

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



THESE DE DOCTORAT

Présentée par

M^r KANANE Hocine

Pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Electronique
Option électronique

Intitulée :

ETUDE DES METAMATERIAUX POUR ANTENNES INTEGREES SOUMISES A DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES.

Soutenue le 14/12/2015

Devant les membres du jury :

Mr Rezki ZIANI	Professeur UMMTO	Président
Mr Mohamed Saïd BELKAID	Professeur UMMTO	Rapporteur
Mr Arab AZRAR	Professeur UMBB	Examineur
Mr Djamel DJOUADI	Professeur UAMB	Examineur
Mr Achour OUSLIMANI	Professeur ENSEA (FRANCE)	Examineur
Mr Mohand Outahar BEN SIDHOUM	MCA UMMTO	Examineur

Résumé

Les surfaces haute impédance (SHI) sont une classe de métamatériaux avec des propriétés électromagnétiques uniques. L'objectif de cette thèse est de considérer l'antenne « sabre » en remplaçant le plan de masse conducteur PEC par une structure SHI qui présente de nouvelles propriétés électromagnétiques. Dans une certaine bande de fréquences, la structure réfléchit une onde incidente en phase et les courants image sont dans le même sens que les courants réels dans l'antenne. C'est pour cette raison qu'on l'appelle conducteur magnétique artificiel (CMA). De plus, elle supprime la propagation des ondes de surface. Ce travail montre l'importance des métamatériaux dans la conception d'antenne compacte. Nous présentons pour la première fois la conception, l'optimisation et la réalisation de l'antenne « type sabre » sur métamatériau. Nous avons utilisé comme plan réflecteur en phase, une surface haute impédance (SHI) formée d'une double-couche de cellules champignons de « type Sievenpiper » carrées décalées. Ce métamatériau a été dimensionné pour fonctionner en bande L. Nous l'avons caractérisé en déterminant numériquement la phase de son coefficient de réflexion et son coefficient de transmission. Cette topologie choisie permet de contrôler simultanément la fréquence centrale et la largeur de bande utile pour une compacité optimum. L'antenne monopôle conçue admet une hauteur totale inférieure à $\lambda_0/36$, une largeur de bande de 24% et un gain maximum de 8.5 dB. L'antenne « type sabre » est une antenne réseau formée de deux monopôles à polarisation verticale, placés de part et d'autre d'un matériau composite sur la dérive d'un avion. Elle a été conçue, caractérisée expérimentalement, modélisée numériquement sur CST MWS. Les mesures et les simulations numériques sont en bon accord. Les résultats montrent qu'elle garde les propriétés principales (fréquence de résonance et largeur de bande) de l'antenne monopôle élément la constituant. Elle est omnidirectionnelle et présente un gain maximum à 1.4 GHz.

Abstract

High Impedance Surface (HIS) structures are one class of metamaterials with unique and useful electromagnetic properties. The objective of this thesis is to investigate the “sabre” antenna by replacing the standard ground plane PEC by HIS structure which exhibits novel electromagnetic properties. The reflection of the structure exhibits a frequency range over which an incident electromagnetic wave does not experience a phase reversal, and the image currents appear in-phase. Due to this, the HIS structure is termed an artificial magnetic conductor (AMC). Furthermore, it suppresses the propagation of surface waves. This study shows the importance of metamaterial substrates to design low-profile (subwavelength) antennas. We present for the first time the design, optimization, and realization of a metamaterial-based « sabre » antenna. We have used as in phase reflector plane, a dual-layer offset “mushroom-like” type Sievenpiper high impedance surface (DL-HIS). This metamaterial was designed to work in L band. We have characterized it numerically by determining the phase of its reflection coefficient and its transmission coefficient. This topology allows one to control both operational frequency and bandgap width. The designed antenna structure has a wide bandwidth higher than 24% around 1.4 GHz and a maximum gain of 8.5 dB. The “sabre” antenna is an array of two monopole elements with vertical polarization, and placed on either side of a composite material on the tail of an airplane. It was designed experimentally and optimized numerically with CST MWS. The measurements and numerical simulations agree very well. The results show that the “sabre” antenna keeps the same main properties (central frequency and the bandwidth) of the unit monopole DL-HIS antenna. It is omnidirectional and presents a maximum high gain at 1.4 GHz.

Remerciements

Ce mémoire a été préparé au Laboratoire de Microélectronique Appliquée (LMA) dirigé par Monsieur Mohamed Saïd BELKAID, Professeur au département d'électronique de l'Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, en collaboration avec le Laboratoire Energétique Mécanique Electromagnétisme (LEME), université Paris Ouest, dirigé par le professeur Habiba Hafdallah Ouslimani.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Mohamed Saïd BELKAID, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri-Tizi-Ouzou, responsable et directeur de thèse, pour ses précieux conseils et son soutien durant toute la durée de ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur Rezki Ziani, Professeur à l'UMMTO pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de thèse.

Messieurs Achour Ouslimani, Mohamed Outahar Ben Sidhoum, Arab Azrar, Djamel Djouadi, ont accepté de juger ce travail et de participer au jury. Qu'ils trouvent ici toute ma reconnaissance.

J'exprime ma profonde gratitude aux professeurs Habiba Hafdallah Ouslimani, Alain Priou et à Tangjie Yuan du Laboratoire Energétique Mécanique Electromagnétisme LEME, Université Paris-Ouest, ainsi qu'à Gérard Collignon et Guillaume Lacotte d'INEO Défense.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur Mourad LAGHROUCH, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri-Tizi-Ouzou pour l'aide et le soutien moral qu'il n'a cessé de me prodiguer durant ce travail.

Mes pensées vont également à tous mes collègues qui m'ont entouré de leur sympathie.

Sommaire

Introduction Générale.....	1
Chapitre I Etat de l'art des réflecteurs d'antennes.....	5
Introduction.....	5
I-1 Notion d'impédance de surface et théorie des images.....	5
I-2 Antenne à proximité d'une cavité absorbante.....	6
I-3 Antenne à proximité d'un réflecteur métallique.....	7
I-4 Antenne à proximité d'un réflecteur magnétique.....	10
I-5 Classification des plans réflecteurs SHI.....	11
I-5-1 Concept de conducteur magnétique artificiel AMC	11
I-5-2 Matériaux à bande interdite électromagnétique	12
I-6 Structure SHI type « champignon » de Sievenpiper.....	13
I-7 Applications aux antennes.....	15
I-7-1 Comparaison des plans de masse PEC, PMC et structure SHI.....	15
I-7-2 Application aux antennes filaires	17
I-7-3 Application aux antennes patch.....	17
I-8 Application à la réduction des perturbations électromagnétiques.....	18
I-9 Simulateurs utilisés.....	19
I-9-1 Equations de Maxwell.....	19
I-9-2 Simulateurs considérés.....	21
I-10 Méthode d'intégration finie FIT.....	23
Conclusion.....	24
Chapitre II ondes de surface dans les structures SHI.....	25
Introduction.....	25

II-1 Présentation des structures SHI type « champignon ».....	25
II-2 Ondes de surface et impédance de surface.....	27
II-3 Modèle en circuit résonnant parallèle de la structure SHI Simple Couche champignon « conventionnelle » (SC-SHI).....	29
II-4 Diagramme de dispersion analytique.....	31
II-5 Diagramme de dispersion numérique.....	35
II-6 Détermination de la bande interdite de la SHI par les méthodes de la ligne suspendue et du guide d'onde.....	38
II-7 Structures SHI double couches.....	40
II-7-1 Structure SHI Double Couches superposées.....	40
II-7-2 Structure SHI Double Couches décalées DC-SHI.....	43
Conclusion.....	45
Chapitre III phase du coefficient de réflexion de structure SHI.....	46
Introduction.....	46
III-1 Phase du coefficient de réflexion des structures SHI.....	46
III-2 Modèle de la ligne de transmission pour ondes planes.....	48
III-2-1 Impédance de grille pour une surface sélective en fréquence.....	50
III-2-2 Impédance de surface pour une lame diélectrique sur une plaque métallique.....	53
III-3 Phase du coefficient de réflexion obtenue numériquement.....	57
III-4 Etude paramétrique de la structure SHI « champignon ».....	59
III-4-1 Effet de la largeur W du patch.....	60
III-4-2 Effet de la largeur du gap g.....	60
III-4-3 Effet de l'épaisseur h du substrat.....	61
III-4-4 Effet de la permittivité relative du substrat.....	62

III-5 Structures SHI double couches.....	63
Conclusion.....	66
Chapitre IV antenne type ruban à base de structure SHI en bande L.....	67
Introduction.....	67
IV-1 Antenne de type ruban sur un plan de masse métallique.....	67
IV -1-1 Géométrie et dimensions de l'antenne.....	67
IV-1-2 Caractéristiques de l'antenne de type ruban sans MTM.....	68
IV-2 Antenne de type ruban sur une structure SHI simple couche.....	70
IV-3 Conception et optimisation d'une antenne ruban basée sur la structure métamatériau double couches DC-SHI décalées	72
IV-3-2 Conception de l'antenne DC-SHI à substrat Rogers RT 5880 LZ.....	74
IV-3-2-1 Fabrication de l'antenne.....	76
IV-3-2-2 Caractérisation RF : coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ et diagrammes de rayonnement de l'antenne prototype	77
IV-3-3 Comparaison entre les plans de masse PEC et DC-SHI décalées.....	84
IV-3-4 Etude paramétrique de l'antenne de type ruban avec un substrat métamatériau « DC-SHI » décalées comme plan réflecteur.....	87
IV-3-4-1 Influence de la position de l'alimentation de l'antenne (X, Y).....	87
IV-3-4-2 Influence de la longueur de l'antenne ruban MTM.....	88
IV-3-4-3 Influence du nombre de cellules élémentaires double couches décalées (DC- SHI).....	89
IV-4 Conception d'une antenne de type « sabre » à base de métamatériau.....	90
Conclusion.....	94
Conclusion générale.....	95
Références.....	98

Liste des tableaux

II-1 Dimensions de la structure SC-SHI	30
III-1 Dimensions de la structure SC-SHI de référence.....	59
IV-1 Dimensions de l'antenne type ruban au-dessus de la structure SHI simple couche SC-SHI avec le substrat ROHACELL 31HF.....	70
IV-2 Dimensions de l'antenne au-dessus de la structure DC- SHI double couches décalées avec le ROHACELL 31HF.....	73
IV-3 Dimensions de l'antenne au-dessus de la structure SHI double couches décalées avec le substrat Rogers RT 5880 LZ	79
IV-4 Impédance d'entrée Z_e et coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de l'antenne MTM (DC-SHI).....	86
IV-5 Donnée des différentes valeurs de la longueur du ruban rayonnant.....	88

Liste des Figures

I-1 Théorie des images	6
I-2 Cavité absorbante/rayonnement avant/rayonnement arrière	6
I-3 Plan de masse PEC a) hauteur $h \ll \lambda$ b) hauteur $h \ll \frac{\lambda}{4}$	9
I-4 a) Onde de surface b) diagramme de rayonnement dégradé.....	9
I-5 Plan de masse PMC.....	11
I-6 Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	12
I-7 Diagramme de dispersion type d'une structure SHI.....	13
I-8 Structure « champignon » de Sievenpiper.....	14
I-9 Topologie des structures SHI a)1D b)2D c)3D.....	15
I-10 Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ au-dessus des plans de masse PEC, PMC et SHI.....	16
I-11 Antenne spirale à base de surface haute impédance.....	18
I-12 Découplage entre deux antennes patch avec une SHI.....	19
I-13 Interface du logiciel HFSS.....	22
I-14 Interface du logiciel FEKO.....	22
I-15 Interface du logiciel CST MWS.....	23
I-16 Maillage du domaine de calcul.....	23
I-17 FIT appliquée pour l'équation de Maxwell-Faraday.....	24
II-1 Barreau métallique corrugué avec encoches de hauteur quart d'onde.....	26
II-2 Structure SHI « champignon » et sa composition.....	27
II-3 Onde de surface au voisinage d'une impédance de surface Z_s	27
II-4 a) Origine de la capacité et de l'inductance du modèle effectif LC et b)circuit effectif utilisé pour modéliser l'impédance de surface.....	30
II-5 Coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ de la structure SC-SHI « conventionnelle » par la méthode de la ligne suspendue et par simulation.....	31
II-6 Ondes de surface a)TM b)TE.....	35
II-7 Définition du milieu environnant (« Background properties»).....	36

II-8 Conditions aux limites fixées.....	36
II-9 Conditions aux limites fixées sur le milieu avoisinant la cellule unité.....	37
II-10 Variable et grandeurs de sortie.....	37
II-11 Diagrammes de dispersion de la SC-SHI de Sievenpiper a) mode TM b) mode TE.....	38
II-12 Méthode de la ligne suspendue simulée.....	39
II-13 a-b Dispositif de mesure du coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ par la méthode de la ligne suspendue avec un analyseur de réseau c) méthode de mesure de Sievenpiper.....	40
II-14 Méthode du guide d'onde quasi-TEM simulée.....	40
II-15 Exemple de coefficient de transmission obtenu par simulation avec le CST MWS par la méthode du guide d'onde quasi-TEM simulé.....	40
II-16 Géométrie de la structure double couche (DC-SHI) avec vias métalliques communs aux deux couches et son circuit LC équivalent.....	42
II-17 Géométrie de la structure double couches décalées vue de côté et son circuit LC équivalent....	43
II-18 Géométrie de la structure double couches décalées vue de dessus	43
II-19 Coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ à travers la structure SHI double couches décalées déterminé à l'aide de la méthode de la ligne suspendue.....	45
III-1 a)Antenne au-dessus d'un plan de masse PEC b) au-dessus d'une structure SHI.....	47
III-2 Phase du coefficient de réflexion type de la structure SC-SHI champignon.....	47
III-3 Bande de réflexion en phase du coefficient de la structure SHI.....	48
III-4 a)Onde plane TE et TM incidente sur une SHI b) modèle de la ligne de transmission équivalente Pour les ondes planes incidentes.....	49
III-5 Spécification du milieu environnant.....	57
III-6 Spécifications du port d'excitation.....	58
III-7 Spécifications des conditions aux limites.....	58
III-8 Phase du coefficient de réflexion type d'une structure SHI.....	59
III-9 Effet de la largeur W du patch sur la phase du coefficient de réflexion.....	60
III-10 Effet de la largeur du gap g sur la phase du coefficient de réflexion.....	61
III-11 Effet de l'épaisseur h du substrat sur la phase du coefficient de réflexion.....	62
III-12 Effet de la permittivité diélectrique sur la phase du coefficient de réflexion.....	63

III-13 Phase du coefficient de réflexion simulée pour la structure SC-SHI « mushroom ».....	64
III-14 Géométrie de la structure DC-SHI superposée simulée sur CST MWS.....	64
III-15 Phase du coefficient de réflexion simulée pour la structure DC-SHI superposées.....	64
III-16 Géométrie de la structure DC-SHI décalées simulée sur CST MWS.....	65
III-17 Phase du coefficient de réflexion simulée pour la structure DC-SHI décalées.....	65
III-18 Phase du coefficient de réflexion DC-SHI conçue décalées simulée avec les dimensions du tableau II-1.....	65
III-19 Schéma de la chaîne de mesure du coefficient de réflexion d'une structure SHI.....	66
IV-1 Géométrie de l'antenne type ruban au-dessus d'un plan PEC.....	68
IV-2 Coefficient de réflexion $S_{21}(dB)$ de l'antenne type ruban avec un plan de masse PEC obtenu par simulation sur CST MWS.....	68
IV-3 Diagrammes de rayonnement simulés a) dans le plan E b) dans le plan H.....	69
IV-4 Géométrie de l'antenne de type ruban au-dessus de la structure SHI simple couche SC-SHI Avec le substrat ROHACELL 31HF.....	71
IV-5 Géométrie de l'antenne de type ruban placée sur une structure métamatériau SHI monocouche « conventionnelle » simulée sur CST MWS.....	71
IV-6 Coefficient de réflexion simulé pour une antenne ruban au-dessus de la structure SC- SHI avec le substrat ROHACELL 31HF.....	71
IV-7 Géométrie de l'antenne de type ruban placée sur la structure métamatériau double couche décalées DC- SHI avec le substrat ROHACELL 31HF.....	73
IV-8 Coefficient de réflexion simulé pour une antenne ruban au-dessus de la structure double couches décalées DC- SHI avec le substrat ROHACELL31HF.....	73
IV-9 Coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ pour chaque couche prise individuellement.....	75
IV-10 Coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ simulé de la structure DC-SHI.....	75
IV-11 Phase du coefficient de réflexion $PS_{11}(Deg)$ simulé de la structure DC-SHI.....	76
IV-12 Conception de l'antenne ruban basée sur une structure DC-SHI décalées avec substrat Rogers RT 5880 LZ.....	76
IV-13 Prototype de l'antenne métamatériau fabriquée.....	77

IV-14-a Mesure du coefficient de réflexion et du VSWR (TOS) avec un analyseur de réseau.....	78
IV-14-b1 Mesure des diagrammes de rayonnement de l'antenne dans une chambre anéchoïque.....	78
IV-14-b2 Mesure des diagrammes de rayonnement de l'antenne, appareillages complémentaires à la chambre anéchoïque.....	79
IV-15 Comparaison des résultats de mesure et de simulation du taux d'ondes stationnaires (VSWR) de l'antenne conçue à base de métamatériau DC-SHI décalées.....	80
IV-16 Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ mesuré de l'antenne conçue.....	80
IV-17 Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne pour différentes fréquences...	80
IV-18 Comparaison des impédances d'entrée des trois antennes ruban par simulation sur CST MWS	80
IV-19 Comparaison du module du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$, mesuré et simulé dans le cas de la DC-SHI et simulé sur un plan métallique PEC.....	86
IV-20 Distribution des courants de surface sur les deux couches métamatériaux de la structure DC-SHI à 1.4 GHz.....	86
IV-21 Comparaison des résultats numériques de l'antenne « type ruban » pour différentes position d'alimentation.....	87
IV-22 Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de l'antenne MTM simulé pour différentes longueurs du ruban.....	88
IV-23 Comparaison du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de l'antenne MTM simulé pour différents nombres de cellules N.....	90
IV-24 a) antenne « sabre » classique b) antenne « sabre » à base de MTM (DC-SHI).....	91
IV-25 a) modélisation de l'antenne « sabre » sur CST b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ simulé de l'antenne « sabre ».....	92
IV-26 Position de l'antenne « sabre » et plan H (ou xOz).....	92
IV-27 Diagrammes de rayonnement de l'antenne « sabre » dans le plan H pour différentes fréquences.....	93
IV-28 Position de l'antenne « sabre » et plan E (ou yOz).....	93
IV-29 Diagrammes de rayonnement de l'antenne « sabre » dans le plan E pour différentes fréquences.....	94

Glossaire des Termes Techniques

AMC: Artificial Magnetic Conductor

BIE: Bande Interdite Electromagnétique

BW: Band Width

CMA : Conducteur Magnétique Parfait

CST MWS: Computer Simulation Technology Micro Wave Studio

DC-SHI: Double Couches Surface Haute Impédance

DMB: Digital Multimedia Broadcasting

EBG: Electromagnetic Band Gap

FDTD: Finite Difference Time Domain

FEKO: ~~F~~Eldberechnung bei ~~K~~örpern mit beliebiger ~~O~~berfläche

FEM: Finite Element Method

FIT: Finite Integral Technique

HFSS: High Frequency Structure Simulator

MoM: Moment Method

MTM: MéTaMantériau

PEC: Perfect Electric Conductor

PMC: Perfect Magnetic Conductor

SC-SHI: Simple Couche Surface Haute Impédance

SHI : Surface Haute Impédance

TE: Transverse Electric

TEM: Transverse Electro Magnétique

TM: Transverse Magnetic

TOS: Taux d'Ondes Stationnaires

VIAS: Vertical Interconnect Access

VNA: Vector Network Analyzer

VSWR: Voltage Stationnary Wave Ratio

Notations utilisées

ε_0 : Permittivité diélectrique du vide

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide

E_t : Composante tangentielle du champ électrique

H_t : Composante tangentielle du champ magnétique

Z_s : Impédance de surface

Γ : Coefficient de réflexion

η : Impédance caractéristique du milieu

$\vec{E}$: Champ électrique

$\vec{H}$: Champ magnétique

J_s : Densité de courant de surface

$\angle \Gamma$: Phase du coefficient de réflexion

f_0 : Fréquence de résonance

$\vec{k}$: Vecteur d'onde

k_x : Nombre d'onde suivant x

k_y : Nombre d'onde suivant y

λ : Longueur d'onde

λ_g : Longueur d'onde guidée

$\vec{D}$: Induction électrique

$\vec{B}$: Induction magnétique

$\vec{J}$: Vecteur densité de courant

ρ : Densité volumique de charge électrique

ε : Permittivité diélectrique du milieu

μ : Perméabilité magnétique du milieu

σ : Conductivité électrique du milieu

$S_{21}(dB)$: Coefficient de transmission en dB

$S_{11}(dB)$: Coefficient de réflexion en dB

k_{TE} : Nombre d'onde mode TE

k_{TM} : Nombre d'onde mode TM

α : Coefficient d'affaiblissement

v_g : Vitesse de groupe

C_t : Capacité totale de la SHI

L_t : Inductance totale de la SHI

C_s : Capacité supplémentaire due au second patch inséré

Z_d : Impédance de lame diélectrique placée sur PEC

Z_g : Impédance de grille

X_d : Réactance de Z_d

X_g : Réactance de Z_g

h : Hauteur du substrat

a : Distance ruban-surface SHI

N : Nombre de cellules unité

INTRODUCTION GENERALE

Le champ électromagnétique est régi par les équations de Maxwell. D'un point de vue théorique, l'étude de la propagation d'une onde électromagnétique consiste à chercher la solution des équations de Maxwell qui est parfaitement définie lorsque nous connaissons :

- La position et la nature des sources,
- Les caractéristiques électromagnétiques du ou des milieux de propagation,
- Les conditions aux limites sur les surfaces qui limitent ou séparent ces milieux.

Les métamatériaux constituent une thématique de recherche prometteuse dans différents domaines, dont en particulier l'électromagnétisme, que ce soit pour des applications circuits (filtres, déphaseurs, etc.) ou pour des applications de rayonnement (antenne, diffraction). Ils sont des milieux constitués de structures artificielles composées d'un empilement de deux ou plusieurs réseaux d'inclusion métalliques périodiques. Le pas de périodicité des réseaux est très petit devant la longueur d'onde, ce qui permet de considérer le milieu homogène. La structure possède deux résonnances, l'une électrique et l'autre magnétique. A la résonnance électrique le matériau possède une permittivité relative effective de partie réelle négative. De même à la résonnance magnétique le matériau possède une perméabilité effective relative de partie réelle négative. La combinaison de ces deux résonnances simultanées donne un matériau à indice de réfraction négative sur une bande de fréquence relativement étroite. L'intérêt de ces nouveaux matériaux est très grand pour l'électromagnétisme et les applications possibles sont nombreuses.

Les métamatériaux, dit également matériau main gauche ou à indice de réfraction négatif ont été proposés en premier lieu par Victor Veselago en 1968. Depuis leur apparition, on trouve des études de plus en plus nombreuses sur les applications en électromagnétisme, par exemple, l'association des métamatériaux avec des filtres microruban, avec des circuits en technologie MMIC, avec des circuits absorbants, avec des guides d'ondes et d'antennes. Un des enjeux majeurs dans les applications des antennes est notamment la miniaturisation de leurs dimensions globales.

Parmi les métamatériaux utilisés on trouve les surfaces hautes impédances (SHI) qui ont été étudiées pour la première fois par D.F.Sievenpiper en 1999 ; l'objectif de ces études était de présenter une bande de fréquence où l'impédance de surface est très élevée. Le courant d'antenne et son image sur la surface haute impédance sont en phase et la surface agit comme un mur magnétique. L'onde incidente est totalement réfléchiée sans changement de phase. Cette propriété est utilisée pour placer l'élément rayonnant très proche de la SHI. De plus, aux basses fréquences le gain en dimension est significatif et on peut donc rendre les antennes compactes. En outre, dans cette même

bande dite interdite, les ondes de surface sont supprimées. Cette seconde propriété est utilisée pour réduire le couplage électromagnétique et donc des perturbations électromagnétiques.

Les surfaces hautes impédances présentent donc deux propriétés originales :

- réfléchir les ondes incidentes sans déphasage.
- minimiser la propagation des ondes de surface.

Ces caractéristiques sont très utiles car elles permettent respectivement de diminuer l'épaisseur des antennes directives en technologie planaire donc d'obtenir des antennes compactes et de réduire le couplage indésirable entre éléments de réseau.

Notre premier objectif, tout au long de ces travaux de recherche, est d'abord d'utiliser les métamatériaux et en particulier les surfaces haute impédance (SHI) dans la conception des dispositifs associés avec une antenne compacte fonctionnant en bande L.

La bande $L(1-2)GHz$ est utilisée actuellement pour les services militaires, télécommunications, télémessures, radar numérique terrestre en DMB (Digital Multimedia Broadcasting), radioastronomie, radar météorologie et aussi pour les communications avec l'aviation civile dans les bandes $[1.215-1.240]GHz$; $[1.30-1.40]GHz$ et $[1.559-1.626]GHz$.

Ceci se fait en passant par une étude des différents motifs de SHI dans la littérature. Les gros avantages de la double-couche SHI décalées (DC-SHI) type « champignon » avec vias choisies sont sa compacité et sa large bande passante.

Les techniques de modélisation analytique : méthode du circuit équivalent, méthode des lignes de transmission, méthode des ondes de surface utilisant soit un circuit électrique équivalent ou la détermination du diagramme de dispersion sont largement exploitées dans ce travail.

La méthode de la ligne de transmission permet de déterminer la phase du coefficient de réflexion et l'impédance de surface de la structure pour une onde électromagnétique arrivant avec un angle d'incidence θ arbitraire.

La méthode du circuit équivalent permet de modéliser le comportement à la fréquence de résonance de la structure. Nous étudions également le comportement en fréquence d'une antenne type ruban placée très proche de la SHI. La distance entre l'élément rayonnant et la SHI est de l'ordre de $\lambda/40$.

Nous analysons les structures en utilisant les simulateurs électromagnétiques (HFSS, FEKO, CST MWS) et par leurs caractérisations expérimentales.

Notre second objectif est d'étudier, concevoir, optimiser et caractériser une antenne type « piste ruban » à base de métamatériaux en bande L autour de $f_0 = 1.3\text{GHz}$ avec le maximum de compacité et la plus grande largeur de bande. La largeur de bande est définie par la bande de fréquence où l'antenne rayonne de façon efficace. De plus, une antenne de type « sabre » composée de deux antennes monopôles placées de part et d'autre d'un fin matériel composite est à considérer.

Cette thèse débute par le premier chapitre qui présente une synthèse bibliographique sur les réflecteurs d'antennes et qui sert d'introduction aux surfaces hautes impédances SHI. Nous décrivons la cavité absorbante, le plan de masse métallique parfaitement conducteur (PEC) et le conducteur magnétique parfait (PMC). Ce dernier possède des propriétés de réflexion en phase intéressantes mais n'existe pas dans la nature. Cependant grâce aux métamatériaux, nous pouvons obtenir ces propriétés dans une certaine bande de fréquence de façon artificielle. A la fin de ce chapitre, nous discutons des différentes applications de ces structures SHI. Nous rappelons les équations de Maxwell sous forme intégrale ainsi que la technique de l'intégration finie FIT qui est une méthode numérique permettant leurs résolutions et utilisée dans le CST MWS. Nous finissons par la description des principaux simulateurs que sont le HFSS, le CST MWS et le FEKO.

Dans le second chapitre, nous nous intéressons à la suppression des ondes de surface par les SHI. Nous présentons leurs diagrammes de dispersion analytiquement et numériquement. Le coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ caractérise la bande interdite de la SHI et est déterminée par la méthode de la ligne suspendue et par la méthode quasi-TEM du guide d'onde. Les cellules carrées simple-couche (SL-SHI), double-couches superposées (DL-SHI) et double-couches (DL-SHI) décalées de type « champignon » ont été choisies et analysées numériquement par le simulateur CST MWS.

Le troisième chapitre présente les caractéristiques de réflexion en phase des SHI où nous établissons l'expression du coefficient de réflexion analytiquement. Le modèle de la ligne de transmission pour ondes planes, plus précis que le modèle du circuit résonnant, est entièrement décrit. La phase du coefficient de réflexion est aussi obtenue numériquement en précisant toutes les étapes de simulation. Enfin, une étude paramétrique en fonction des principales grandeurs des SHI est effectuée. Les résultats issus de cette étude seront pris comme guide de conception des structures SHI.

Le quatrième chapitre présente la combinaison de chacune des surfaces haute impédance (SHI) simple-couche, puis double-couches superposées et enfin double-couches décalées avec une antenne type « piste ruban ». La distance entre le monopôle et la SHI est optimisée pour réaliser une structure compacte. La réalisation des maquettes et les différentes mesures nous ont permis de valider les résultats obtenus par simulation numérique. La comparaison de la structure DC-SHI décalées que nous choisissons est comparée à la structure monocouche SC-SHI et au plan de masse PEC. Pour chaque cas, nous donnons le coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ en fonction de la fréquence et le diagramme de rayonnement dans les plans E et H. Une étude paramétrique considérant la position de l'alimentation, la longueur du ruban et le nombre de cellules est effectuée. Le réseau constitué de deux antennes type piste ruban à base d'une structure métamatériau double-couche décalées DC-SHI forme ce qu'on appelle l'antenne type « sabre » que nous présentons pour la première fois. Cette antenne est caractérisée expérimentalement et numériquement avec le CST MWS.

Nous finirons enfin par une conclusion générale en donnant les perspectives à ces travaux de thèse.

CHAPITRE I ETAT DE L'ART DE REFLECTEURS D'ANTENNES

Introduction

Pour des raisons de compatibilité électromagnétique et parce que l'antenne est un élément rayonnant par excellence, elle ne doit pas perturber les systèmes placés dans son voisinage. Elle est donc généralement conçue pour rayonner dans un demi-espace. Pour transformer son rayonnement bidirectionnel en un rayonnement unidirectionnel, l'antenne est munie d'un plan de masse réflecteur. De plus, ce dernier permet à l'antenne d'être alimentée en courant et à être intégrée dans le circuit global comme un simple composant. Cependant, le plan de masse peut générer des interférences indésirables avec l'antenne liées au rayonnement dit « arrière » de l'antenne. Il peut aussi augmenter le volume total de l'antenne et réduire la bande passante de travail. Dans ce chapitre, nous allons présenter les notions d'impédance d'onde et d'impédance de surface qui permettent de caractériser respectivement un milieu de propagation de façon générale et une surface en particulier[1-4]. Nous arriverons aux plans réflecteurs artificiels ou métamatériaux ou encore surfaces à haute impédance (SHI) qui sont notre centre d'intérêt, en passant par les plans de masse réflecteurs conducteurs électriques parfaits (PEC) et conducteurs magnétiques parfaits (PMC)[5]. Nous présenterons les principales applications des métamatériaux dans le domaine des antennes. Nous rappellerons les équations de Maxwell sous forme intégrale ainsi que la technique de l'intégration finie (FIT) qui est une méthode numérique permettant leurs résolutions. Nous finirons par la description du simulateur Computer Simulation Technology Micro-Wave Studio (CST MWS) basé sur cette technique et avec lequel nous effectuerons tout le travail numérique.

I-1 Notion d'impédance de surface et théorie des images

L'onde réfléchi par une surface peut être décrite par la notion d'impédance de surface [1-4]. L'impédance de surface d'une surface réfléchissante est définie par le rapport entre des composantes tangentielles des champs électrique et magnétique à la surface du réflecteur. Nous avons :

$$Z_s = \frac{E_t}{H_t} \quad (I-1)$$

où Z_s est l'impédance de surface du réflecteur

E_t est la composante tangentielle du champ électrique à la surface du réflecteur

H_t est la composante tangentielle du champ magnétique à la surface du réflecteur

Nous déduisons une grandeur fondamentale, caractéristique de la surface réfléchissante, qui est le coefficient de réflexion en champ électrique. Pour une onde plane et une incidence normale, il est donné par :

$$\Gamma = \frac{E_t \text{ réfléchi à la surface}}{E_t \text{ incident à la surface}} = \frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \quad (I - 2)$$

où $\eta = 120\pi \Omega \approx 377 \Omega$ est l'impédance caractéristique du vide en champ lointain.

Un autre concept permettant de considérer les courants au voisinage d'un plan de masse réflecteur est la théorie des images [5-7]. Elle permet de remplacer, seulement dans le demi-plan de l'espace contenant les courants réels, l'ensemble constitué des courants réels et le plan réflecteur par les courants réels et les courants fictifs symétriques appelés courants « images » comme le montre la figure I-1.

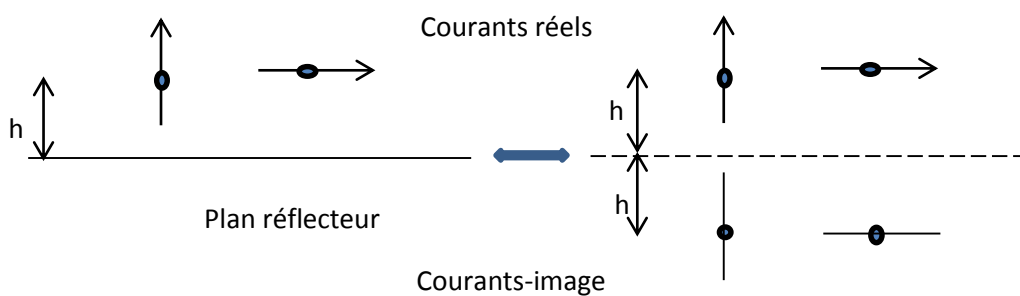


Figure I-1 Théorie des images [5]

Le sens des courants-image dépend de la nature du plan réflecteur.

I-2 Antenne à proximité d'une cavité absorbante

Une solution traditionnellement admise consiste à maximiser l'absorption du rayonnement arrière dans le but d'annuler le rayonnement arrière réfléchi comme le montre la figure I-2. Il ne restera donc que le rayonnement avant.

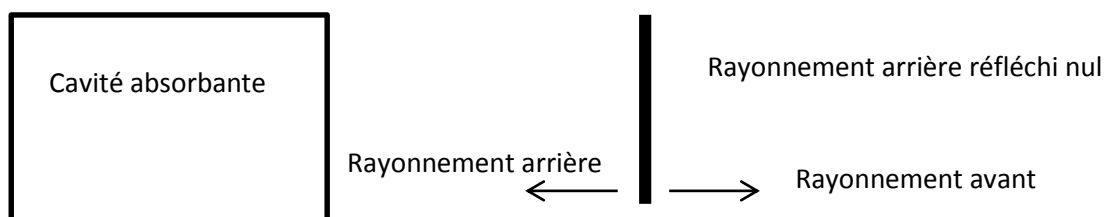


Figure I-2 Cavité absorbante/ rayonnement avant/rayonnement arrière

Le coefficient de réflexion de la cavité absorbante est nul et son impédance de surface est égale à l'impédance caractéristique du vide η . Dans cette situation, il n'y a pas d'interférences. Néanmoins, les pertes en puissance sont importantes puisque tout le rayonnement arrière, soit la moitié de la puissance rayonnée, est inexploitée. Notons aussi que la masse et le volume de la cavité absorbante augmentent rapidement pour les basses fréquences.

I-3 Antenne à proximité d'un réflecteur métallique

Une deuxième solution consiste à rediriger le rayonnement arrière vers l'avant en utilisant un plan réflecteur métallique assimilé à un conducteur électrique parfait infini PEC. A la surface du plan réflecteur infini PEC, le champ électrique lui est normal tandis que le champ magnétique est tangentiel à cette surface ainsi que la densité de courant. La composante tangentielle du champ électrique est nulle. Mathématiquement ces conditions aux limites se traduisent par :

$$\vec{n} \wedge \vec{E} = \vec{0} \quad (I-3)$$

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{J}_s \quad (I-4)$$

$$E_{t\text{totale}} = E_{t\text{incident}} + E_{t\text{réfléchi}} = 0 \quad (I-5)$$

$$E_{t\text{réfléchi}} = -E_{t\text{incident}} \quad (I-6)$$

Le champ électrique réfléchi est déphasé de 180° par rapport au champ électrique incident. Ces deux grandeurs sont en opposition de phase.

Le coefficient de réflexion en champ électrique Γ pour un conducteur PEC est donc égal à :

$$\Gamma = \frac{E_{t\text{réfléchi}}}{E_{t\text{incident}}} = -1 \quad (I-7)$$

L'impédance de surface Z_s présentée par un plan de masse réflecteur PEC est telle que

$$Z_s \ll \eta \quad (I-8)$$

Où $\eta = 120\pi \Omega \approx 377 \Omega$ est l'impédance d'onde du vide en champ lointain.

Considérons maintenant l'antenne en présence d'un plan réflecteur PEC. Lorsque la distance les séparant est petite devant la longueur d'onde, l'antenne est « court-circuitée » et son rayonnement est détérioré. Des interférences destructives entre le rayonnement arrière réfléchi et le rayonnement avant ont lieu comme le montre la figure I-3-a.

Pour obtenir le rayonnement arrière réfléchi en phase avec le rayonnement avant, c'est-à-dire avoir des interférences constructives, nous devons lui faire subir encore un autre déphasage de 180° , par un autre moyen quelconque. C'est le cas lorsque nous plaçons l'antenne à une distance égale au quart de la longueur d'onde de travail du plan de masse réflecteur PEC. En effet, l'onde parcourt une distance égale au quart de la longueur en un quart de la période, ce qui entraîne un déphasage $\Delta\varphi$ exprimé en radians, donné par :

$$\Delta\varphi = \omega\Delta t = \frac{2\pi}{T} \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2} \quad (I-9)$$

Le déphasage total $(\Delta\varphi)_t$ en radians, entre le rayonnement arrière réfléchi et le rayonnement avant est alors égal à :

$$(\Delta\varphi)_t = \underbrace{\frac{\pi}{2}}_{\text{déphasage aller}} + \underbrace{\pi}_{\text{déphasage PEC}} + \underbrace{\frac{\pi}{2}}_{\text{déphasage retour}} = 2\pi \quad (I-10)$$

Les interférences entre les rayonnements émis par l'antenne deviennent alors constructives comme le montre la figure I-3-b. Le gain est alors augmenté de 3dB par rapport au cas précédent.

