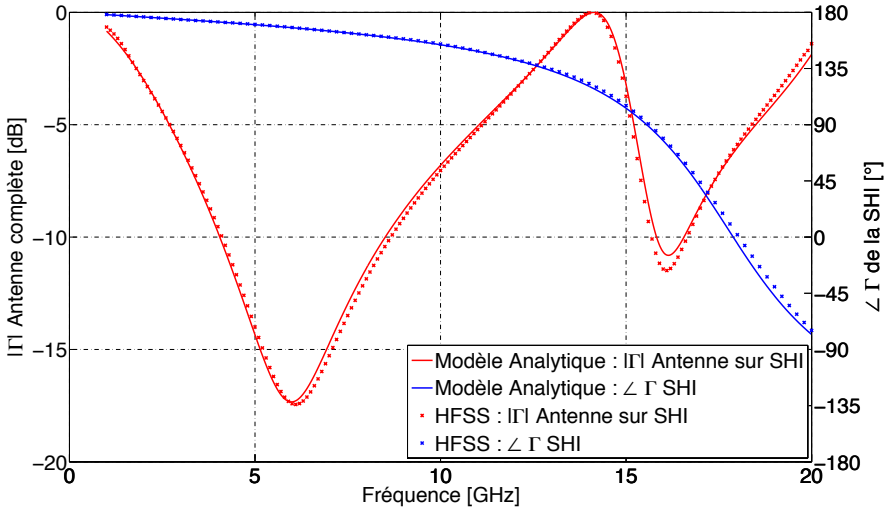
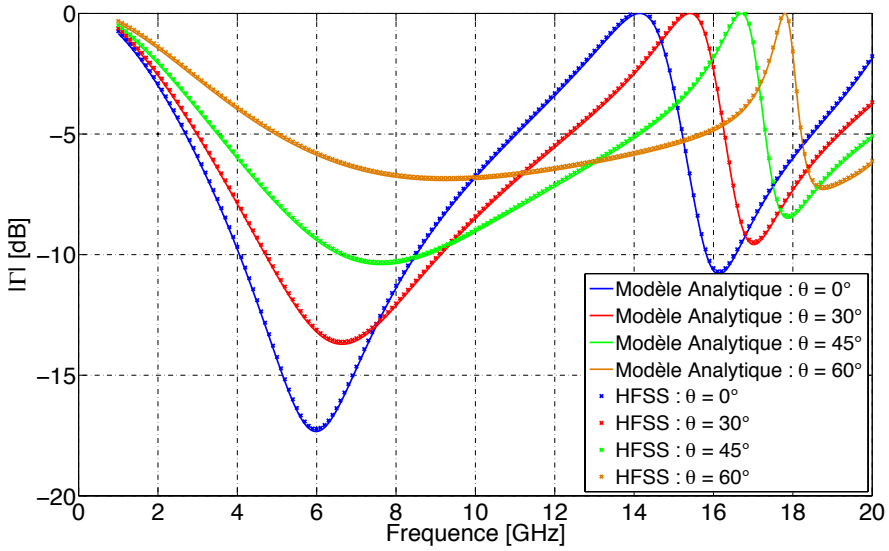
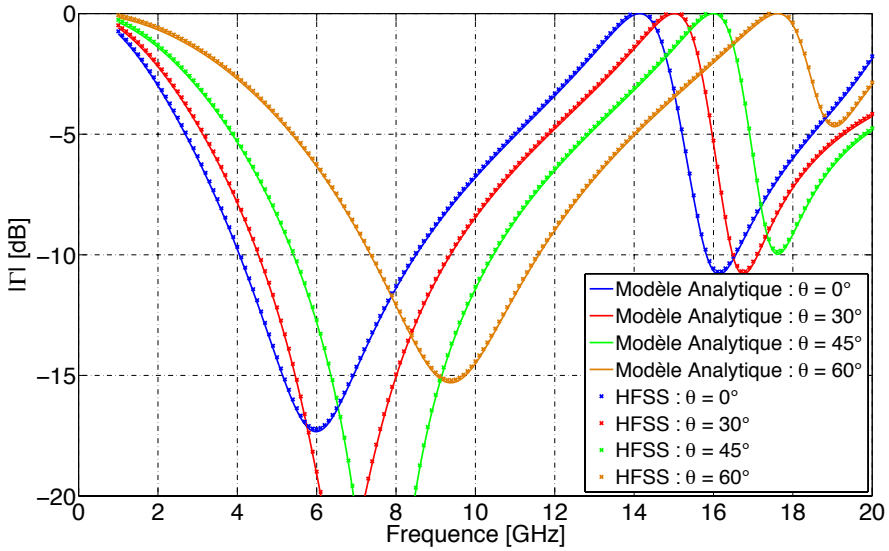


FIGURE 4.19 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier monocouche sur réflecteur à haute impédance ($f_r = 17$GHz). Le réflecteur est placé à une distance $\lambda_0/4$ à la fréquence 8.5GHz à l'aide d'un espaceur de permittvité $\epsilon_r = 1$

L'évolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les angles d'incidence 0°, 30°, 45° et 60° dans les plans E et H. sont représentés sur la Figure 4.20. Les angles d'incidence sont très bien pris en compte permettant d'affirmer que le modèle prédit correctement le module du coefficient de réflexion d'une antenne à balayage placée au-dessus d'une SHI.



(a)



(b)

Figure 4.20 – Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche sur réflecteur à haute impédance (f_r = 17GHz). Le réflecteur est placé à une distance $\lambda_0/4$ à la fréquence 8.5GHz à l'aide d'un espaceur de permittvité $\epsilon_r = 1$. Les angles d'incidence dans les plans E et H sont pris en compte : (a) plan H, (b) plan E

La modification de la SHI va permettre déplacer la fréquence de résonance et donc autoriser l'apparition de la seconde bande passante (Fig. 4.21). Dans ce but, une SHI composée de motifs carrés est dimensionnée pour obtenir le comportement d'un CMP à la fréquence de 13GHz. Les dimensions de la SHI sont : $P = 1.82$mm, $w = 1.7$mm, $h = 0.762$mm et $\epsilon_r = 10.35$. La phase du coefficient de réflexion prise au niveau de la SHI est représentée sur la Figure 4.21. Les résultats sont identiques entre celui obtenu avec le modèle analytique et celui obtenu avec HFSS montrant la validité du modèle analytique de SHI. Ce réflecteur particulier est ensuite placé à une distance de $\lambda_0/4$ à 8.5GHz sous les éléments rayonnants. L'espaceur à une permittivité $\epsilon_r = 1$ et l'antenne présente une épaisseur de $\lambda_0/7$ à 4.4GHz.

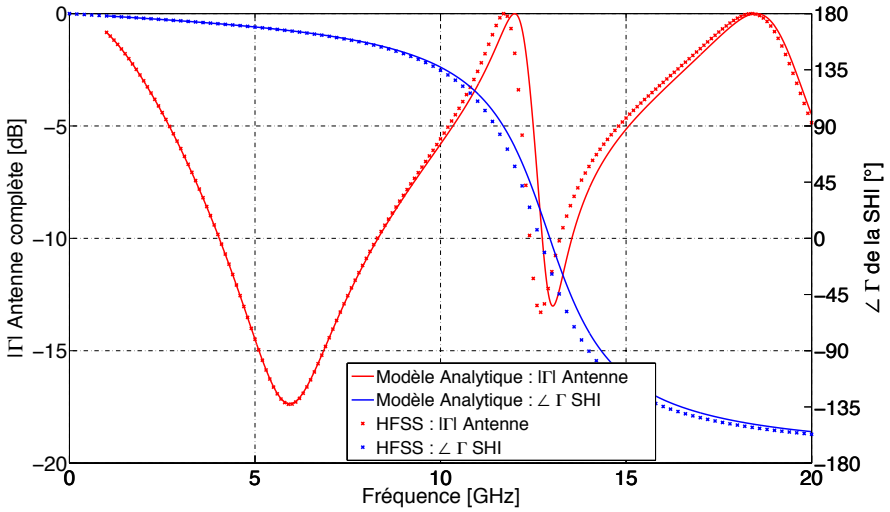
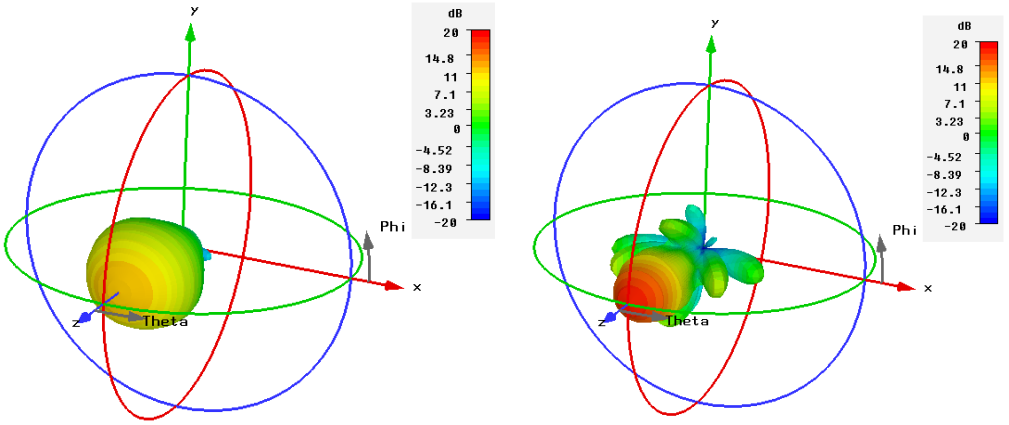


FIGURE 4.21 – Comparaison entre résultats analytiques et numériques : Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier sur SHI et Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence prise au niveau de la SHI (f_r = 13GHz)

Les résultats obtenus analytiquement et numériquement sont très concordants. Seul un faible décalage en fréquence est observé au niveau de la deuxième résonance. On y voit qu'à la fréquence de résonance de la SHI un faible écart en fréquence est observé entre les deux modèles. La contrainte étant de dimensionner un réflecteur à haute impédance composé d'un nombre entier de motifs dont la somme des périodicités doit être commensurable à la cellule élémentaire. Les diagrammes de rayonnement pour un réseau de 5x5 éléments aux fréquences de résonance 6.5GHz et 13GHz sont représentés sur la Figure 4.22. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne réseau connectée en polarisation verticale sont obtenus à l'aide du facteur de réseau pour un dépointage nul.