Le principal inconvénient de cette solution est que la distance h séparant l'antenne du plan de masse doit être égale au quart de la longueur d'onde. Pour les antennes compactes, cette distance peut ne pas être acceptable surtout pour les fréquences relativement basses.

La bande passante de l'antenne sera aussi limitée si les longueurs d'onde des signaux émis diffèrent de beaucoup de cette valeur moyenne de $4h$. En effet, le rayonnement de l'antenne est perturbé lorsque nous considérons par exemple, une fréquence telle que la hauteur h soit égale à sa demi-longueur d'onde correspondante car le rayonnement arrière réfléchi par le plan réflecteur sera en opposition de phase avec le rayonnement avant.

Un autre inconvénient est que les réflecteurs métalliques supportent des courants de surface appelés aussi ondes de surface. Ces ondes électromagnétiques restent localisées à l'interface entre le métal et le milieu diélectrique. Elles se propagent le long du plan de masse. Comme en pratique ce

dernier est de dimensions finies, ces courants rayonnent par effet de bord et dégradent les performances de l'antenne comme le montre la figure I-4 [8].

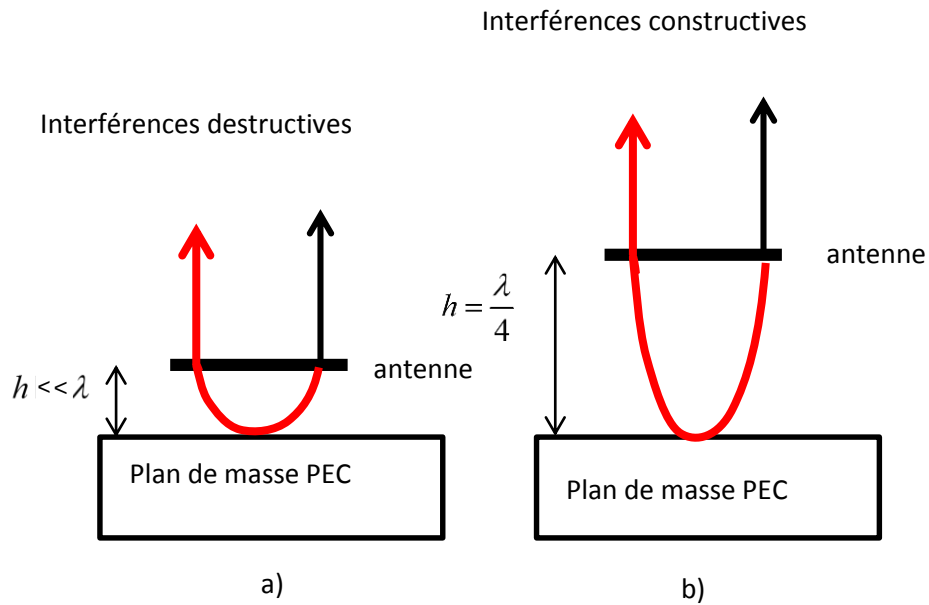


Figure I-3 Plan de masse PEC a) hauteur $h \ll \lambda$ b) hauteur $h = \frac{\lambda}{4}$

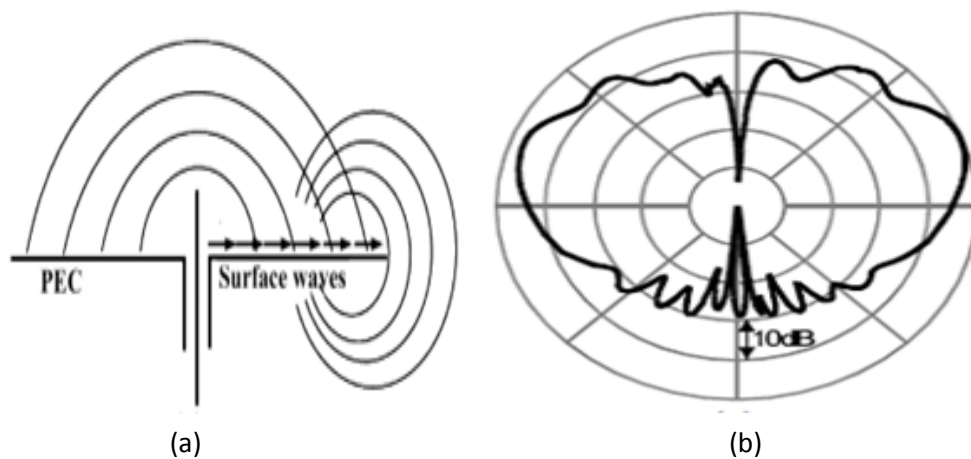


Figure I-4 a) onde de surface b) diagramme de rayonnement dégradé [8]

De plus les courants de surface vont aussi rayonner au-delà du côté arrière du réflecteur réduisant ainsi le rapport avant-arrière. Si maintenant plusieurs antennes partagent le même plan de masse pour former un réseau, les courants de surface en plus du couplage dans l'espace libre, causeront un couplage mutuel indésirable entre elles [9].

I- 4 Antenne à proximité d'un réflecteur magnétique

Une autre solution consistant à récupérer le rayonnement arrière tout en minimisant les inconvénients du plan de masse réflecteur PEC est l'utilisation d'un conducteur magnétique parfait (PMC). En effet un PMC présente des conditions aux limites différentes de celles d'un PEC ; le champ magnétique est normal à la surface et le champ électrique est tangentiel à la surface, autrement dit la composante tangentielle du champ magnétique et la composante normale du champ électrique sont nulles à la surface d'un conducteur magnétique parfait PMC. Nous pouvons traduire mathématiquement ces conditions aux limites par :

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{0} \quad (I-11)$$

$$\vec{n} \wedge \vec{E} = -\vec{M}_s \quad (I-12)$$

où $\vec{M}_s$ est la densité surfacique de courant magnétique.

A l'inverse du PEC, le PMC génère un courant image en phase avec le courant réel lorsqu'une antenne horizontale est placée au-dessus de ce PMC. Ce courant image va donc renforcer l'effet du courant dans l'antenne et par conséquent le rendement de l'antenne. Comme la composante tangentielle du champ magnétique est nulle, l'impédance de surface d'un PMC est très grande devant l'impédance d'onde du vide et le coefficient de réflexion est égal à l'unité ; mathématiquement nous avons :

$$Z_s \gg \eta \quad (I-13)$$

$$\Gamma = +1 \quad (I-14)$$

L'onde réfléchiée par le PMC étant en phase avec l'onde incidente, elles vont se combiner de façon constructive. L'onde incidente ne subissant pas de déphasage supplémentaire dû à la présence du réflecteur PMC, la distance optimale du quart de la longueur d'onde n'est plus nécessaire. En effet, ce matériau nous permet de positionner l'antenne très proche du plan réflecteur réduisant ainsi de façon significative l'épaisseur globale de l'antenne comme le montre la figure I-5. De plus, cette distance n'étant pas fixée pour une longueur d'onde particulière, l'utilisation du PMC permet un

fonctionnement large bande. Enfin, comme indiqué par l'équation (I-11), un PMC présente l'avantage de ne pas supporter de courant de surface.

Cependant, de telles surfaces conductrices magnétiques n'existent pas dans la nature mais de récents travaux ont montré qu'il est possible de réaliser ce comportement de conducteur magnétique parfait, au moins dans une bande de fréquence restreinte. Ces matériaux portent le nom de conducteur magnétique artificiel (AMC) et comme leur impédance de surface est très haute, on les appelle aussi surface à haute impédance (SHI) [8]. Ils portent enfin le nom de métamatériaux car ils possèdent des propriétés originales, inexistantes dans la nature, d'où le préfixe « méta » signifiant au-delà [10,11].

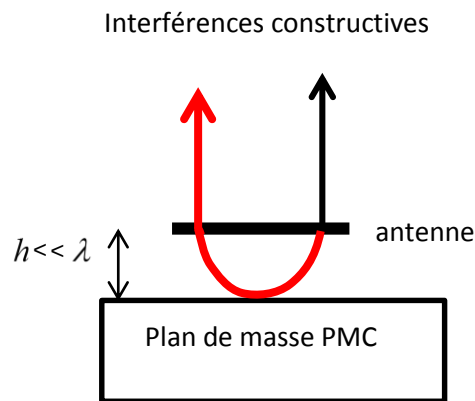


Figure I-5 Plan de masse PMC

I- 5 Classification des plans réflecteurs SHI

I-5-1 Concept de conducteur magnétique artificiel AMC

Un AMC ou une SHI est la réalisation pratique d'un PMC dans une bande de fréquence donnée [12]. Il traduit le comportement de la structure vis-à-vis d'une onde incidente. Un AMC est caractérisé par la phase de son coefficient de réflexion qui représente la différence des phases des champs électriques réfléchi et incident à la surface du réflecteur AMC. Elle est donnée par [13]:

$$\angle \Gamma = \text{Im} \left[\text{Ln} \left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \right) \right] \quad (I - 15)$$

La figure I-6 montre la phase du coefficient de réflexion type d'une SHI en fonction de la fréquence lorsque le réflecteur AMC est illuminé par une onde que l'on suppose plane et d'incidence normale.

La fréquence f_0 correspondant à la phase du coefficient de réflexion nulle, est appelée fréquence de résonance. Le critère assurant des interférences constructives généralement admis pour définir ce qu'on appelle la bande interdite ou bandgap de l'AMC est [8,12]:

$$-\frac{\pi}{2} \leq \angle \Gamma \leq \frac{\pi}{2} \quad (I-16)$$

En dehors de cette bande de fréquences le réflecteur se comporte comme un réflecteur PEC.

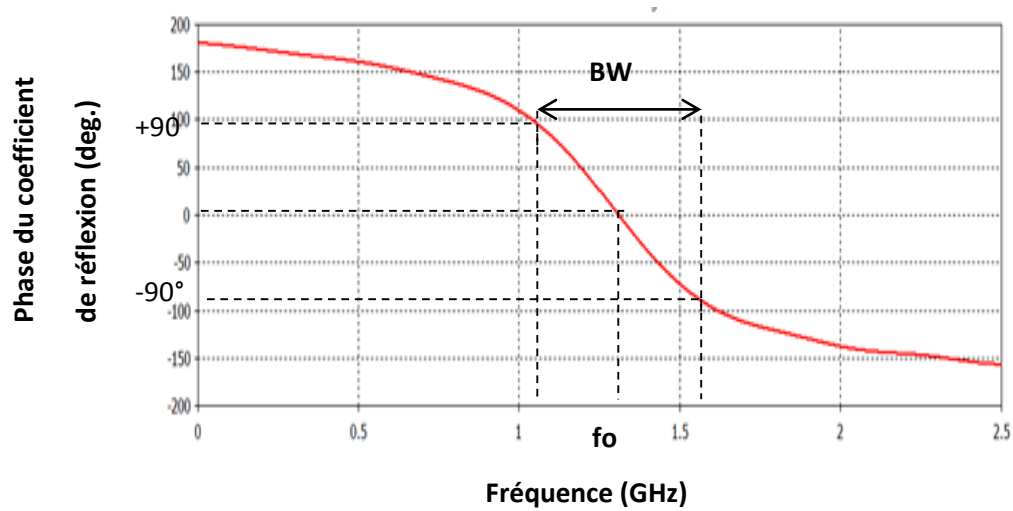


Figure I-6 Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

I-5-2 Matériaux à bande interdite électromagnétique

L'ensemble des modes que peut supporter la structure est déterminé par le tracé du diagramme de dispersion. Il présente la variation du vecteur d'onde $\vec{k}$ en fonction de la fréquence dans une direction de propagation donnée. L'utilisation des symétries permet de réduire l'étude à ce qu'on appelle la première zone de Brillouin irréductible [14]. Pour une structure présentant une maille carrée et une période P , cette zone se ramène à un triangle rectangle isocèle dont les sommets sont :

$$\Gamma(k_x = 0; k_y = 0) \quad ; \quad X(k_x = \frac{\pi}{P}; k_y = 0) \quad ; \quad M(k_x = \frac{\pi}{P}; k_y = \frac{\pi}{P}) \quad (I-17)$$

La figure I-7 montre un exemple de diagramme de dispersion de la structure SHI monocouche carrée de Sievenpiper que nous avons obtenu par simulation avec CST MWS et Matlab. Nous avons pris les dimensions de [15]. La bande interdite est la bande de fréquences dans laquelle la structure interdit

toute propagation des ondes électromagnétiques. Ces structures portent le nom de structure à Bande Interdite Electromagnétique BIE ou EBG [10]. Le caractère bande interdite électromagnétique est utilisé pour réduire les couplages électromagnétiques par la suppression des ondes de surface (courants de surface) [8]. Pour certaines structures la bande interdite électromagnétique est le plus souvent distincte de la bande AMC.

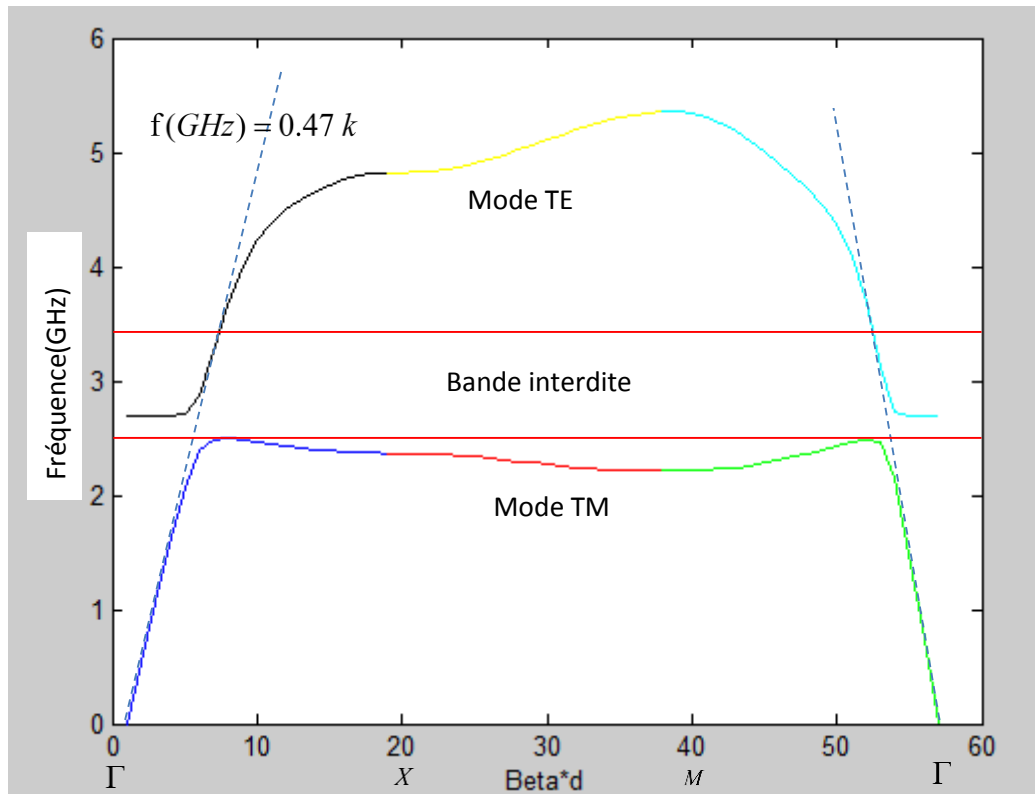


Figure I-7 Diagramme de dispersion type d'une structure SHI

I-6 Structure SHI type « champignon » de Sievenpiper

Un exemple de structure présentant un comportement AMC et un caractère BIE (EBG) est la structure « champignon » de Sievenpiper [8,12]. Elle a été introduite par Sievenpiper en 1999 [8]. Nous la considérerons de façon plus complète dans les chapitres suivants car elle est prise comme référence dans notre travail. Pour les applications antennaires, nous avons besoin simultanément des deux propriétés précédentes. Cette structure est constituée d'un réseau de motifs métalliques imprimés sur un substrat diélectrique et reliés au plan de masse par des trous métallisés appelés vias. La figure I-8 montre sa composition. Le comportement AMC est dû au réseau périodique des

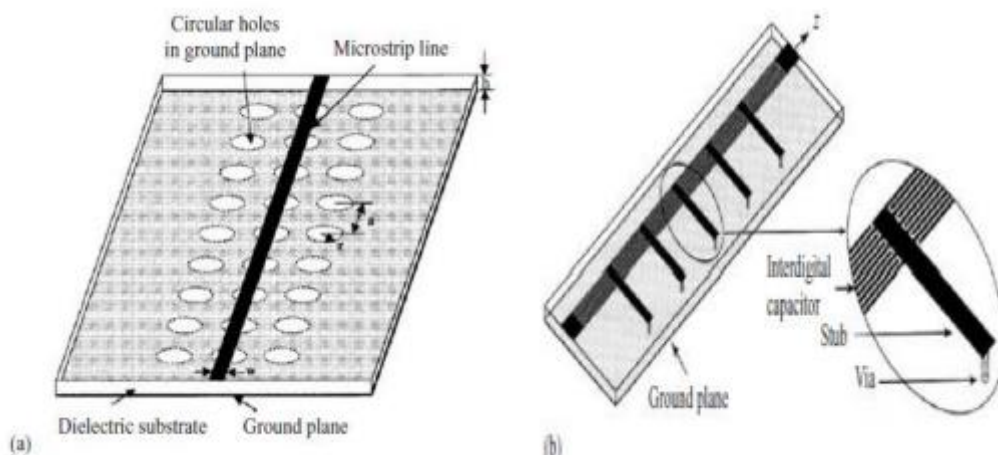
motifs (patches) métalliques. Le comportement EBG est lié à la présence des vias équivalents à un réseau de fils métalliques dans le diélectrique. Notons que ces structures sont classées en trois catégories :

- 1D : structures unidimensionnelles (ligne de transmission)[16]
- 2D : structures bidimensionnelles [8]
- 3D : structures volumiques [8]

comme le montre la figure I-9. Nous nous intéressons particulièrement aux structures SHI 2D qui ont l'avantage de faible encombrement, de masse légère, de coût de fabrication faible et sont largement utilisées dans le domaine des antennes.



Figure I-8 Structure « champignon » de Sievenpiper [8]



a)

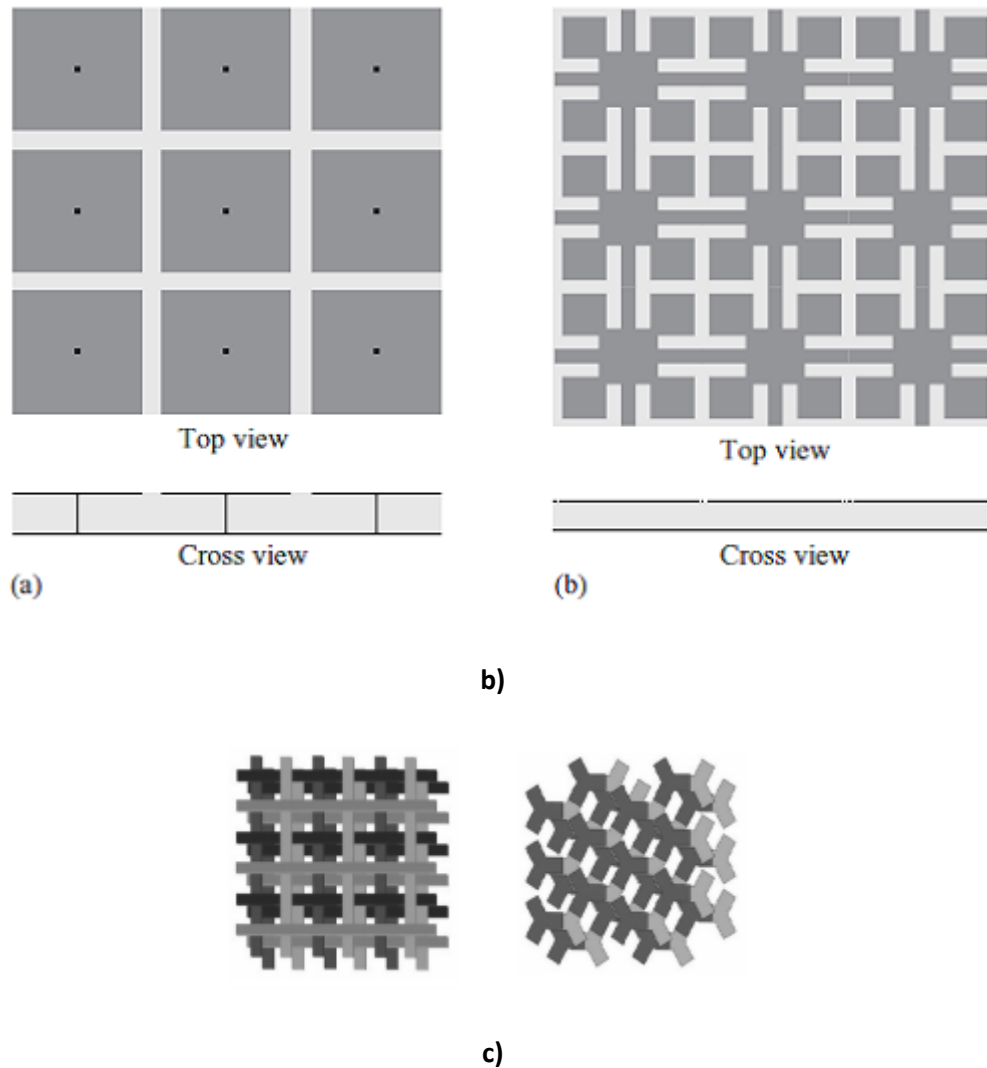


Figure I-9 Topologie des structures SHI a) 1-D b) 2-D c) 3-D [8,15]

I-7 Applications aux antennes

I-7-1 Comparaison des plans de masse PEC, PMC et structure SHI

Rahmatt Samii et Fan Yang [17] ont présenté une comparaison des différents plans de masse PEC, PMC et SHI utilisés comme plan réflecteur d'une antenne dipôle. Dans les trois cas l'antenne est placée à la même hauteur du plan de masse pour faire la comparaison. Cette hauteur est généralement très inférieure à la longueur d'onde ; elle est fixée ici à $0.02\lambda_{12GHz}$. Pour obtenir une configuration d'antenne compacte l'antenne est placée horizontalement. La longueur du dipôle est égale à $0.4\lambda_{12GHz}$. La figure I-10 donne les résultats obtenus par simulation avec le simulateur commercial CST MWS du module du coefficient de réflexion. L'impédance d'entrée de l'antenne est adaptée à une ligne de transmission de 50Ω .

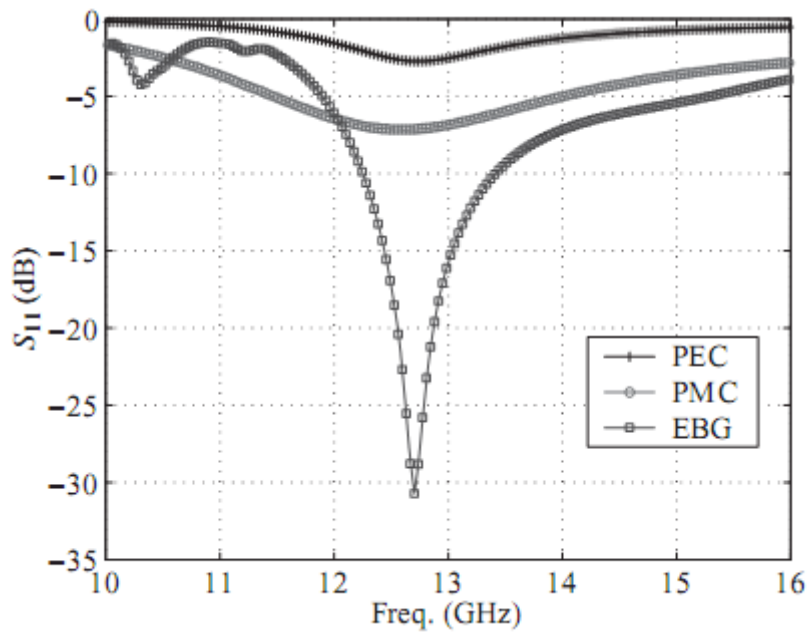


Figure I-10 Coefficient de réflexion S_{11} (dB) au-dessus des plans de masse PEC, PMC et SHI [8,17]

Dans le cas d'un PEC, S_{11} (dB) est le plus faible. La raison est que la phase du coefficient de réflexion est de 180° et le courant image est de sens opposé. Ce courant image de sens opposé annule le rayonnement du dipôle donnant un faible coefficient de réflexion S_{11} (dB).

Dans le cas du plan de masse PMC, qui a une phase du coefficient de réflexion de 0° , une amélioration comparée au plan de masse PEC est obtenue. Cependant, elle n'est pas suffisante à cause du fort couplage mutuel entre le courant image et le dipôle dû à leur position proche. Donc l'impédance d'entrée du dipôle est différente de l'impédance adaptée du dipôle en espace libre. Par conséquent, il ne peut pas directement bien s'adapter à une ligne de transmission 50Ω . On peut aussi utiliser un transformateur d'impédance pour obtenir une bonne adaptation mais ceci augmenterait la complexité de fabrication de l'antenne. De plus, la surface PMC est une surface idéale qui n'existe pas dans la nature.

La meilleure adaptation est obtenue par l'antenne dipôle au-dessus d'un plan de masse SHI. La phase du coefficient de réflexion varie de $+180^\circ$ à -180° en fonction de la fréquence. Dans une certaine bande de fréquence, la surface SHI sert de plan de masse de façon effective pour des dipôles compacts de telle sorte qu'ils puissent rayonner efficacement.

La figure I-10 décrit l'histoire du succès des structures SHI pour des applications antennaires filaires compactes où un dipôle horizontal peut être placé à une hauteur de quelques pourcents de la longueur d'onde au-dessus d'une surface SHI pour obtenir une bonne adaptation d'impédance au

lieu d'environ de 25% (ou $\lambda/4$) dans le cas où le dipôle est placé au-dessus d'un plan de masse métallique [17].

D'un point de vue efficacité de calcul, il est reporté dans Fan Yang et Yahya Rahmat Samii [12] que les propriétés de réflexion de la structure SHI peuvent être utilisées comme moyen afin d'identifier la bande de fréquence de fonctionnement d'une antenne dipôle au-dessus d'une structure EBG. La gamme de fréquence qui correspond à la phase du coefficient de réflexion quadratique ($90^\circ \pm 45^\circ$) est très proche de la bande de fréquence de fonctionnement du dipôle [12, 18,19].

I-7-2 Application aux antennes filaires

Plusieurs travaux sont consacrés à améliorer les performances de l'antenne filaire en utilisant les surfaces à haute impédance SHI [20,21]. La figure I-11 présente une antenne spirale à base de métamatériaux réalisée par l'équipe de Rahmat Samii et ses collègues [22,23]. Par rapport à une antenne conventionnelle, les performances de cette antenne à base de métamatériaux sont améliorées. L'adaptation de cette antenne est plus facile à réaliser par rapport au cas de l'antenne spirale conventionnelle. Dans cette expérience, l'antenne spirale à base de SHI a une adaptation inférieure à -12dB dans l'intervalle 6-8.5 GHz. Il faut noter que dans le cas conventionnel, dans cette bande de fréquence l'antenne n'est pas adaptée.

I-7-3 Application aux antennes patch

La dégradation du rayonnement de l'antenne patch est souvent due à la présence d'ondes qui se propagent à la surface du circuit où l'antenne est placée. Ces ondes sont également à l'origine du couplage parasite rencontré dans les patchs placés en réseau. En utilisant les structures SHI, une suppression efficace des ondes de surface est obtenue, le gain est amélioré et les niveaux des lobes secondaires diminués [24].

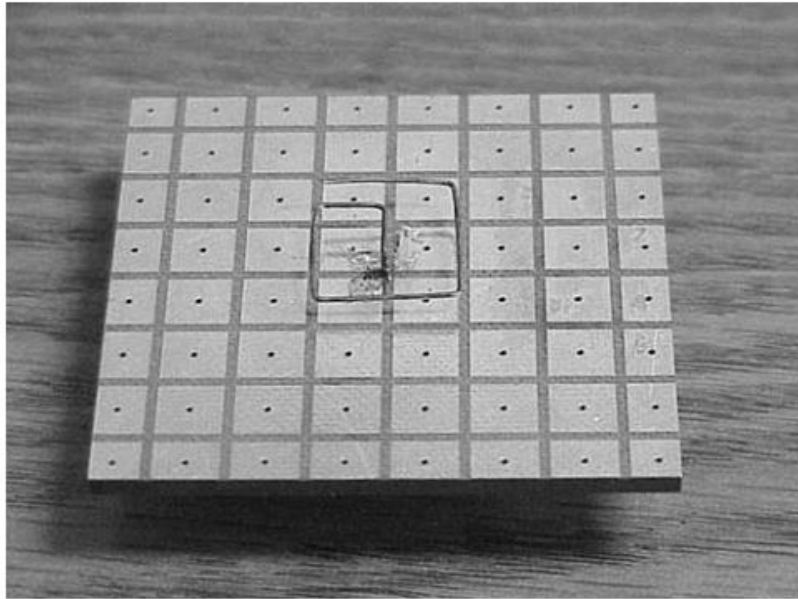


Figure I-11 Antenne spirale à base de surface haute impédance SHI [22]

I-8 Application à la réduction des perturbations électromagnétiques

Dans ce paragraphe, nous appliquons les surfaces haute impédance SHI pour améliorer le découplage entre les antennes microrubans [25-28]. Ces structures sont insérées entre les éléments d'antennes ou de réseaux d'antennes voisins, sur le même substrat et à égale distance des éléments rayonnants comme le montre la figure I-12.

Plusieurs études par simulation ont été réalisées pour analyser l'effet de certains paramètres sur le découplage. Il s'agit de la distance d entre antennes, de la forme géométrique des motifs SHI, du nombre de cellules composant la SHI et enfin de la SHI elle-même ayant une structure « champignon » avec vias ou sans vias [25,29-31]. L'analyse du couplage est faite dans les deux directions du rayonnement E et H.

De ces études nous déduisons, à la fréquence de résonance, que la structure à cellules carrées présente une réduction de 12 dB dans le plan E et de 7 dB dans le plan H par rapport au cas conventionnel sans SHI. Nous confirmons, d'autre part, que les structures sans vias sont peu efficaces pour supprimer les ondes de surfaces car elles ne possèdent pas de bande interdite électromagnétique ou bandgap. Nous concluons que l'utilisation des SHI rend possible la réduction du couplage mutuel et donc des perturbations électromagnétiques entre antennes (circuits) intégrées.

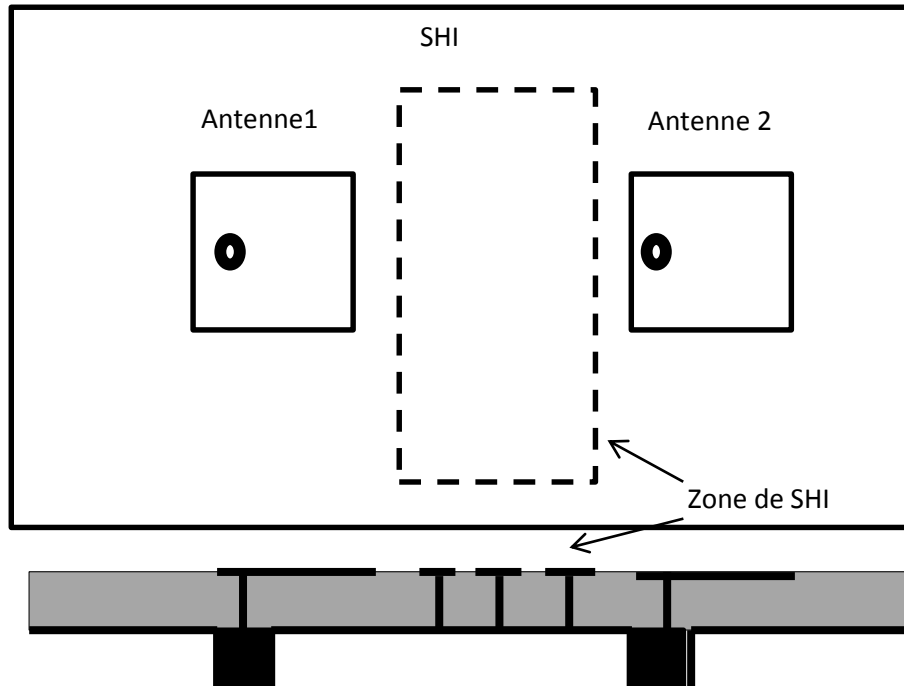


Figure I-12 Découplage entre deux antennes patchs avec une SHI [25,29-31]

I-9 Simulateurs utilisés

Durant ce travail, nous nous sommes initiés à plusieurs simulateurs électromagnétiques dont les principaux sont le CST MWS, le HFSS et le FEKO [31-35]. Ils résolvent tous les équations de Maxwell mais avec une méthode numérique spécifique. Le CST MWS utilise la technique de l'intégration finie (FIT) qui est une généralisation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), le HFSS celle des éléments finis (FEM) et le FEKO, la méthode des moments (MoM) [35-43].

Dans ce paragraphe, nous rappellerons les équations de Maxwell sous forme intégrale et sous forme locale. La forme intégrale est celle utilisée par le CST MWS et la seconde par le HFSS et le FEKO. Ensuite nous présenterons brièvement ces différents simulateurs eux-mêmes.

I-9-1 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell régissent tous les problèmes d'électromagnétisme. Ces équations ont été établies par James Clerk Maxwell au siècle dernier (1876) ; elles sont les lois de l'électromagnétisme classique et sont considérées comme des postulats de base de cette théorie. Nous avons quatre équations de Maxwell. En présence de charges et de courants, le champ électromagnétique $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{D}, \vec{B})$ satisfait aux équations de Maxwell sous forme intégrale suivantes [5-7] :

$$\oint_{(C)} \vec{E} \cdot d\vec{l} = \iint_{(S)} -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S} \quad \text{Equation de Maxwell – Faraday} \quad (I-18)$$

$$\oint_{(C)} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_{(S)} (\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}) \cdot d\vec{S} \quad \text{Equation de Maxwell – Ampère} \quad (I-19)$$

$$\iiint_{(\Sigma)} \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_{(\tau)} \rho d\tau \quad \text{Equation de Maxwell – Gauss – électrique} \quad (I-20)$$

$$\iiint_{(\Sigma)} \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad \text{Equation de Maxwell – Gauss – magnétique} \quad (I-21)$$

où :

$\vec{E}$ est le champ électrique en $(\frac{V}{m})$

$\vec{H}$ est le champ magnétique en $(\frac{A}{m})$

$\vec{D}$ est l'induction électrique en $(\frac{C}{m^2})$

$\vec{B}$ est l'induction magnétique en (Tesla)

$\vec{J}$ est la densité de courant en $(\frac{A}{m^2})$

ρ est la densité de charge en $(\frac{C}{m^3})$

Les équations de Maxwell sous forme locale, c'est-à-dire les équations que doit vérifier le champ électromagnétique en un point M de l'espace et à l'instant t sont :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Equation de Maxwell – Faraday} \quad (I-22)$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{Equation de Maxwell – Ampère} \quad (I-23)$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho \quad \text{Equation de Maxwell – Gauss – électrique} \quad (I-24)$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad \text{Equation de Maxwell – Gauss – magnétique} \quad (I - 25)$$

Pour aboutir à cette forme d'écriture, nous avons utilisé les définitions du rotationnel et de la divergence d'un vecteur.

Ces quatre équations doivent être complétées par les équations dites constitutives du milieu suivantes :

$$\vec{D} = \varepsilon(M, \omega)\vec{E} \quad (I - 26)$$

$$\vec{B} = \mu(M, \omega)\vec{H} \quad (I - 27)$$

$$\vec{J} = \sigma(M, \omega)\vec{E} \quad (I - 26)$$

où la permittivité $\varepsilon(M, \omega)$, la perméabilité $\mu(M, \omega)$ et la conductivité $\sigma(M, \omega)$ sont des fonctions complexes de la fréquence, de l'espace et de la température.

La spécification des conditions initiales et aux limites auxquelles sont soumises ces équations permet de déterminer la nature des champs pouvant se propager dans le milieu considéré [1-3].

I-9-2 Simulateurs considérés

Les figures I-13 à I-15 montrent les interfaces respectives des simulateurs HFSS, FEKO et le CST MWS. Nous remarquons un certain travail commun dans tous ces logiciels consistant d'abord à dessiner la forme géométrique de la structure à simuler en précisant ses propriétés physiques et électriques. Ensuite nous devons préciser les excitations et les conditions aux limites. Les problèmes ouverts (infinis) sont pris en compte par ce qu'on appelle « espace environnant » où des conditions aux limites spécifiques sont utilisées. Enfin nous indiquons les résultats désirés tels que les paramètres S, le diagramme de rayonnement d'une antenne, soit avant et/ou après le lancement de la simulation. Une comparaison brève montre que le HFSS est plus efficace pour les simulations dans des bandes de fréquences étroites mais présente des temps de calcul longs et nécessite des mémoires importantes. Quant au CST MWS, il présente des temps de calcul courts mais sa discrétisation se fait avec un maillage rectiligne qui est difficile pour les structures complexes. Pour notre travail de simulation qui consiste essentiellement à déterminer la phase du coefficient de réflexion, le diagramme de dispersion des SHI, du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement de l'antenne ruban au-dessus d'un plan réflecteur, nous avons opté pour le CST MWS.

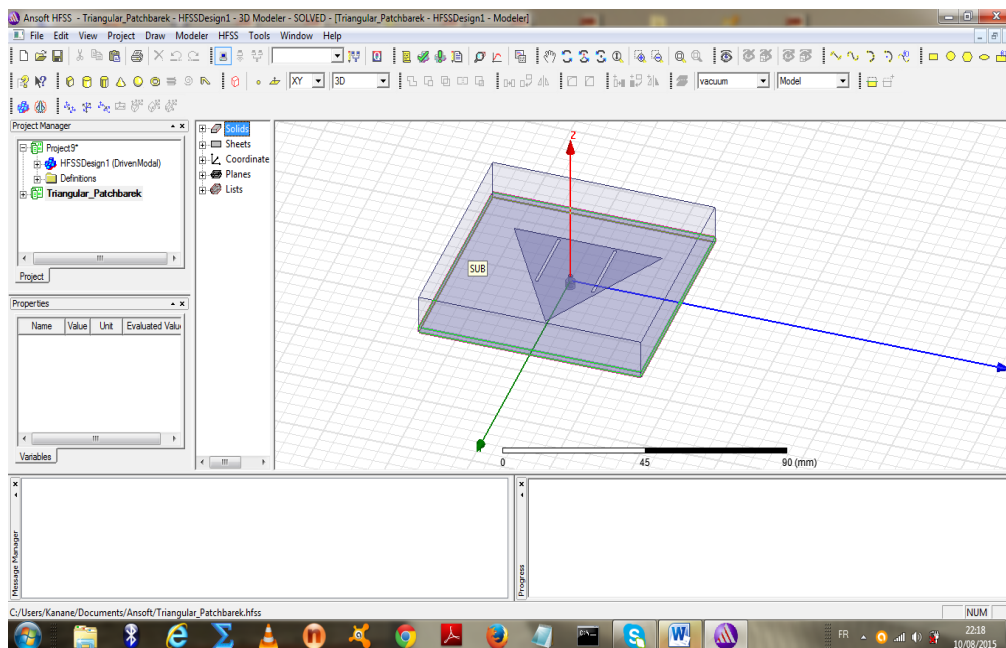


Figure I-13 Interface du logiciel HFSS [33]

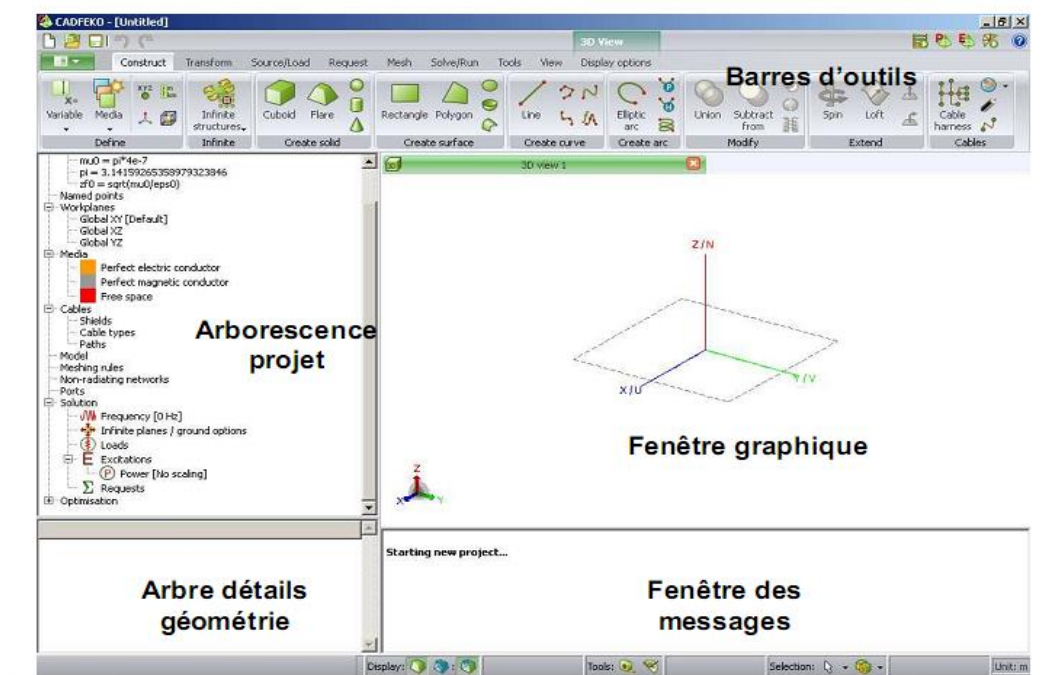


Figure I-14 Interface du logiciel FEKO [34]

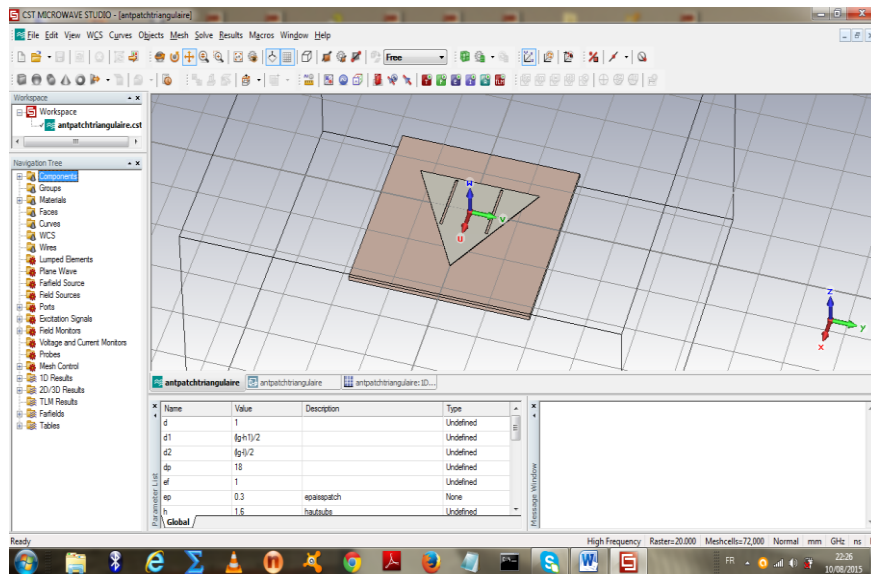


Figure I-15 Interface du logiciel CST MWS [32]

I-10 Méthode d'intégration finie FIT

Le CST utilise la méthode d'intégration finie introduite par Weiland en 1977 [35,36]. Elle consiste en une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell dans une formulation intégrale. Le domaine de calcul est décomposé en cellules élémentaires cubiques. La figure I-16 montre le maillage du domaine de calcul. La figure I-17 illustre le principe de la méthode pour l'équation de Maxwell- Faraday. Nous exprimons dans le maillage primaire la circulation du champ électrique le long des arêtes du cube et le flux du champ magnétique à travers la face délimitée par ce contour. Le maillage dual fait intervenir l'équation de Maxwell-Ampère comme le montre la figure I-16. Nous obtenons ainsi une somme algébrique que nous réécrivons sous forme matricielle dans une base de vecteurs permettant de décrire de façon explicite la propagation du champ électromagnétique. La FIT est une généralisation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) [37-40].

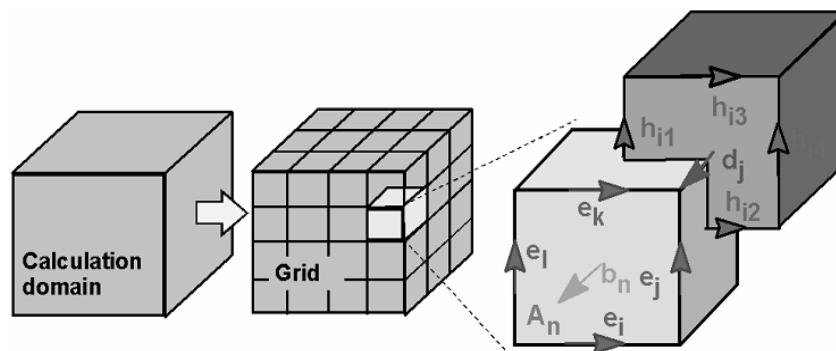


Figure I-16 Maillage du domaine de calcul [35,36]

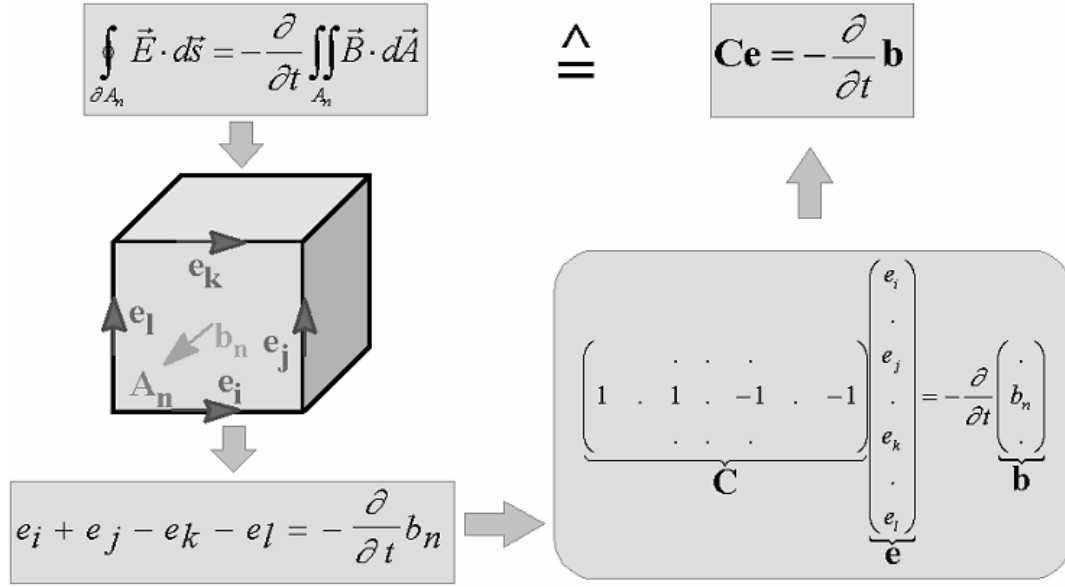


Figure I-17 FIT appliquée pour l'équation de Maxwell-Faraday [35]

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents plans réflecteurs d'antennes. Nous avons mis en évidence les avantages qu'ont les SHI sur les autres plans de masse. La phase du coefficient de réflexion indiquant le comportement AMC et le diagramme de dispersion celui de bande interdite électromagnétique BIE sont brièvement décrits. La structure type « champignon » de Sievenpiper possédant simultanément ces deux propriétés a été présentée. Ensuite nous avons discuté des principales applications de ces SHI dans le domaine des antennes et de la compatibilité électromagnétique. Enfin, nous avons terminé par la présentation des principaux simulateurs électromagnétiques que sont le HFSS, le FEKO et le CST MWS et de la méthode d'intégration finie (FIT).

CHAPITRE II ONDES DE SURFACE DANS LES STRUCTURES SHI

Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter les surfaces haute impédance SHI ainsi que leurs circuits équivalents, les ondes de surface et la notion d'impédance de surface [44,45]. Le diagramme de dispersion sera considéré analytiquement et numériquement. Les méthodes de la ligne suspendue et du guide d'onde seront utilisées pour déterminer le coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ de ces SHI et par suite la bande interdite [46-48]. Nous nous sommes intéressés particulièrement à la structure SHI double couches décalée DC-SHI [12].

II-1 Présentation des structures SHI type « champignon »

Les surfaces haute impédance peuvent s'expliquer par le principe de fonctionnement des surfaces corruguées, comme le montre la figure II-1. Une surface corruguée est un barreau métallique muni d'encoches verticales étroites telles que plusieurs encoches soient comprises dans une longueur d'onde. Les encoches sont considérées comme des lignes de transmission court-circuitées à leurs extrémités [8].

Quand les encoches ont une hauteur égale au quart de la longueur d'onde, le court-circuit est transformé en un circuit ouvert au niveau de la surface supérieure, par conséquent de très hautes impédances de surface existent sur la surface supérieure pour les champs électriques polarisés perpendiculairement aux rainures.

Les surfaces haute impédance présentées par Sievenpiper [8] peuvent être considérées comme un arrangement bidimensionnel (2-D) de surfaces pouvant être utilisées pour modifier les propriétés électromagnétiques de surfaces métalliques, d'épaisseur beaucoup plus petite que le quart de la longueur d'onde, pour remplir une variété de fonctions. Elles sont typiquement construites comme des saillies sur une plaque métallique, de dimensions inférieures à la longueur d'onde, de forme « champignon », connectées à un métal à travers un substrat diélectrique par des vias verticaux en métal, comme le montre les figures II-2 et II-4-a. Une telle structure est composée de quatre parties :

- des patchs métalliques périodiques
- un barreau diélectrique ou substrat de permittivité relative ϵ_r
- un plan de masse
- vias métalliques verticaux

Le patch métallique est imprimé sur la face supérieure du barreau diélectrique posé sur le plan de masse métallique. Les vias relient les différents patches au plan de masse. La largeur du patch W , la distance séparant deux patches consécutifs g , appelée gap, la hauteur h du substrat et le rayon r des vias s'expriment en général en fonction de la longueur d'onde λ_0 en espace libre correspondant à la fréquence f_0 [49-53]. Elle est utilisée comme référence des longueurs. Rappelons que les principales propriétés électromagnétiques importantes des structures SHI sont la phase du coefficient de réflexion et la suppression des ondes de surface [8,12].

Ces surfaces présentent des conditions aux limites à haute impédance pour les deux polarisations et pour toutes les directions de propagation [8,12]. Elles réfléchissent les champs sans inversion de phase, ni de déphasage (réflexion en phase), ce qui n'est pas le cas pour un conducteur électrique métallique. En plus de leurs propriétés exceptionnelles de la phase du coefficient de réflexion, elles ne supportent pas d'ondes de surface, comme ce n'est pas le cas pour un conducteur électrique métallique. Une structure SHI est toujours conçue pour résonner autour d'une fréquence centrale f_0 . Son analyse analytique est basée sur différents modèles de circuit. Les simulateurs HFSS et CST MWS basés respectivement sur la méthode des éléments finis (FEM) et la méthode de la technique de l'intégration finie (FIT) seront utilisés pour sa conception et sa caractérisation numériques. Les dimensions électriques de la SHI seront telles que la fréquence centrale de résonance f_0 soit à l'intérieur de la bande interdite. Nous nous intéressons particulièrement aux structures de type « champignon » ou « mushroom » (figure II-2) introduite pour la première fois par Sievenpiper [8] qui possèdent en même temps les propriétés de réflexion en phase et de suppression d'onde de surface.

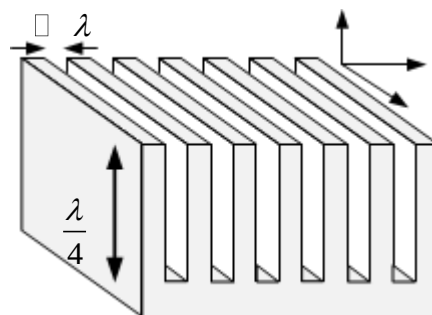


Figure II-1 barreau métallique corrugué avec encoches de hauteur quart d'onde [8]

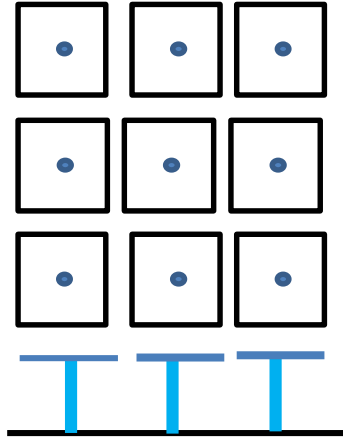


Figure II-2 Structure SHI « champignon » et sa composition [8]

II-2 Ondes de surface et impédance de surface

Considérons la propagation d'une onde de surface au voisinage d'une surface dont les propriétés peuvent être décrites par un seul paramètre qui est son impédance de surface [1,4]. La surface est placée dans le plan yOz comme le montre la figure II-3. L'onde de surface se propage dans la direction des z positifs (figure II-5). Elle décroît exponentiellement de la surface vers le milieu environnant avec une constante d'affaiblissement α [8].

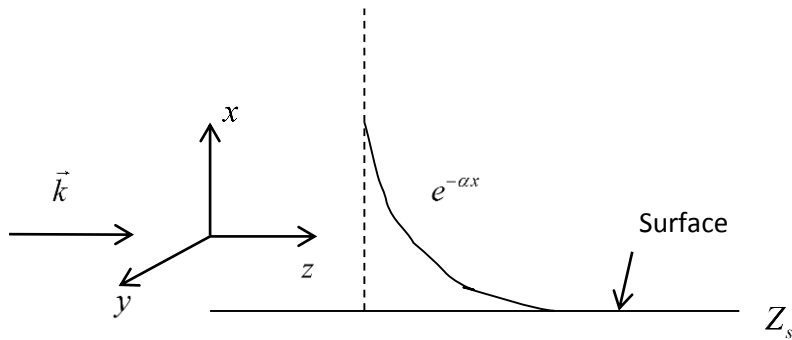


Figure II-3 Onde de surface au voisinage d'une impédance de surface Z_s

Pour une onde de surface TM, les composantes suivant x et z du champ magnétique ainsi que la composante suivant y du champ électrique sont nulles, c'est-à-dire :

$$H_x = H_z = E_y = 0 \quad (II - 1)$$

La composante du champ magnétique suivant y est de la forme :

$$H_y = A e^{-jkz - \alpha x} \quad (II - 2)$$

La projection sur les axes de coordonnées de l'équation de Maxwell-Ampère en régime harmonique du temps :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = j\omega \epsilon \vec{E} \quad (II - 3)$$

nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial H_y}{\partial z} = -jkH_y = j\omega \epsilon E_x \\ 0 = 0 \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} = -\alpha H_y = j\omega \epsilon E_z \end{array} \right. \quad (II - 4)$$

De l'équation II-4 nous déduisons l'impédance de surface pour les modes TM définie par :

$$Z_s^{TM} = \frac{E_z}{H_y} = \frac{j\alpha}{\omega \epsilon} \quad (II - 5)$$

Pour une onde de surface TE, les composantes suivant x et z du champ électrique ainsi que la composante suivant y du champ magnétique sont nulles, c'est-à-dire :

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (II - 6)$$

La composante du champ électrique suivant y est de la forme :

$$E_y = A' e^{-jkz - \alpha x} \quad (II - 7)$$

La projection sur les axes de coordonnées de l'équation de Maxwell-Faraday en régime harmonique du temps :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \quad (II - 8)$$

nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{\partial E_y}{\partial z} = -jkE_y = -j\omega \mu H_x \\ 0 = 0 \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} = -\alpha E_y = -j\omega \mu H_z \end{array} \right. \quad (II - 9)$$

De l'équation II-9 nous déduisons l'impédance de surface pour les modes TE définie par :

$$Z_s^{TE} = -\frac{E_y}{H_z} = -\frac{j\mu\omega}{\alpha} \quad (II-10)$$

Ici, ω est la pulsation de l'onde, ε et μ sont la permittivité et la perméabilité du milieu au voisinage de la surface.

Des équations II-5 et II-10, il est clair que les ondes TM ont lieu sur une surface de réactance positive, c'est-à-dire pour une surface inductive, et les ondes TE ont lieu sur une surface à réactance négative c'est-à-dire pour une surface capacitive.

II-3 Modèle en circuit résonnant parallèle de la structure SHI Simple Couche champignon « conventionnelle » (SC-SHI)

Le mécanisme de fonctionnement et les caractéristiques uniques des structures SHI peuvent être analysés par des modèles de circuits, notamment celui des circuits à constantes localisées et le modèle de la ligne de transmission. D'autres cas tels que les surfaces à fréquence sélective (FSS) [54-59] ne peuvent être caractérisés que par les méthodes numériques.

La structure SHI « champignon » est analytiquement caractérisée par différents modèles de circuit. Ces modèles sont le modèle effectif du milieu avec les constantes localisées LC et le modèle de la ligne de transmission pour les ondes de surface et les ondes planes. L'analyse analytique de la bande interdite électromagnétique dans le contexte des modèles de l'impédance de surface effective sera expliquée dans ce paragraphe.

L'utilisation du modèle du milieu effectif avec les éléments à constantes localisées équivalents pour décrire une structure SHI est valide tant que la période ($p = W + g$) est très inférieure à la longueur d'onde de travail [$p = (W + g) \ll \lambda$] [8]. Ce modèle est utilisé pour les ondes de surface et la réflexion des ondes planes.

Pour des cellules unités carrées de la structure SHI type « champignon » décrites par la figure II-4-a, la capacité vient de deux patchs adjacents séparés par le gap g . Sa valeur C est donnée par l'effet de bord entre deux plaques métalliques coplanaires voisines. Le chemin conducteur à travers les vias et le plan de masse constitue l'inductance L [8]. Le comportement de la structure SHI peut être réduit à un circuit résonnant parallèle comme le montre la figure II-4- b. La structure peut être modélisée analytiquement en utilisant le simple circuit résonnant parallèle LC [61-63].

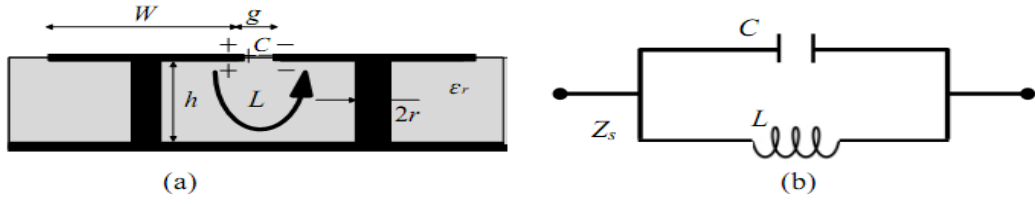


Figure II-4 a) Origine de la capacité et de l'inductance du modèle effectif LC et b) circuit effectif utilisé pour modéliser l'impédance de surface [8]

La valeur de la capacité C est obtenue en utilisant la représentation conforme, une technique de détermination de la distribution de champ électrostatique à deux dimensions [8]. La capacité entre deux plaques entourées d'un côté par un diélectrique de permittivité relative ϵ_{r1} (généralement de l'air) et de l'autre côté par un deuxième diélectrique de permittivité relative ϵ_{r2} est donnée par :

$$C = \frac{W\epsilon_0(\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{W+g}{g}\right) \quad (II-11)$$

L'inductance L dépend de la perméabilité $\mu = \mu_0\mu_r$ et de l'épaisseur h du substrat de la structure SHI. Pour des faibles diamètres des vias elle s'exprime comme suit :

$$L = \mu_0\mu_r h \quad (II-12)$$

L'impédance de ce circuit est l'impédance de surface Z_s de la SHI et est donnée par :

$$Z_s = \frac{jL\omega}{1-LC\omega^2} \quad (II-13)$$

La fréquence de résonance du circuit se calcule comme suit :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (II-14)$$

La figure II-5 montre le coefficient de transmission de la structure SHI simple couche SC-SHI, obtenu par simulation et déterminé par la méthode de la ligne suspendue. Les dimensions de la structure SHI sont données par le tableau II-1.

W	g	h	ϵ_r	r_{via}
$0.15\lambda_{1.3\text{GHz}}$	$0.02\lambda_{1.3\text{GHz}}$	$0.022\lambda_{1.3\text{GHz}}$	1.96	$0.005\lambda_{1.3\text{GHz}}$

Tableau II-1 Dimensions de la structure SC-SHI

La fréquence de résonance est de 1.1 GHz et une bande interdite de 18.3%. En réduisant sa hauteur de moitié, nous obtenons une fréquence de résonance de 1.35 GHz et une bande interdite de 18%.

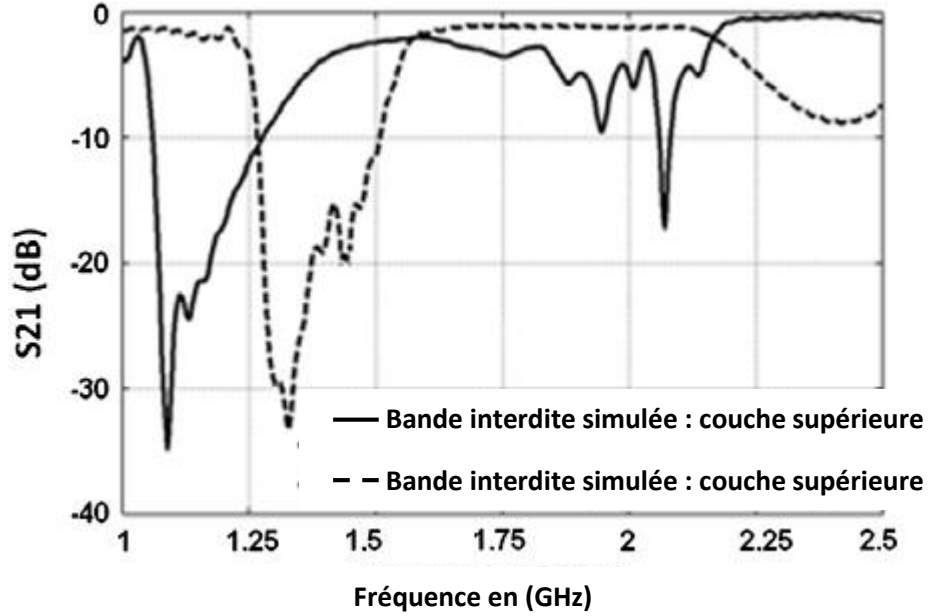


Figure II-5 Coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ de la structure SC-SHI « conventionnelle » par la méthode de la ligne suspendue et par simulation

II-4 Diagramme de dispersion analytique

Pour une structure périodique, comme une SHI, la distribution des champs des ondes de surface est aussi périodique [8,14] dont le retard de phase est déterminé par le nombre d'onde k et la période p , comme suit :

$$\vec{E}(x + np, y, z) = \vec{E}(x, y, z)e^{-jk_x np} \quad (II - 15)$$

Où n est un nombre entier arbitraire.

La période et la direction de propagation des ondes sont considérées dans la direction des x avec un nombre d'onde k_x . Chaque mode d'onde de surface peut être décomposé en une série infinie d'ondes harmoniques spatiales, comme suit [8,14]:

$$\vec{E}(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \vec{E}_n(y, z)e^{-jk_{xn}x} \quad (II-16)$$

$$k_{xn}(\omega) = k_x(\omega) + n \frac{2\pi}{p} \quad (\text{II-17})$$

Dans II-17 la relation de dispersion $k_x(\omega)$ est périodique le long de l'axe des x avec une période de $\frac{2\pi}{p}$. Donc la relation de dispersion peut être tracée à l'intérieur d'une seule période, c'est-à-dire

$$0 \leq k_{xn} \leq \frac{2\pi}{p}, \text{ qui est connue sous le nom de zone de Brillouin [14].}$$

Pour des structures à deux dimensions (bidimensionnelles) (2-D), la zone de Brillouin devient une surface carrée, et peut être représentée comme suit :

$$0 \leq k_{xn} \leq \frac{2\pi}{p_x} \quad 0 \leq k_{yn} \leq \frac{2\pi}{p_y} \quad (\text{II-18})$$

Pour la surface haute impédance champignon ou « mushroom », le diagramme de dispersion est tracé en portant la fréquence sur l'axe vertical et l'axe des abscisses représente les valeurs transverses du nombre d'onde (k_x, k_y) . Sa période p est donnée par :

$$p = W + g \quad (\text{II-19})$$

On considère les trois points particuliers suivants :

$$\Gamma: k_x = 0 ; k_y = 0$$

$$X: k_x = \frac{2\pi}{p} ; k_y = 0 \quad (\text{II-20})$$

$$M: k_x = \frac{2\pi}{p} ; k_y = \frac{2\pi}{p}$$

Le triangle rectangle isocèle ΓXM représente ce qu'on appelle la première zone ou la zone irréductible de Brillouin [14].

La simulation (calcul) identifie les fréquences propres permises pour les nombres d'ondes spécifiés le long de la zone irréductible de Brillouin

Du point Γ au point X , k_x augmente de zéro à $\frac{2\pi}{p}$ et k_y reste constant et égal à zéro.

Du point X au point M , k_x est maintenu constant à $\frac{2\pi}{p}$ et k_y augmente de zéro à $\frac{2\pi}{p}$.

Du point M au point Γ , k_x et k_y décroissent de $\frac{2\pi}{p}$ à zéro.

A cause de la symétrie les mêmes constantes de propagation existent pour les autres parties triangulaires de la zone de Brillouin carrée.

A partir du modèle du milieu effectif, le diagramme de dispersion est aussi calculé et quelques caractéristiques de l'onde de surface, comme la bande interdite, sont déterminées. Le nombre d'onde k est relié à la constante d'atténuation α et à la pulsation ω par la relation de dispersion suivante issue de l'équation de propagation [8] :

$$k^2 = \mu_0 \varepsilon_0 \omega^2 + \alpha^2 \quad (\text{II-21})$$

Pour les ondes TM le nombre d'onde k_{TM} est déterminé comme suit :

$$\begin{aligned} Z_s^{TM} &= j \frac{\alpha}{\omega \varepsilon_0} \Rightarrow -j Z_s^{TM} = \frac{\alpha}{\omega \varepsilon_0} \Rightarrow \alpha = -j Z_s^{TM} \omega \varepsilon_0 \\ \Rightarrow \alpha^2 &= -(Z_s^{TM})^2 \omega^2 \varepsilon_0^2 \Rightarrow k_{TM}^2 = \mu_0 \varepsilon_0 \omega^2 - (Z_s^{TM})^2 \omega^2 \varepsilon_0^2 \\ \Rightarrow k_{TM} &= \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \omega \sqrt{1 - \frac{(Z_s^{TM})^2 \varepsilon_0^2}{\mu_0 \varepsilon_0}} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{(Z_s^{TM})^2}{\eta_0^2}} \end{aligned}$$

d'où

$$k_{TM} = k_0 \sqrt{1 - \frac{(Z_s^{TM})^2}{\eta_0^2}} \quad (\text{II-22})$$

avec

$$\begin{aligned}
\mu_0 \varepsilon_0 &= \frac{1}{c^2} \\
\eta_0 &= \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \\
k_0 &= \frac{\omega}{c}
\end{aligned}
\tag{II - 23}$$

De façon similaire pour les ondes TE nous obtenons :

$$k_{TE} = k_0 \sqrt{1 - \frac{\eta_0^2}{(Z_s^{TE})^2}} \tag{II - 24}$$

En insérant II-13 dans II-22 et II-24, le diagramme de dispersion pour les ondes de surface TM et TE basé sur le modèle effectif du milieu peut être calculé et tracé [63-65].

Nous avons :

$$\begin{aligned}
Z_s &= \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2} \\
\omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow Z_s = \frac{jL\omega}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \\
\text{Pour le mode TM nous avons } 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} &\succ 0 \Rightarrow \omega \prec \omega_0
\end{aligned}$$

$$\text{Pour le mode TE nous avons } 1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \prec 0 \Rightarrow \omega \succ \omega_0$$

En-dessous de la résonance, les ondes de surface TM (figure II-6-a) sont supportées par la structure et aux basses fréquences. Elles se situent très proches de la ligne optique avec une pente égale à la célérité de la lumière c . Les ondes dépassent plusieurs longueur d'onde au-delà de la surface dans l'espace environnant, situation similaire quand un PEC est utilisé.

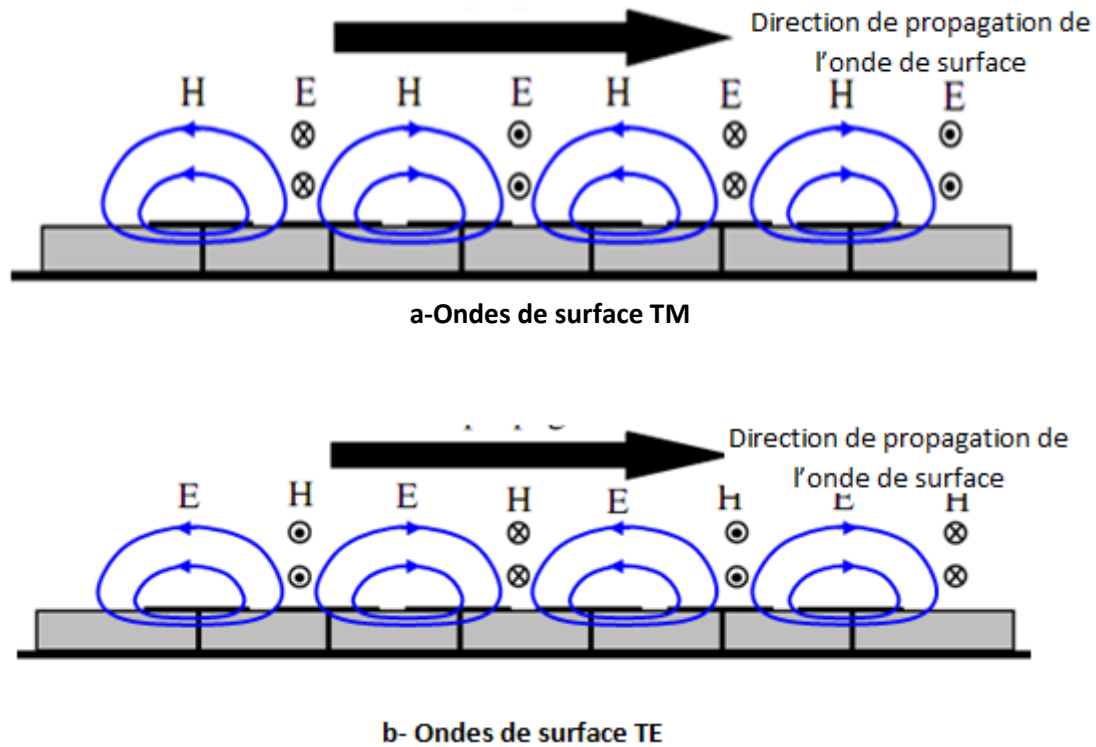


Figure II-6 Ondes de surface a)TM b) TE [8]

Au voisinage de la résonance, le diagramme de dispersion est courbé et s'éloigne de la ligne optique indiquant que les ondes de surface sont confinées à la surface et ont une très basse vitesse de groupe ($v_g = \frac{d\omega}{dk}$).

Au-delà de la fréquence de résonance, la surface est capacitive et les ondes TE (Figure II-6-b) sont supportées par la structure. Aux fréquences élevées la courbe s'éloigne de la ligne optique et les ondes sont confinées à la surface [8].

II-5 Diagramme de dispersion numérique

Pour obtenir le diagramme de dispersion numériquement nous avons utilisé les simulateurs HFSS et le CST MWS. Comme le temps de calcul est beaucoup plus grand avec le HFSS, nous présentons seulement la méthode et les résultats avec le CST MWS. Nous commencerons d'abord par dessiner une cellule unité en précisant les caractéristiques et les dimensions du diélectrique. Ensuite nous donnons les dimensions du milieu environnant la cellule unité comme l'indique la figure II-7. Nous fixons après les conditions aux limites pour le mode TM comme indiqué sur les figures II-8 et II-9. Pour le mode TE on doit mettre en Zmin et Zmax un mur magnétique à la place d'un mur électrique. La figure II-10 montre la variable (paramètre) et les grandeurs de sortie. Enfin nous lançons la

simulation et nous obtenons les diagrammes de dispersion des modes TM et TE illustrés respectivement par les figures II-11-a et b. Nous faisons les mêmes observations que précédemment (méthode analytique de détermination du diagramme de dispersion). Pour cet exemple la bande de fréquences interdites est [0.82 – 1.52] GHz.