On voit très clairement, à partir des Figures 4.19 et 4.21, qu'une modification du design, modifie l'apparition de la deuxième bande passante. Une possibilité pour élargir la bande passante de l'antenne est donc de créer différentes bandes passantes à l'aide de SHI comportant de multiples résonances. Un motif composé d'anneaux concentriques permet de répondre à cet objectif [94]. Ce motif est composé d' anneaux métalliques ayant le même centre mais de rayons différents (Fig. 4.23). Chaque anneau va résonner à une fréquence f_r. De ce fait, autant de bandes passantes que d'anneaux métalliques



(a) (b)

Figure 4.22 – Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau connectée en polarisation verticale. L'antenne est composée de 5x5 éléments : (a) Gain réalisé à $f = 6.5$GHz, (b) Gain réalisé à $f = 13$GHz

présents apparaîtront. Le motif à anneaux concentriques considéré est composé de deux anneaux métalliques de rayon : $r_1 = 2.2$mm et $r_2 = 2.5$mm. Ces anneaux métalliques sont imprimés sur un diélectrique de permittivité $\epsilon_r = 2.2$ et d'épaisseur $h = 1$mm. Le motif a au final une périodicité $P = 5.5$mm. Un plan de masse est placé à l'arrière de la SHI. Le phénomène de multi-résonance du motif est illustré sur la Figure 4.24. La phase du coefficient de réflexion de cette structure est composée de deux fréquences de résonances : une par anneau. L'impédance de surface Z_s calculée à l'aide de HFSS est ensuite introduite dans le modèle analytique pour déterminer le coefficient de réflexion de l'antenne réseau placée au-dessus de ce réflecteur particulier. Le modèle a ainsi l'avantage de pouvoir caractériser rapidement une antenne réseau placée au-dessus de SHI à motifs variés sans se soucier au départ de la commensurabilité du nombre de motifs à la cellule élémentaire de l'antenne.

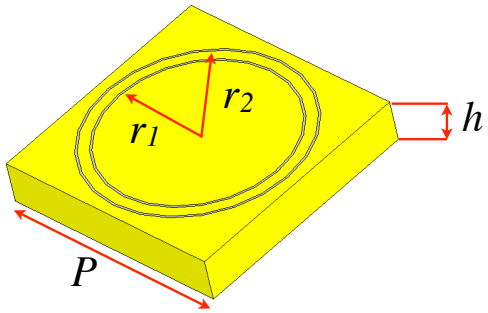


Figure 4.23 – Motif élémentaire : Anneaux concentriques

La Figure 4.24 ci-dessous montre le module du coefficient de réflexion d'une antenne damier placée à $\lambda_0/4$ à 8.5GHz au-dessus d'un réflecteur composé de motifs anneaux concentriques. On constate qu'il y a autant de bandes passantes que de résonance du motif SHI. Ceci permet ainsi d'élargir notablement la bande passante de l'antenne par introduction de bandes passantes additionnelles générées par les résonances de chaque anneau métallique.

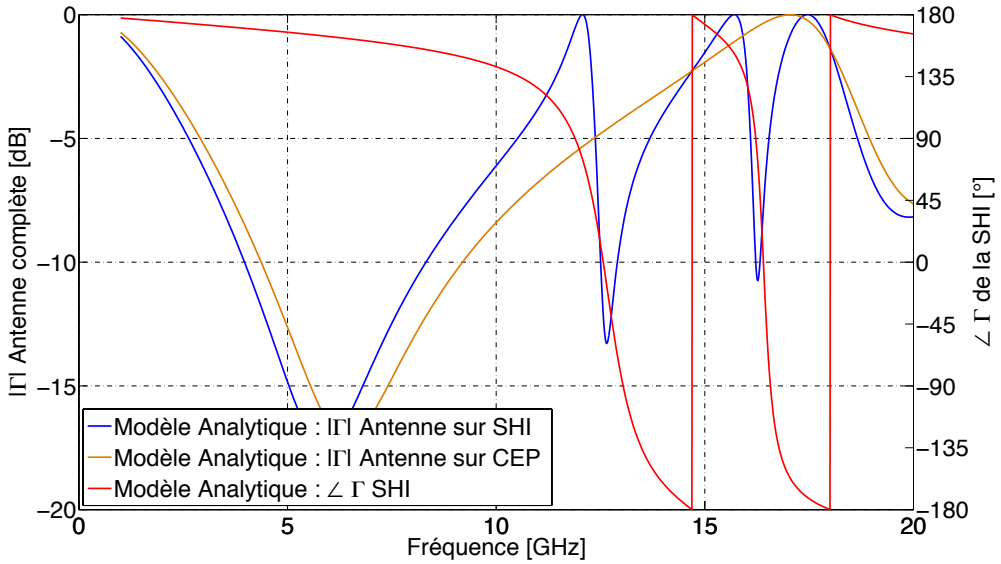


FIGURE 4.24 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier monocouche placée au-dessus d'un réflecteur à haute impédance composé de motifs à anneaux concentriques. La phase du coefficient de réflexion de ce réflecteur calculée avec HFSS est représentée

4.4.4 Antenne réseau sur SHI active

Nous avons observé dans le précédent paragraphe que la géométrie des SHI peut être modifiée afin d'obtenir une large bande passante instantanée (potentielle). Une possibilité est l'utilisation d'un motif SHI à multi-résonances tel que le motif anneaux concentriques. Une solution différente permettant d'obtenir une plus grande bande passante globale d'utilisation est d'employer une SHI active où les motifs sont reliés les uns aux autres par une diode varactor. Ce composant actif, modélisé par un circuit RC série, permet de modifier la capacité équivalente de la SHI avec une tension de commande. La seconde bande passante de l'antenne sera contrôlée et déplacée autour du point de fonctionnement désiré. La Figure 4.25 ci-dessous montre la bande passante d'une antenne damier en fonction de la fréquence variant de 1GHz à 20GHz. Les éléments rayonnants de l'antenne réseau sont placés à une hauteur de $\lambda_0/4$ à 8.5GHz d'une SHI active résonant initialement à $f_r = 13$GHz. On y voit que suivant la valeur de la capacité de la diode varactor placée entre les pavés du motif carré, la bande passante de l'antenne varie et est déplacée dans des proportions très importantes. L'augmentation de la capacité C_{var} entraine une réduction de la première bande passante. Ceci est dû à la bande passante de la SHI réactive qui devient plus étroite lorsque l'on se déplace vers les basses fréquences (Fig. 4.26).

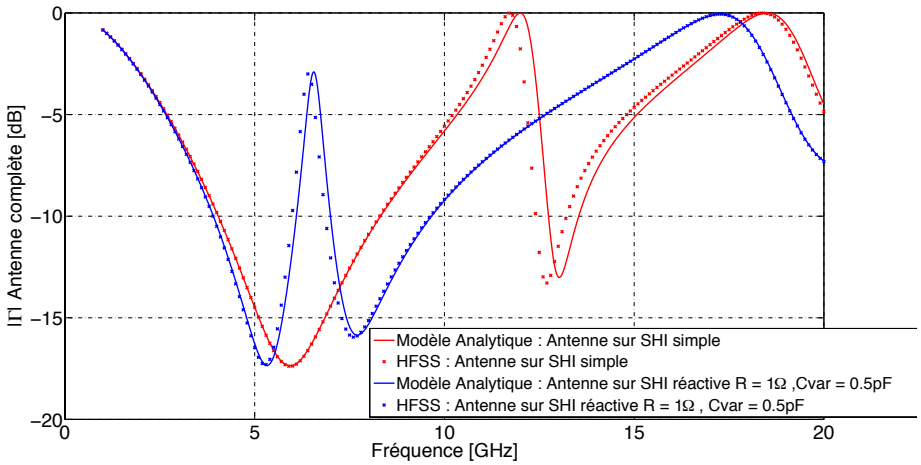


Figure 4.25 – Comparaison entre le modèle analytique et HFSS du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier pointant dans l'axe. Différentes valeurs de la capacité variable placée entre les motifs de la SHI sont présentées

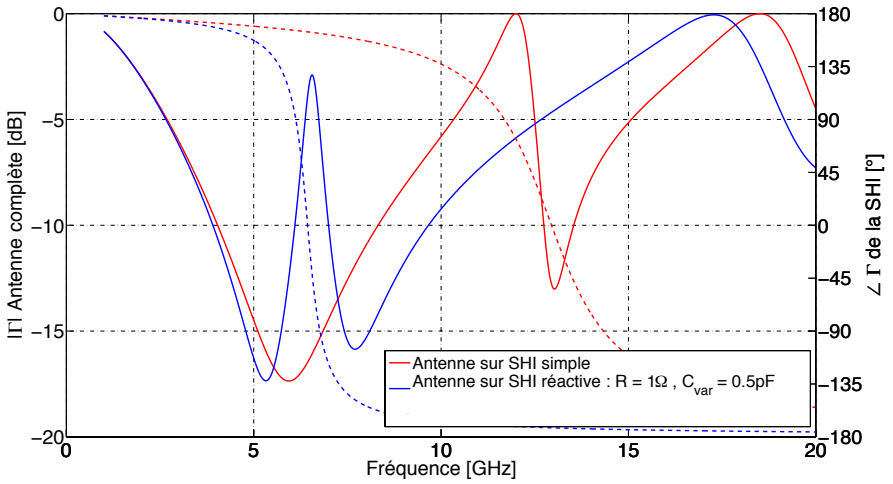


Figure 4.26 – Module du coefficient de réflexion (analytique) en fonction de la fréquence de l'antenne damier pointant dans l'axe. La phase du coefficient de réflexion (analytique) de la SHI réactive est représentée

Les avantages d'une SHI active en tant que réflecteur d'antenne réseau sont :

- Un élargissement notable de la bande passante des antennes imprimées par introduction de bandes passantes additionnelles générées par les valeurs particulières de l'impédance de surface de la SHI utilisée comme réflecteur.
- Un déplacement de la bande passante choisie autour de la fréquence désirée par une modification de l'impédance de surface de la SHI à l'aide d'éléments commandés tels que des diodes ou des MEMS [64].