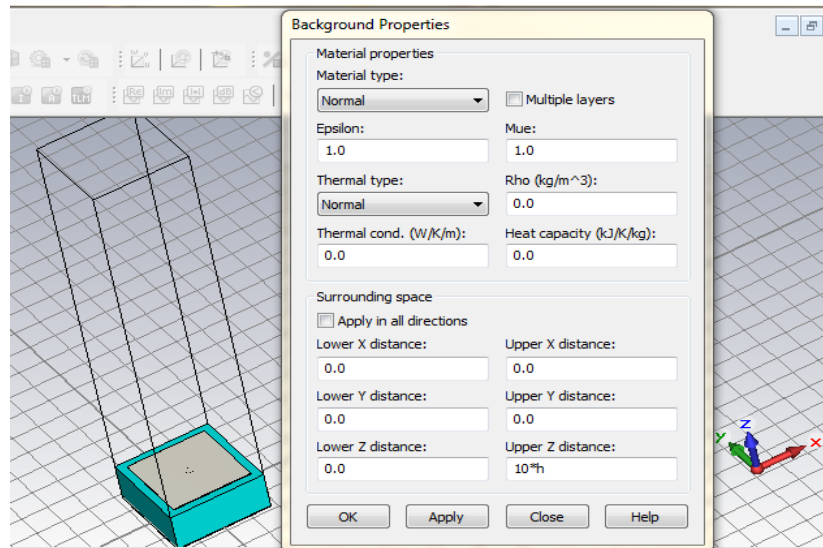


Figure II-7 Définition du milieu environnant (« Background properties »)

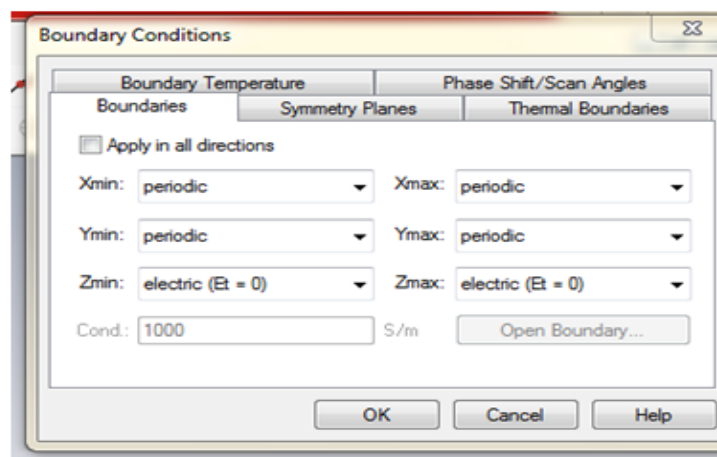


Figure II-8 Conditions aux limites fixées

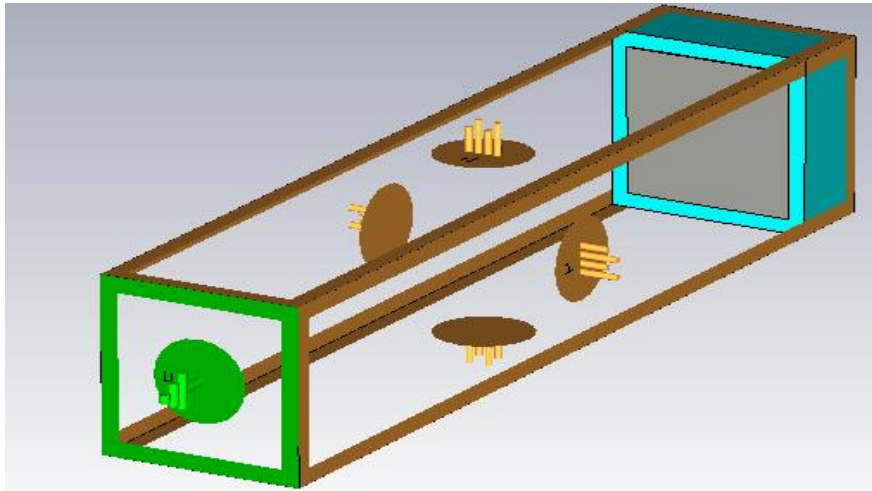


Figure II-9 Conditions aux limites fixées sur le milieu avoisinant la cellule unité

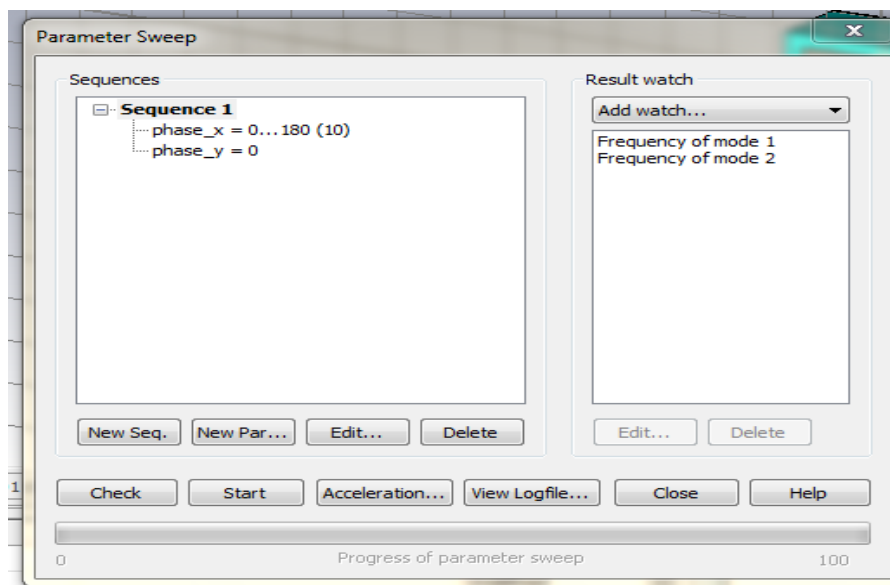
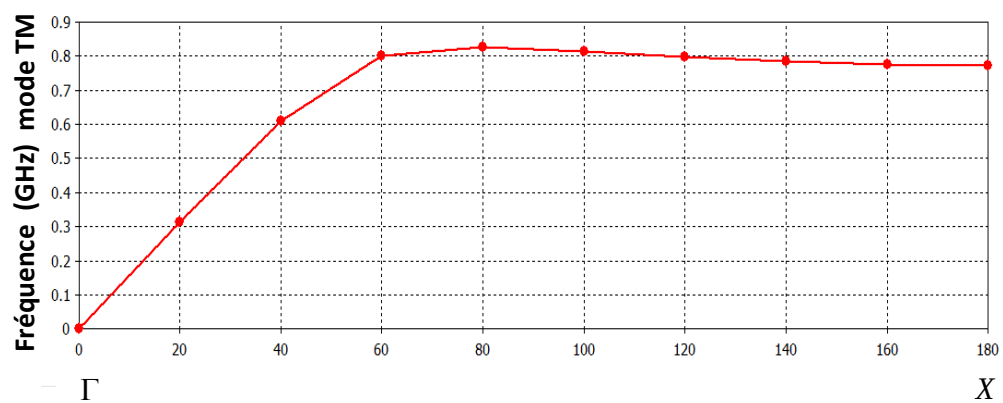


Figure II-10 Variable et grandeurs de sortie



a)

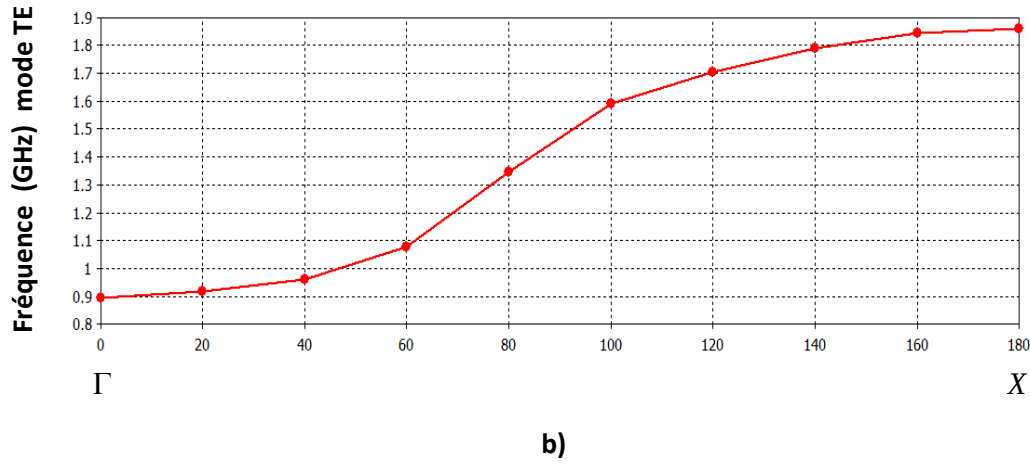


Figure II-11 Diagrammes de dispersion de la SC-SHI de Sievenpiper a) mode TM b) mode TE

II-6 Détermination de la bande interdite de la SHI par les méthodes de la ligne suspendue et du guide d'onde

La méthode de la ligne suspendue permet de déterminer le coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ des ondes de surface pour les structures SHI [66]. Un des avantages de cette méthode est qu'il est possible de prendre en compte le caractère fini de la structure. La méthode consiste à remplacer le plan de masse d'une ligne micro-ruban dont l'impédance caractéristique est de 50Ω , par une SHI finie. Le mode fondamental quasi-TEM de la ligne microruban, peut être approché par une onde polarisée TM avec un angle d'incidence θ proche de 90° . La bande interdite de la SHI est définie par le module du coefficient de transmission tel $S_{21} \leq -10dB$. La figure II-12 montre la simulation de cette méthode sur CST MWS. La mesure expérimentale du coefficient est réalisée selon le schéma de la figure II-13. Les deux connecteurs SMA sont connectés aux bornes d'un analyseur de réseau vectoriel.

Une autre méthode semblable à la ligne suspendue est la méthode dite du guide d'onde illustrée par la figure II-14. Dans cette méthode, une seule rangée de la SHI avec les conditions aux limites périodiques sur les côtés latéraux suffit à déterminer le coefficient de transmission $S_{21}(dB)$. La figure II-15 montre un exemple type de coefficient de transmission de structure SHI.

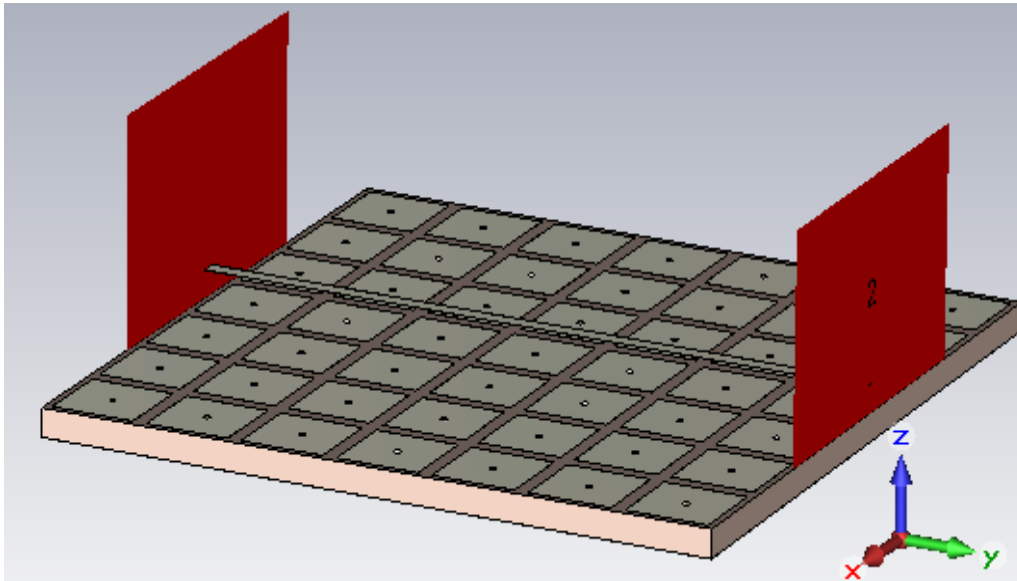
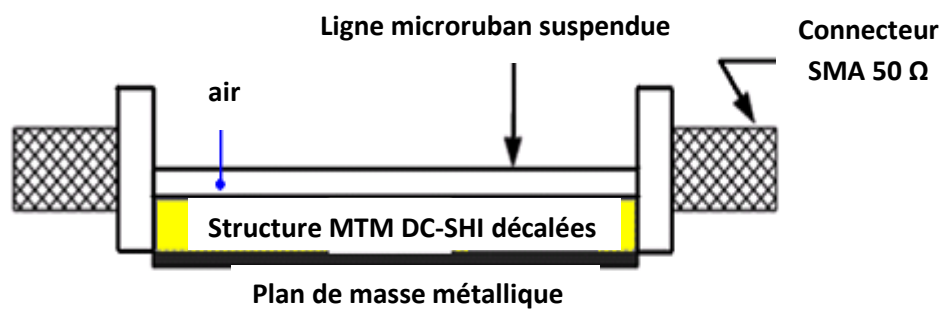
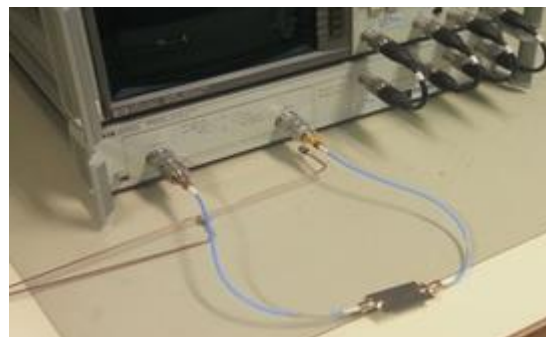


Figure II-12 Méthode de la ligne suspendue simulée



a)



b)

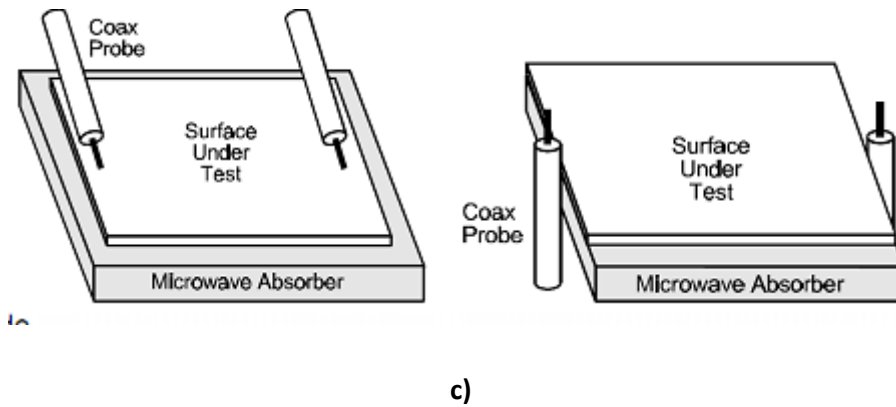


Figure II-13 a –b Dispositif de mesure du coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ par la méthode de la ligne suspendue avec un analyseur de réseau c) méthode de mesure de Sievenpiper [8]

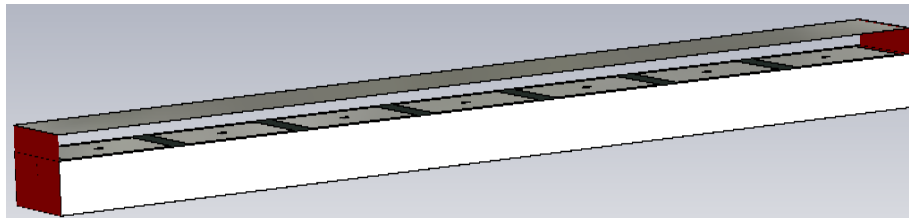


Figure II-14 Méthode du guide d'onde quasi-TEM simulée

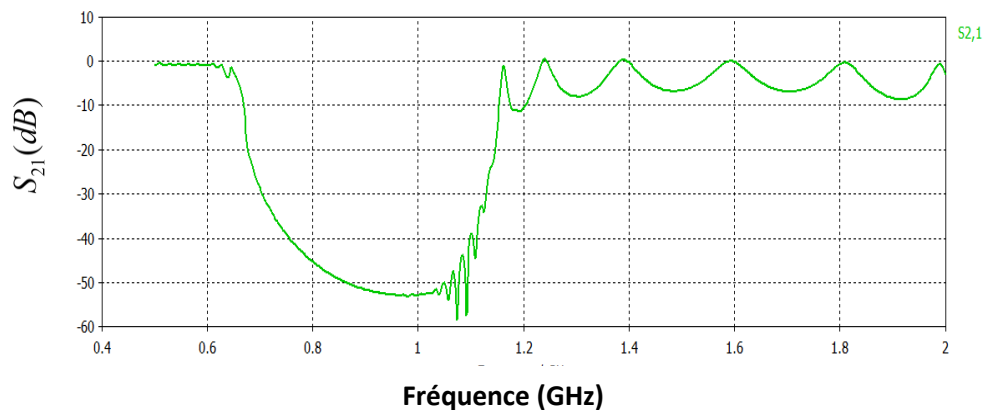


Figure II-15 Exemple de coefficient de transmission obtenu par simulation avec le CST MWS par la méthode du guide d'onde quasi-TEM simulée

II-7 Structures SHI double couches

II-7-1 Structure SHI Double Couches superposées

Dans la littérature, les structures SHI opérant aux basses fréquences sont présentées mais avec des grandes dimensions ou des géométries compliquées, qui ne sont pas utilisables en pratique [67,68]. Ce travail est focalisé sur les structures SHI multicouches empilées avec des dimensions

considérablement réduites par rapport à la structure SHI « champignon » conventionnelle [12]. Cette structure est conçue pour être utilisée en lieu et place du plan réflecteur PEC d'une antenne ruban repliée fonctionnant dans la bande L autour de 1.3GHz.

Le principal objectif de la SHI double couches superposées, donnée par la figure II-16, est d'augmenter la valeur de la capacité totale (C_t) et donc de permettre de diminuer la fréquence de fonctionnement. En effet, les motifs métalliques étant en regard forment une capacité supplémentaire C_s [8,12].

Les structures SHI empilées proposées peuvent être analysées et modélisées pour une incidence normale en utilisant le simple circuit résonnant parallèle LC.

Des simulations numériques sont exécutées pour décrire les propriétés électromagnétiques des structures proposées. Dans ce paragraphe, une structure SHI à trois couches (deux réseaux de patches et le plan de masse) qui consiste en deux réseaux de patches métalliques empilés verticalement et connectés à un métal au-dessous d'un substrat diélectrique par des vias métalliques verticaux est utilisée. Le simulateur CST MicroWave Studio, basé sur l'algorithme de la technique de l'intégration finie (FIT) est utilisé. Cette structure SHI a l'avantage de présenter plus d'effet capacitif, à cause de la couche basse de cuivre qui donne plus de couplage entre les patches. Par conséquent, elle travaille à des fréquences plus basses que la structure SHI « champignon » conventionnelle simple couche de patch.

Les propriétés électromagnétiques des structures SHI sont caractérisées par la largeur du patch W , la largeur du gap g , l'épaisseur du substrat h , la constante diélectrique relative ϵ_r et le rayon des vias r . La structure SHI proposée a les dimensions données par le tableau II-1.

La distance entre les deux couches de patches dans la structure proposée est choisie égale à $h/2$.

Cette nouvelle structure proposée avec la couche basse de patch présente plus de 25% de réduction des dimensions de la cellule unité comparée à la conventionnelle simple couche structure SHI « champignon » présentée précédemment pour un fonctionnement à la même fréquence de travail.

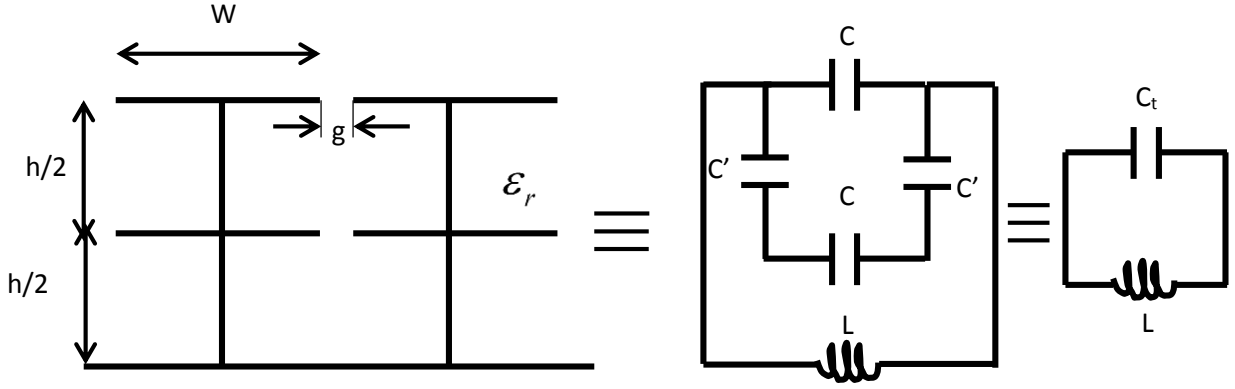


Figure II-16 Géométrie de la structure double couche (DC-SHI) avec vias métalliques communs aux deux couches et son circuit LC équivalent.

La capacité C' est donnée par l'équation suivante [6] :

$$C' = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{\left(\frac{h}{2}\right)} = 2 \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{h} \quad (II - 25)$$

A : surface de motif métallique $A = W^2$

h : est la distance entre les deux motifs métalliques.

Le circuit LC équivalent est représenté sur la figure II-13 avec C_{total} donnée par :

$$C_{totale} = C + \frac{C_s \times C}{C_s + C} \quad (II - 26)$$

où C_s est la capacité série équivalente aux deux capacités C' égale à :

$$C_s = \frac{C' \times C'}{C' + C'} = \frac{C'}{2} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{h} \quad (II - 27)$$

La structure double couche superposées possède une fréquence de fonctionnement centrée sur 0.9 GHz, sa bande passante s'étend de 0.83 GHz à 0.98 GHz (soit 16%). En résumé, en comparaison avec la structure simple couche SC-SHI « conventionnelle », la structure DC-SHI superposées permet effectivement de réduire la fréquence de fonctionnement due à la capacité supplémentaire C_s mais la bande passante est elle aussi réduite. Ces résultats sont en accord avec la relation II-14 lorsque la valeur de la capacité augmente. C'est pourquoi nous considérons une nouvelle structure double couche SHI décalées proposée par les mêmes auteurs [12] et montrée sur les figures II-17 et II-18.

II-7-2 Structure SHI Double Couches décalées DC-SHI

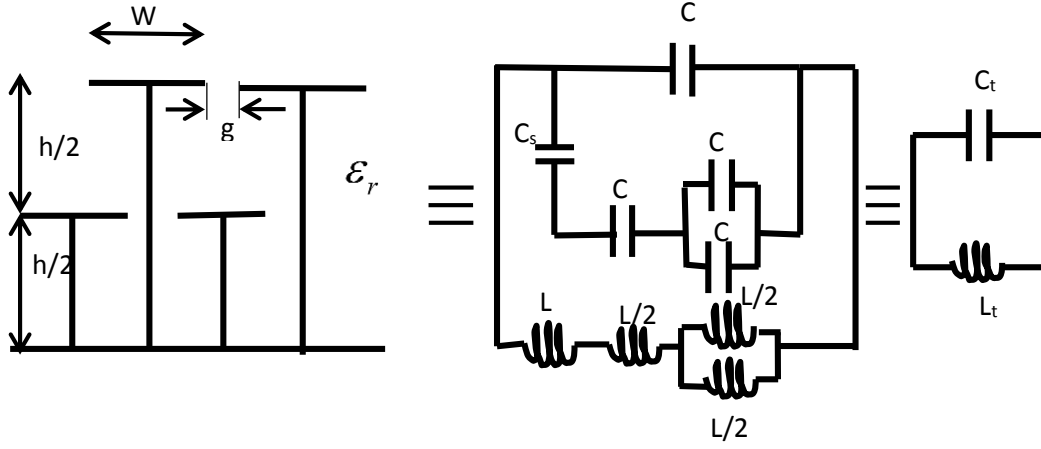


Figure II-17 Géométrie de la structure double couches décalées vue de côté et son circuit LC équivalent

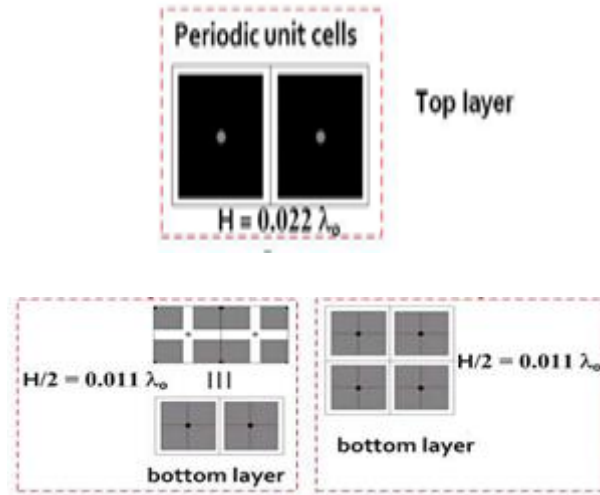


Figure II-18 Géométrie de la structure double couche décalées vue de dessus [12]

Les couches supérieure et inférieure de la structure DC-SHI ont des vias métalliques différents. Le circuit LC équivalent est représenté sur la figure II-17. La capacité C'_s est associée aux motifs parallèles et peut être calculée à l'aide de l'équation (II-28) :

$$C_s = 4 \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A_e}{h/2} \quad (II - 28)$$

$$A_e = \left(\frac{W}{2} - \frac{g}{2} \right)^2 = \left(\frac{W - g}{2} \right)^2$$

La capacité C_{totale} de la structure DC-SHI décalées proposée est donnée par :

$$C_{totale} = C // [C_s \text{ en série avec } C \text{ en série avec } (C // C)]$$

$$C_{totale} = C + [C_s \text{ en série avec } C \text{ en série avec } 2C]$$

$$C_{totale} = C + \left[C_s \text{ en série avec } \frac{2CC}{2C + C} = \frac{2C}{3} \right]$$

$$C_{totale} = C + \frac{C_s \times \frac{2}{3}C}{C_s + \frac{2}{3}C} = C + \frac{2CC_s}{2C + 3C_s}$$

$$C_{totale} = C + \frac{2CC_s}{2C + 3C_s} \quad (II - 29)$$

L'inductance totale est donnée par :

$$L_{totale} = L + \frac{L}{2} + \frac{L}{4} = \frac{7}{4}L = 1.75L$$

$$L_{totale} = 1.75L_f = 1.75L \quad (II - 30)$$

La figure II-19 montre le coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ simulé à travers la surface de la nouvelle structure DC-SHI. La fréquence centrale de la structure est à 1.3 GHz et la bande interdite ($S_{21} < -10dB$) s'étend sur 440MHz, de 1.06 GHz à 1.50 GHz, soit une bande interdite de 33%. Nous remarquons que les deux bandes interdites des structures SHI simple couche inférieure et supérieure (figure II-5) la constituant s'ajoutent pour donner une bande interdite plus large. Ces valeurs concordent avec celles obtenues analytiquement à partir de du schéma équivalent de la structure DC-SHI donné par les figures II-17 et II-18. Ces résultats nous permettent de valider le schéma équivalent de la structure double couches décalées DC-SHI. C'est cette structure que nous avons choisie pour servir de plan de masse à notre antenne type ruban.

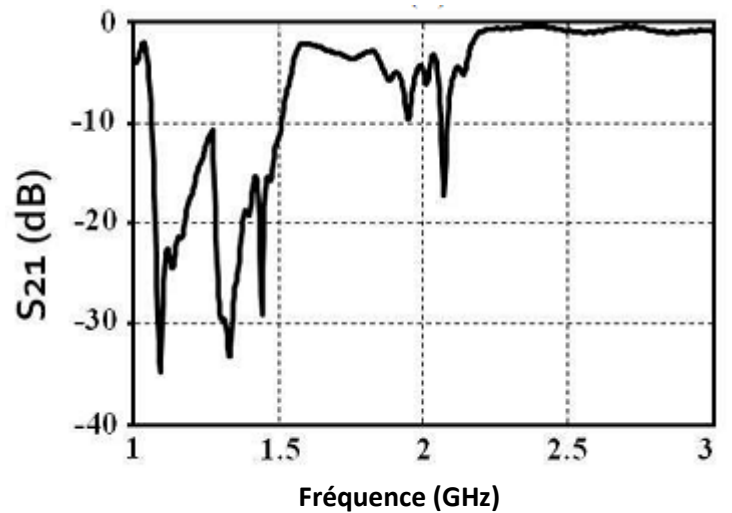


Figure II-19 Coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ à travers la structure SHI double couches décalées déterminé à l'aide de la méthode de la ligne suspendue

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les structures SHI ainsi que leur circuit équivalent parallèle, les ondes de surface et la notion d'impédance de surface. Puis nous avons déterminé le diagramme de dispersion des structures SHI analytiquement et numériquement. Nous avons présenté et comparé les coefficients de transmission $S_{21}(dB)$ de trois structures SHI. Ces derniers sont obtenus numériquement par deux méthodes différentes mais similaires que sont la méthode de la ligne suspendue et celle quasi-TEM du guide d'onde. Les résultats issus des simulations nous ont permis de valider leurs différents schémas équivalents. Nous avons choisi la DC-SHI décalées car elle nous permet de travailler avec des fréquences plus basses et parce qu'elle présente la plus large bande passante pour les mêmes dimensions. C'est exactement ce que nous voulons : miniaturisation (dimensions les plus faibles) et une plus large bande passante. Ceci s'explique par le fait qu'elle présente une capacité et surtout une inductance plus grande que celles des deux autres SHI simple couche et double couches superposées.

CHAPITRE III PHASE DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE SHI

Introduction

Ce chapitre est entièrement consacré à la phase du coefficient de réflexion des structures SHI. Elle est de plus considérée ici analytiquement par le modèle de la ligne de transmission qui est plus précis que le simple circuit résonnant parallèle LC présenté ici aussi. Puis cette phase est calculée numériquement par le simulateur CST MWS en considérant les structures SHI double couches. Enfin, des règles de conception des SHI seront déduites de leur étude paramétrique [12].

III-1 Phase du coefficient de réflexion des structures SHI

En plus de la propriété de supprimer les ondes de surface, les surfaces haute impédance présentent des propriétés inhabituelles de phase du coefficient de réflexion [8,12]. Dans cette intéressante propriété, le courant image d'une antenne au-dessus d'une surface SHI a le même sens que le courant dans l'antenne. Ceci est obtenu lorsque la fréquence de fonctionnement de l'antenne est située dans la bande de fréquence correspondant à la réflexion en phase de la structure SHI.

La figure III-1-a montre une antenne placée au-dessus d'un réflecteur constitué d'une lame métallique. Pour une courte distance ($\ll \lambda/4$) entre l'élément rayonnant et le réflecteur métallique, l'antenne va apparaître court-circuitée au plan de masse et le rayonnement est réduit. Ceci est causé par l'effet destructif des courants image sur le plan de masse métallique qui sont de sens opposé au sens des courants dans l'antenne. Une distance égale à $\lambda/4$ entre l'antenne et le plan de masse est nécessaire pour éviter la faible efficacité de rayonnement, mais ceci n'est pas souhaitable pour les applications où l'espace est limité. La structure SHI, comme le montre la figure III-1- b, est introduite comme solution d'un plan de masse artificiel avec un courant image en phase avec le courant d'antenne. Donc, un effet constructif est réalisé et le problème précédent peut être résolu sans la distance égale à $\lambda/4$. La propriété de la phase du coefficient de réflexion des structures SHI peut être utilisée pour optimiser le champ réfléchi au-dessus de la surface, ou pour obtenir une bonne adaptation d'impédance avec l'antenne très proche du plan de masse artificiel (plan de masse SHI).

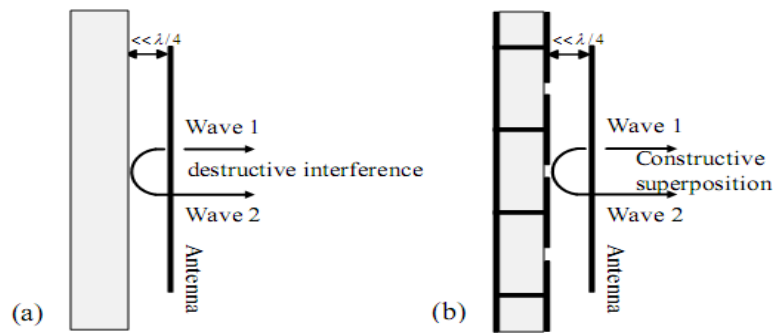


Figure III-1 a) Antenne au-dessus d'un plan de masse PEC b) au-dessus d'une structure SHI [8]

La phase du coefficient de réflexion des structures SHI en fonction de la fréquence varie entre $+180^\circ$ à -180° alors qu'elle est égale à 180° pour un conducteur électrique parfait (PEC) et 0° pour un conducteur magnétique parfait (PMC) qui n'existe pas dans la nature.

L'allure de la courbe de la phase du coefficient de réflexion des structures SHI est donnée par la figure III-2. Il y a deux régions importantes de fréquences pour cette phase du coefficient de réflexion. La première correspond à la **phase quadratique du coefficient de réflexion** ($90^\circ \pm 45^\circ$), où la structure peut être utilisée pour avoir une bonne adaptation d'impédance pour les antennes filaires compactes [12]. La seconde région des fréquences correspond à la réflexion en phase (de $+90^\circ$ à -90°), où la structure SHI rayonne en phase (figure III-3), au lieu du rayonnement déphasé dans le cas d'un PEC et la phase est nulle à la fréquence de résonance f_0 . Au voisinage du zéro degré (0°) de la phase du coefficient de réflexion, le champ magnétique tangentiel est proche de zéro et la structure SHI présente une très haute impédance de surface et se comporte comme un conducteur magnétique artificiel (AMC).

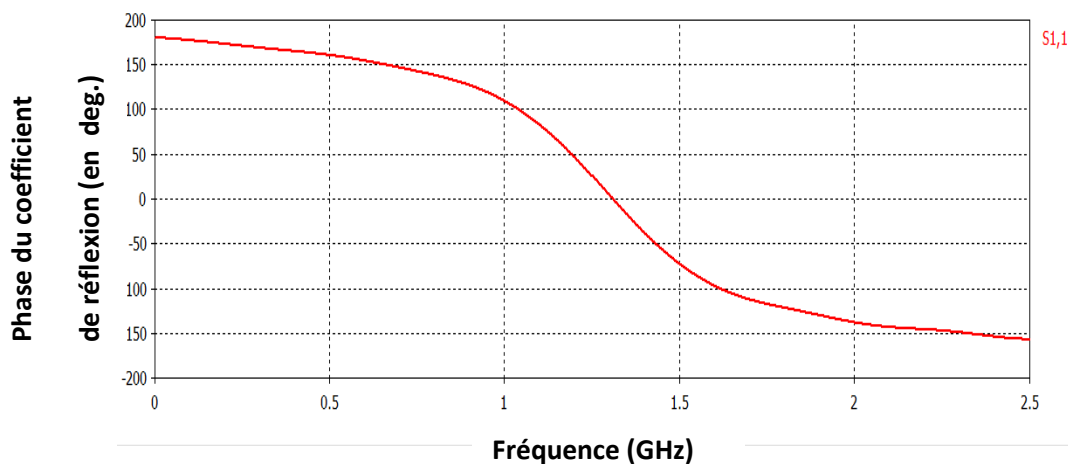


Figure III-2 Phase du coefficient de réflexion type de la structure SC-SHI champignon

Une fois l'impédance de surface Z_s connue, le coefficient de réflexion pour le modèle de milieu effectif est donnée par :

$$\Gamma = \frac{Z_s - \eta_0}{Z_s + \eta_0} \quad (III - 1)$$

Où $\eta_0 = 120\pi \Omega \approx 377 \Omega$ représente l'impédance caractéristique du vide en champ lointain.

La figure III-3 montre l'allure type de la phase du coefficient de réflexion de la structure SHI « champignon ». On remarque qu'aux très basses fréquences, la phase du coefficient de réflexion est égale à π et la structure SHI se comporte comme un conducteur électrique parfait (PEC) c'est-à-dire comme un métal ; à la fréquence de résonance la phase du coefficient de réflexion passe par zéro et la structure SHI se comporte comme un conducteur magnétique artificiel (AMC) ; et aux hautes fréquences, au-dessus de la résonance, la phase retourne à $-\pi$. Quand l'impédance de surface est très grande devant l'impédance caractéristique de l'espace libre, la phase du coefficient de réflexion chute de $+\pi/2$ à $-\pi/2$. La bande de fréquence correspondant à cette plage de la phase du coefficient de réflexion est dite bande de réflexion en phase (figure III-3)[12].

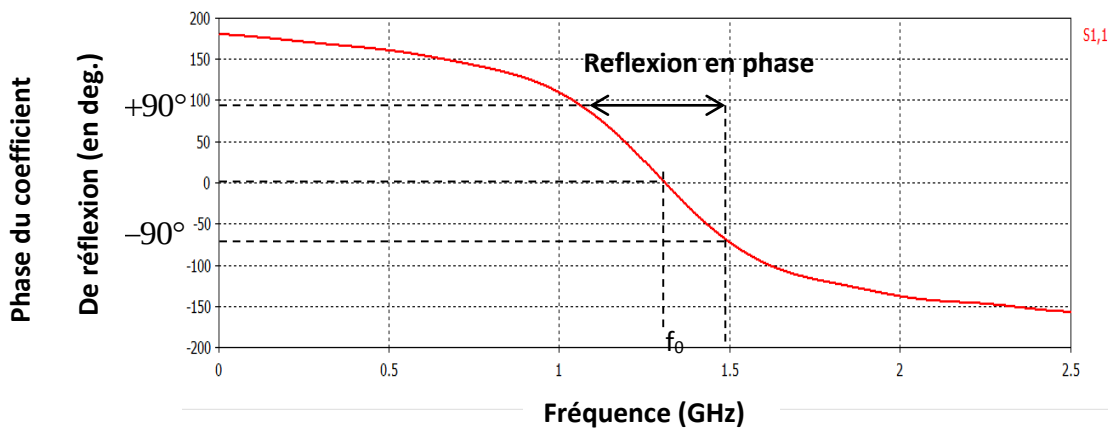


Figure III-3 bande de réflexion en phase du coefficient de la structure SHI

III-2 Modèle de la ligne de transmission pour ondes planes

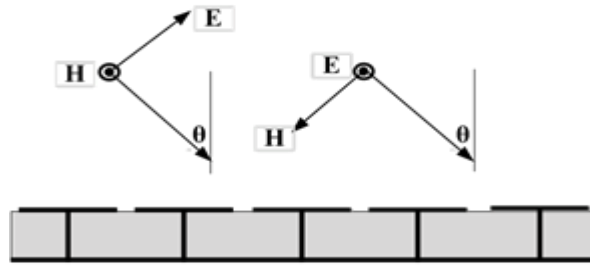
Dans le modèle de milieu effectif pour une structure SHI « champignon » proposé par Sievenpiper [8], chaque cellule unité est caractérisée par ses paramètres quasi statiques : capacité et inductance. La forte interconnexion des champs entre les cellules n'est pas prise en considération [54-59] et seulement estimée grossièrement par les paramètres de la cellule individuelle. Une méthode plus précise basée sur le modèle de la ligne de transmission dans laquelle le couplage mutuel entre cellules est pris en compte et valable pour des cellules unités petites devant la longueur d'onde

$p = W + g \ll \lambda$ et le gap entre les patches étroit $g \ll \lambda$ est présentée dans [46-51]. Ce modèle est utilisé pour caractériser la phase du coefficient de réflexion pour l'incidence normale et oblique des ondes planes et pour les polarisations TE et TM en présence et en absence des vias.

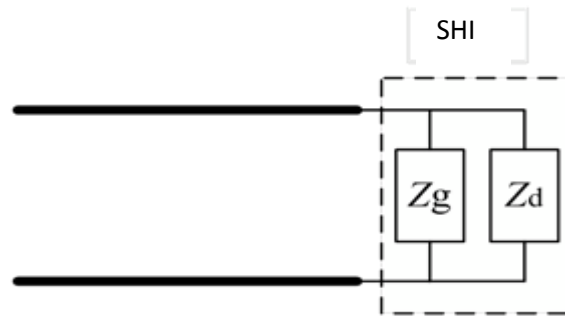
Dans ce modèle de ligne de transmission chargée, la structure SHI est décomposée en une surface sélective en fréquence (FSS) avec une impédance de grille Z_g et un métal rempli d'une lame diélectrique d'impédance Z_d .

En présence des vias, le milieu séparant la FSS et le plan de masse métallique est traité comme milieu à fil (« wire medium »). Dans ce modèle, comme le montre la figure III-4, l'impédance de surface totale Z_s est égale à l'impédance équivalente aux impédances Z_g et Z_d placées en parallèle :

$$Z_s = \frac{Z_g Z_d}{Z_g + Z_d} \quad (III - 2)$$



a)



b)

Figure III-4 a) Onde plane TE et TM incidente sur une SHI b) modèle de la ligne de transmission équivalente pour les ondes planes incidentes [54-59]

et la fréquence de résonance à laquelle la structure travaille comme conducteur magnétique artificiel (CMA) doit satisfaire [56]:

$$X_g(\omega_0) + X_d(\omega_0) = 0 \quad (III - 3)$$

où X_g et X_d sont les parties imaginaires de Z_g et Z_d respectivement.