4.4.5 Antenne réseau sur R-SHI

L'utilisation de SHI comme réflecteur permet d'ajouter une nouvelle bande passante à l'antenne réseau (Fig. 4.19). L'unification de ces deux bandes passantes permet d'obtenir une bande unique plus large. Il est alors nécessaire d'amortir le coefficient de réflexion de l'antenne lorsque celle-ci est court-circuitée. Pour ce faire l'introduction de pertes résistives dans la SHI permet d'absorber une partie de l'énergie. Le module coefficient de réflexion de l'antenne réseau sur une SHI absorbante est représenté sur la Figure 4.27. Une comparaison entre le modèle analytique, une simulation de l'antenne complète en émission et réception est réalisée. La SHI absorbante est une SHI résonant à la fréquence de $f = 13$GHz dont les dimensions sont présentées dans le § 4.4.3. Une résistance de valeur 160Ω est connectée entre chaque motif voisin. La mise en court-circuit de l'antenne placée au-dessus d'une SHI permettait d'obtenir deux bandes distinctes. On observe que l'utilisation de pertes résistives dans la SHI permet d'unifier ces deux bandes pour obtenir une bande passante plus large. Les courbes obtenues par le modèle analytique et la simulation HFSS de l'antenne complète en mode réception diffère légèrement de celle obtenue lorsque l'antenne complète est considérée en émission.

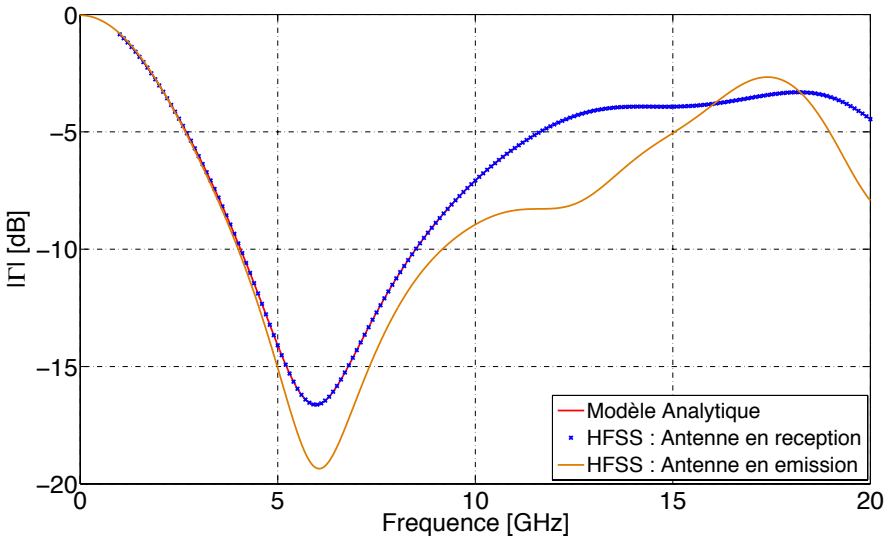


FIGURE 4.27 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier sur R-SHI pointant dans l'axe. Comparaison entre le modèle analytique, une simulation HFSS de l'antenne en émission et une simulation HFSS de l'antenne en réception

L'influence de la valeur de la résistance de la R-SHI sur le module du coefficient de réflexion de l'antenne est représenté sur la Figure 4.28. On constate que plus la résistance R est faible, plus l'antenne damier réseau se comporte comme si elle était placée au-dessus d'un CEP ($R \to \infty$). L'antenne présente alors une épaisseur de $\lambda_0/7$ à 4.4GHz. Lorsque la résistance R augmente, l'antenne complète va se comporter comme si elle était placée au-dessus d'une SHI simple, c'est à dire une SHI ayant $R \to \infty$. A partir de 377Ω une remontée du module du coefficient de réflexion commence à apparaître à $f = 12$GHz jusqu'à mettre l'antenne en court-circuit pour des résitances plus élevées.

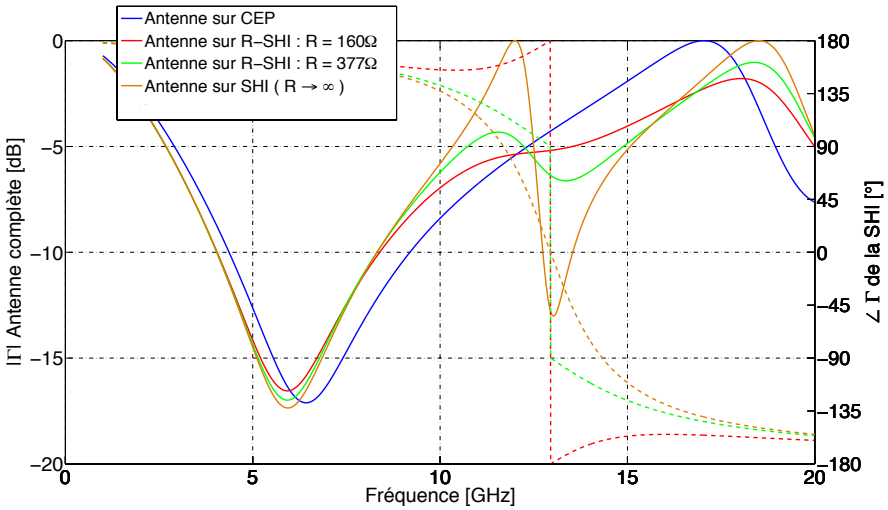


Figure 4.28 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier sur R-SHI (trait plein) et Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence prise au niveau de la R-SHI (trait pointillé) pour différentes valeurs de résistances

4.4.6 Antenne réseau ultra-compacte

Certaines applications nécessitent de n'avoir qu'une seule bande passante agile. Les SHI actives ont la capacité de pouvoir déplacer la bande passante de l'antenne réseau. Une réduction de la hauteur de l'espaceur va permettre d'obtenir une bande passante unique située à la fréquence de résonance de la SHI. Pour illustrer ce comportement, nous considérons l'antenne damier placée à une hauteur h = 1mm au-dessus d'un réflecteur à haute impédance définie § 4.4.3. La SHI considérée résonne à la fréquence f = 13GHz (Fig. 4.29).

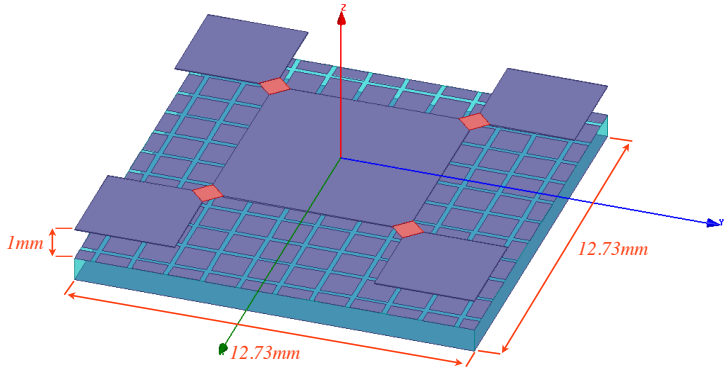


Figure 4.29 – Cellule élémentaire de l'antenne damier ultra-compacte sur un réflecteur à haute impédance

Le module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier ultra-compacte est illustré sur la Figure 4.30. L'antenne réseau présente une épaisseur de $\lambda_0/14$ à la fréquence $f = 11.8$GHz et une bande passante relative de 18%. Une comparaison entre les résultats obtenus à l'aide de HFSS et du modèle analytique est réalisée. Les résultats analytiques traduisent correctement le comportement de l'antenne placée au-dessus de la SHI indiquant que les éléments rayonnants sont peu perturbés par la SHI. Le modèle analytique est valable pour dimensionner des antennes réseaux connectées auto-complémentaires de faible épaisseur.

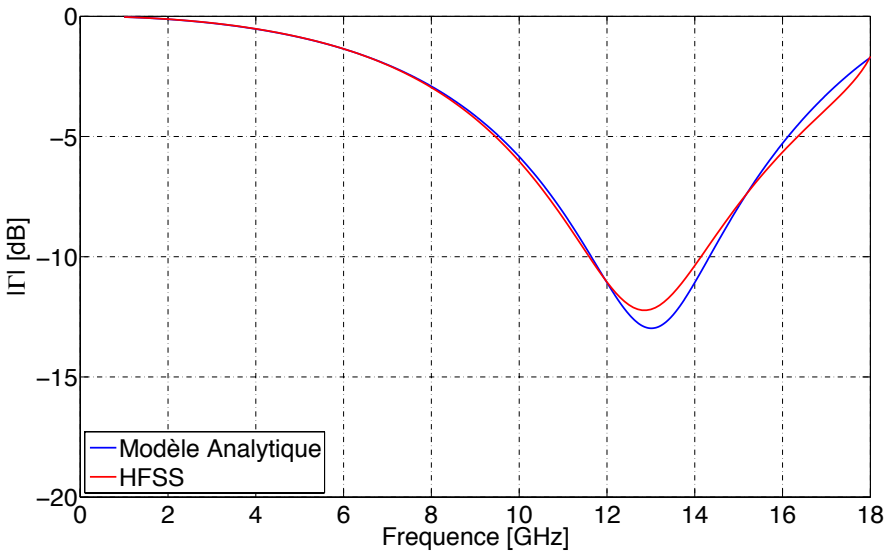


FIGURE 4.30 – Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne réseau connectée ultra compacte. Les éléments rayonnants sont espacés du réflecteur à haute impédance d'une hauteur égale à 1mm. La SHI se comporte comme un CMP à la fréquence de $f = 13$GHz

Le diagramme de rayonnement de l'antenne damier ultra-compacte est représenté dans le cas d'un réseau de 20x20 éléments en polarisation verticale pointant en direction de l'axe normal (Fig. 4.31). Les diagrammes de rayonnement de l'antenne réseau connectée en polarisation verticale sont obtenus à l'aide du facteur de réseau pour un dépointage nul. L'antenne réseau est très directive avec un gain réalisé dans l'axe égal à 31dB.

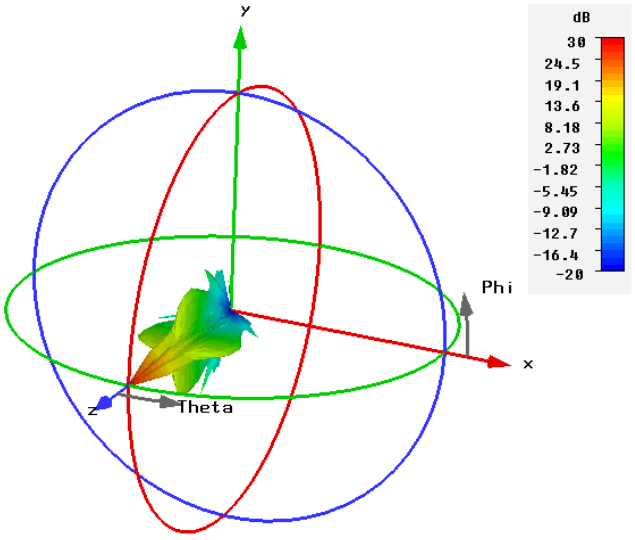


FIGURE 4.31 – Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau connectée ultra-compacte en polarisation verticale. L'antenne est composée de 20x20 éléments : Gain réalisé à $f = 13$GHz

4.5 Conclusion

Un modèle analytique basé sur la méthode des lignes de transmission a été développé pour dimensionner et étudier le coefficient de réflexion d'une antenne ultra large bande placée au-dessus de divers réflecteurs particuliers. Ce modèle permet une conception très rapide et un gain en temps appréciable par rapport à une méthode numérique. La correspondance entre les résultats obtenus par cette méthode et les résultats calculés par HFSS montre une excellente concordance. La modélisation précise en fonction des angles d'incidence des SHI (cf. Chapitre 2) utilisées comme réflecteur nous a permis d'analyser l'influence de celles-ci sur le comportement de l'antenne réseau. La faculté des SHI à se comporter comme un CMP dans une bande de fréquence permet d'obtenir une sélectivité de la bande passante. Placées à une hauteur de $\lambda_m/4$ (λ_m étant la longueur d'onde se propageant dans le milieu diélectrique), ces structures périodiques permettent de réaliser une antenne multi bandes : une seconde bande passante est introduite à la fréquence de résonance du réflecteur. Pour obtenir plusieurs bandes passantes il est nécessaire d'utiliser des motifs métalliques multi-résonant tel que le motif anneaux concentriques. Ce motif a la particularité d'être composé de plusieurs anneaux métalliques ayant chacun une fréquence de résonance propre. De ce fait, l'antenne réseau placée au-dessus d'un tel réflecteur, aura autant de bandes passantes que d'anneaux. Le modèle analytique à la particularité de pouvoir étudier le coefficient de réflexion de l'antenne réseau placée au-dessus de réflecteurs à motifs originaux simulés numériquement.

Dans le cas de motifs mono-résonants, une modification du design permet de déplacer la fréquence de travail du réflecteur et ainsi de la seconde bande passante de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement sont la résultante du produit du facteur de réseau par le diagramme de rayonnement de la cellule élémentaire. Les résultats obtenus sont en accord avec les diagrammes de rayonnement obtenus dans le cas de réseau finis.

Une première perspective d'évolution du modèle analytique pourrait être de calculer les diagrammes de rayonnement. Le diagramme de rayonnement d'une antenne insérée dans un multicouche diélectrique peut être calculé par la méthode des lignes de transmission. La méthode de calcul, qui repose sur le principe de réciprocité, consiste à remplacer le problème initial du calcul du champ rayonné à l'infini par un élément de courant J placé dans le multi-couche par le calcul du champ induit dans le multicouche par un élément de courant placé à l'infini [95].

L'ajout de diodes varactors entre chaque motif métallique permet de modifier la capacité de la SHI et implicitement la fréquence d'accord. On obtient ainsi une antenne réseau agile en fréquence. Cette faculté à déplacer la bande de fréquence, nous a conduit à dimensionner une antenne auto-complémentaire ultra compacte. L'antenne a une bande passante unique pouvant être déplacée par modification de la capacité entre chaque motif métallique composant la SHI.

Il en résulte que la méthode analytique permet de d'effectuer une étude paramétrique des antennes pour un temps de calcul notablement inférieur à celui d'un simulateur électromagnétique. Ce dernier pourra donc être utilisé uniquement dans la phase finale de mise au point de l'antenne.

Au final les SHI offrent différentes possibilités très intéressantes lorsqu'elles sont employées comme réflecteur d'antenne. Le réflecteur à haute impédance d'une antenne réseau ultra large bande présente l'interet de pouvoir créer de nouvelles bandes passantes instantanées selon le motif de la SHI considérée. Ceci contribue à l'élargissement de la bande passante de l'antenne. De plus en considérant une SHI commandable (capacité variable) la bande instantanée peut alors devenir agile en fréquence. Cette propriété permet par exemple de sélectionner une bande passante utile instantanée tout en atténuant très fortement les signaux provenant de brouilleurs situés en dehors de cette bande.

Par ailleurs, ces réflecteurs particuliers se comportent comme un conducteur magnétique artificiel dans une bande de fréquence bien distincte. De ce fait il est possible de s'abstenir d'une distance d'un quart de longueur d'onde entre le réflecteur et les éléments rayonnants. L'antenne peut ainsi être rapprochée très près de son réflecteur sans être mise en court-circuit. On obtient alors une antenne réseau ultra large bande de très faible épaisseur.

Conclusions générales et Perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse sont consacrés à l'apport des surfaces haute impédance (SHI) dans la conception d'antennes réseaux à très larges bandes passantes et directives. La technologie des antennes réseaux offre d'excellentes performances radioélectriques en termes de puissance rayonnée, d'agilité de faisceaux et des capacités d'intégration aux porteurs inenvisageables avec d'autres technologies. Toutefois, leurs performances peuvent être améliorées par une maîtrise du diagramme de rayonnement impliquant une maîtrise des courants se propageant sur l'antenne, par une extension de leurs performances radioélectriques (bande passante, agilité, ...) et d'intégration de nouvelles fonctionnalités. Dans ce manuscrit on a cherché à améliorer ces performances à l'aide de ces surfaces à haute impédance pour offrir des capacités d'intégration et d'évolution très intéressantes.

Dans le premier chapitre nous avons introduit et explicité les origines et les conséquences du couplage mutuel. La mise en réseau des éléments rayonnants provoque des interactions électromagnétiques se manifestant par la modification des répartitions des courants de surface engendrant une modification du comportement électromagnétique des éléments rayonnants et du réseau. L'idée est d'alors essayer d'isoler les antennes pour rompre la propagation des ondes de surface. Une des solutions pour isoler les antennes est d'utiliser des surfaces à haute impédance pouvant présenté la propriété conducteur magnétique artificiel (CMA) et/ ou à bandes interdites électromagnétiques (BIE). Après une introduction à ces structures artificielles et à leurs capacités, un état de l'art présentant des méthodes dites conventionnelles et à base de SHI sur la minimisation du couplage mutuel entre antennes montre que ces dernières offrent des perspectives très intéressantes en termes d'isolation d'antennes imprimées et en terme de compacité d'implantation. Ces structures, utilisées comme barrière électromagnétique, permettent de réduire le couplage mutuel entre deux antennes imprimées espacées d'une distance supérieure à la demi-longueur d'onde. Nous avons pu observer une amélioration des découplages, selon le motif à BIE), en moyenne de 8dB par rapport à -17dB dans une configuration de référence en plan E. L'inconvénient de ces structures à BIE est la faible largeur de bande interdite ne pouvant alors être employée uniquement dans la réduction du couplage mutuel d'antennes à bande étroite. La solution est d"augmenter l'épaisseur des SHI pour augmenter la bande passante au détriment de la contrainte faible épaisseur. De plus il est nécessaire d'avoir au minimum trois périodes de rangées de motifs pour obtenir un découplage significatif, nécessitant un espace conséquent pour les implanter.

Le second chapitre nous avons décrit les méthodes analytiques, numériques et expérimentales utilisées lors de la phase de dimensionnement des SHI. L'ensemble de ces méthodes permet de caractériser le caractère CMA par le biais du calcul de la phase du coefficient de réflexion de la structure en fonction de la fréquence, ainsi que le caractère BIE relatif à l'étude de la propagation des ondes de surface à l'interface air-diélectrique. Pour valider les résultats analytiques nous nous sommes appuyés dans un premier temps sur les résultats issus de simulateurs électromagnétiques 3D (CST MWS et Ansoft HFS). Le modèle analytique basé sur le modèle de ligne de transmission nous permet de dimensionner rapidement des SHI composées de motifs carrés métalliques, avec ou sans vias, imprimés sur un diélectrique surmontant un plan de masse. Ce modèle à l'avantage de concevoir et de réaliser une étude paramétrique rapide de SHI comparé à un simulateur éléctromagnétique. Cependant ce modèle n'est valable que dans le cas où la périodicité du motif est très inférieure à la longueur et la dimension du gap entre chaque motif est très inférieur à la périodicité. Ces contraintes sur les dimensions de la structure constituent une difficulté où les moyens technologiques peuvent être un frein pour la phase de maquettage. Nous avons étendu ce modèle à la conception d'une SHI résitstive (R-SHI) permettant de concevoir des absorbants de très faible épaisseur. Cet absorbant à l'avantage important d'être de très faible épaisseur pouvant remplacer les cavités absorbantes, simplifiant considérablement l'intégration sur un porteur. Toutefois la faible épaisseur obtenue est au détriment de la bande passante liée à la géométrie du motif et/ou à l'épaisseur du subtrat de la R-SHI. Ce modèle a été validé par des simulations réalisées avec CST MWS puis par des mesures réalisées à l'aide d'un simulateur guide d'onde. De plus un modèle 1D semi-analytique a été développé et validé pour déterminer la bande interdite. Ce modèle à l'avantage de pouvoir déterminer rapidement l'emplacement de la bande interdite d'une structure sans vias pouvant avoir des dimensions très inférieures ou avoisinant la demi-ongueur d'onde. On notera qu'il est nécessaire d'avoir un outil de simulation 3D pour déterminer la capacité incluse dans le modèle analytique.

Le troisième chapitre était consacré à l'étude du couplage mutuel entre deux antennes imprimées rectangulaires mises en réseau dans les plans E et H. Nous avons dimensionné à l'aide de HFSS et validé par des mesures deux antennes imprimées accordées à 9.7GHz, espacées d'une demi-longueur d'onde. La comparaison des différentes méthodes existantes issues de l'état de l'art à permis de montrer que :

- l'utilisation d'une barrière métallique entre deux éléments rayonnants était la meilleure solution conventionnelle permettant d'améliorer le découplage respectivement de 2.7dB et 7.2dB dans les plans E et H par rapport aux découplages des configurations de référence : -21dB (plan E) et -17. 3dB (plan H).
- l'évidement du diélectrique entre deux antennes permet de réduire le couplage mutuel passant de -21dB à -24.4dB dans le plan E mais n'a aucune influence dans le plan H. Cette dernière constatation peut être reliée à la propagation des ondes de surface et nous a permis de déduire que le couplage mutuel dans le plan H était majoritairement dû au couplage aérien. L'ensemble des résultats de découplage entre deux antennes imprimées en présence de solutions conventionnelles a été validé par des mesures montrant que le logiciel HFSS est adapté à la simulation des configurations en présence de SHI.
- l'utilisation d'un CMA constitué de deux rangée de motifs comme isolant entre

chaque antenne dans le même plan que les éléments rayonnants n'avait aucune influence sur le couplage mutuel. Cependant lorsqu'il est placé au niveau du plan de masse, nous avons pu obtenir au mieux une amélioration du coefficient de transmission de 6dB par rapport à -21dB dans la configuration de référence en plan E tandis qu'aucun changement n'est observé dans le plan H. Cette constatation peut être reliée à l'étude des ondes de surface se propageant sur un diélectrique posé sur un conducteur magnétique parfait (CMP).