III-2-1 Impédance de grille pour une surface sélective en fréquence

Dans cette approche l'impédance capacitive de grille d'un réseau de patches carrés pour une incidence oblique est modélisée en utilisant les modèles analytiques de l'impédance inductive de grille pour les réseaux « strip » et le principe de Babinet [5].

Pour les ondes TE, l'impédance de grille pour des « strips » fins conducteurs parallèles de largeur g est donnée comme suit [60]:

$$Z_{gstrip}^{TE} = j \frac{\eta_{eff}}{2} \alpha \quad (III - 4)$$

et pour les champs TM on a :

$$Z_{gstrip}^{TM} = j \frac{\eta_{eff}}{2} \alpha \cos^2 \theta \quad (III - 5)$$

où η_{eff} est l'impédance d'onde du milieu effectif uniforme de permittivité relative effective ϵ_{reff} et α est un paramètre de grille qui exprime la susceptibilité des fils de la grille.

L'impédance d'onde du milieu effectif peut être définie comme suit :

$$\eta_{eff} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_{reff}}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (III - 6)$$

où μ_0, ϵ_0 et η_0 sont la perméabilité, la permittivité et l'impédance d'onde de l'espace libre.

La permittivité effective du milieu équivalent uniforme peut être approximée par [59]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (III - 7)$$

Le paramètre de grille α peut s'écrire comme suit [54]:

$$\alpha = \frac{k_{eff}(W + g)}{\pi} \log \left[\frac{2(W + g)}{\pi g} \right] \quad (III - 8)$$

Ici k_{eff} est le nombre d'onde de l'onde incidente dans le milieu effectif uniforme et s'exprimant en fonction du nombre d'onde en espace libre k_0 et la permittivité effective relative :

$$k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} \quad (III - 9)$$

L'impédance de grille pour la structure complémentaire c'est-à-dire pour un réseau de patches et pour les ondes polarisées TE, est obtenue en appliquant la transformation de Babinet pour les réseaux strips dans les ondes TM [56] :

$$Z_g^{TE} = \frac{\eta_{eff}^2}{4Z_{gstrip}^{TM}} = \frac{\eta_{eff}^2}{4j \frac{\eta_{eff}}{2} \alpha \cos^2 \theta} = \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha \cos^2 \theta} \quad (III - 10)$$

De façon similaire, l'impédance de grille pour la structure complémentaire pour les ondes TM est obtenue avec le principe de Babinet et l'impédance de grille du réseau strips pour les champs TE :

$$Z_g^{TM} = \frac{\eta_{eff}^2}{4Z_{gstrip}^{TE}} = \frac{\eta_{eff}^2}{4j \frac{\eta_{eff}}{2} \alpha} = \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha} \quad (III - 11)$$

On remarque que l'impédance de grille Z_g d'une surface sélective en fréquence (FSS) dépend de la polarisation des champs. Pour un réseau de patches carrés, l'impédance de grille pour une incidence oblique peut être représentée comme suit [55] :

$$Z_g^{TE}(\omega, \theta) = \frac{Z_g(\omega, 0)}{\cos^2 \theta} \quad (III - 12)$$

$$Z_g^{TM}(\omega, \theta) = Z_g(\omega, 0) \quad (III - 13)$$

L'impédance capacitive de la grille pour une incidence normale est donnée par :

$$Z_g(\omega, 0) = \frac{1}{jC_g \omega} \quad (III - 14)$$

Une nouvelle expression de la capacité de grille est trouvée comme suit :

nous avons :

$$Z_g(\omega, 0) = Z_g^{TM} \Rightarrow \frac{1}{jC_g \omega} = \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha} \Rightarrow$$

$$C_g = \frac{2\alpha}{\omega \eta_{eff}} \quad (III - 15)$$

donc :

$$C_g = \frac{2}{\omega} \frac{k_{eff}(W+g)}{\pi} \log \left[\frac{2(W+g)}{\pi g} \right] \frac{1}{\frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}}$$

$$C_g = \frac{2}{\omega} \frac{\sqrt{\epsilon_{reff}}}{\eta_0} \frac{k_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}(W+g)}{\pi} \log \left[\frac{2(W+g)}{\pi g} \right]$$

$$C_g = \frac{\omega}{c\omega \eta_0} 2\epsilon_{reff} \frac{(W+g)}{\pi} \log \left[\frac{2(W+g)}{\pi g} \right]$$

$$C_g = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\epsilon_0}} 2 \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \frac{(W+g)}{\pi} \log \left[\frac{2(W+g)}{\pi g} \right]$$

$$C_g = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\epsilon_0}} 2 \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \frac{(W+g)}{\pi} \log \left[\frac{2(W+g)}{\pi g} \right]$$

$$C_g = \frac{\epsilon_0(1+\epsilon_r)(W+g)}{\pi} \log \left[\frac{2(W+g)}{\pi g} \right] \quad (III - 16)$$

Dans le cas où l'espace supérieur n'est pas le vide mais un diélectrique de permittivité ϵ_r' on aura :

$$C_g = \frac{\epsilon_0(\epsilon_r' + \epsilon_r)(W+g)}{\pi} \log \left[\frac{2(W+g)}{\pi g} \right] \quad (III - 17)$$

L'impédance de grille pour une surface sélective en fréquence (FSS) dépend aussi de la forme des patches, et pour des patches qui ne sont pas carrés, une autre impédance de grille peut être obtenue.

III-2-2 Impédance de surface pour une lame diélectrique sur une plaque métallique

Pour un métal sur lequel est posé un substrat perforé de vias, l'impédance de surface de la lame Z_d pour les ondes TE n'est pas affectée par la présence ou l'absence des vias car le champ électrique est orthogonal aux vias et donc ces derniers ne sont pas excités. Donc l'espace entre les patches et le plan de masse peut être considéré comme un milieu isotrope, et l'impédance à la surface supérieure est donnée par [54-59]:

$$Z_d^{TE} = j \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}} \tan(k_{dz} h) \quad (III - 18)$$

avec $k_{dz} = k_0 \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta}$ la composante verticale du vecteur d'onde de l'onde réfléchie.

Z_d^{TE} peut s'écrire aussi sous la forme :

$$Z_d^{TE} = j \frac{\eta_0}{\left(\frac{k_{dz}}{k_0} \right)} \tan(k_{dz} h)$$

$$Z_d^{TE} = j \frac{\eta_0}{\left(\frac{k_{dz}}{\frac{\omega}{c}} \right)} \tan(k_{dz} h)$$

$$Z_d^{TE} = j \frac{\eta_0}{\left(\frac{k_{dz}}{\omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \right)} \tan(k_{dz} h)$$

$$Z_d^{TE} = j \omega \eta_0 \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \frac{\tan(k_{dz} h)}{k_{dz}}$$

$$Z_d^{TE} = j \omega \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \frac{\tan(k_{dz} h)}{k_{dz}}$$

$$Z_d^{TE} = j \omega \mu_0 \frac{\tan(k_{dz} h)}{k_{dz}}$$

Sous la condition $k_{dz}h < 1 \Rightarrow \tan(k_{dz}h) \approx k_{dz}h$ on obtient :

$$Z_d^{TE} = j\omega\mu_0 \frac{k_{dz}h}{k_{dz}}$$

Finalement nous avons :

$$Z_d^{TE} \approx j\omega\mu_0 h \quad (III - 19)$$

L'impédance de surface de la structure SHI est l'association en parallèle de Z_g^{TE} et Z_d^{TE} pour les ondes incidentes TE :

$$Z_s^{TE} = \frac{Z_g^{TE} Z_d^{TE}}{Z_g^{TE} + Z_d^{TE}} = \frac{j\omega\mu_0 h \cdot \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha \cos^2 \theta}}{j\omega\mu_0 h + \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha \cos^2 \theta}}$$

$$Z_s^{TE} = \frac{j\omega\mu_0 h \eta_{eff}}{\eta_{eff} - 2\omega\mu_0 h \alpha \cos^2 \theta}$$

$$Z_s^{TE} = \frac{j\omega\mu_0 h}{1 - 2 \frac{\omega\mu_0}{\eta_{eff}} h \alpha \cos^2 \theta}$$

Comme

$$\frac{\omega\mu_0}{\eta_{eff}} = \frac{\omega\mu_0}{\frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{reff}} \frac{\mu_0 c}{\eta_0} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{reff}} \frac{\mu_0 \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}}{\sqrt{\mu_0}} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{reff}} = k_0 \sqrt{\epsilon_{reff}}$$

$$\frac{\omega\mu_0}{\eta_{eff}} = k_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} \Rightarrow \omega\mu_0 = k_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} \eta_{eff}$$

donc :

$$Z_s^{TE} = \frac{jk_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} \eta_{eff} h}{1 - 2 k_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} h \alpha \cos^2 \theta} \quad (III - 20)$$

Le coefficient de réflexion en fonction de l'angle d'incidence pour les ondes planes TE est donné par :

$$\Gamma^{TE} = \frac{Z_s^{TE} \cos \theta - \eta}{Z_s^{TE} \cos \theta + \eta} \quad (III - 21)$$

Pour les champs incidents TM, l'effet des vias verticaux est pris en compte et l'impédance de la lame Z_d peut être considérée comme l'impédance d'une fine couche de milieu à fil.

On montre [54-59] qu'aux basses fréquences l'impédance de surface du milieu à fil est simplement la même que celle d'une ligne de transmission TEM de longueur égale à l'épaisseur de la couche et est donnée par :

$$Z_d^{TM} = \frac{j\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(k_d h) \quad (III - 22)$$

où le vecteur d'onde de l'onde réfractée $k_d = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}$ et dans les cas les plus intéressants où $k_d h \ll 1$, l'impédance de la lame Z_d^{TM} est pratiquement égale à celle des ondes TE incidentes [24]:

$$Z_d^{TM} = j\omega\mu h \quad (III - 23)$$

Pour la polarisation TM, l'effet des vias est vu dans le fait que l'impédance de surface Z_d est indépendante de l'angle d'incidence.

L'impédance de surface de toute la structure SHI est l'association en parallèle de l'impédance de la lame Z_d^{TM} et l'impédance de grille Z_g^{TM} et se déduit comme suit :

$$Z_s^{TM} = \frac{Z_d^{TM} Z_g^{TM}}{Z_d^{TM} + Z_g^{TM}} = \frac{j\omega\mu h \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha}}{j\omega\mu h + \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha}} = \frac{j\omega\mu h \eta_{eff}}{\eta_{eff} - 2\omega\mu h \alpha} \quad (III - 24)$$

Comme $\frac{\omega\mu}{\eta_{eff}} = k_{eff}$ on obtient :

$$Z_s^{TM} = \frac{jk_{eff} h \eta_{eff}}{1 - 2k_{eff} h \alpha} \quad (III - 25)$$

En l'absence des vias, l'impédance de la lame Z_d pour les ondes incidentes TE reste la même, par contre, pour les ondes TM elle dépend fortement de l'angle d'incidence [8]:

$$Z_d^{TM} \approx j\omega\mu h \cos^2 \theta \quad (III - 26)$$

L'impédance de surface correspondant à la structure SHI pour les ondes TM en l'absence des vias est calculée par l'association en parallèle de Z_d^{TM} et Z_g^{TM} et est donnée par :

$$Z_s^{TM} = \frac{j\omega\mu h \cos^2 \theta \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha \cos^2 \theta}}{j\omega\mu h \cos^2 \theta + \frac{\eta_{eff}}{2j\alpha \cos^2 \theta}} = \frac{j\omega\mu h \cos^2 \theta}{1 - \frac{\omega\mu}{\eta_{eff}} 2h\alpha \cos^4 \theta}$$

Comme $\frac{\omega\mu}{\eta_{eff}} = k_{eff}$ on obtient :

$$Z_s^{TM} = \frac{jk_{eff} h \eta_{eff} \cos^2 \theta}{1 - 2k_{eff} h \alpha \cos^4 \theta} \quad (III - 27)$$

Le coefficient de réflexion est donné par :

$$\Gamma^{TM} = \frac{Z_s^{TM} - \eta_{eff} \cos \theta}{Z_s^{TM} + \eta_{eff} \cos \theta} \quad (III - 28)$$

Les phases du coefficient de réflexion pour les ondes TE et TM illuminant la surface sous incidence normale et oblique peuvent être analytiquement calculées sur la base du modèle présenté.

Pour les ondes TE, la phase du coefficient de réflexion dépend de l'angle d'incidence. Plus grand est l'angle d'incidence, plus haute est la fréquence de résonance.

Pour les ondes TM incidentes, le modèle montre moins de dépendance par rapport à l'angle d'incidence de la phase du coefficient de réflexion.

Dans ce paragraphe, l'analyse des propriétés de la structure SHI basée sur le modèle quasi-statique de Sievenpiper et du modèle de la ligne de transmission est analytiquement considérée. Il se trouve que la phase du coefficient de réflexion obtenue à partir de ces modèles coïncide bien avec celle obtenue numériquement avec le simulateur CST MWS que nous présenterons dans le paragraphe suivant.

Pour les ondes TE d'incidence oblique, un léger décalage entre les résultats analytiques et numériques est observé.

III-3 Phase du coefficient de réflexion obtenue numériquement

Pour obtenir la phase du coefficient de réflexion numériquement à l'aide du simulateur CST MWS, nous commençons d'abord par dessiner la structure SHI avec toutes ses dimensions fixées au préalable. Il faut spécifier que le milieu environnant la structure est le vide et que $Z_{\max} = 10h$, où h est la hauteur totale de la structure SHI, comme l'indique la figure III-5 [50]. Maintenant, nous devons bien préciser l'excitation en imposant la distance par rapport au plan de référence égale à $d_{\text{pref}} = -10h$ comme l'indique la figure III-6. Puis nous indiquons les conditions aux limites de la figure III-7 pour considérer que la structure est infinie dans le plan xOy. Enfin nous fixons la bande de fréquences désirée et nous lançons la simulation. La figure III-8 donne la phase du coefficient de réflexion type d'une structure SHI [69,70-72,73].

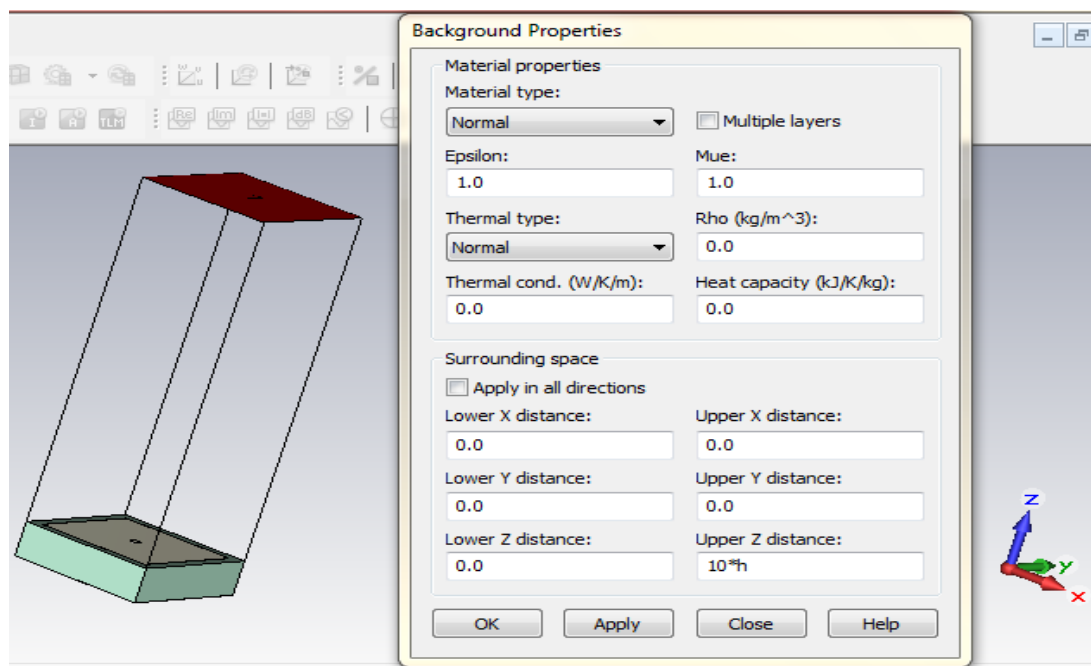


Figure III-5 Spécification du milieu environnant

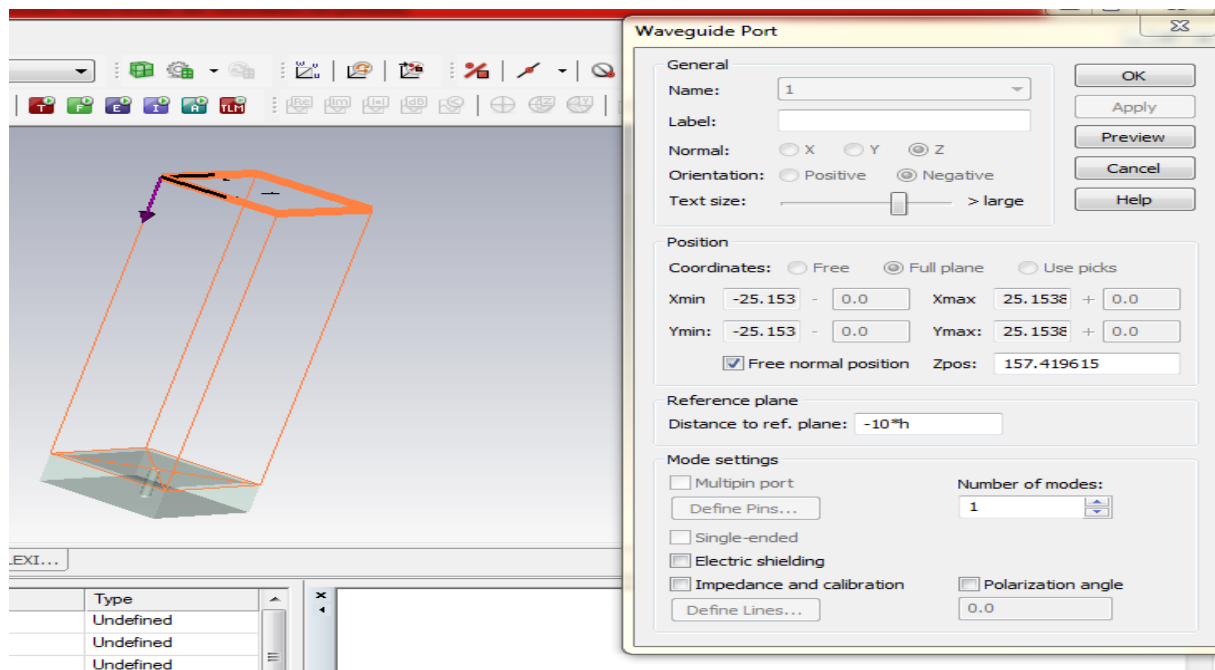


Figure III-6 Spécifications du port d'excitation

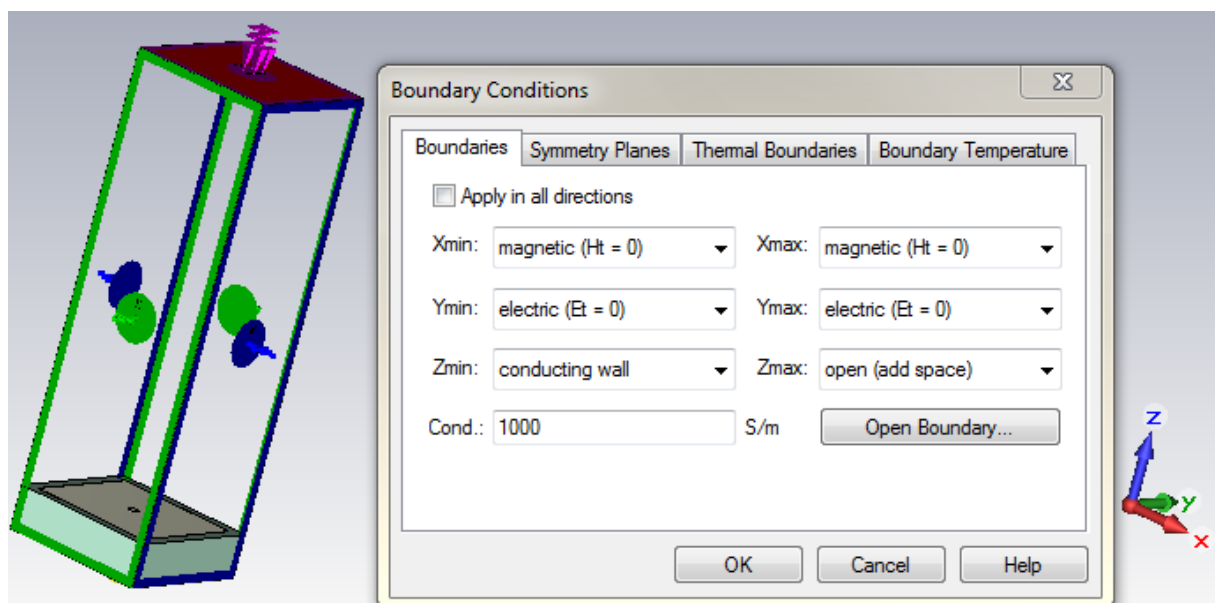


Figure III-7 Spécifications des conditions aux limites

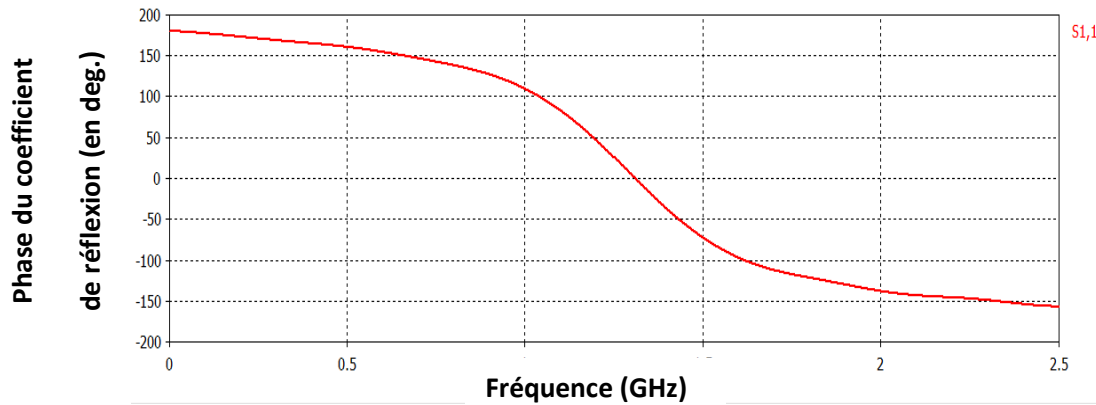


Figure III-8 Phase du coefficient de réflexion type d'une structure SHI

III-4 Etude paramétrique de la structure SHI « champignon »

Les propriétés électromagnétiques d'une structure SHI sont déterminées par ses dimensions physiques. Pour la structure SHI « champignon », il y a quatre paramètres principaux affectant ses performances [8,12]:

- la largeur du patch W
- la largeur du gap g
- l'épaisseur du substrat h
- la permittivité diélectrique relative du substrat ϵ_r

Notons que pour l'incidence normale considérée ici et pour le rayon de vias très faible devant la longueur d'onde de travail, l'effet de la variation du rayon des vias est négligeable. Les effets de ces paramètres seront considérés un à un, dans le but de donner un guide de fabrication de ces surfaces SHI.

Dans cette étude, le simulateur CST Microwave Studio est utilisé pour simuler une cellule unité de la structure SHI entourée par des conditions aux limites périodiques (PBCs) pour modéliser une structure périodique infinie caractérisée par sa phase du coefficient de réflexion. Les dimensions d'une structure SHI de référence sont fixées par le tableau III-1.

W	g	h	ϵ_r	r_{via}
$0.187 \lambda_{1.3GHz}$	$0.031 \lambda_{1.3GHz}$	$0.062 \lambda_{1.3GHz}$	2.2	$0.008 \lambda_{1.3GHz}$

Tableau III-1 Dimensions de la structure SHI simple couche de référence

III-4-1 Effet de la largeur W du patch

La largeur **W** du patch joue un rôle important dans la détermination de la fréquence de résonance. Lors de l'étude de l'effet de la largeur du patch de la structure SHI, les autres paramètres tels que la largeur g du gap, la permittivité ϵ_r et la hauteur h du substrat sont fixées. Seule la largeur w varie.

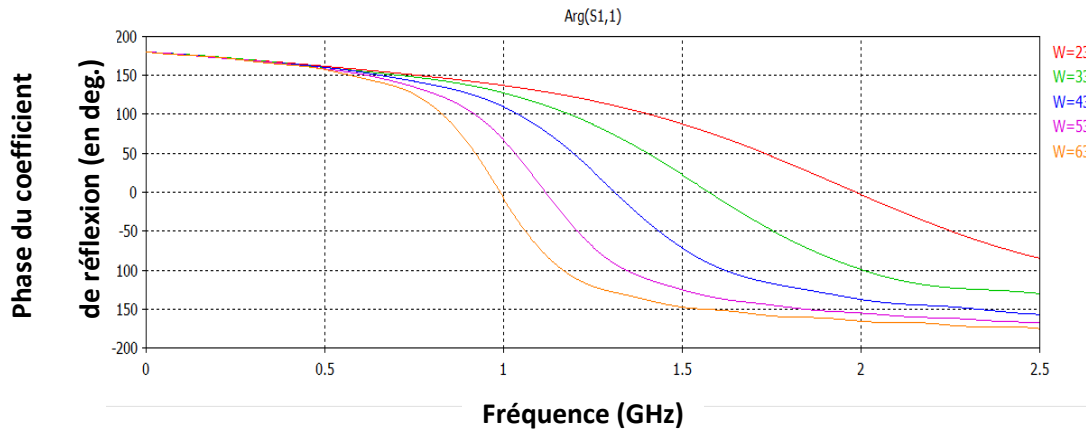


Figure III-9 Effet de la largeur W du patch sur la phase du coefficient de réflexion

La figure III-9 montre clairement que lorsque la largeur W augmente, la fréquence de résonance correspondant à zéro degré de la phase du coefficient de réflexion et la largeur de bande correspondant à la phase du coefficient de réflexion comprise entre $+90^\circ$ et -90° diminuent. La largeur de bande devenant étroite est indiquée par la pente de la courbe qui devient abrupte près de la résonance. Ce phénomène peut s'expliquer en utilisant le modèle LC. De la relation donnant C en fonction de W, nous voyons que lorsque W augmente, la capacité augmente. Donc la fréquence de résonance donnée par $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ diminue et la largeur de bande donnée par $BW = \frac{1}{\eta_0} \sqrt{\frac{L}{C}}$ devient étroite [72,73].

III-4-2 Effet de la largeur du gap g

La largeur **g** du gap contrôle le couplage capacitif entre les patches adjacents de la structure SHI. Il est à noter que la variation du gap a un effet opposé à celui dû à la variation de la largeur W du patch. Lorsque g augmente, la fréquence de résonance augmente. Aussi, la pente de la courbe donnant la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence devient plane près de la résonance qui indique une largeur de bande plus grande, voir figure III-10. En accord avec le modèle LC, l'augmentation de la largeur du gap diminuera la valeur de la capacité C. Alors la fréquence de résonance et la largeur de bande augmentent.

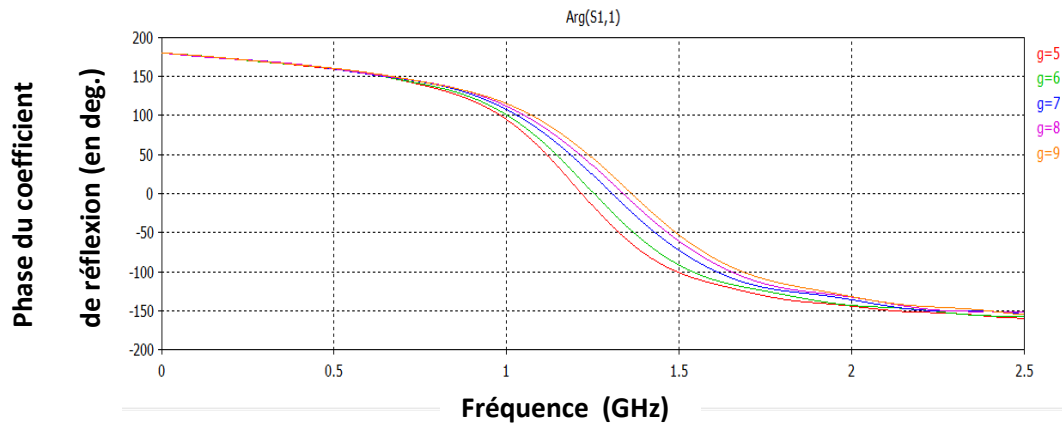
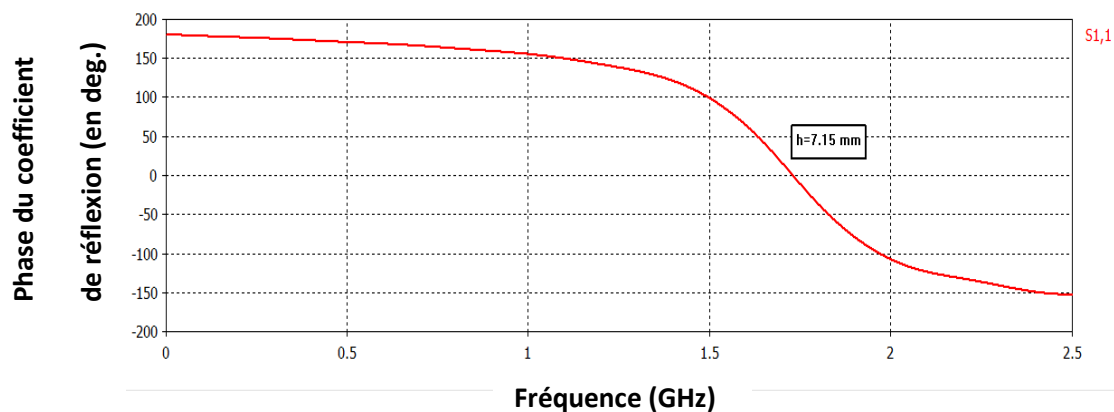


Figure III-10 Effet de la largeur du gap g sur la phase du coefficient de réflexion

III-4-3 Effet de l'épaisseur h du substrat

Dans les deux études précédentes, nous avons noté que la largeur de bande varie de la même façon que la fréquence de résonance. Du point de vue du concepteur, peut-on abaisser la fréquence de résonance tout en augmentant la largeur de bande ? Cela peut être obtenu en ajustant l'épaisseur h du substrat. Dans les simulations considérées, la largeur du patch W , la largeur du gap g et la permittivité relative ϵ_r sont fixées. Seule l'épaisseur h du substrat a varié mais toujours prise petite devant la longueur d'onde car les structures SHI minces sont préférées dans les applications pratiques. Nous observons sur la figure III-11 que si la hauteur du substrat augmente, la fréquence de résonance diminue. Ceci est similaire à l'effet de la largeur W de du patch. Cependant, la pente de la courbe devient plate et la largeur de bande augmente avec l'épaisseur du substrat. Ceci peut s'expliquer aussi à partir du modèle LC. Quand l'épaisseur du substrat augmente, l'inductance équivalente L augmente, donc la fréquence de résonance diminue mais la largeur de bande augmente.



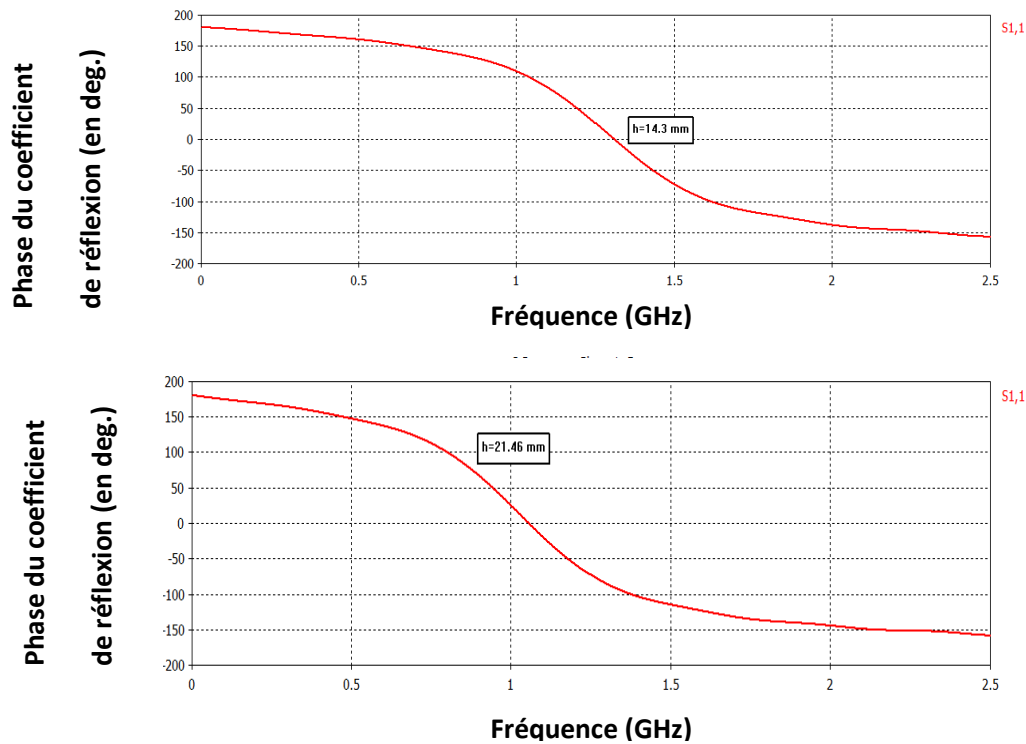


Figure III-11 Effet de l'épaisseur h du substrat sur la phase du coefficient de réflexion

III-4-4 Effet de la permittivité relative du substrat

La constante diélectrique de la structure SHI varie tandis que la largeur du patch W, la largeur du gap g et l'épaisseur h du substrat sont maintenues constantes. On trouve que plus la permittivité du substrat est faible, plus haute est la fréquence de résonance. Ceci s'explique par le fait que lorsque la permittivité est faible, la capacité est aussi faible donc la fréquence de résonance est grande. On observe que la croissance de la fréquence de résonance est accompagnée d'une courbe de coefficient de réflexion plus aplatie ; donc la largeur de bande croît elle aussi. On peut l'expliquer aussi par le modèle LC comme suit :

$$BW = \frac{1}{\eta_0} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

donc pour L fixée, la largeur de bande est plus grande pour une capacité C faible. La figure III-12 montre la variation de la phase du coefficient de réflexion pour quelques valeurs de la permittivité diélectrique relative.

Les études précédentes se sont focalisées sur la phase du coefficient de réflexion de la structure SHI ; des effets similaires des paramètres sont aussi observés sur les propriétés des ondes de surface.

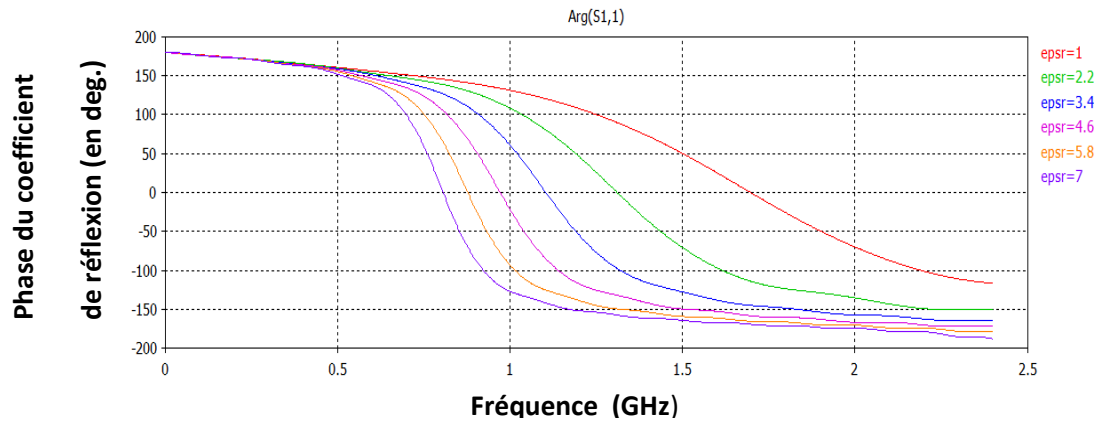


Figure III-12 Effet de la permittivité diélectrique sur la phase du coefficient de réflexion

III-5 Structures SHI double couches

Afin de miniaturiser les antennes, nous concevons des structures SHI double couches. Nous avons considéré trois structures, la simple couche SC-SHI, la double couches superposées et la double couches décalées DC-SHI. La structure SC-SHI est prise comme référence. Les figures III-14 et III-16 montrent les géométries des structures double couches simulées. Nous avons pris les mêmes dimensions données par le tableau III-1 pour les trois structures. Les figures III-13, III-15 et III-17 donnent respectivement leurs phases du coefficient de réflexion. Nous déduisons qu'avec ces dimensions qui sont plus grandes que celles prises au chapitre II, c'est la structure SHI simple couche qui résonne à 1.3 GHz (figure III-13). Nous constatons aussi que la fréquence de résonance devient de plus en plus faible. **Ce résultat est similaire à celui obtenu par la détermination du coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ au chapitre II. Nous pouvons donc aussi avoir toutes les caractéristiques des SHI à partir de la phase du coefficient de réflexion.** Notons que les dimensions prises au chapitre II sont telles que c'est la structure DC-SHI décalées qui résonne autour de 1.3 GHz. La phase de son coefficient de réflexion pour ces dimensions est donnée par la figure III-18. **Nous validons une fois de plus le schéma équivalent de la DC-SHI décalées.** La figure III-19 donne le schéma de la chaîne de mesure du coefficient de réflexion d'une structure SC-SHI [49].