- les structures à bandes interdites électromagnétiques avaient un effet destructeur sur le comportement des antennes espacées d'une demi-longueur d'onde. Néanmoins ces structures à bandes interdites électromagnétiques trouvent leurs intérêts pour réduire le couplage mutuel deux antennes suffisamment espacées. Une étude sur l'amélioration des découplages en fonction du nombre de rangées de motifs à BIE a été présentée dans le cas où les deux antennes dimensionnées auparavant sont espacées de $0.9\lambda_0$ à la fréquence de résonance. Une réduction significative du coefficient de transmission est observée à partir de trois périodes de motifs champignon. Ainsi avec sept rangées de motifs, le couplage mutuel passe de -27dB (configuration de référence) à -34dB dans le plan E. Cependant la réduction du couplage mutuel dans le plan H nécessite une augmentation du nombre de périodes pour obtenir le même niveau de découplage que dans la configuration plan E.

Le quatrième chapitre de ce mémoire a présenté l'étude d'une antenne directive ultra large bande sur réflecteur à haute impédance. La technologie micro-ruban se prête difficilement à la réalisation d'antenne ultra large bande et directive. Nous avons choisi une surface rayonnante auto-complémentaire pour répondre au besoin de bande passante. Ce plan rayonnant est une juxtaposition de surfaces métalliques élémentaires excitées dans les coins en différentiel. Ce plan rayonnant est alors un réseau connecté permettant d'exciter des longueurs d'ondes supérieures aux dimensions d'un pavé élémentaire et ainsi d'augmenter la largeur de la bande passante : la surface rayonnante est alors dite « antenne réseau auto-complémentaire connectée ». L'utilisation d'un plan réflecteur métallique a des conséquences destructives sur la bande passante de l'antenne. Une solution est d'utiliser un empilement de diélectriques pour adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance d'onde du vide sur une large bande passante. L'utilisation de réflecteur à haute impédance permet d'augmenter la bande passante de l'antenne. Cependant le dimensionnement de cette antenne peut être long et fastidieux. Pour réduire le temps de calcul de cette étape, nous avons développé un modèle semi analytique / numérique basé sur le modèle de ligne de transmission en considérant l'antenne réseau en mode réception. Le modèle analytique de dimensionnement des SHI développé dans le chapitre 2 a été intégré à notre modèle. Ce modèle permet alors de déterminer rapidement le coefficient de réflexion de l'antenne réseau pour divers angles d'incidence, lorsque l'antenne est placée au-dessus d'un réflecteur et de comprendre les interactions entre la surface rayonnante et le réflecteur particulier. Nous avons montré que :

- pour une antenne réseau connectée monocouche, il est possible d'étendre la bande passante de l'antenne en remplaçant le réflecteur métallique par un réflecteur à haute impédance. L'utilisation de SHI comme réflecteur permet alors d'introduire une nouvelle bande passante placée à la résonnance du réflecteur. Nous avons étendu ce phénomène d'antenne multi-bande à l'aide d'un motif CMA composé

d'anneaux concentriques où à la résonance de chaque anneau correspondra à la génération d'une bande de fréquence supplémentaire pour l'antenne.

- L'utilisation d'une SHI résistive permet d'unifier, c'est à dire de rassembler en une unique bande passante, la première bande passante, obtenue lorsque le réflecteur se comporte comme un CEP, avec la seconde bande passante obtenue lorsque le réflecteur se comporte comme un CMP.
- Pour obtenir une agilité en fréquence, l'une des voies possibles est l'utilisation d'une SHI active contrôlée par des diodes varactors. Ces composants actifs vont modifier la capacité et dès lors la résonance de la SHI permettant ainsi de déplacer dans des proportions importantes la seconde bande passante.
- Le modèle analytique peut être appliqué au cas d'une antenne réseau connectée d'épaisseur de $\lambda/14$ à la fréquence basse. Cette antenne réseau ultra compacte possède une seule bande passante liée à la résonance de la SHI, et qui pourra être pilotée en considérant une SHI active.

En conclusion, nous avons développé un modèle analytique qui permet de prendre en compte une antenne réseau connectée placée au-dessus d'une SHI simple, absorbante et active.

A partir de ces travaux de thèse, plusieurs perspectives peuvent être envisagées. Dans l'étude des couplages entre éléments rayonnants imprimés , une des perspectives serait d'étudier l'influence des SHI (CMA et/ou structures à BIE) employées comme plan de masse et non comme une barrière électromagnétique. En complément on pourrait étudier des motifs auto-complémentaire carrés ou circulaires disposés en quinconque dans le but d'élargir la bande passante des SHI.

Dans le cas d'application d'antenne réseau connectée ultra large bande, le modèle analytique pourrait être étendu pour déterminer les diagrammes de rayonnement de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus par la méthode des lignes de transmission. La méthode de calcul consiste à calculer le champ induit dans le multicouhe par un élément de courant placé à l'infini. De plus les substrats utilisés favorisent l'excitation des ondes de surface qui sont responsables de dysfonctionnements en rayonnement, en particulier les zones aveugles. La capacité à interdire la propagation des ondes de surface dans certaines bandes de fréquence offertes par les structures BIE pourrait être envisagée pour réduire ces phénomènes indésirables.

Publications personnelles

Revues internationales avec comités de lecture :

- F. Linot, X. Begaud, M. Soiron, C. Renard et M. Labeyrie, "Characterization of a loaded high impedance surface", *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 1, Special Issue 06, pp. 483–487, Décembre 2009.
- M. Grelier, F. Linot, A.C. Lepage, X. Begaud, J.M. Le Mener et M. Soiron, "Analytical methods for AMC and EBG characterisations", *Applied Physics A : Materials Science & Processing*, Vol. 102, No. 2, Février 2011.

Brevet

- M. Soiron, F. Linot, B. Perpere et X. Begaud, "Antenne directive ultra large bande à plan de masse actif", *N° INPI : 11-01005, déposé le 01/04/2011.*

Colloques internationaux avec comités de lecture

- F. Linot, X. Begaud, M. Soiron, C. Renard et B. Perpere, "Mutual Coupling Reduction Using A Thin Modified Electromagnetic Band Gap", *META'08, NATO Advanced Research Workshop on Metamaterials for Secure Information and Communication Technologies*, Marrakesh, Marroc, 7–10 Mai, 2008.
- M. Grelier, F. Linot, A.C. Lepage, X. Begaud, M. Soiron et J.M. LeMener, "Analytical methods for AMC and EBG characterisations", *META'10, 2nd International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Cairo, Egypt, pp. 221–224, 22–25 Février 2010.
- F. Linot, R. Cousin, X. Begaud et M. Soiron, "Design and measurement of high impedance surface", *Eucap 2010*, Barcelone, Espagne, Avril 2010.

Colloques nationaux avec comités de lecture

- F. Linot, X. Begaud, M. Soiron, C. Renard et M. Labeyrie, "Caractérisation d'une Surface Haute Impédance chargée par des résistances", *Journées Nationales Microondes JNM*, Grenoble, France, Mai, 2009.
- F. Linot, R. Cousin, X. Begaud, M. Soiron et C. Renard, "Conception et mesure de surfaces haute impédance", *Colloque National Métamatériaux*, Orsay, France, Mars 2011.
- F. Linot, M. Soiron, X. Begaud et C. Renard, "Antenne directive ultra large bande sur réflecteurs à haute impédance", *Journées Nationales Microondes JNM*, Brest, France, Mai, 2011.

Documentation technique (Manuel d'utilisation, spécification,...)

- F. Linot, X. Begaud et R. Cousin, "Reflectivity and Phase reflexion diagram of High Impedance Surface,Artificial Magnetic Conductor,Electromagnetic Band Gap Structures", *Documentation technique (Manuel d'utilisation, spécification...) en ligne sur le site http ://www.cst.com*, Darmstadt, Allemagne, 2011.

Bibliographie

[1] R. Mailloux, *Phased Array Antenna*. Artech, 2005. 1

[2] R. Hansen, *Phased array antennas*. Wiley Interscience, 2009. 1, 82, 129

[3] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 2059–2074, nov. 1999. 2, 16, 19, 21, 125

[4] M. Pasian, S. Monni, A. Neto, M. Ettorre, and G. Gerini, "Frequency selective surfaces for extended bandwidth backing reflector functions," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 1, pp. 43–50, 2010. 2, 99

[5] L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B. Perpere, and C. Renard, "Broadband archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate," *IET Transactions on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, pp. 212–216, feb. 2007. 2, 35, 42

[6] J. Daniel, "Mutual coupling between antennas for emission or reception – application to passive and active dipoles," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 1974. 6

[7] D. Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. Ap-30, pp. 1191–1196, Novembre 1982. 7, 8

[8] D. Pozar, "Finite phased arrays of rectangular microstrip patches," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 658–665, may. 1986. 7

[9] R. Staraj, E. Cambiaggio, and A. Papiernik, "Infinite phased arrays of microstrip antennas with parasitic elements : application to bandwidth enhancement," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 742–746, May 1994. 8

[10] B. Roudot, J. Mosig, and F. Gardiol, "Surface wave fields and efficiency of microstrip antennas," in *European Microwave Conference, 18th.*, 1988. 11

[11] R. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*. Artech House, 1994. 11

[12] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*. Norwood, MA : Artech House, 1996. 11

[13] D. Schaubert, J. Aas, M. Cooley, and N. Buris, "Moment method analysis of infinite stripline-fed tapered slot antenna arrays with a ground plane," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 1161–1166, Aug. 1994. 12

[14] D. Pozar and D. H. Schaubert, "Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. AP-32, no. 6, 1984. 12, 13

[15] D. Pozar and D. Schaubert, "Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 1101–1107, Oct. 1984. 12

[16] D. Pozar, "General relations for a phased array of printed antennas derived from infinite current sheets," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 498–504, May 1985. 12

[17] D. Pozar, "Analysis of finite phased arrays of printed dipoles," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 1045–1053, Oct. 1985. 12

[18] D. Pozar, "Finite phased arrays of rectangular microstrip patches," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 658–665, May 1986. 12