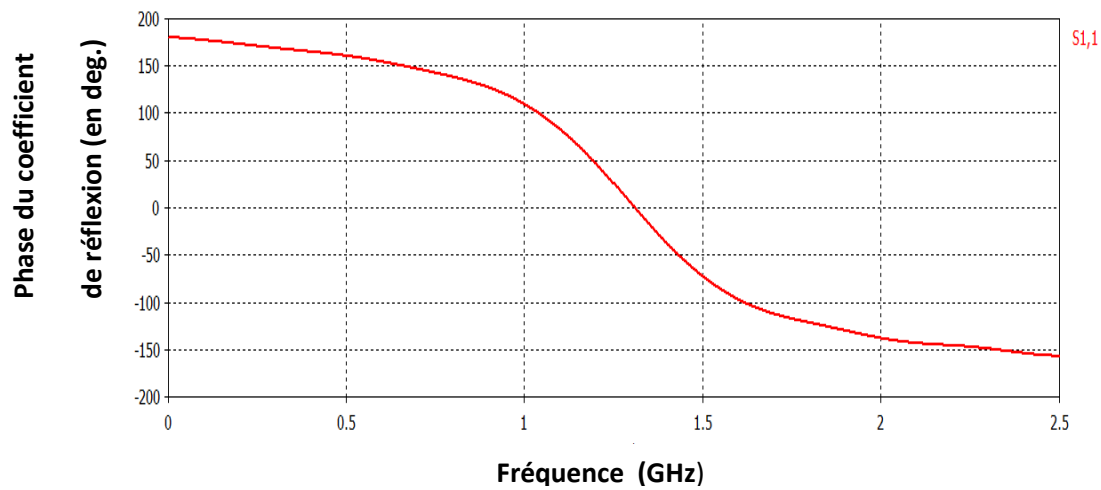


Figure III-13 Phase du coefficient de réflexion simulée pour la structure SC-SHI « mushroom »

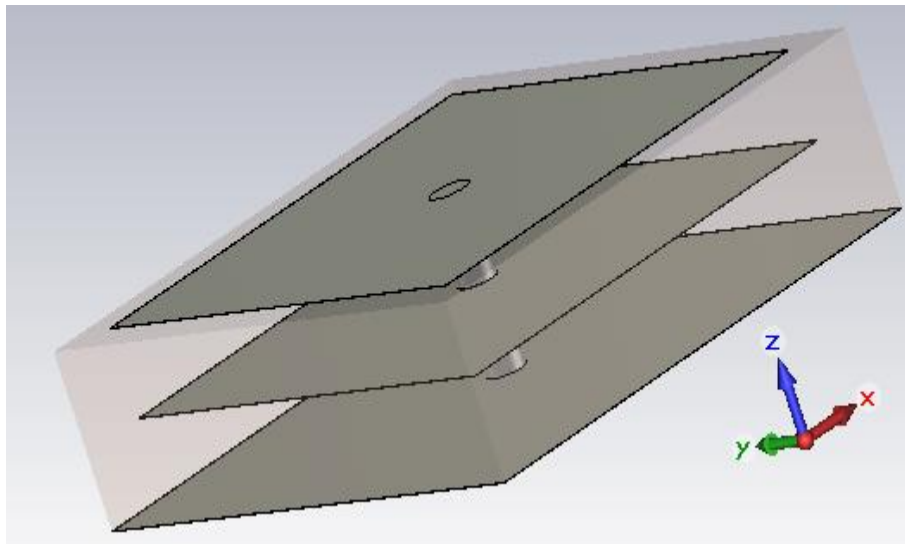


Figure III-14 Géométrie de la structure DC-SHI Superposées simulées SUR CST MWS

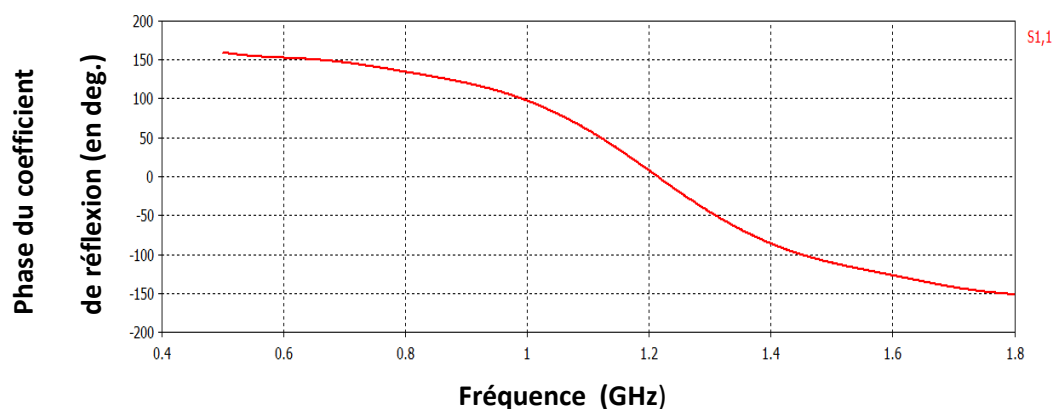


Figure III-15 Phase du coefficient de réflexion simulée pour la structure DC-SHI superposées

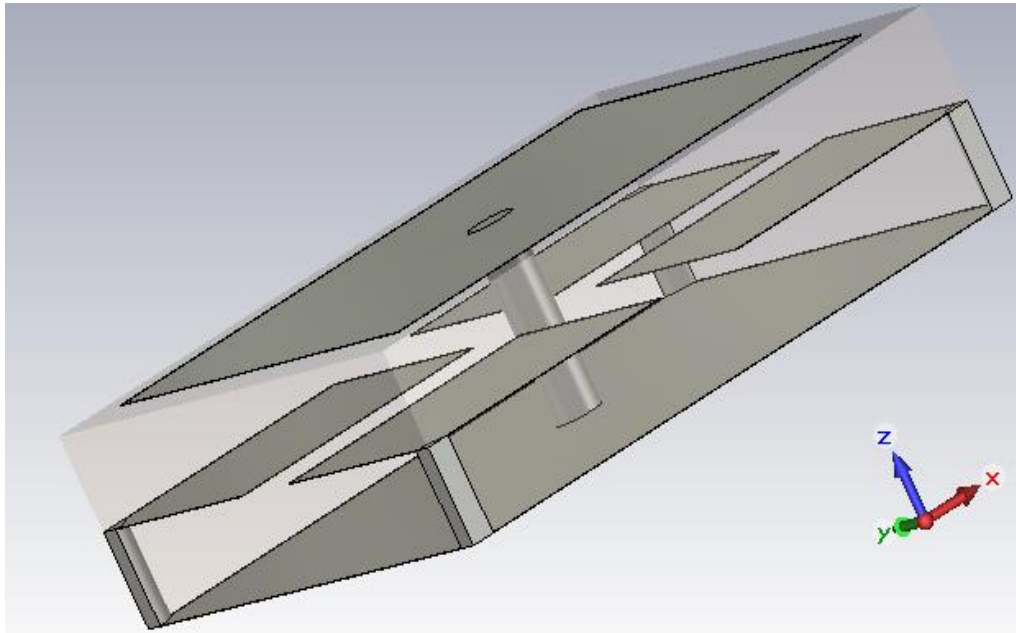


Figure III-16 Géométrie de la structure DC-SHI décalées simulée sur CST MWS

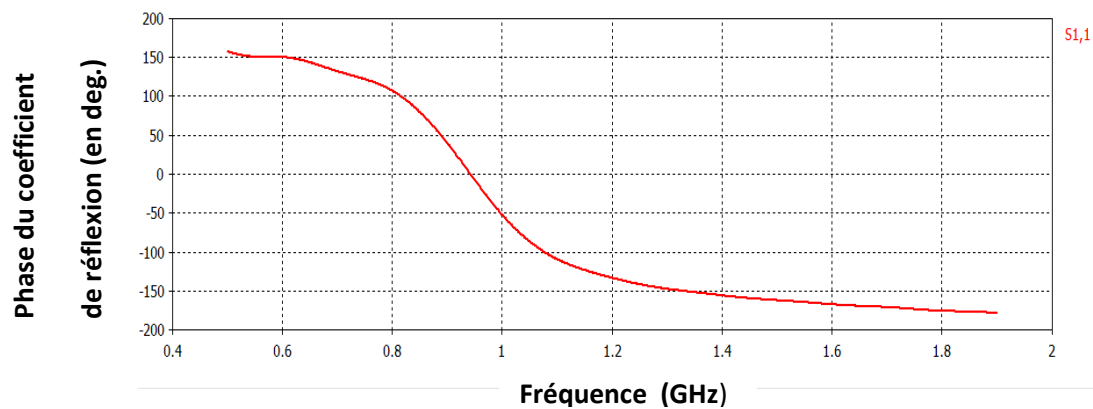


Figure III-17 Phase du coefficient de réflexion simulée pour la structure DC-SHI décalées

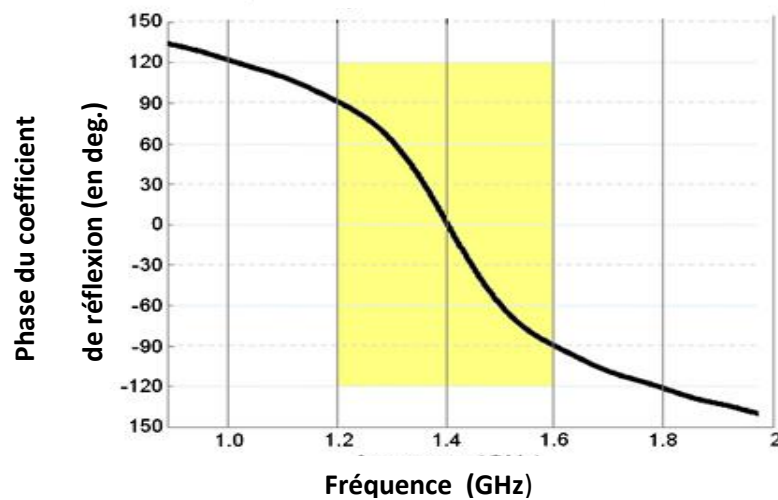


Figure III-18 Phase du coefficient de réflexion DC-SHI décalés conçue simulée avec les dimensions données par le tableau II-1 du chapitre II

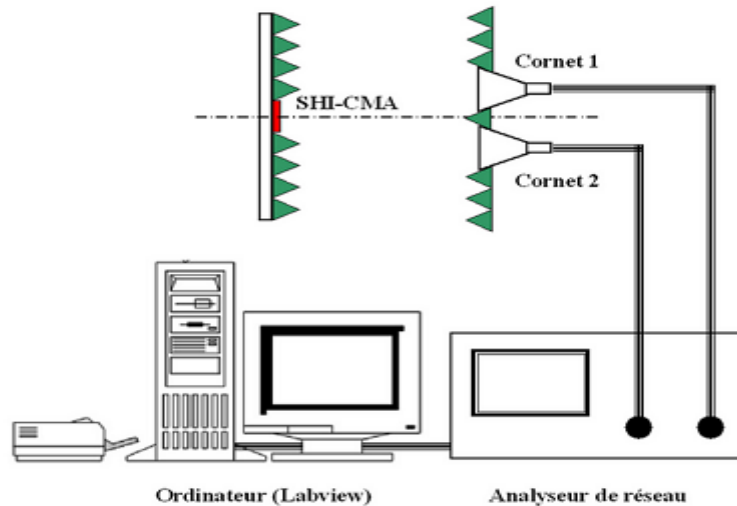


Figure III-19 Schéma de la chaîne de mesure du coefficient de réflexion d'une structure SHI [49]

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons considéré la phase du coefficient de réflexion des structures SHI. Nous avons obtenu son expression analytiquement par le modèle de la ligne de transmission qui est plus précis que celui du circuit résonnant parallèle. Puis cette phase est calculée numériquement avec CST MWS. Les résultats analytiques issus de ce second modèle sont proches de ceux obtenus numériquement. Cette comparaison nous permet de valider les schémas équivalents des SHI étudiées. Notons qu'à partir de la courbe représentant la phase du coefficient de réflexion de la structure SHI, nous pouvons déduire ses principales caractéristiques que sont sa fréquence de résonance et sa bande passante. Nous avons mis en évidence les deux régions importantes de cette phase du coefficient de réflexion : la première correspondant à la phase quadratique du coefficient de réflexion ($90^\circ \pm 45^\circ$), où la structure peut être utilisée pour avoir une bonne adaptation d'impédance pour les antennes filaires compactes et la seconde correspondant à la réflexion en phase (de $+90^\circ$ à -90°), où la structure SHI rayonne plutôt en phase ; la phase est nulle à la fréquence de résonance f_0 . Les résultats issus de cette méthode concordent avec ceux donnés par la détermination du coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ du second chapitre. Les structures SHI double couches ont été aussi considérées ici car elles nous permettent de travailler aux fréquences relativement basses et d'obtenir des antennes compactes large bande. Enfin, une étude paramétrique montrant l'influence des principaux paramètres des SHI est réalisée numériquement. Les résultats de cette étude sont utilisés comme règles de conception des structures SHI.

CHAPITRE IV ANTENNE TYPE RUBAN A BASE DE STRUCTURE SHI EN BANDE L

Introduction

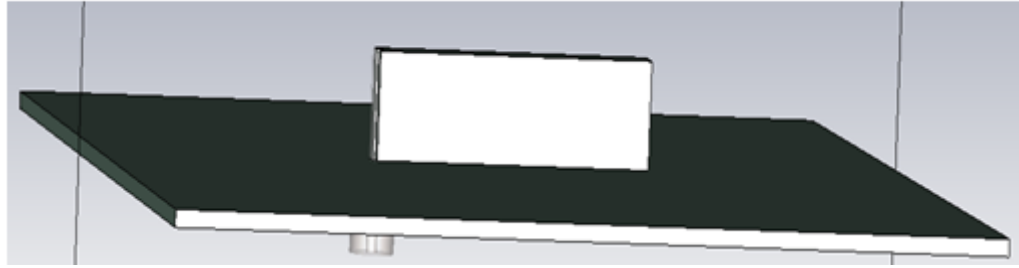
Dans ce chapitre nous considérons l'antenne type ruban avec son plan de masse réflecteur qui peut être un conducteur métallique parfait PEC ou une structure SHI. Nous commençons d'abord par le plan de masse PEC qui nous servira de référence. Puis nous nous intéressons à l'étude et à la conception de l'antenne de type ruban placée sur la structure métamatériau surface haute impédance double couches décalées DC-SHI servant de plan de masse réflecteur. La bande de fréquence de travail est la bande L autour de 1.3 GHz. Nous caractériserons chaque antenne en donnant le module de son coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ et son diagramme de rayonnement dans les plans E et H. Ces caractéristiques seront obtenues par simulation et/ou par mesure. La structure double couches décalées SHI sera comparée avec la SHI simple couche « champignon » et avec le plan de masse de référence conducteur métallique parfait PEC. Une analyse paramétrique en fonction de la position de l'alimentation, de la longueur du ruban rayonnant et du nombre de cellules sera effectuée. Enfin, nous terminons par la conception de l'antenne type « sabre » qui est un réseau d'antennes formé de deux antennes identiques à base de métamatériau DC-SHI décalées.

IV-1 Antenne de type ruban sur un plan de masse métallique

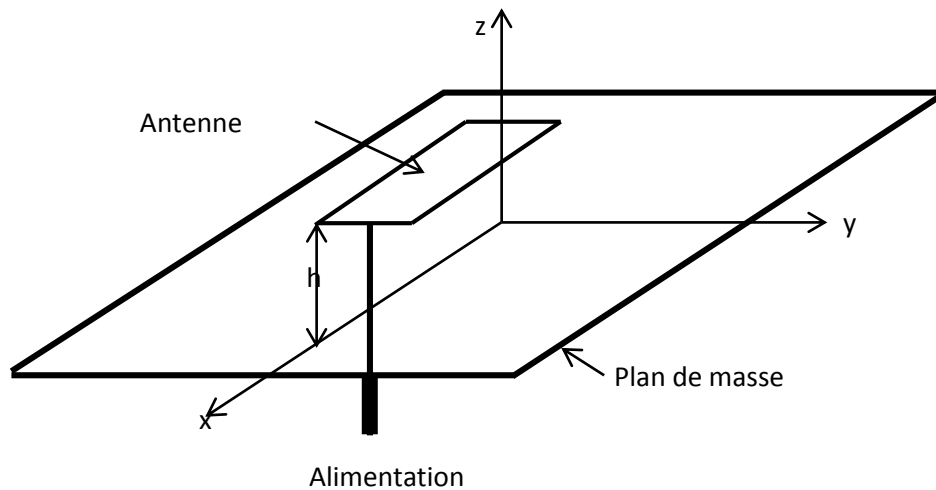
IV -1-1 Géométrie et dimensions de l'antenne

L'antenne sur la figure IV-1 est composée d'une piste ruban métallique de longueur $L = \lambda_{1.3GHz} / 2$ alimentée par un conducteur coaxial à son extrémité et placée sur un plan de masse métallique PEC. L'antenne doit avoir un rayonnement omnidirectionnel. Sa fréquence de résonnance est fixée par ses dimensions physiques, en particulier par sa longueur L . L'adaptation de l'antenne dépend de la hauteur du substrat (ROHACELL 31HF proche de l'air). Nous précisons qu'il s'agit d'un exemple non réalisé et le support de l'antenne est le substrat. La simulation montre qu'une hauteur d'au moins $h = \lambda_{1.3GHz} / 7$ serait nécessaire. Après optimisation, les paramètres de l'antenne sont les suivants :

- $L = \lambda_{1.3GHz} / 2 = 115mm, h = \lambda_{1.3GHz} / 7 = 33mm, W_{ruban} = \lambda_{1.3GHz} / 10 = 23mm$
- La fréquence de résonnance est égale à 1.3GHz
- Le plan de masse est de $\lambda_{1.3GHz} \times \lambda_{1.3GHz} = 230 \times 230mm^2$
- L'antenne est alimentée par un cylindre coaxial d'impédance caractéristique 50Ω à travers le plan de masse et dont la position est donnée en coordonnées cartésiennes par $(x = 0.24\lambda_{1.3GHz}, y = 0, z = 0)$



a) Géométrie de l'antenne type ruban simulée au-dessus d'un plan de masse PEC



b) Géométrie de l'antenne type ruban au-dessus d'un plan de masse PEC

Figure IV-1 Géométries de l'antenne type ruban au-dessus d'un plan de masse PEC

IV-1-2 Caractéristiques de l'antenne de type ruban sans MTM.

La figure IV-2 montre l'évolution du module en dB du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ en fonction de la fréquence obtenue par simulation avec le logiciel CST MWS. La fréquence de résonance de l'antenne est égale à **1.3 GHz** et sa bande passante va de 1.24 GHz à 1.36 GHz (9%).

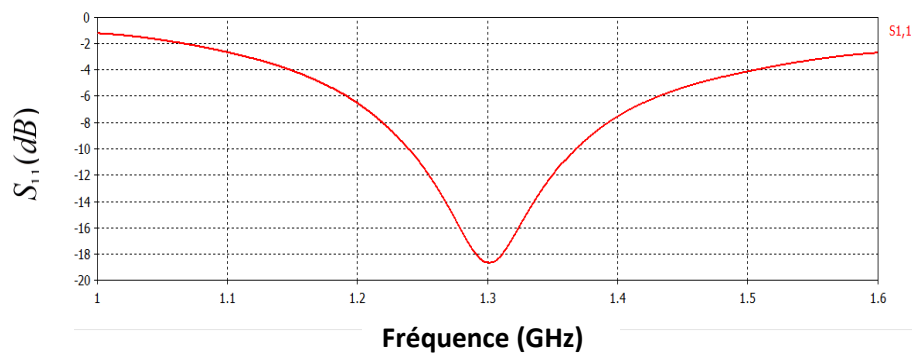
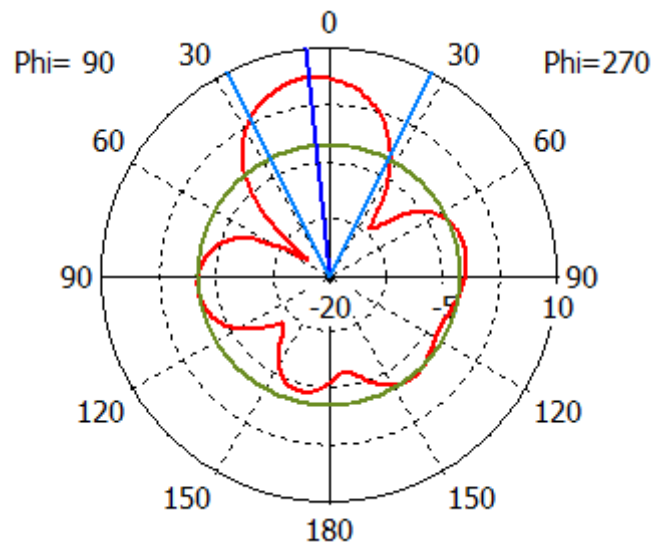


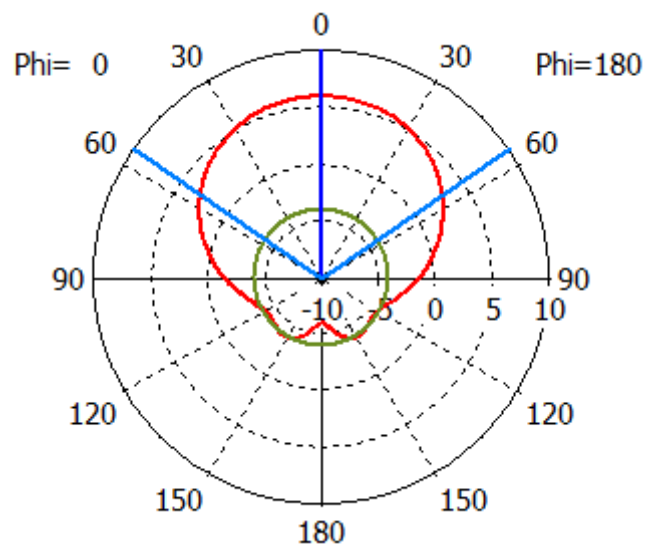
Figure IV-2 Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de l'antenne type ruban avec un plan de masse PEC obtenu par simulation sur CST MWS

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans H (XoZ ou $\Phi=0^\circ$) et E (YoZ ou $\Phi=90^\circ$) simulés à la fréquence de résonance $f=1.3$ GHz sont présentés sur les figures IV-3 a-b.

Dans le plan E (figure IV-4-a), la direction du lobe principal est suivant $\theta=13^\circ$ avec un gain maximum de $6,8$ dB. Le diagramme de rayonnement est quasi-omnidirectionnel dans le plan H.



a)



b)

Figure IV-3 Diagrammes de rayonnement simulés a) dans le plan E b) dans le plan H

IV-2 Antenne de type ruban sur une structure SHI simple couche

L'antenne ruban précédente est maintenant placée au-dessus d'une structure métamatériau SHI formée d'une seule couche de cellules élémentaires carrées en champignon de type de Sievenpiper pour la rendre plus compacte et gagner sur sa hauteur totale (figure IV-4). Pour cette étude, le substrat utilisé est du **ROHACELL 31HF** de permittivité ε_r égal à 1.046, une tangente de pertes $tg \delta = 0.002$ et de hauteur $h = \lambda_{1.3GHz} / 42.7 = 5.4mm$. Il est équivalent à l'air pour avoir une bonne comparaison avec le plan de masse PEC (même diélectrique). Les dimensions de la cellule élémentaire ainsi que celles de l'antenne ont été optimisées pour fonctionner à la fréquence de 1.3 GHz. Le tableau IV-1 donne les valeurs de ces paramètres.

Paramètre	Dimensions
Dimensions du ruban (L x l)	$0.5 \lambda_0 \times 0.1 \lambda_0 = 115mm \times 23mm$
Largeur du patch W	$0.4 \lambda_0 = 92mm$
Gap g	$0.02 \lambda_0 = 4.6mm$
Hauteur de la SHI h	$0.023 \lambda_0 \approx 5.4mm$
Distance ruban-SHI a	$0.03 \lambda_0 \approx 7mm$
Hauteur totale de l'antenne a+h	$0.03 \lambda_0 + 0.023 \lambda_0 = 12.4mm$
Rayon des via r	$0.005 \lambda_0 \approx 1.2mm$
Surface du réflecteur	$[7 \times (W + g)]^2 = 2.94 \lambda_0 \times 2.94 \lambda_0 \approx 676.6mm \times 676.6mm$
Position du point d'alimentation	$(x = 0, y = -2.5(W + g), z = 0)$

**Tableau IV-1 Dimensions de l'antenne de type ruban au-dessus de la structure SHI simple couche
SC-SHI avec le substrat ROHACELL 31HF**

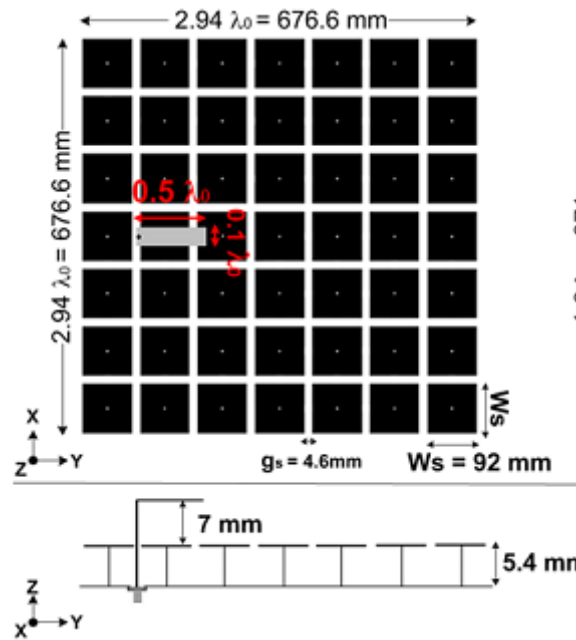


Figure IV-4 Géométrie de l'antenne de type ruban au-dessus de la structure SHI simple couche SC-SHI avec le substrat ROHACELL 31HF

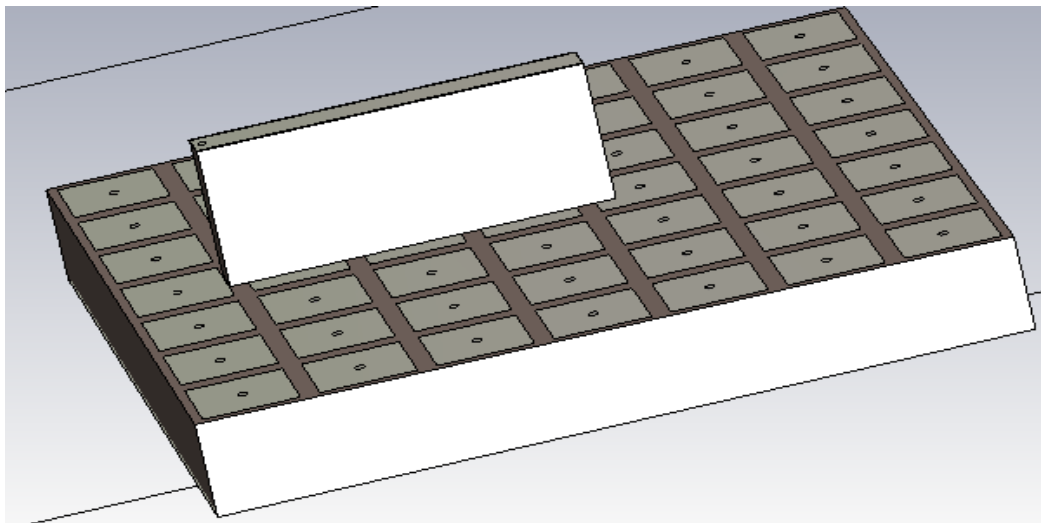


Figure IV-5 Géométrie de l'antenne de type ruban placée sur une structure métamatériau SHI monocouche « conventionnelle » simulée sur CST MWS

La figure IV-6 montre les résultats obtenus en simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de type ruban à base de métamatériau SC-SHI des figures IV-4 et 5. Les simulations ont été faites pour trois distances a entre le ruban rayonnant et la structure SHI. Nous ne présentons ici que les cas où l'antenne est bien adaptée. Cette adaptation est atteinte uniquement pour une hauteur totale telle que $h_{totale} = h + a \geq 10 \text{ mm}$. La fréquence centrale ne change pas avec la hauteur totale de l'antenne.

Pour $h_{totale} = 12.4mm$ par exemple, on a $S_{11} = -28dB$ à la fréquence 1.3 GHz. Les autres dimensions sont données par le tableau IV-1.

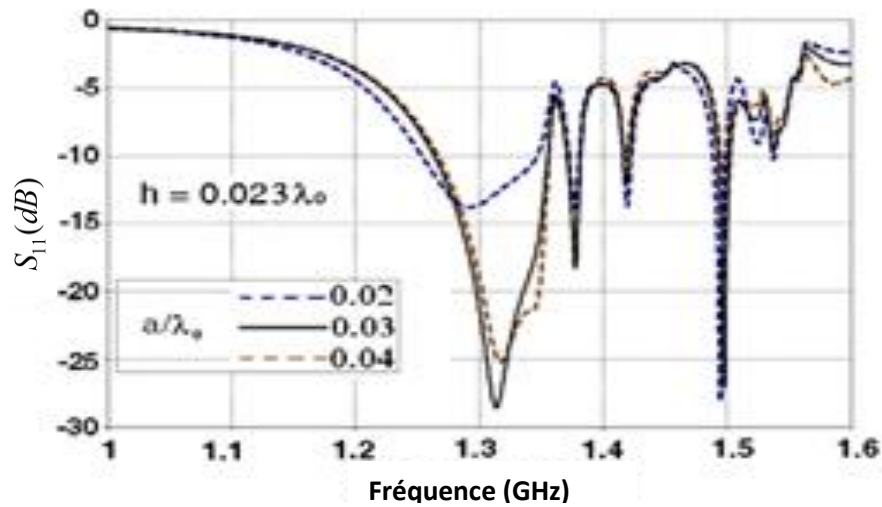


Figure IV-6 Coefficient de réflexion simulé pour une antenne ruban au-dessus de la structure SC-SHI monocouche « conventionnelle » avec le substrat ROHACELL 31HF

IV-3 Conception et optimisation d'une antenne ruban basée sur la structure métamatériau double couches DC-SHI décalées

IV-3-1 Comparaison des antennes DC-SHI et SC-SHI

L'antenne ruban précédente est maintenant placée au-dessus d'une structure métamatériau SHI formée par une « double couches » décalées de la même cellule élémentaire (figure IV-7). Notons que les deux structures SHI, simple ou double couches ont la même hauteur $h = \lambda_{1.3GHz} / 42.7 = 0.023 \lambda_{1.3GHz} = 5.4 mm$ et le même substrat. Cette seconde antenne ruban, placée au-dessus de la structure SHI double-couche décalées (DC-SHI décalées) est parfaitement adaptée autour de la fréquence 1.3 GHz dès $h_{totale} = h + a \geq 5.63 mm$. La figure IV-8 montre les résultats simulés avec les dimensions données par le tableau IV-2. On remarquera que la fréquence de résonance de l'antenne varie avec la hauteur totale (h_{totale}) ainsi que la bande passante qui est plus large que celle de la structure antenne basée sur la SHI monocouche « conventionnelle ». L'avantage de la DC-SHI double-couche décalées par rapport à la SC-SHI monocouche est qu'elle permet d'abaisser la fréquence de résonance, donc de réduire les dimensions des cellules élémentaires et d'élargir la bande passante.

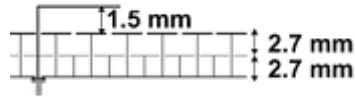


Figure IV-7 Géométrie de l'antenne de type ruban placée sur la structure métamatériau double couches décalées DC-SHI avec le substrat ROHACELL 31HF

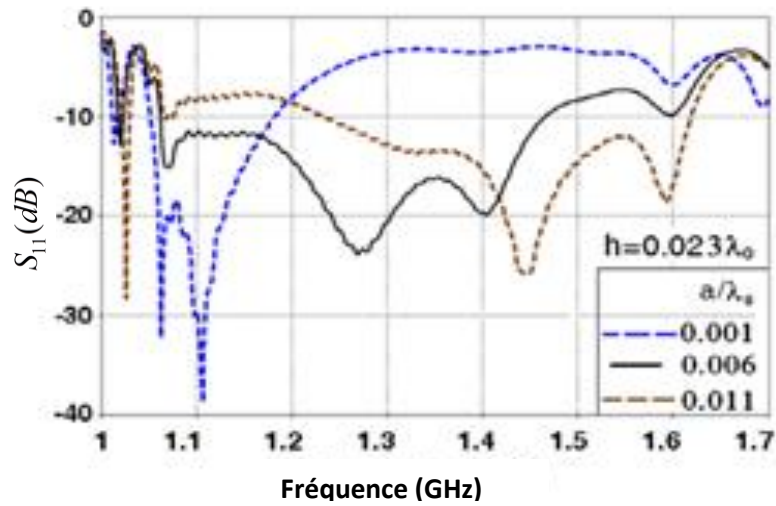


Figure IV-8 Coefficient de réflexion simulé pour une antenne ruban au-dessus de la structure double couches décalées DC-SHI avec le substrat ROHACELL 31HF

Paramètre	Dimensions
Dimensions du ruban (L x l)	$0.5\lambda_0 \times 0.06\lambda_0 = 115\text{ mm} \times 1.4\text{ mm}$
Largeur du patch W	$0.21\lambda_0 = 48.3\text{ mm}$
Gap g	$0.02\lambda_0 = 4.6\text{ mm}$
Hauteur de la SHI h	$0.023\lambda_0 \approx 5.4\text{ mm}$
Distance ruban-SHI a	$0.006\lambda_0 \approx 1.4\text{ mm}$
Hauteur totale de l'antenne a+h	$0.006\lambda_0 + 0.023\lambda_0 = 6.8\text{ mm}$
Rayon des via r	$0.005\lambda_0 \approx 1.2\text{ mm}$
Surface du réflecteur	$[7 \times (W + g)]^2 = 1.62\lambda_0 \times 1.62\lambda_0 = 371\text{ mm} \times 371\text{ mm}$
Position du point d'alimentation	$(x = 0, y = -5(W + g)/2, z = 0)$

Tableau IV-2 Dimensions de l'antenne au-dessus de la structure DC-SHI double couches décalées avec le ROHACELL 31HF

De cette étude, il en ressort que nous pouvons miniaturiser l'antenne c'est-à-dire réduire sa surface et sa hauteur totale en choisissant une structure double-couche décalées DC-SHI.

IV-3-2 Conception de l'antenne DC-SHI à substrat Rogers RT 5880 LZ

Dans le but de réaliser un prototype de l'antenne finale à base de métamatériau mettant en œuvre la structure double couches décalées DC-SHI, nous choisissons comme substrat diélectrique, le **Rogers RT 5880 LZ** de permittivité diélectrique relative $\epsilon_r = 1.96$, de tangente de pertes $\tan \delta = 0.0019$. Deux épaisseurs ont été utilisées : $h = 1.27mm$ pour l'élément rayonnant (piste ruban) et $h = 2.54mm$ pour la structure métamatériau DC-SHI décalées. Le coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ de la structure DC-SHI est déterminé par la méthode du mode quasi-TEM (méthode du guide d'onde). La figure IV-9 donne le coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ pour chaque couche prise individuellement. La couche supérieure avec une hauteur de $0.022\lambda_{1.3GHz}$ présente une fréquence de résonance autour de $1.1GHz$ et une bande interdite d'environ $\sim 18.3\%$ pour $S_{21}(dB) \leq -10dB$. La couche inférieure d'épaisseur égale à $h/2 = 0.011\lambda_{1.3GHz}$ présente une fréquence de résonance autour de $1.35GHz$ et une bande passante d'environ $\sim 18\%$. Ces résultats sont en accord avec le circuit équivalent résonnant parallèle : pour une hauteur plus faible, nous aurons une inductance plus faible donc une bande interdite plus faible mais une fréquence de résonance plus grande. Pour ces deux simulations W, g, r_{via} et les propriétés du diélectrique restent inchangées. La figure IV-10 donne le résultat numérique de $S_{21}(dB)$ simulé de la structure DC-SHI. Il apparaît que les deux bandes interdites précédentes s'ajoutent, donnant lieu à une bande interdite plus large, qui va de $1.06GHz$ à $1.5GHz$ avec une fréquence centrale d'environ $\sim 1.3GHz$, soit une bande interdite de $\sim 34\%$.

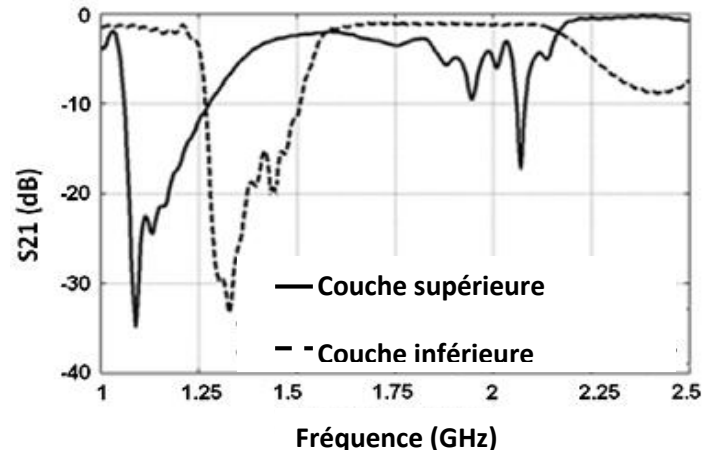


Figure IV-9 Coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ pour chaque couche prise individuellement

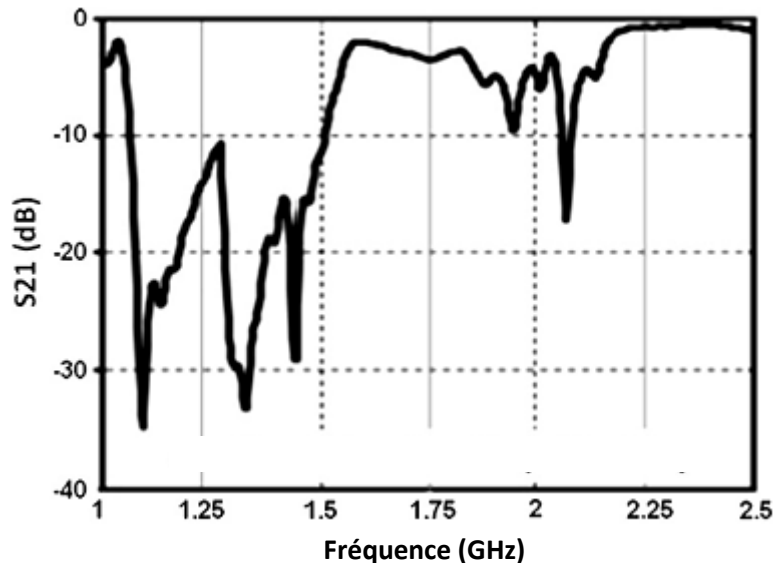


Figure IV-10 Coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ simulé de la structure DC-SHI décalée

La figure IV-11 donne la phase du coefficient de réflexion PS_{11} de la structure DC-SHI déterminée pour une onde plane incidente d'angle d'incidence nul. La phase varie de -180° à $+180^\circ$ avec une phase nulle ($PS_{11} = 0^\circ$) à $f_0 = 1.4 GHz$. A cette fréquence, la surface DC-SHI se comporte comme un conducteur magnétique (CMA) avec un coefficient de réflexion égale à $+1$; elle présente aussi une haute impédance devant l'impédance caractéristique du vide, d'où le nom de SHI. Notons que la largeur de bande d'une antenne est déterminée par l'interaction entre l'antenne et la métasurface [12]. Donc, si on choisit comme critère de réflexion en phase $0^\circ \pm 90^\circ$ de cette DC-SHI, l'intervalle de fréquence se situe de $\sim 1.23 GHz$ à $\sim 1.57 GHz$, correspondant à une bande interdite de $\sim 24\%$. Si on choisit le critère de réflexion en quadrature $90^\circ \pm 45^\circ$ [12], la bande interdite s'étale de $0.9 GHz$ à $1.35 GHz$, soit une bande interdite de 32% .