[19] S. Edelberg and A. Oliner, "Mutual coupling effects in large antenna arrays : Part 1–slot arrays," *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 8, pp. 286–297, may. 1960. 12

[20] N. Amitay, V. Galindo, and C. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*. Wiley-Interscience, 1972. 13

[21] S. Edelberg and A. Oliner, "Mutual coupling effects in large antenna arrays ii : Compensation effects," *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 8, pp. 360–367, jul. 1960. 14

[22] R. Mailloux, "Surface waves and anomalous wave radiation nulls on phased arrays of tem waveguides with fences," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 160–166, mar. 1972. 14

[23] G. Gauthier, A. Courtay, and G. Rebeiz, "Microstrip antennas on synthesized low dielectric-constant substrates," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1310–1314, aug. 1997. 15

[24] G. P. Gauthier, J. Raskin, L. P. B. Katehi, and G. M. Rebeiz, "A 94-ghz aperture-coupled micromachined microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, pp. 1761–1766, 1999. 15

[25] D. Jackson, J. Williams, A. Bhattacharyya, R. Smith, S. Buchheit, and S. Long, "Microstrip patch designs that do not excite surface waves," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1026–1037, aug. 1993. 15

[26] O. Luukkonen, *Artificial Impedance Surface*. PhD thesis, Helsinki University of Technology, TKK Radio Science and Engineering Publications, 2009. 16, 28, 30

[27] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces : Theory and Design*. Wiley Interscience, 2000. 16

[28] N. Engheta and R. Ziolkowski, *Electromagnetic Metamaterials : Physics and Engineering Explorations*. Wiley-IEEE Press, 2006. 16

[29] S. Tretyakov, *Analytical Modeling in Applied Electromagnetics*. Artech House Publishers, 2003. 16, 28, 30

[30] A. Lai, T. Itoh, and C. Caloz, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 5, pp. 34–50, sep. 2004. 16

[31] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*. Cambridge University Press, 2008. 17, 18, 125

[32] L. Brillouin, *Wave propagation in periodic structures*. Dover Publications Inc., 2nd ed., 2003. 20

[33] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band gap (ebg) structures : A low mutual coupling design for array applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2936–2946, October 2003. 22

[34] E. Saenz, I. Ederra, R. Gonzalo, S. Pivnenko, O. Breinbjerg, and P. de Maagt, "Coupling reduction between dipole antenna elements by using a planar metasurface," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 383–394, feb. 2009. 22, 25, 125

[35] W. Zhang and P. Hall, "Mutual coupling investigation of two wideband dipole antennas on ebg ground plane," *Antenna Technology : Smal l and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT '07*, pp. 35–38, 2007. 22, 26

[36] L. Yang, M. Fan, and Z. Feng, "A spiral electromagnetic band gap (ebg) structure and its application in microstrip antenna arrays," *State Key Lab on Microwave and Digital Communications*, Tsinghua University, Beijing, 100084, P.R. China. 22

[37] L. Yang, Z. Feng, F. Chen, and M. Fan, "A novel compact electromagnetic band gap (ebg) structure and its application in microstrip antenna arrays," *State Key Lab on Microwave and Digital Communications*, Tsinghua University, Beijing, 100084, P.R. China. 22

[38] Y. Yao, X. Wang, and Z. Feng, "A novel dual-band compact electromagnetic bandgap (ebg) structure and it application in multi-antennas," *State Key Lab on Microwave and Digital Communications*, Tsinghua University, Beijing, 100084, P.R. China. 22

[39] L. Zhang, J. Castaneda, and N. Alexopoulos, "Scan blindness free phased array design using pbg materials," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 2000–2007, aug. 2004. 23

[40] Z. Iluz, R. Shavit, and R. Bauer, "Microstrip antenna phased array with electromagnetic bandgap substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1446–1453, jun. 2004. 23

[41] M. Coulombe, S. Farzaneh Koodiani, and C. Caloz, "Compact elongated mushroom (em)-ebg structure for enhancement of patch antenna array performances," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1076–1086, apr. 2010. 23, 24, 125

[42] E. Rajo-Iglesias, O. Quevedo-Teruel, and L. Inclan-Sanchez, "Mutual coupling reduction in patch antenna arrays by using a planar ebg structure and a multilayer dielectric substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1648–1655, jun. 2008. 24, 55, 125

[43] P. Ikonen, E. Saenz, R. Gonzalo, and S. Tretyakov, "Modeling and analysis of composite antenna superstrates consisting on grids of loaded wires," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2692–2700, oct. 2007. 25

[44] H. Farahani, M. Veysi, M. Kamyab, and A. Tadjalli, "Mutual coupling reduction in patch antenna arrays using a uc-ebg superstrate," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 57–59, 2010. 25

[45] P. De Maagt, R. Gonzalo, and Y. Vardaxoglou, "Review of electromagnetic bandgap technology and applications," *The Radio Science Bulletin*, vol. 309, pp. 11–25, 2004. 27

[46] C.-C. Liu, J. Shmoys, A. Hessel, J. Hanfling, and J. Usoff, "Plane wave reflection from microstrip-patch arrays–theory and experiment," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 426–435, Apr. 1985. 27

[47] F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A novel tem waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (uc-pbg) structure," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 2092–2098, Nov. 1999. 27

[48] D. Sievenpiper, *High Impedance Electromagnetic Surfaces*. PhD thesis, Dept. Elect. Eng., University California at Los Angeles, 1999. 28, 32, 49, 53, 126

[49] M. Grelier, F. Linot, A. Lepage, X. Begaud, J. Le Mener, and M. Soiron, "Analytical methods for amc and ebg characterisations," *META'10 & NATO Advanced Research Workshop on Metamaterials for Secure Information and Communication Technologies*, pp. 221–224, Mars 2010. 28, 51, 53, 127

[50] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. Raisanen, and S. Tretyakov, "Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1624–1632, June 2008. 29, 30

[51] F. Linot, X. Begaud, M. Soiron, C. Renard, and M. Labeyrie, "Characterization of a loaded high impedance surface," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, no. 06, pp. 483–487, 2009. 31, 35, 52

[52] P. Belov, R. Marques, R. Maslovski, I. Nefedov, M. Silveirinha, C. Simovski, and S. Tretyakov, "Strong spatial dispersion in wire media in the very large wavelength limit," *Phys. Rev. B, Condens. Matter*, vol. 67, 2003. 33

[53] O. Luukkonen, C. Simovski, A. Raisanen, and S. Tretyakov, "An efficient and simple analytical model for analysis of propagation properties in impedance waveguides," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1624–1632, July 2008. 33, 34, 39

[54] C. Simovski, P. de Maagt, S. Tretyakov, M. Paquay, and A. Sochava, "Angular stabilisation of resonant frequency of artificial magnetic conductors for te-incidence," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 2, pp. 92–93, 2004. 34

[55] F. Linot, X. Begaud, M. Soiron, C. Renard, and B. Perpere, "Mutual coupling reduction using a thin modified. electromagnetic band gap," *NATO ARW & META'08*, May 2008. 35

[56] W. Emerson, "Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers through the years," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 484–490, July 1973. 35

[57] E. Knott, J. Shaeffer, and M. Tuley, *Radar Cross Section*. MA : Artech, 1993. 35

[58] R. Fante and M. McCormack, "Reflection properties of the salisbury screen," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 1443–1454, Oct. 1988. 35

[59] L. du Toit, "The design of jaumann absorbers," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 36, pp. 17–25, 1994. 35

[60] N. Engheta, "Thin absorbing screens using metamaterial surfaces," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, vol. 2, pp. 392 – 395 vol.2, 2002. 35

[61] A. Monorchio, F. Costa, and G. Manara, "Enhancing bandwidth of ultra-thin absorbers by using resistive high impedance surfaces," *IEEE Metamaterials' 2007*, pp. 887–890, 2007. 35

[62] F. Costa, A. Monorchio, and G. Manara, "Ultra-thin absorbers by using high impedance surfaces with resistive frequency selective surfaces," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, pp. 861–864, June 2007. 35

[63] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "A one-layer ultra-thin meta-surface absorber," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol. 1B, pp. 615 –618 vol. 1B, 2005. 35

[64] C. Mias and J. H. Yap, "A varactor-tunable high impedance surface with a resistive-lumped-element biasing grid," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 7, pp. 1955–1962, 2007. 36, 39, 105

[65] T. Rozzi and M. Mongiardo, *Open electromagnetic waveguides*. The Institution of Electrical Engineers Electromagnetic, 1997. 39

[66] M. Grelier, F. Linot, A. Lepage, X. Begaud, J. Le Mener, and M. Soiron, "Analytical methods for amc and ebg characterisations," *Applied Physics A*, Fevrier 2011. 42

[67] M. Rahman and M. Stuchly, "Transmission line-periodic circuit representation of planar microwave photonic bandgap structures," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 15–19, jul. 2001. 42

[68] M. Grelier, A. Lepage, X. Begaud, and J. LeMener, "A simple mixed analytical-numerical method for modelling and design planar periodic structures," *METAMATERIALS 2009, 3rd International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, London*, pp. 798–800, 2009. 43

[69] G. Goussetis, A. Feresidis, and J. Vardaxoglou, "Tailoring the amc and ebg characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, pp. 82–89, jan. 2006. 44

[70] B. Krietenstein, R. Schuhmann, P. Thoma, and T. Weiland, "The perfect boundary approximation technique facing the big challenge of high precision field computation," *Proceedings of the XIX International Linear Accelerator Conference (LINAC 1998)*, pp. 860–862, 1998. 45

[71] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, pp. 302–307, may. 1966. 45

[72] T. Weiland, M. Timm, and I. Munteanu, "A practical guide to 3-d simulation," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 9, no. 6, pp. 62–75, 2008. 46, 126

[73] "Ansoft's homepage : http ://www.ansoft.com/," 46

[74] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*. Wiley-IEEE Press, 2002. 46

[75] F. Linot, R. Cousin, X. Begaud, and M. Soiron, "Design and measurement of high impedance surface," in *Proceedings of the Fourth EuCAP : European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–4, april 2010. 47

[76] F. Linot and X. Begaud, "Phase reflexion diagram of periodically structures," *Note d'application CST Microwave Studio*, 2010. 47

[77] R. Pearson, B. Phillips, K. Mitchell, and M. Patel, "Application of waveguide simulators to fss and wideband radome design," *Advances in Electromagnetic Screens, Radomes and Materials (Digest No. : 1996/270), IEE Colloquium on*, pp. 7/1–7/6, Oct 1996. 49, 50, 133