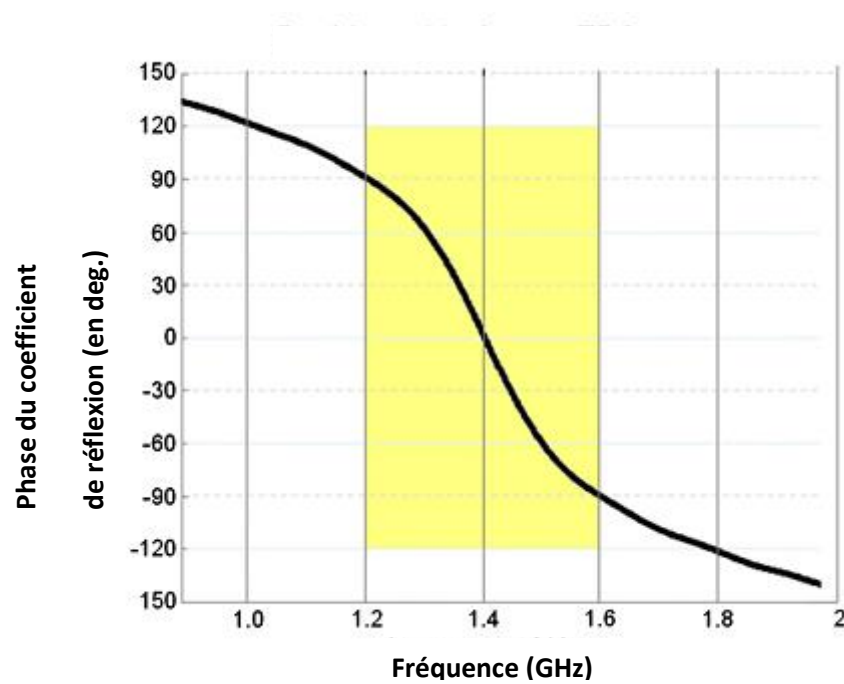


Figure IV-11 Phase du coefficient de réflexion simulé de la structure DC-SHI décalée

L'antenne finale constituée du ruban rayonnant et la DC-SHI séparées par une distance a est représentée sur la figure IV-12. L'élément ruban rayonnant est également imprimé sur le même substrat **Rogers RT 5880 LZ** en utilisant une autre couche disponible d'épaisseur 1.27 mm (figure IV-12).

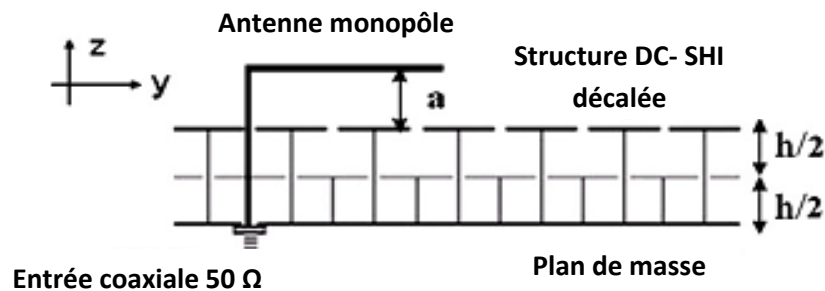


Figure IV-12 Conception de l'antenne ruban basée sur une structure DC-SHI décalées avec substrat Rogers RT 5880 LZ

IV-3-2-1 Fabrication de l'antenne

Une maquette de l'antenne métamatériau a été fabriquée en utilisant le substrat **Rogers RT 5880 LZ**, de constante diélectrique relative $\epsilon_r = 1.96$ et une tangente de pertes $\tan \delta = 0.0019$. Deux

épaisseurs ont été utilisées : $h = 1.27mm$ pour l'élément rayonnant (piste ruban) et $h = 2.54mm$ pour la structure métamatériau DC-SHI décalées. Elle est représentée sur la figure IV-13.



Figure IV-13 Prototype de l'antenne métamatériau fabriquée

IV-3-2-2 Caractérisation RF : Taux d'ondes stationnaires, coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ et diagrammes de rayonnement de l'antenne prototype

Les résultats de simulation de l'interaction entre l'antenne et le plan de masse DC-SHI sont présentés. La distance qui les sépare est hautement sensible ; par conséquent elle nécessite une optimisation soigneuse. La structure antennaire conçue a été modélisée puis caractérisée numériquement sur CST MWS. Ses dimensions sont données par le tableau IV-3. Les résultats obtenus par simulation et mesure donnent son taux d'ondes stationnaires, son coefficient de réflexion $S_{11}(en\ dB)$, ainsi que son diagramme de rayonnement représentés respectivement sur les figures IV-15, IV-16 et IV-17. Les résultats expérimentaux donnent un minimum de $S_{11}(dB)$ à 1.41 GHz, en bonne conformité avec la fréquence souhaitée 1.35 GHz et optimisée par les simulations.

La figure IV-15 montre le taux d'ondes stationnaires TOS mesuré et simulé. En dépit d'un léger décalage en fréquence entre eux, nous observons un accord remarquable entre les mesures et les simulations, toutes les formes et les pentes sont retrouvées. Le **TOS simulé** montre une fréquence de résonance de 1.3 GHz et une largeur de bande ($VSWR \leq 2$) de 324 MHz, de 1.194GHz à 1.518GHz , qui correspond à une largeur de bande de 24%. Ceci concorde bien avec le $S_{21}(dB)$ donné par la figure IV-10. Le **TOS mesuré** montre une fréquence de résonance de 1.4GHz (décalage en fréquence de 50MHz) et une largeur de bande de 337 MHz de 1.213GHz à 1.55GHz , qui correspond à une largeur de bande de 24.4%. Donc la largeur de bande mesurée est plus large que celle obtenue par simulation et concorde mieux avec celle obtenue par la phase du

coefficient de réflexion de la figure IV-11. Dans cette bande le T.O.S. est inférieur à 2 et le coefficient de réflexion $S_{11} < -10dB$.

Le paramètre $S_{11}(dB)$ de la maquette a été mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel montré sur la figure IV-14-a. La figure IV-16 présente le coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ mesuré. Nous retrouvons les mêmes résultats que ceux obtenus précédemment à partir du TOS à savoir que la fréquence de résonnance est $\sim 1.4GHz$ et la bande passante de $\sim 24\%$. Ces résultats démontrent clairement l'influence bénéfique de la structure DC-SHI décalées sur les performances de l'antenne. Nous obtenons une antenne ultra compacte de hauteur totale $\approx \lambda_{1.3GHz} / 36$ et largeur de bande $\approx 24\%$.



Figure IV-14-a : Mesure du coefficient de réflexion et du VSWR (TOS) avec un analyseur de réseau vectoriel



Figure IV-14-b1 : Mesure des diagrammes de rayonnement de l'antenne dans une chambre anéchoïque



Figure IV-14-b2 : Mesure des diagrammes de rayonnement de l'antenne, appareillages complémentaires à la chambre anéchoïque

Paramètre	Dimensions de la SHI double couches décalées
W largeur du patch	$33.4\text{ mm} \approx 0.15 \lambda_0$
g gap entre deux patchs voisins	$4.6\text{ mm} \approx 0.02 \lambda_0$
h épaisseur du substrat	$5.08\text{ mm} \approx 0.022 \lambda_0$
r rayon des vias	$1.3\text{ mm} \approx 0.0057 \lambda_0$
a distance monopôle-SHI	$1.27\text{ mm} \approx 0.0055 \lambda_0$
$h + a$ hauteur totale de l'antenne	$6.35\text{ mm} \approx 0.0275 \lambda_0$
ls largeur du plan de masse	$266\text{ mm} \times 266\text{ mm} \approx 1.1565 \lambda_0 \times 1.1565 \lambda_0$
$L \times l$ dimensions du ruban	$86\text{ mm} \times 13.8\text{ mm} \approx 0.5 \lambda_g \times 0.06 \lambda_0$
Position du point d'alimentation	$(x = 0, y = -5(W + g)/2 = -0.425 \lambda_0, z = 0)$

Tableau IV-3 Dimensions de l'antenne au-dessus de la structure SHI double couches décalées avec le substrat Rogers RT 5880 LZ

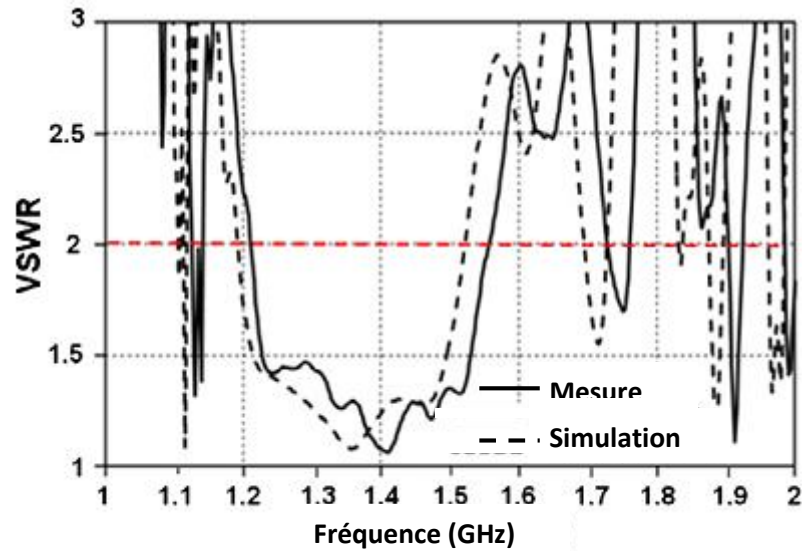


Figure IV-15 Comparaison des résultats de mesure et de simulation du taux d'ondes stationnaires (VSWR) de l'antenne conçue à base de métamatériau DC-SHI décalées.

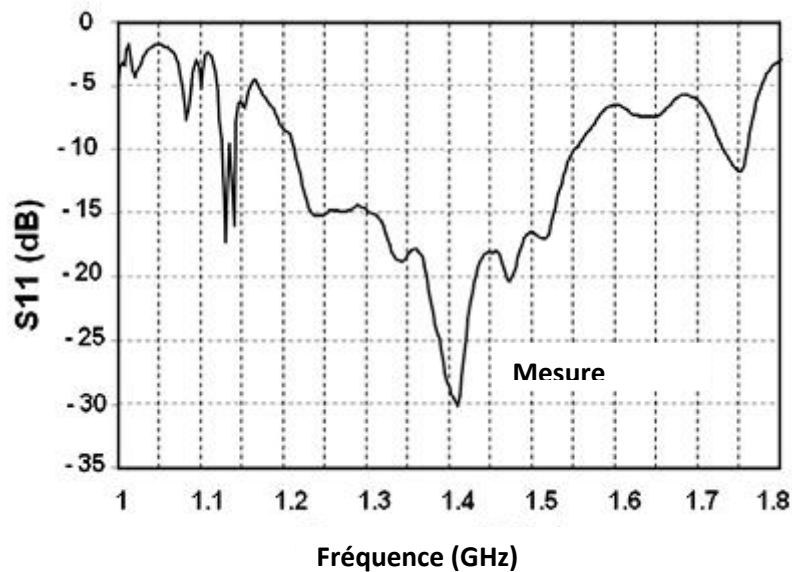


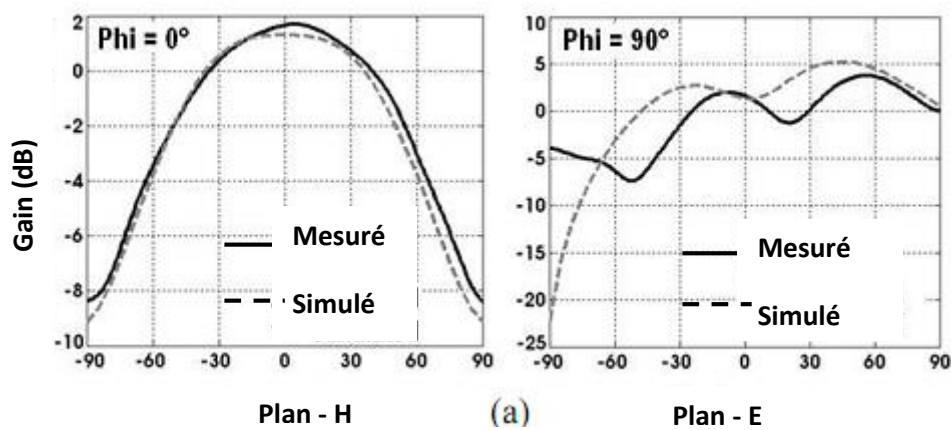
Figure IV-16 Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ mesuré de l'antenne conçue

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne métamatériau (MTM) ont été mesurés dans une chambre anéchoïque (figure IV-14-b1). Nous présentons les résultats seulement pour cinq fréquences judicieusement choisies : il s'agit de $f=1.215$ GHz et $f=1.545$ GHz aux deux extrémités de la bande passante mesurée puis $f=1.350$ GHz, $f=1.450$ GHz et $f=1.517$ GHz, trois fréquences prises à l'intérieur de la bande passante.

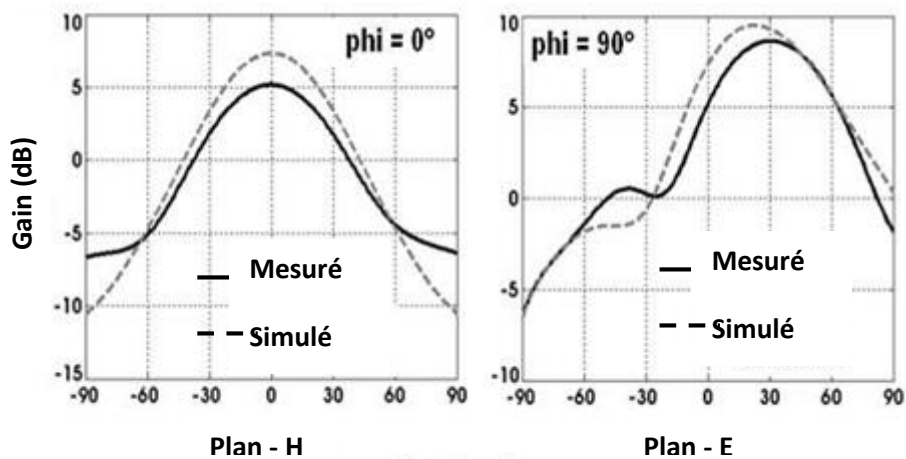
Les figures IV-17 a-e donnent les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans les plans E ($\phi=90^\circ$) et H ($\phi=0^\circ$) de l'antenne métamatériau pour les fréquences indiquées : 1.215 GHz, 1.350 GHz, 1.45 GHz, 1.517 GHz et 1.545 GHz.

Les résultats des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sont en très bon accord.

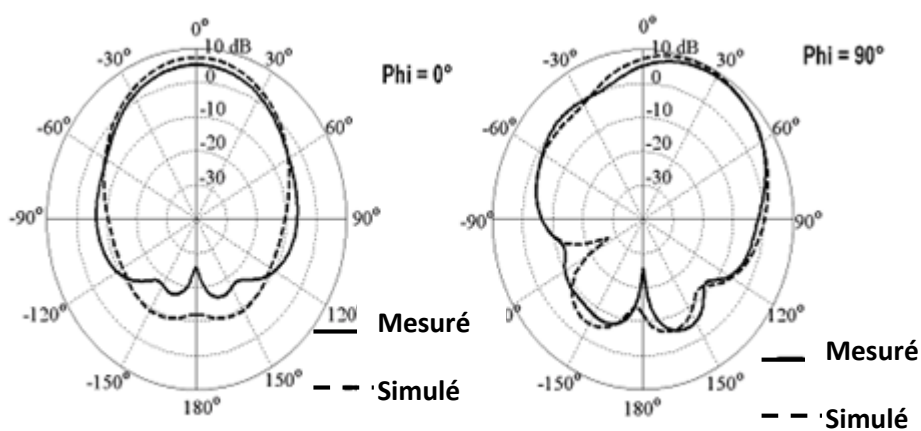
- A la fréquence **1.35 GHz**, le gain maximum mesuré de l'antenne est de 5 dB à $\theta = 0^\circ$ dans le plan H et 8.5 dB à $\theta = 30^\circ$ dans le plan E (Figure IV-17-b).
- A la fréquence **1.45 GHz**, le gain maximum mesuré de l'antenne est de 8 dB à $\theta = 0^\circ$ dans le plan H et 9 dB à $\theta = 17^\circ$ dans le plan E (Figure IV-17-c).
- A la fréquence **1.215 GHz** (extrémité de bande), le gain maximum mesuré de l'antenne est de 2 dB à $\theta = 0^\circ$ dans le plan H et 4 dB à $\theta = 60^\circ$ dans le plan E (Figure IV-17-a).
- A la fréquence **1.545 GHz** (extrémité de bande), le gain maximum mesuré de l'antenne est de 5 dB à $\theta = 0^\circ$ dans le plan H, il est assez directif dans le plan E et large dans le plan H (Figure IV-17-e).
- A la fréquence **1.517 GHz** (extrémité de bande), le gain maximum mesuré de l'antenne est de 5.8 dB à $\theta = 0^\circ$ dans le plan H et 6 dB à $\theta = 20^\circ$ dans le plan E (Figure IV-17-a).



a) F=1.215 GHz

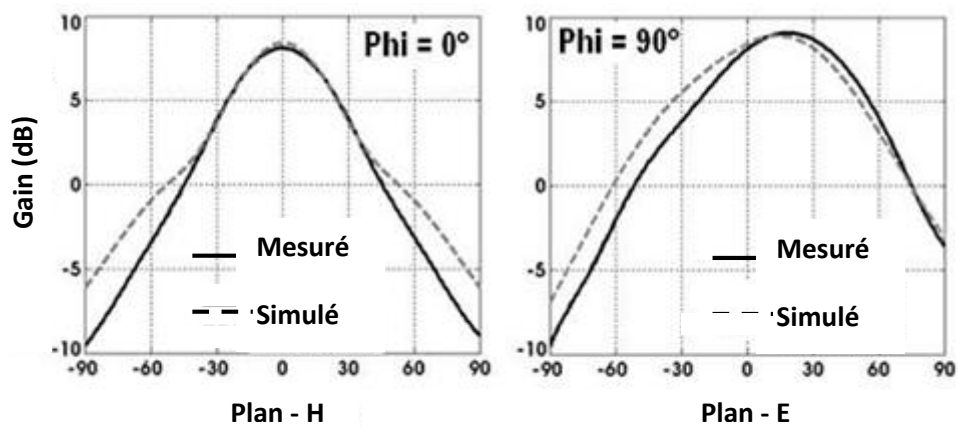


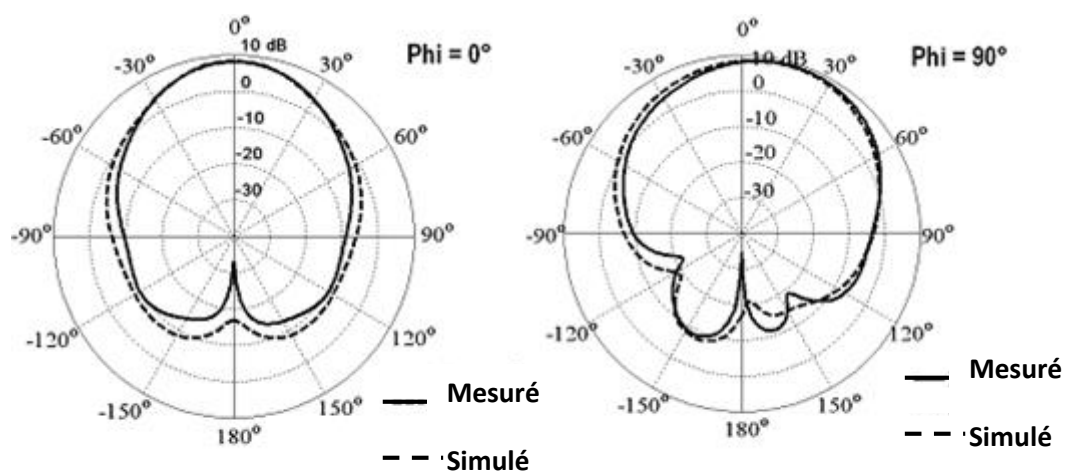
Diagrammes cartésiens



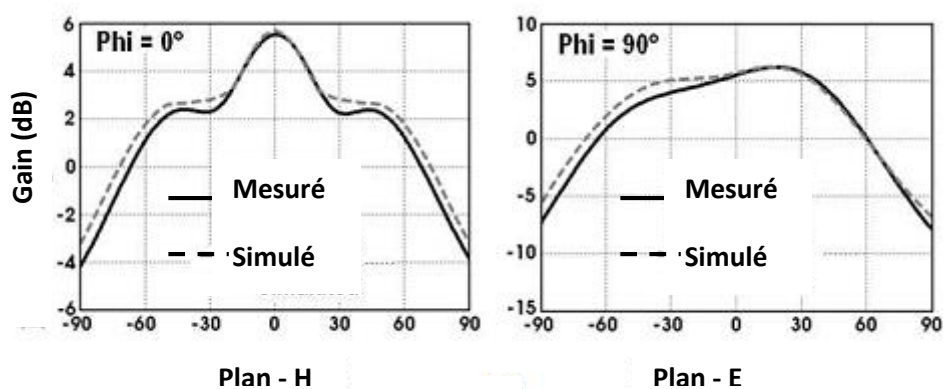
Diagrammes polaires

b) F=1.35 GHz

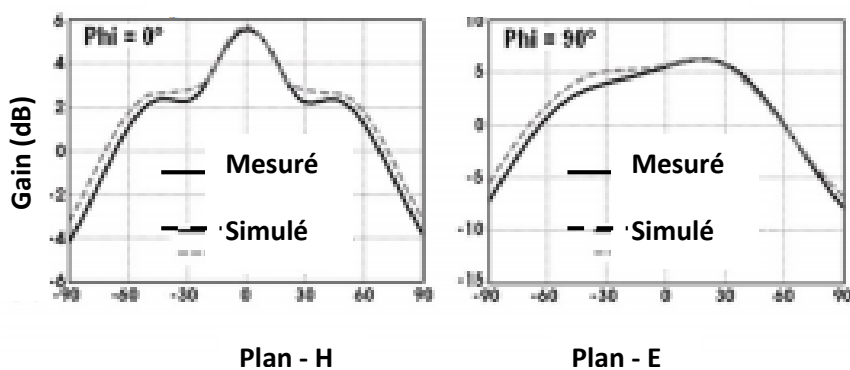




c) F=1.45 GHz



d) F=1.517 GHz



e) F=1.545GHz

Figure IV-17 Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne pour différentes fréquences

IV-3-3 Comparaison entre les plans de masse PEC et DC-SHI décalées

Comparons l'antenne de type ruban au-dessus de la structure DC-SHI décalées et celle au-dessus d'un plan de masse PEC en considérant les trois cas suivants :

Cas 1 : avec un plan de masse métallique (PEC) et une hauteur totale de l'antenne $h_{totale} = \lambda_0/36$.

Cas 2 : avec un plan de masse métallique (PEC) et une hauteur totale de l'antenne $h_{totale} = \lambda_0/7$.

Cas 3 : avec une structure DC-SHI décalées proposée (figure IV-9) et une hauteur totale $h_{totale} = \lambda_0/36$

Afin de comparer les résultats obtenus par simulation avec le CST MWS, certains paramètres de l'antenne restent constants tels que la taille finie du plan de masse ($S_{réflecteur} = 1.15 \lambda_0 \times 1.15 \lambda_0$), les dimensions de l'antenne, la hauteur h du substrat et la position d'alimentation par connecteur coaxial. On rappelle que $h_{totale} = h + a$ où h est la hauteur du substrat métamatériau c'est-à-dire de la DC-SHI et a la distance antenne- surface supérieure de la DC-SHI.

La figure IV-18 montre l'impédance d'entrée sur l'abaque de Smith simulée pour les trois cas étudiés. Pour le premier cas, l'impédance d'entrée de l'antenne est de plus en plus capacitive en fonction de la fréquence. Elle est très désadaptée par rapport à l'impédance caractéristique 50Ω du câble d'alimentation d'entrée.

Dans le deuxième cas, l'impédance d'entrée de l'antenne traverse le centre de l'abaque (impédance caractéristique de 50Ω) à 1.3 GHz. Avec cette hauteur, l'antenne peut fonctionner correctement.

Enfin, pour le troisième cas, l'impédance d'entrée traverse le centre de l'abaque et forme une boucle autour de la fréquence de résonance $f_0 = 1.3\text{GHz}$ (Figure IV-18). L'antenne peut être adaptée sur une large bande passante, de 1.193 GHz à 1.517 GHz, soit une bande passante relative d'environ 24%.

La bande passante d'une antenne à base de substrat métamatériau peut être calculée analytiquement en fonction de sa capacité totale C et de son inductance totale L par :

$$BW = \frac{Z}{\eta_0} = \frac{1}{\eta_0} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$BW = \frac{1}{377} \sqrt{\frac{11 \times 10^{-9}}{1.13 \times 10^{-12}}} = \frac{1}{377} \sqrt{\frac{11 \times 10^3}{1.13}} = 0.26 = 26\%$$

Les résultats obtenus par simulation (Figure IV-19) et analytiquement (calcul précédent) sont en assez bon accord. Nous confirmons ainsi le schéma équivalent en constantes localisées de la structure DC-SHI.

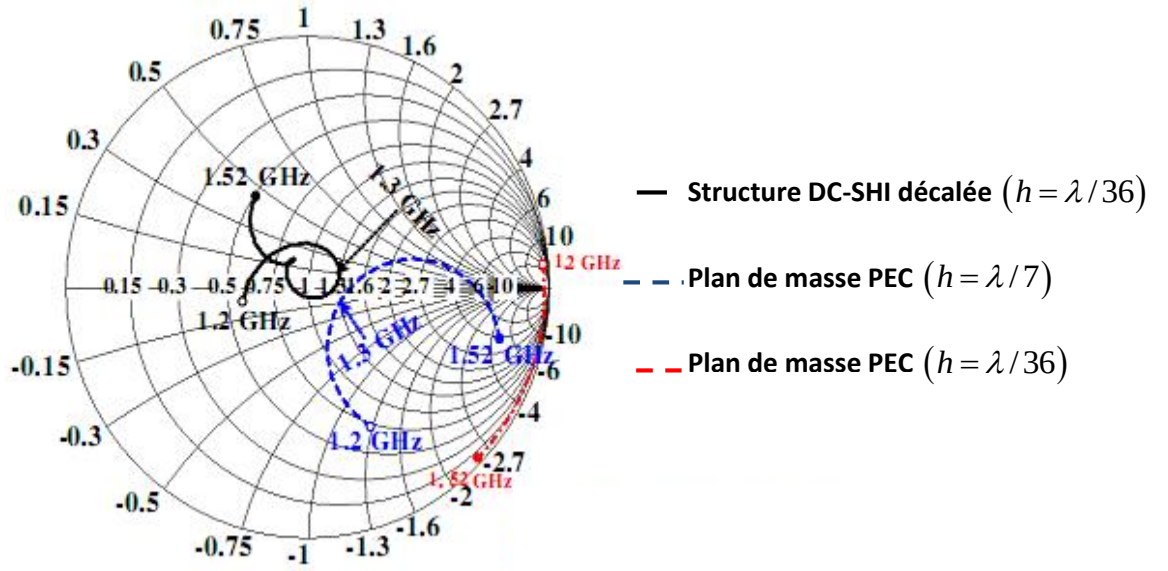


Figure IV-18 Comparaison des Impédances d'entrée des trois antennes ruban par simulation sur CST MWS

Nous avons obtenu l'impédance d'entrée Z_e et le coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de l'antenne métamatériau double couche décalées (DC-SHI décalées, cas 3, $h_{totale} = \lambda_0/36$) pour différentes fréquences dans la bande passante, par simulation sur CST MWS. Les résultats sont donnés sur le tableau IV-4. La figure IV-19 donne le module du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ mesuré et simulé dans le cas de l'antenne conçue DC-SHI décalées de hauteur totale $\lambda_0/36$ et simulé dans le cas de l'antenne ruban placée à une hauteur de $\lambda_0/7$ sur un plan de masse métallique parfaitement conducteur PEC. La figure IV-20 donne la distribution des courants de surfaces ou ondes de surface sur les surfaces inférieure et supérieure de la surface haute impédance. Elle montre les interactions entre l'antenne monopôle et la surface métamatériau à la fréquence de résonance. La structure DC-SHI par sa bande interdite supprime la propagation des courants induits qui est limitée aux premières cellules unités autour de l'élément rayonnant.

Fréquences(GHz)	1.2	1.3	1.355	1.4	1.5
$S_{11}(dB)$	-11	-19	-29	-18	-12
$Re(Z_e)$ en Ω	28.82	62.17	61.28	40.5	33.4
$Im(Z_e)$ en Ω	-2.2	1.76	0	5.2	9.25

Tableau IV-4 Impédance d'entrée Z_e et coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de l'antenne MTM (DC-SHI) décalée

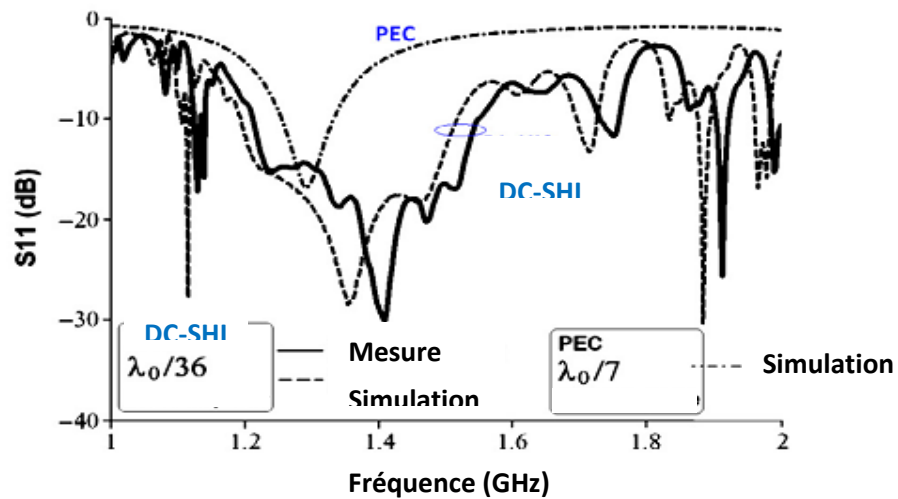


Figure IV-19 Comparaison du module du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$, mesuré et simulé dans le cas de la DC-SHI et simulé sur un plan métallique PEC

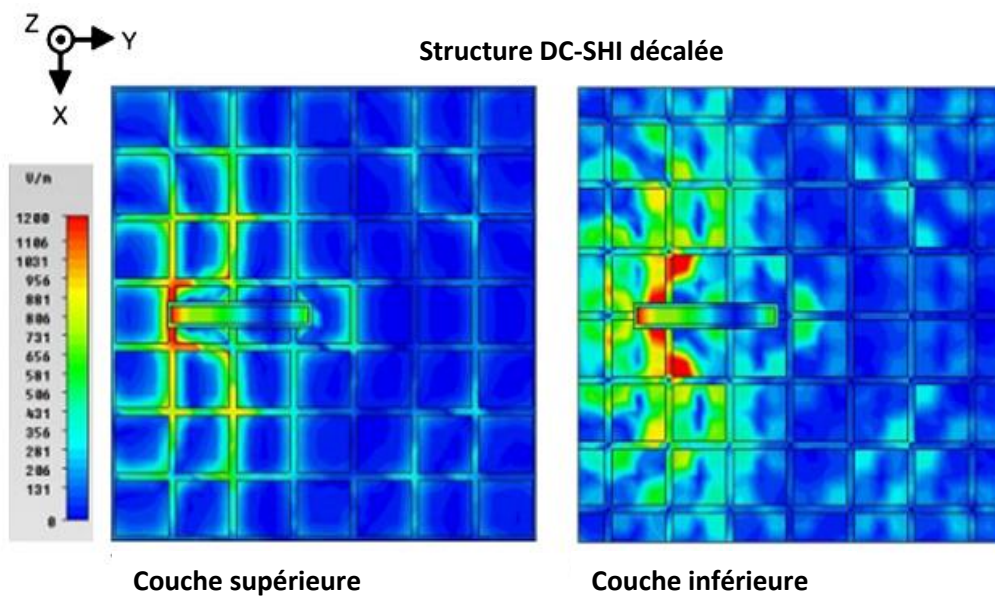


Figure IV-20 Distribution des courants de surface sur les deux couches métamatériaux de la structure DC-SHI à 1.4 GHz

IV-3-4 Etude paramétrique de l'antenne de type ruban avec un substrat métamatériau « DC-SHI » décalées comme plan réflecteur

L'antenne ruban compacte avec un substrat métamatériau « DC-SHI » décalées a une large bande passante, voisine de 23%. On souhaite étudier l'effet de certains paramètres sur les performances de l'antenne. Ces paramètres sont la longueur du ruban, la position de l'élément rayonnant et le nombre de cellules élémentaires formant la structure métamatériau double couche (DC-SHI).

IV-3-4-1 Influence de la position de l'alimentation de l'antenne (X, Y)

1- Position 1 : ($Y = 0$, $X = -0.425 \lambda_0$) $\Leftrightarrow$ ($Y = 0$, $X = -2.5$ cellules unitaires).

2- Position 2 : ($Y = 0$, $X = -0.255 \lambda_0$) $\Leftrightarrow$ ($Y = 0$, $X = -1.5$ cellules unitaires).

3- Position 3 : ($Y = 0$, $X = -0.085 \lambda_0$) $\Leftrightarrow$ ($Y = 0$, $X = -0.5$ cellule unitaire).

La figure IV-21 représente les résultats obtenus par simulation du coefficient de réflexion S_{11} (dB) de l'antenne MTM pour les trois positions.

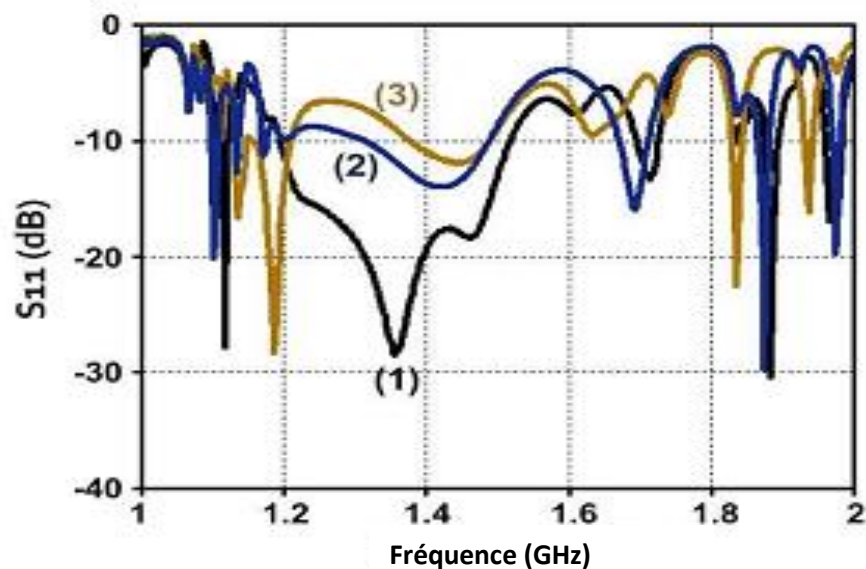


Figure IV-21 Comparaison des résultats numériques de l'antenne « type ruban » pour différentes positions d'alimentation

La position 1 ($Y = 0, X = -0.425 \lambda_0$) $\Leftrightarrow$ ($Y = 0, X = -2.5 \text{ cellules unitaires}$) semble la plus appropriée ; c'est la raison pour laquelle elle a été choisie pour la réalisation de l'antenne prototype.

IV-3-4-2 Influence de la longueur de l'antenne ruban MTM

La figure IV-22 montre le coefficient de réflexion $S_{11}(\text{dB})$ simulé sur CST MWS pour différentes longueurs du ruban variant de $L = 70\text{mm} = 0.3 \lambda_0 = 0.42 \lambda_g$ à $L = 126\text{mm} = 0.546 \lambda_0 = 0.76 \lambda_g$.

Tous les autres paramètres sont maintenus constants. La largeur du ruban est de $0.06 \lambda_g$. On

rappelle que la longueur guidée est donnée par $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{(3/13)\text{mm}}{\sqrt{1.96}} = 165\text{mm}$.