[78] F. Linot, X. Begaud, M. Soiron, C. Renard, and M. Labeyrie, "Caracterisation d'une surface haute impedance chargee par des resistances," *Journee Nationales Micro-Ondes, JNM 2009*, vol. 2009. 51

[79] M. Fan, Z. Hu, R.and Feng, X. Zhang, and Q. Hao, "Advance in 2d-ebg research," *J. Infrared Millim. Waves*, vol. 22, no. 2, 2003. 52

[80] W. McKinzie, "On the surface wave properties of sievenpiper-type metamaterial absorbers," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, pp. 1 –4, 2009. 53, 127

[81] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (ebg) structures : a low mutual coupling design for array applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 10, pp. 2936–2946, 2003. 55

[82] N. Capet, *Amelioration des decouplages inter-elements par Surface Haute Impedance pour des antennes reseaux GNSS compactes*. PhD thesis, Universite Toulouse III - Paul Sabatier, Decembre 2010. 55, 67

[83] L. Li, X.-J. Dang, B. Li, and C.-H. Liang, "Analysis and design of waveguide slot antenna array integrated with electromagnetic band-gap structures," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 5, no. 1, pp. 111–115, 2006. 74

[84] J. Lee, S. Livingston, and R. Koenig, "A low-profile wide-band (5 :1) dual-pol array," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 2, pp. 46–49, 2003. 81

[85] R. Taylor, B. Munk, and T. Durham, "Wideband phased array antenna and asociated methods," Janvier 2003. 81

[86] M. Soiron, M. Romier, and C. Renard, "Antennes non-standard," *Chapitre 12 : Antennes multifonctions aeroportees*, vol. Hermes Sciences, Janvier 2011. 82, 84, 129

[87] H. Booker, "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (babinet's principle)," *Electrical Engineers - Part IIIA : Radiolocation, Journal of the Institution of*, vol. 93, no. 4, pp. 620–626, 1946. 82

[88] V. Rumsey, "Frequency independent antennas," *IRE International Convention Record*, vol. 5, pp. 114–118, mar. 1957. 83

[89] B. Munk, *Frequency Selective Surfaces : Theory and Design*. Wiley-Interscience, 2000. 83

[90] M. Gustafsson, "Use of dielectric sheets to increase the bandwidth of a planar self-complementary antenna array," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pp. 2413 –2416, 2006. 83

[91] M. Gustafsson, "Broadband array antennas using a self-complementary antenna array and dielectric slabs," 2004. 84

[92] M. B., *Finite Antenna Arrays and FSS*. John Wiley & Sons, New York, 2003. 85

[93] P. Hannan and M. Balfour, "Simulation of a phased-array antenna in waveguide," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 342–353, May 1965. 90

[94] E. Parker, S. Hamdy, and R. Langley, "Arrays of concentric rings as frequency selective surfaces," *Electronics Letters*, vol. 17, 880, 1981. 102

[95] X. H. Wu, A. Kishk, and A. Glisson, "A transmission line method to compute the far-field radiation of arbitrarily directed hertzian dipoles in a multilayer dielectric structure : Theory and applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 10, pp. 2731 – 2741, 2006. 110

Table des figures

1.1 Exemples de réseaux planaire : (a) Maille rectangulaire, (b) Maille triangulaire, (c) Maille hexagonale . . . 6
1.2 Repère cartésien . . . 8
1.3 Représentation des différentes ondes se propageant dans une antenne imprimée . . . 9
1.4 Onde incidente se propageant sur une surface arbitraire . . . 10
1.5 Constante de propagation normalisée des ondes de surface se propageant sur un diélectrique (ϵ_r =12.8) posé sur un plan de masse . . . 12
1.6 Diagramme de lobes d'ambiguïtés . . . 14
1.7 Isolation de chaque antenne à l'aide de barrières métalliques . . . 15
1.8 Modification de la permittivité effective du substrat : suppression d'une partie du diélectrique . . . 15
1.9 Interférences constructives dues au CEP . . . 17
1.10 (a) Diagramme de rayonnement omnidirectionnel idéal d'un monopôle, (b) Diagramme de rayonnement sur réflecteur d'un monopôle (pire cas) . 17
1.11 Interférences constructives dues au CMP . . . 18
1.12 Comparaison des plans de masse CEP et CMP [31] . . . 18
1.13 Exemple de variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA . . . 19
1.14 Les trois grands types de réseaux directs 2D : (à gauche) type de réseau et sa zone de Brillouin respective, (de milieu à droite) zone irréductible de Brillouin, (de haut en bas) réseau carré, triangulaire et hexagonale . . 21
1.15 Exemple d'un diagramme de dispersion d'une structure à BIE [3] . . . 21
1.16 Exemples de motifs composant une structure à BIE : (a) motif champignon, (b) motif spirale, (c) motif fourchette, (d) motif "rabbet" . . . 22
1.17 Insertion de structures à BIE entre deux antennes imprimées . . . 23
1.18 Motif champignon allongé [41] . . . 24
1.19 Solution multicouches proposée par l'équipe de Rajo-Iglesias [42] : (a) vue de côté, (b) vue de dessus . . . 24
1.20 Réseau de dipôles multifréquence : [34] (a) Réseau de dipôles sans superstrat, (b) Réseau de dipôles avec superstrat . . . 25
1.21 Utilisation de structure UC-PBG comme superstrat . . . 25

2.1 Conducteur magnétique artificiel composé de pavés métalliques imprimés sur un diélectrique court-circuité . . . 29
2.2 Schéma équivalent d'une ligne de transmission modélisant un CMA . . . 29

2.3 Onde plane incidente sur une SHI polarisée en : (a) mode TM, (b) mode TE . . . 30
2.4 Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour plusieurs angles d'incidence d'une SHI éclairée par un : (a) mode TM, (b) mode TE 32
2.5 Géométrie de la structure champignon . . . 33
2.6 Phase du coefficient de réflexion en fonction de ula fréquence pour plusieurs angles d'incidence d'une structure champignon éclairée par un mode TM . . . 34
2.7 Schéma électrique équivalent de la SHI absorbante éclairée par une onde plane . . . 36
2.8 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI absorbante éclairée par une onde plane en incidence normale pour différentes valeurs de résistance : (a) Module, (b) Phase . . . 37
2.9 Impédance de surface Z_s en fonction de la fréquence d'une SHI absorbante éclairée par une onde plane en incidence normale pour différentes valeurs de résistance : (a) Partie Réelle, (b) Partie Imaginaire . . . 38
2.10 Diagramme de phase d'une SHI active éclairée par une onde plane en incidence normale pour plusieurs valeurs de capacités C_{var} . . . 39
2.11 Ligne de transmission à laquelle sera appliquée la MRT . . . 40
2.12 I : Schéma d'une structure guidée planaire : (a) Représentation de la structure analysée, (b) Modéle utilisé pour déterminer les relations de dispersion. La structure planaire est modélisée par l'impédance $Z_s(k_x ; k_0)$ 41
2.13 Comparaison calcul analytique (MRT) et numérique du diagramme de dispersion d'une SHI composée de pavés métalliques carrés . . . 41
2.14 Diagramme de dispersion des ondes de surface à l'interface "air/diélectrique" d'un empilement diélectrique ($h = 7.5$mm, $\epsilon_r = 2.25$) surmontant : (a) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) coefficient de transmission en fonction de la fréquence, (c) coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (c) coefficient de transmission en fonction de la fréquence 42
2.15 Schéma électrique équivalent d'une SHI modélisée par une ligne chargée périodiquement par des gaps microruban . . . 43
2.16 Diagramme de dispersion d'une SHI composée d'une grille de motifs carrés métalliques imprimée sur un diélectrique sur plan de masse : approche analytique et expérimental . . . 44
2.17 Discrétisation hexaèdrale d'une géométrie : (a) maillage de type YEE, (b) maillage avec PBA . . . 45
2.18 Principe de fonctionnement de la FIT [72] . . . 46
2.19 Maille volumique élémentaire de la FEM : le tétraèdre . . . 47
2.20 (a) Conditions aux limites appliquées à un motif élémentaire d'une SHI, (b) Composante du champ électrique E incident, (c) Composante du champ magnétique H incident . . . 48
2.21 Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI calculée en incidence normale à l'aide de la méthode temporelle et fréquentielle . . . 48
2.22 Diagramme de dispersion complet d'une structure champignon [48] . . . 49
2.23 Simulateur guide d'onde . . . 50

2.24 Décomposition du mode TE_{10} en deux ondes planes dans un simulateur guide d'onde rectangulaire. Une SHI est placée en bout du guide d'onde 51
2.25 Comparaison des modèles analytique, numérique et expérimental pour caractériser la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI 51
2.26 Caractérisation d'une SHI absorbante : (a) Modélisation du simulateur guide d'onde avec CST MWS, (b) SHI absorbante enclavée avant d'être placée en bout d'un simulateur guide d'onde 52
2.27 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une SHI absorbante (R = 300Ω) : comparaison entre une simulation numérique et une mesure 52
2.28 Caractérisation des propriétés dispersives de structures artificielles : Méthode de la ligne suspendue appliquée à des motifs carrés métalliques [49] 53
2.29 Caractérisation des propriétés dispersives de structures artificielles : Banc de mesure proposé par McKenzie [80] 53

3.1 Géométrie d'une antenne imprimée : (a) vue de côté, (b) vue de dessus. 56
3.2 Effets de bords d'une antenne imprimée 57
3.3 (a) Modélisation avec HFSS de l'antenne imprimée élémentaire, (b) Maquette réalisée 57
3.4 Coefficient de réflexion de l'antenne élémentaire : (a) Module, (b) Impédance d'entrée normalisée sur 50Ω 58
3.5 (a)Modélisation avec HFSS des deux antennes imprimées positionnées dans le plan E, (b) Maquette réalisée 59
3.6 (a)Modélisation avec HFSS des deux antennes imprimées positionnées dans le plan H, (b) Maquette réalisée 59
3.7 Paramètres S des deux antennes imprimées – cas de référence – positionnées dans le : (a)plan E, (b)plan H 60
3.8 Modélisation des deux antennes imprimées placées dans le plan E en présence d'une barrière métallique et d'un évidement du diélectrique : (a) Modélisation HFSS pour la configuration barrière métallique, (b) Maquette réalisée pour la configuration barrière métallique, (c) Modélisation HFSS pour la configuration avec un évidement du diélectrique, (d) Maquette réalisée pour la configuration avec un évidement du diélectrique 62
3.9 Modélisation des deux antennes imprimées placées dans le plan H en présence d'une barrière métallique et d'un évidement du diélectrique : (a) Modélisation HFSS pour la configuration barrière métallique, (b) Maquette réalisée pour la configuration barrière métallique, (c) Modélisation HFSS pour la configuration avec un évidement du diélectrique, (d) Maquette réalisée pour la configuration avec un évidement du diélectrique 63
3.10 Paramètres S des deux antennes imprimées séparées par une barrière métallique. Les deux antennes sont placées dans le : (a)plan E, (b)plan H 64
3.11 Paramètres S des deux antennes imprimées séparées par une cavité d'air. Les deux antennes sont placées dans le : (a)plan E, (b)plan H 65
3.12 Diagramme de dispersion des ondes de surface de type TM se propageant sur un empilement diélectrique ($\epsilon_r = 4.3$, $h = 1.6$mm) posé sur un CEP 66