$L_3 = 0.42 \lambda_g$	$L_2 = 0.48 \lambda_g$	$L_1 = 0.5 \lambda_g$	$L_4 = 0.64 \lambda_g$	$L_5 = 0.76 \lambda_g$
$L_3 = 70\text{mm}$	$L_2 = 82\text{mm}$	$L_1 = 86\text{mm}$	$L_4 = 110\text{mm}$	$L_5 = 126\text{mm}$

Tableau III-11 Donnée des différentes valeurs de la longueur du ruban rayonnant

La largeur de la bande d'adaptation d'impédance a une valeur optimum pour $L = 0.5 \lambda_g = 0.373 \lambda_0 = 86\text{mm}$ centrée sur 1.35 GHz.

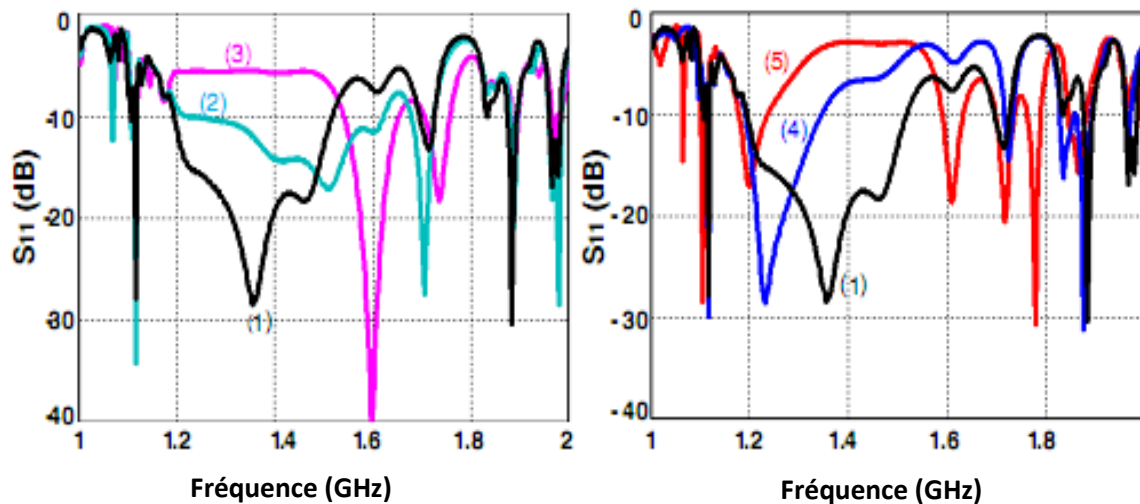


Figure IV-22 Coefficient de réflexion $S_{11}(\text{dB})$ de l'antenne MTM simulé pour les longueurs du ruban suivantes : (1) $L = 0.5 \lambda_g$, (2) $L = 0.48 \lambda_g$, (3) $L = 0.42 \lambda_g$, (4) $L = 0.64 \lambda_g$, (5) $L = 0.76 \lambda_g$

IV-3-4-3 Influence du nombre de cellules élémentaires double couches décalées (DC- SHI)

La figure IV-23 présente les résultats obtenus par simulation du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de l'antenne ruban en fonction du nombre de cellules élémentaires formant la structure DC-SHI. On a considéré les quatre cas suivants :

- Cas(a) : le nombre de cellules est de $(N \times N) = (7 \times 7)$ soit une surface totale du plan réflecteur métamatériau (surface de la structure DC-SHI) $S_{réflecteur} = (1.15\lambda_0 \times 1.15\lambda_0)$, voir figure IV-23 courbe (a).
- Cas(b) : le nombre de cellules est de $(N \times N) = (6 \times 6)$ soit une surface totale du plan réflecteur métamatériau (surface de la structure DC-SHI) $S_{réflecteur} = (0.8\lambda_0 \times 0.8\lambda_0)$, voir figure IV-23 courbe (b).
- Cas(c) : le nombre de cellules est de $(N \times N) = (5 \times 5)$ soit une surface totale du plan réflecteur métamatériau (surface de la structure DC-SHI) $S_{réflecteur} = (0.7\lambda_0 \times 0.7\lambda_0)$, voir figure IV-23 courbe (c).
- Cas(d) : le nombre de cellules est de $(N \times N) = (4 \times 4)$ soit une surface totale du plan réflecteur métamatériau (surface de la structure DC-SHI) $S_{réflecteur} = (0.65\lambda_0 \times 0.65\lambda_0)$, voir figure IV-23 courbe (d).

Tous les autres paramètres de l'antenne sont maintenus constants, en particulier $L = 0.5\lambda_g = 86\text{ mm}$

Les cas les plus intéressants sont les cas (a) et (b) correspondants aux surfaces réflecteurs respectives de $S_{réflecteur} = (1.15\lambda_0 \times 1.15\lambda_0)$ et $S_{réflecteur} = (0.8\lambda_0 \times 0.8\lambda_0)$. La bande passante est comprise entre 1.16 GHz et 1.52 GHz, soit une largeur de 360 MHz qui correspond à 26.8%. Dans le cas (a), l'antenne a une fréquence centrale de 1.35 GHz ; c'est pour cette raison que nous avons choisi de réaliser une antenne sur une SHI de $S_{réflecteur} = (1.15\lambda_0 \times 1.15\lambda_0)$.

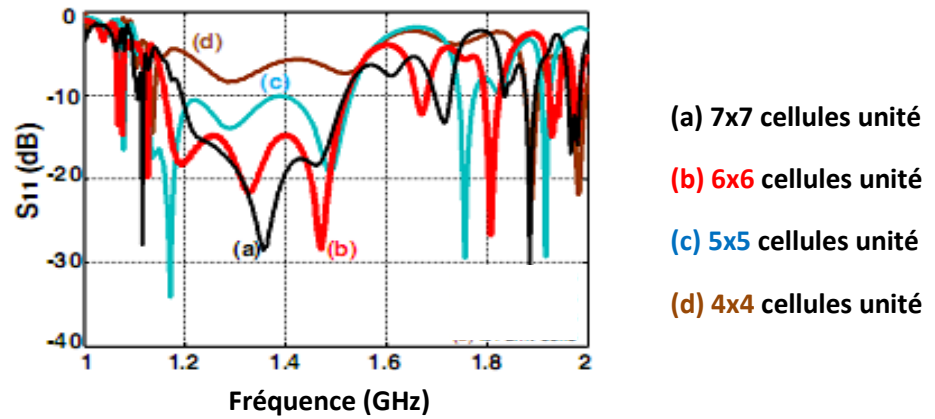


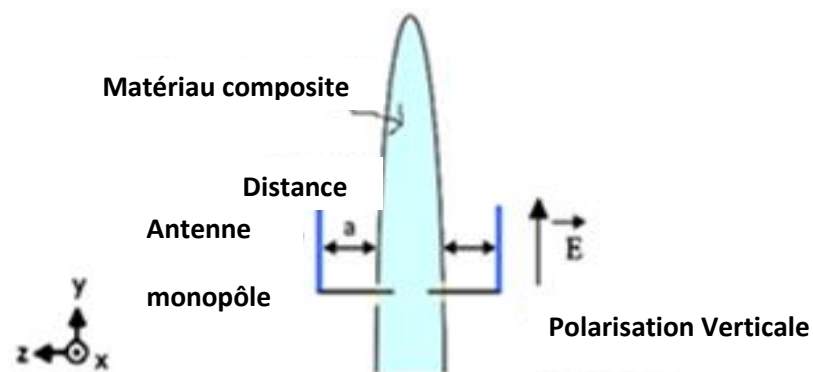
Figure IV-23 Comparaison du coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ de l'antenne MTM simulé pour différents nombres $N \times N$ de cellules élémentaires formant la structure DC-SHI :

a) 7×7 , b) 6×6 , c) 5×5 , d) 4×4

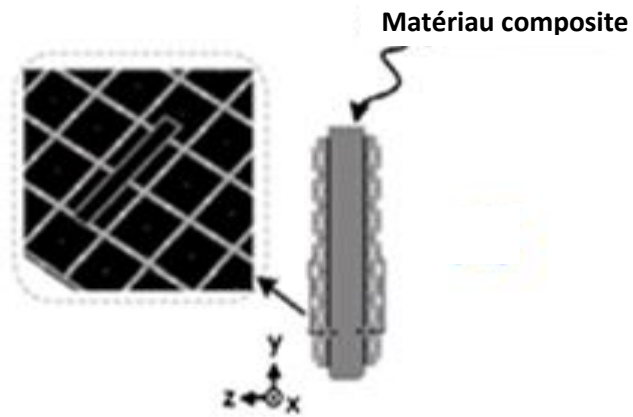
IV-4 Conception d'une antenne de type « sabre » à base de métamatériau

L'antenne « sabre » est une antenne réseau formée par deux antennes identiques disposées de chaque côté d'une structure composite de faible épaisseur comme le montre la figure IV-24-a [74].

Nous utilisons deux antennes de type ruban MTM (DC-SHI) (Figure IV-24-b), chacune d'épaisseur totale $h_{totale} = \lambda/36$. Le but de cette configuration à deux antennes est d'obtenir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H (ou plan xOz, figure IV-24-a).



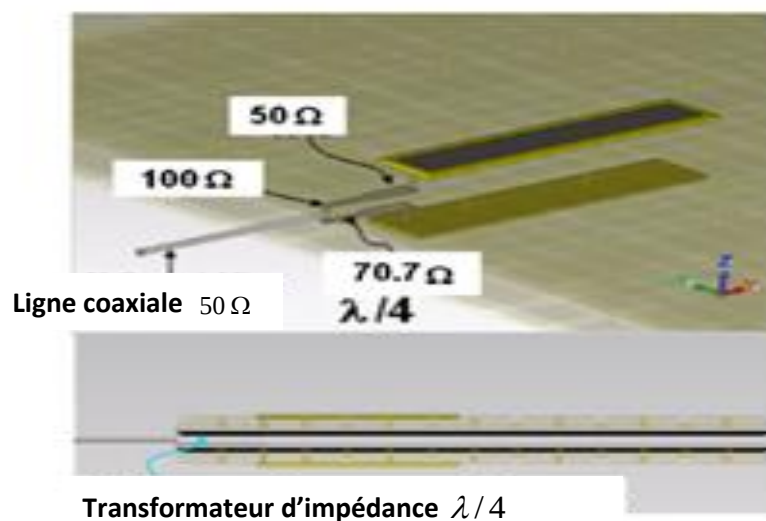
a)



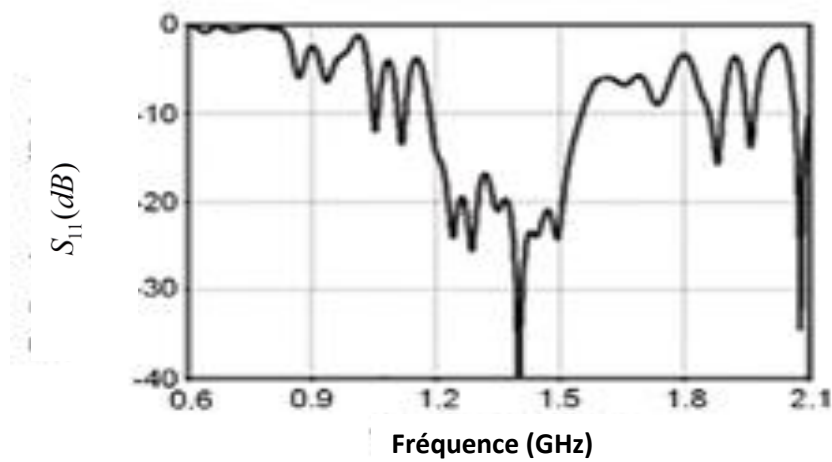
b)

Figure IV-24 a) antenne « sabre » classique b) antenne sabre à base de MTM (DC-SHI) décalée

La structure antenne « sabre » ou antenne réseau a été modélisée sur CST MWS. La figure IV-25 montre la structure antennaire modélisée sur CST MWS ainsi que le coefficient de réflexion simulé. L'antenne « sabre » est alimentée par deux tronçons de ligne quart d'onde d'impédance caractéristique 70.7Ω permettant d'adapter l'entrée coaxiale 50Ω à l'impédance d'entrée 100Ω de l'antenne (Figure IV-25-a). Le résultat du coefficient de réflexion simulé est donné par la figure IV-25-b. L'antenne « sabre » a une fréquence centrale $f_0 = 1.35 \text{ GHz}$ et présente une bande passante allant de $f = 1.19 \text{ GHz}$ à $f = 1.54 \text{ GHz}$, soit une bande passante de 23.9%.



(a) modélisation sur CST MWS de l'antenne type « sabre »



(b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ simulé de l'antenne « sabre »

Figure IV-25 (a) Modélisation de l'antenne « sabre » sur CST (b) Coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ simulé de l'antenne « sabre »

Le but de cette configuration réseau à deux antennes identiques (Figure IV-26) est d'obtenir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H (plan xOz sur la figure IV-26).

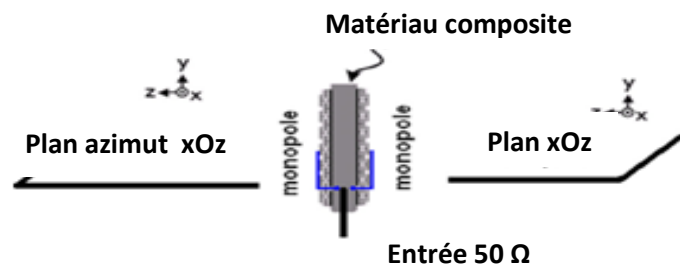


Figure IV-26 Position de l'antenne sabre et plan H (ou xOz)

Nous avons mesuré ces diagrammes de rayonnement pour deux fréquences situées dans la bande passante : $f = 1.35 \text{ GHz}$ et $f = 1.45 \text{ GHz}$ et pour deux fréquences situées aux bords de la bande : $f = 1.215 \text{ GHz}$ et $f = 1.545 \text{ GHz}$ et ce pour le plan H et le plan E. Les résultats pour le plan H sont montrés par la figure IV-27, le diagramme de rayonnement de l'antenne sabre est quasi-omnidirectionnel dans ce plan. Les diagrammes de rayonnement sont un peu directifs à cause de la suppression des ondes de surface par la structure DC-SHI.

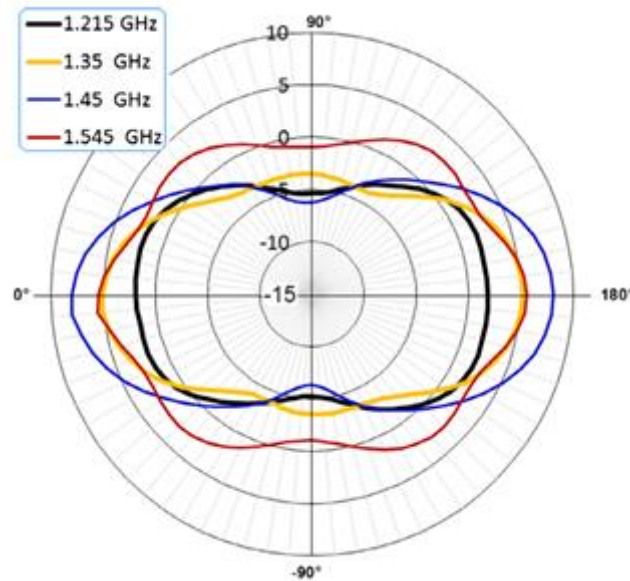


Figure IV-27 Diagrammes de rayonnement de l'antenne « sabre » dans le plan H pour différentes fréquences.

Nous avons fait de même pour le plan E (plan yOz ou plan azimutal ou plan vertical) (figure IV-28). Les diagrammes de rayonnement pour les mêmes fréquences mais pour cette fois-ci pour le plan E sont donnés par la figure IV-29. Les diagrammes de rayonnement sont similaires à ceux de l'antenne monopôle. Le gain de l'antenne est supérieur à 2 dB dans toute la bande passante et il est de 8.2 dB à la fréquence de résonnance.

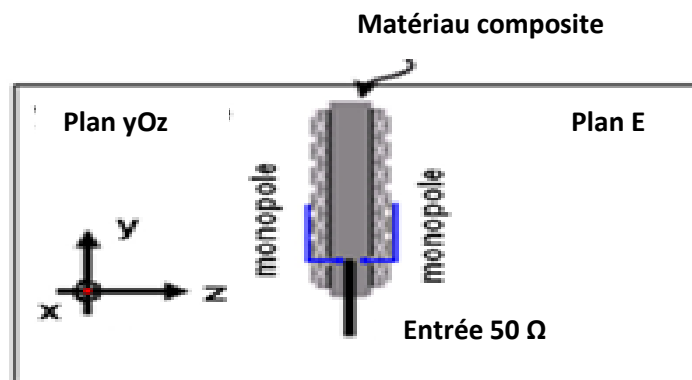


Figure IV-28 Position de l'antenne sabre et plan E (ou yOz)

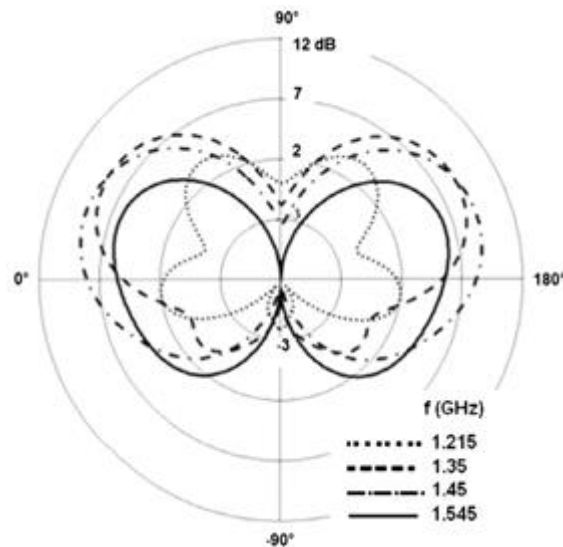


Figure IV-29 Diagrammes de rayonnement de l'antenne « sabre » dans le plan E pour différentes fréquences.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé et conçu une antenne de type ruban compacte à base de métamatériaux en mettant en œuvre une structure surface haute impédance SHI à double couches décalées (DC-SHI). Ce travail a eu pour résultat de montrer que la structure SHI double couches décalées permet de faire diminuer la fréquence de résonance tout en maintenant tous les autres paramètres constants. La structure DC-SHI est associée à une large bande interdite de 23% (1.08 GHz à 1.51 GHz). Elle présente une taille de plus en plus compacte par rapport à la structure SHI « conventionnelle » aux plus basses fréquences. Un prototype d'antenne de type ruban avec comme nouveau plan de masse une structure DC-SHI est proposé et fabriqué. Le prototype d'antenne réalisée fonctionne à la fréquence de 1.3 GHz, elle admet une hauteur totale $\lambda_0 / 36 \approx 0.027 \lambda_0$ et une largeur de bande d'environ 24.4%. Une étude paramétrique considérant la position de l'alimentation, la longueur du ruban et le nombre de cellules est effectuée. Le coefficient de réflexion $S_{11}(dB)$ et le diagramme de rayonnement de l'antenne ont été simulés et mesurés. Un accord remarquable entre la mesure et la simulation a été observé. Enfin et pour la première fois, une antenne « sabre » qui est un réseau formé par deux antennes de type ruban placée sur métamatériau a été modélisée sur CST et les résultats montrent une bande passante de l'ordre de 24 % et une bonne adaptation. Les diagrammes de rayonnement dans le plan H sont plutôt directifs pour certaines fréquences et le gain maximum est de l'ordre de 8.7 dB à la fréquence de 1.45 GHz.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire nous avons présenté l'ensemble des travaux de recherche dans le cadre de cette thèse et consacré à l'étude, la conception, l'optimisation et la caractérisation des surfaces haute impédance (SHI) avec une antenne type « piste ruban » fonctionnant en bande L. Ces études ont été menées en utilisant des méthodes d'analyse et de caractérisations électromagnétiques spécifiques aux métamatériaux.

Nous avons présenté dans le premier chapitre l'état de l'art des réflecteurs d'antennes. Nous avons mis en évidence la supériorité du plan de masse constitué par la structure SHI monocouche sur le plan de masse PEC et sur la cavité absorbante. Ce plan de masse SHI permet à l'antenne d'être compacte et d'avoir des diagrammes de rayonnement plus lisses avec moins de lobes secondaires. Les structures SHI carrées « mushroom » de Sievenpiper sont choisies car elles présentent simultanément le comportement CMA et de suppression d'ondes de surface dans une certaine bande de fréquences. Le simulateur CST MWS ainsi que les équations de Maxwell et la méthode de l'intégration finie (FIT) qu'il utilise sont décrits.

Le second chapitre est consacré à l'étude de la propagation des ondes de surface et des caractéristiques des structures SHI telles que leurs impédances de surface et de leurs circuits équivalents. Le diagramme de dispersion de la SHI est entièrement déterminé analytiquement et numériquement avec le simulateur CST MWS. La méthode de la ligne suspendue et du guide d'onde quasi-TEM sont utilisées pour déterminer le coefficient de transmission $S_{21}(dB)$ numériquement et par la mesure à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel. Ces caractéristiques nous ont permis de valider les schémas équivalents des trois structures SHI considérées. Nous avons choisi la DC-SHI décalée car elle nous permet de travailler avec des fréquences plus basses et parce qu'elle présente la plus large bande passante pour les mêmes dimensions. Ceci s'explique par le fait qu'elle présente une capacité et une inductance plus grande que celles des deux autres SHI.

Le troisième chapitre est entièrement dédié à la détermination de la phase du coefficient de réflexion des structures SHI. Elle est déterminée analytiquement en introduisant le modèle de la ligne de transmission pour ondes planes de la SHI qui est plus précis que celui simple du circuit résonnant parallèle. Puis cette phase est calculée numériquement avec CST MWS en donnant toutes les étapes nécessaires à la simulation. Les résultats analytiques issus de ce second modèle sont proches de ceux obtenus numériquement. La détermination de la phase du coefficient de réflexion de la structure SHI nous permet de déduire sa fréquence de résonance qui correspond à la phase de réflexion nulle. Elle nous permet aussi de déterminer la bande de fréquence quadratique correspondant à la phase

de réflexion $90^\circ \pm 45^\circ$ et la bande de réflexion en phase $-90^\circ \leq \arg \Gamma \leq +90^\circ$. Notons que plus la pente de la phase de réflexion est plate au voisinage de la fréquence de résonnance plus la bande passante est large. Nous avons là un moyen complet de caractérisation des structures SHI nous permettant de valider les circuits équivalents de chaque SHI. Nous avons obtenu des résultats concordants avec ceux issus de l'analyse des ondes de surface : diagramme de dispersion et coefficient de transmission. Les structures SHI double couches ont été choisies car elles nous permettent de travailler aux fréquences relativement basses et d'obtenir des antennes compactes large bande. Enfin, une étude paramétrique montrant l'influence des principaux paramètres des SHI est réalisée numériquement. Les résultats de cette étude sont utilisés comme règles de conception des structures SHI.

Le quatrième chapitre a concerné le comportement de l'antenne type « piste ruban » demi-onde placée très proche de la structure DC-SHI décalées. Il a traité des interactions fortes et compliquées entre la piste ruban rayonnante et le plan de masse métamatériau. La distance les séparant, hautement sensible, a été soigneusement optimisée. Le comportement de l'antenne métamatériaux en fréquence est analysé et ses diagrammes de rayonnement sont obtenus par mesure et simulation sur CST MWS. Ces SHI présentent une bande interdite assez large et permettent la réalisation d'antennes avec une meilleure directivité et adaptation d'impédance en évitant le problème très handicapant des ondes de fuite et des lobes secondaires. Une étude paramétrique considérant la position de l'alimentation, la longueur du ruban et le nombre de cellules est effectuée.

Nous avons étudié, réalisé et caractérisé expérimentalement une antenne monopôle pliée au-dessus d'un plan de masse métamatériau dans la bande L autour de 1.3 GHz, avec une hauteur totale de l'ordre de $\lambda_0 / 36 \approx 0.027 \lambda_0$ et une largeur de bande de 24,4%. Le métamatériau est la structure DC-SHI décalées conçue et optimisée pour améliorer la largeur de bande de travail de l'antenne.

Enfin nous avons présenté pour la première fois, une antenne « sabre » qui est un réseau formé de deux antennes de type ruban placées sur métamatériau. Elle a été conçue, caractérisée expérimentalement, modélisée sur CST MWS et les résultats montrent une bande passante de l'ordre de 24 % et une bonne adaptation à $f_0 = 1.45 \text{ GHz}$. Les diagrammes de rayonnement dans le plan H sont plutôt directifs pour certaines fréquences et le gain maximum est de l'ordre de 8.7 dB. Une bonne concordance entre les résultats mesurés et simulés est obtenue.

En guise de perspectives, comme toute fréquence radio peut être obtenue en ajustant l'inductance L et la capacité C de la structure DC-SHI, nous pouvons considérer la conception d'une antenne type « sabre » dans la bande X. L'application des structures SHI dans le domaine de la compatibilité

électromagnétique en général et dans la réduction des couplages entre antennes en particulier est un important domaine à explorer. L'optimisation, par les algorithmes spécialisés tels que les algorithmes génétiques, de la combinaison antenne/SHI est à envisager. Enfin, Il nous reste encore un effort considérable d'analyse et de simulation à effectuer afin de maîtriser les divers modes possibles et les fréquences de coupure en vue d'exploiter au mieux ces structures SHI.

REFERENCES

- [1] **H.Kanane**, « Approches théoriques de la propagation d'une onde électromagnétique au-dessus de sol », D.E.A. Université Blaise Pascal Clermont-Ferrand II (France), juin 1987.
- [2] **H.Kanane**, « Etude de la propagation d'une onde électromagnétique au-dessus d'un terrain irrégulier et/ ou non homogène », Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, Mai 1999.
- [3] **H.Kanane, M.S.Belkaid, A. Issaoun**, « Influence du relief du sol sur la propagation de la phase de l'onde de surface », conférence internationale d'électronique, SSA 2'99, Université de BILDA, 10-12 mai 1999.
- [4] **L. Zhou, X. Xi, J. Liu, N. Yu**, « LF Ground-Wave Propagation over Irregular Terrain » IEEE transactions on antennas and propagation, vol.59, no.4, April 2011.
- [5] **C.A. Balanis**, "Antenna theory: Analysis and design", 3rd ed. John Wiley, 2005.
- [6] **S. Ramo, J. Whinnery, T. V. Duzer**, "Fields and Waves in Communication Electronics", 2nd Ed. New York: Wiley, 1984.
- [7] **Pozar**, "Microwave engineering", Wiley, New-York, 1998.
- [8] **D.F.Sievenpiper**, "High impedance electromagnetic surfaces", PhD Dissertation, University of California, Los Angeles, USA, 1999.
- [9] **A. Azarbar, J. Ghalibafan**, "A compact low-permittivity dual-layer EBG structure for mutual coupling reduction", Int.J. Antennas Propagation. June 2011.
- [10] **O.Vanbesien**, "Matériaux artificiels", édition Lavoisier 2012.
- [11] **V.G. Veselago**, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," Soviet Phys. Usp.10, pp.509-514, 1968.
- [12] **F. Yang, Y. Rahmatt Samii**, "Electromagnetic bandgap structures in antenna engineering". Cambridge University Press, 2009.
- [13] **F. Yang, Y. Rahmat-Samii**, "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications", IEEE Trans. Antenn. Propag. 51 (10) (2003) 2691–2703.
- [14] **L. Brillouin**, "Wave Propagation in Periodic Structures", McGraw-Hill, New-York, 1946.

- [15] **Razavizadeh**," dispersion diagram using CST Microwave Studio", www.google.fr
- [16] **F.R.Yang, Kuang P.Ma, Yongxi Q, Tatsuo Itoh**," A Uniplanar compact photonics bandgap structure and its applications for microwave circuits", IEEE Trans.on microwave theory and tech, vol.47, 1999.
- [17] **Z. Li, Y. Rahmat-Samii**, "PBG, PMC and PEC ground planes: a case study for dipole antenna", IEEE APS Int.Symp.Dig, vol.4,pp.2258-61,6/2000.
- [18] **M.Z. Azad, M. Ali**, "Novel wideband directional dipole antenna on a mushroom like EBG structure", IEEE Trans.Antennas Propag. 56 (2008) 1242–1250.
- [19] **M. F. Abedin, M. Ali**, "Effects of EBG reflection phase profiles on the input impedance and bandwidth of ultrathin directional dipoles", IEEE Trans. Antennas Propag. 53 (11) (2005) 3664–3672.
- [20] **R.T., Diaz, J.T. Aberle, W.E. McKinzie**, "Wire Antenna Near Artificial Impedance Surface," Microwave and optical technology lett., vol.2, no.1, pp. 46-50,2000.
- [21] **F. Yang, Y. Rahmatt Samii**,"Bent monopole antennas on EBG ground plane with reconfigurable radiation patterns," IEEE APS Int.Dig., vol.2, pp.1819-22, june 2004.
- [22] **F.Yang, Y.Rahmat-Samii**, "A low profile circularly polarized curl antenna over electromagnetic bad gap (EBG) surface," Microwave Optical Tech.Lett, vol.31, pp.264-267, 2001.
- [23] **F. Yang, Y. Rahmatt Samii**," A low profile single dipole antenna radiating circularly polarized waves," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 53, no. 9, pp. 3083-3086, 2005.
- [24] **R. Gonzalo, P. Maagt, Mario Sorolla**," Enhanced patch antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, 1999.
- [25] **C.M.Tran, H. H. Ouslimani, J. Zbidou, A. Priou, H. Teillet, J.Y. Daden**," Applications des surfaces hautes impédance pour le découplage entre les antennes millimétriques », in JNM-Grenoble France, 2009.
- [26] **F. Yang, Y. Rahmatt Samii**, « Microstrip antennas integrated with electromagnetic band gap structure: A low mutual coupling design for array applications », IEEE Trans.Ant. Appl, vol.51, 2003.

- [27] **H.Xin, K. Matsugatani, M.Kim,J.Haker,J.A. Higgins, M.Rosker, M.Tanake,**”Mutual coupling reduction of low-profile antennas on high impedance ground plane”, Electronics Letters, vol.38, 8/2002.
- [28] **I. S. Nefedov, S. A. Tretyakov, J. Saily, X. Liangge, T. Mynttinen, M. Kaunisto,**” Application of wire media layers for coupling reduction in antenna arrays and microwave devices”, in Loughborough Antennas and Propagation Conference Loughborough, UK., 2007.
- [29] **C.M. Tran, X. Han, H. H. Ouslimani, A.Priou, A.Marteau,G. Collignon,**” Reduction of the coupling between microstrip arrays antennas using high impedance surface (HIS) structures, Proceeding of the 40th European microwave conference, September 2010, Paris, France.
- [30] **M.F.Abedin, M.Ali,**”Reducing the mutual-coupling between the elements of a printed dipole array using planar EBG structures,” IEEE APS Int.Dig., vol.2A, pp.598-601, 2005.
- [31] **M.F.Abedin, M.Ali,**” Effects of a smaller unit cell planar EBG structure on the mutual coupling of printed dipole array,”IEEE Antennas Wireless Propagat.Lett., **vol.4**, 274-6, 2005.
- [32] **CST STUDIO SUITE**, v. 2011.
- [33] **Ansoft,” HFSS”**, v.13.
- [34] **Feko**, v.5.
- [35] **T. Weiland,**” Time Domain Electromagnetic Field Computation with Finite Difference Methods”, International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, vol. 3, pp. 295-319, 1996.
- [36] **T. Weiland,**”A discretization method for the solution of Maxwell’s equations for six component fields”, Electron. Commun. (AEÜ) 31, vol. 116, 1997.
- [37] **A.C. Polycarpou,** ”Introduction to the Finite Element Method in Electromagnetics”, Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [38] **Y. Hao, R. Mittra,** FDTD Modeling of Metamaterials- Theory and applications. Boston/London: Artech House, 2009.
- [39] **D.M. Sullivan,** ”Electromagnetic Simulation Using the FDTD Method”, IEEE Press, 2000.

- [40] **D.H. Choi, W. J. Hoefer**, "The finite-difference time-domain method and its application to eigenvalue problems", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.34, pp. 1464-1470, 1986.
- [41] **U. V. Rienen**, "Numerical Methods in Computational Electromagnetics, Linear Systems in practical Applications", Springer, 2001.
- [42] **A.Taflove, Hagness, C.Susan** , "Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time Domain Method", 3rd Ed Boston: Artech House, 2005.
- [43] **K. Yee**, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol.14, pp. 302-307, 1966.
- [44] **D.F. Sievenpiper**, "Chapter 11: Review of theory, fabrication, and applications of high impedance ground planes," *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, edited by N. Engheta and R. Ziolkowski, John Wiley & Sons Inc., 2006.
- [45] **Y. Rahmatt-Samii, H. Mosallaei**, "Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization and applications," *Proceedings of IEE-ICAP symposium*, pp. 560-564, April 2001.
- [46] **S. Shahparnia, O.M. Ramahi**, "Simple and accurate circuit models for high-impedance surfaces embedded in printed circuit board," *IEEE APS Int.Dig.*, vol.4, pp.3565-8, June 2004.
- [47] **H. Kim, R.F. Drayton**, "Development of analysis method of electromagnetic bandgap (EBG) structures to predict EBG behavior based on circuit models," *IEEE APS Int.Dig.*, pp.1951-4, June 2006.
- [48] **H.Boutayeb, K.Mahdjoubi, A.C.Tarot**, "Design of a directive and matched antenna with a planar EBG structure," *IEEE APS Int.Dig.*, vol.1, pp.835-8, June 2004.
- [49] **A.Ourir**, "Applications de matériaux à bandes interdites photoniques et de métamatériaux en télécommunications", Thèse de Doctorat, Paris 10 Nanterre, 2006.
- [50] **P. Kovacs**, "Design and optimization of electromagnetic band gap structures". Doctoral thesis, Brno University of technology, 2010.
- [51] **Y. Zhu**, "Modélisation des structures à haute impédance", Thèse de doctorat, Université Paris-sud 11, 2011.

- [52] **M. Grenier**, "Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels". Electromagnetisme. Thèse de doctorat, Télécom Paris Tech, 2011.
- [53] **S. Bashir**, "Design and synthesis of non-uniform high impedance surface based wearable antennas", PhD Thesis, Loughborough University 2009.
- [54] **N. Engheta, R. W. Ziolkowski**, "Electromagnetic metamaterials: Physics and engineering Explorations", Wiley-IEEE Press, 8/2006.
- [55] **R. Marqués, F. Martin, M. Sorolla**, "Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications", Wiley, 2008.
- [56] **C. Caloz, T. Itoh**, « Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications », Wiley-IEEE Press, 12/2005.
- [57] **F. Capolino**, "Theory and phenomena of metamaterial", CRC Press, 2009
- [58] **X.-Y. Jiang**, "Metamaterial", In Tech, 2012
- [59] **B.A. Munk**, "Frequency Selective Surfaces": Theory and Design, John Wiley & Sons Inc., 2000.
- [60] **D.F. Sievenpiper, L. Zhang, R.F.J. Broas, N.G. Alexopolous, E. Yablonovitch**, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 47 (11) (1999) 2059–2074.
- [61] **D.F. Sievenpiper, J. Colburn, B. Fong, M. Ganz, M. Gyure, J. Lynch, J. Ottusch, J. Visher**, "Artificial impedance surface", 9 November 2010, U.S. Patent No. 7830310.
- [62] **D.F. Sievenpiper**, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a forbidden Frequency band," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no.11, November 1999.
- [63] **N. Boisbouvier, A. Louzir, F. L. Bolzer, A.C. Tarot, K. Mahdjoubi**, "A double-layer EBG structure for slot-line printed devices", in: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, vol. 4, 2004, pp. 3553–3556.
- [64] **L.-J. Zhang, C.H. Liang, L. Liang, L. Chen**, "A novel design approach for dual-band electromagnetic band-gap structure", Prog. Electromagn. Res. 4 (2008)
- [65] **L. Yang, F. Mingyan, C. Fanglu, S. Jingzhao, F. Zhenghe**, "A novel compact electromagnetic-bandgap (EBG) structure and its applications for microwave circuits", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 53 (1) (2005) 183–190.

- [66] **C.M. Tran, H.H. Ouslimani, A.Priou, H.Teillet, J.Y.Daden**, " Resonance characterization of high impedance surface (HIS) properties by suspended strip-line method", 4th international congress on advanced in electromagnetic materials in microwaves and optics, 2010.
- [67] **J.R.John, H.S. Tae, J.G. Lee, J.H.Lee**, "Comparative analysis of four types of high impedance surfaces for low profile antenna applications," IEEE APS Int.Dig., vol.1A, pp.758-61,july 2005.
- [68] **A.Yu, X.Zhang**, "A low profil monopole antenna using a dumbbell EBG structure," IEEE APS Int.Dig., vol.2, pp.1155-8,june 2004.
- [69] **C.M. Tran, H. Hafdallah Ouslimani, L. Zhou, A. Priou**, "High-impedance surfaces based antennas for high data rate communications at 40 GHz", Prog. Electromagn. Res. C 13 (2010) 217–229.
- [70] **A.Aminian, F.Yang, Yahya Rahmatt Samii**, "In-phase reflection and EM wave suppression characteristics of electromagnetic band gap ground planes", IEEE APS Int. Simp. Dig., vol.4, pp. 430-3, 22-27 June 2003.
- [71] **M.F.Abedin, M.Ali**, "Application of EBG substrates to design ultra-thin wideband directional dioples," IEEE APS Int.Dig., vol.2, pp.2071-4,june 2004.
- [72] **Y.Q. Fu, Q.R. Zheng, Q. Gao, G.H. Zhang**," Mutual coupling reduction between large antenna arrays using electromagnetic bandgap structures", J. of Electromagnetic Waves and Applications, vol.20,2006.
- [73] **F. Yang**, "EBG structure and reconfigurable technique in antenna designs: Applications to wireless communications", PhD Thesis, University of California, Los Angeles, 2002.
- [74] **H. H. Ouslimani, Y.Tangjie, H. Kanane, A.Priou, G. Collignon, G. Lacotte**, " Metamaterial-based « sabre » antenna", Comptes Rendus Physique, Vol.15, n°5, pp. 458-467, mai 2014.