3.13 Configuration de deux antennes imprimées dans le plan E en présence d'un ruban magnétique (CMP) placé : (a) dans le même plan que les éléments rayonnants, (b) au niveau du plan de masse, (c) au niveau du plan de masse avec un évidage du diélectrique au-dessus 66
3.14 Configuration de deux antennes imprimées dans le plan H en présence d'un ruban magnétique (CMP) placé : (a) dans le même plan que les éléments rayonnants, (b) au niveau du plan de masse, (c) au niveau du plan de masse avec un évidage du diélectrique au-dessus 67
3.15 Paramètres-S des deux antennes imprimées placées dans le plan E pour les configurations de référence (Fig. 3.5) et en présence du ruban CMP (Fig. 3.13) : (a) module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (a) module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence 68
3.16 Paramètres-S des deux antennes imprimées placées dans le plan H pour les configurations de référence (Fig. 3.6) et en présence du ruban CMP (Fig. 3.14) : (a) module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence 69
3.17 Diagramme de dispersion des ondes de surface de type TE se propageant sur un empilement diélectrique ($\epsilon_r = 4.3$, $h = 1.6$mm) posé sur un CMP 70
3.18 Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA résonant à $f = 9.7$GHz pour trois angles d'incidence. Le CMA est éclairé par un : (a) mode TM, (b) mode TE 71
3.19 : Configuration du réseau d'antenne en présence d'un CMA placé avec de haut en bas les vues en perspective et de côoté. (a) et (d) CMA placé entre et dans le même plan que les éléments rayonnants, (b) et (e) CMA placé au niveau du plan de masse avec un évidage du diélectrique des antennes au-dessus du CMA, (c) et (f) CMA blindé placé au niveau du plan de masse avec un évidage du diélectrique des antennes au-dessus du CMA. 72
3.20 Paramètres-S des deux antennes imprimées placées dans le plan E pour les configurations de référence (Fig. 3.5) et en présence d'un CMA (Fig. 3.13) : (a) module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence . . 73
3.21 Paramètres-S des deux antennes imprimées placées dans le plan H pour les configurations de référence (Fig. 3.6) et en présence d'un CMA : (a) module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence 74
3.22 Diagramme de dispersion du motif à BIE considéré 75
3.23 Configuration des deux antennes imprimées en présence de motifs BIE dans le : (a) plan E, (b) plan H 76
3.24 Paramètres-S des deux antennes imprimées pour les configurations de référence (Fig. 3.5 et 3.6) et en présence de motifs BIE (Fig. 3.23) dans le : (a) plan E, (b) plan H 77
3.25 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence des deux antennes imprimées en présence de différentes rangées de motifs champignons. (a) plan E, (b) plan H 78

3.26 Module du coefficient de transmission en fonction du nombre de rangées de motifs à BIE insérés entre les deux antennes imprimées. Les valeurs du module de S_{12} sont prises à la fréquence de résonance de l'antenne (Fig. 3.25). (a) plan E, (b) plan H 78

4.1 Réseau connecté linéaire [2] 82
4.2 Antenne réseau connectée auto-complémentaire 84
4.3 Antenne réseau connectée large bande à double polarisation linéaire [86] 84
4.4 Géométrie de l'antenne : (a) Cellule élémentaire. Le réseau infini consiste en une répétition périodique des éléments rayonnants alimentés en leurs coins. (b) Vue de côté. Un empilement de diélectrique est placé au-dessus et en-dessous de l'antenne. Un réflecteur métallique parfaitement conducteur est positionné à l'arrière de la structure. 85
4.5 Impédance d'entrée de l'antenne réseau connectée de maille 11.03mm lorsque le faisceau est pointé selon l'axe normal. L'impédance de normalisation est 120Ω. 86
4.6 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne réseau connectée présentée sur la Figure 4.4 dans le plan H pour différents angles de balayage : 0°, 30°, 45°, 60° 86
4.7 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne réseau connectée présentée sur la Figure 4.4 dans le plan E pour différents angles de balayage : 0°, 30°, 45°, 60° 87
4.8 (a) Représentation d'un quadripôle par sa matrice ABCD, (b) Mise en cascade de quadripôles 88
4.9 Onde plane en incidence oblique à l'interface entre deux diélectriques . . 90
4.10 Schéma électrique équivalent de l'antenne réseau connectée auto-complémentaire multicouche 91
4.11 Impédance d'entrée de l'antenne en espace libre (en bleu) et de l'antenne monocouche (ϵ_r =1) surmontant un plan de masse (en rouge) en émission pointant dans l'axe normal. L'impédance de normalisation est égale à l'impédance des générateurs : (a) Impédance des générateurs est égale à 189Ω, (b) Impédance des générateurs est égale à 300Ω 92
4.12 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne placée au-dessus d'un réflecteur métallique en mode réception (éclairée en incidence normale) et émission (pointage du faisceau dans l'axe normal à l'antenne) 93
4.13 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche placée au-dessus d'un CEP. L'espaceur considéré a une permittivité $\epsilon_r = 1$ et une épaisseur égale à $\lambda_0/4$ à 8.5GHz. Les angles d'incidence dans les plans E et H sont pris en compte : (a) plan H, (b) plan E 94
4.14 Comparaison du diagramme de rayonnement (Gain réalisé) à la fréquence de 6GHz pour un réseau de 5x5 éléments. En rouge : diagramme de rayonnement obtenu par le produit du facteur de réseau par le diagramme de rayonnement de la cellule élémentaire. En bleu : Diagramme de rayonnement d'un réseau fini de 5x5 éléments. (a) $\Phi = 0°$, (b) $\Phi = 90°$ 95

4.15 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche placée au-dessus d'un CEP. L'espaceur considéré a une permittivité $\epsilon_r = 1.4$ et une épaisseur égale à $\lambda_0/4$ à 8.5GHz. Les angles d'incidence dans les plans E et H sont pris en compte : (a) plan H, (b) plan E 96

4.16 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche placée au-dessus d'un CEP. L'espaceur considéré à une permittivité $\epsilon_r = 3.2$ et une épaisseur égale à $\lambda_m/4$ à 8.5GHz. L'antenne est éclairée sous une incidence normale 97

4.17 Comparaison du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche placée au-dessus d'un CEP et d'un CMP. L'antenne est éclairée par une onde plane en incidence normale. L'espaceur considéré à une permittivité $\epsilon_r = 1$ et une épaisseur égale à $\lambda_0/4$ à 8.5GHz 99

4.18 Cellule élémentaire de l'antenne damier sur un réflecteur à haute impédance 99

4.19 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier monocouche sur réflecteur à haute impédance ($f_r = 17$GHz). Le réflecteur est placé à une distance $\lambda_0/4$ à la fréquence 8.5GHz à l'aide d'un espaceur de permittvité $\epsilon_r = 1$ 100

4.20 Evolution du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne damier monocouche sur réflecteur à haute impédance ($f_r = 17$GHz). Le réflecteur est placé à une distance $\lambda_0/4$ à la fréquence 8.5GHz à l'aide d'un espaceur de permittvité $\epsilon_r = 1$. Les angles d'incidence dans les plans E et H sont pris en compte : (a) plan H, (b) plan E 101

4.21 Comparaison entre résultats analytiques et numériques : Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier sur SHI et Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence prise au niveau de la SHI ($f_r = 13$GHz) 102

4.22 Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau connectée en polarisation verticale. L'antenne est composée de 5x5 éléments : (a) Gain réalisé à $f = 6.5$GHz, (b) Gain réalisé à $f = 13$GHz 103

4.23 Motif élémentaire : Anneaux concentriques 103

4.24 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier monocouche placée au-dessus d'un réflecteur à haute impédance composé de motifs à anneaux concentriques. La phase du coefficient de réflexion de ce réflecteur calculée avec HFSS est représentée 104

4.25 Comparaison entre le modèle analytique et HFSS du module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier pointant dans l'axe. Différentes valeurs de la capacité variable placée entre les motifs de la SHI sont présentées 105

4.26 Module du coefficient de réflexion (analytique) en fonction de la fréquence de l'antenne damier pointant dans l'axe. La phase du coefficient de réflexion (analytique) de la SHI réactive est représentée 105

4.27 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier sur R-SHI pointant dans l'axe. Comparaison entre le modèle analytique, une simulation HFSS de l'antenne en émission et une simulation HFSS de l'antenne en réception 106
4.28 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne damier sur R-SHI (trait plein) et Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence prise au niveau de la R-SHI (trait pointillé) pour différentes valeurs de résistances 107
4.29 Cellule élémentaire de l'antenne damier ultra-compacte sur un réflecteur à haute impédance 107
4.30 Module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne réseau connectée ultra compacte. Les éléments rayonnants sont espacés du réflecteur à haute impédance d'une hauteur égale à 1mm. La SHI se comporte comme un CMP à la fréquence de $f = 13$GHz 108
4.31 Diagramme de rayonnement d'une antenne réseau connectée ultra-compacte en polarisation verticale. L'antenne est composée de 20x20 éléments : Gain réalisé à $f = 13$GHz 109

Liste des tableaux

1.1 Synthèse de motifs à BIE utilisés comme barrière électromagnétique . . 23

2.1 Avantages et inconvénients des simulateurs guides d'onde [77] 50

3.1 Dimensionnement de l'antenne imprimée élémentaire 57
3.2 Synthèse des résultats sur les découplages entre antennes pour chacune des configurations à la fréquence de résonance $f = 9.7$GHz 63
3.3 Synthèse des résultats sur les découplages entre antennes pour chacune des configurations utilisant une SHI idéale 70
3.4 Synthèse des résultats sur les découplages entre antennes pour chacune des configurations utilisant un CMA 75