

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ BORDEAUX

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

par **Guillaume LUNET**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : **électronique**

**RADOME ACTIF UTILISANT DES MATERIAUX ET STRUCTURES A
PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUES CONTROLEES.**

Soutenue le 28 octobre 2009 devant la commission d'examen :

M. T. MONEDIERE Professeur à l'Université de Limoges

Rapporteur

M. B. SAUVIAC Professeur à l'Université de St- Etienne

Rapporteur

M. P. MASCLET Responsable Scientifique de la Division Matériaux de la DGA

Examineur

M. J.-P. PARNEIX Professeur à l'ENSCP

Examineur

Mme V. VIGNERAS-LEFEBVRE Professeur à l'ENSCP

Directrice de thèse

A Erine,
A Sandrine,
A l'Amour.

« La Matière suit l'Energie, l'Energie suit la Pensée. »

Extrait d'une discussion avec un inconnu médecin, quelque part sur le chemin de fer reliant Paris à Bordeaux, un jour comme les autres de novembre 2007.

Remerciements

Ces travaux de recherche ont été effectués à la faculté des Sciences de l'Université de Bordeaux, au sein du laboratoire I.M.S, grâce au soutien financier de la D.G.A.

Je remercie sincèrement mon directeur de thèse, M^{me} le Professeur Valérie VIGNERAS, pour le sujet qu'elle m'a proposé et pour l'aide qu'elle m'a prodigué tout au long de ce doctorat. Je me suis humainement considérablement enrichi à son contact et je l'en remercie.

Je remercie mon responsable scientifique à la D.G.A., M. Philippe MASCLET, d'avoir suivi ces travaux de thèse et d'avoir participé au jury de thèse. A travers lui, je tiens à remercier l'ensemble de la Délégation Générale pour l'Armement pour l'encadrement actif de leurs doctorants.

J'associe à ces remerciements M. le Professeur Bruno SAUVIAC et M. le Professeur Thierry MONEDIERE pour avoir accepté de rapporter ces travaux de thèse. Je remercie également M. le Professeur Jean-Paul PARNEIX pour avoir présidé ce jury de thèse.

Un grand merci à toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de ces travaux : à Mylène et à Adrien pour la fabrication des prototypes, à Sylvain, à Riad et à Laurent pour les expérimentations, ainsi que pour toutes les discussions scientifiques et, bien entendu, un immense merci à Hussein pour avoir partagé de manière très agréable et très constructive l'espace qui nous était dédié; ce travail est le sien.

Je souhaite souligner l'ambiance agréable qui règne au laboratoire et remercie en particulier Nathalie, Habiba et Minh Trung pour leur soutien au quotidien. J'associe à ces remerciements Guillaume, Heather, Renaud, François, Lionel, Gilles, Guillaume, Fabrice, Annabelle, Pascal, Emmanuelle et tous les autres membres du laboratoire. Qu'ils soient remerciés pour leurs sympathiques échanges. Enfin, je remercie M. Bernard VEYRET sans qui je n'aurais probablement pas passé ces trois dernières années au laboratoire I.M.S.

De manière plus personnelle, je tiens à remercier tous mes amis qui m'apportent chaque jour une part importante de bonheur. Je remercie du fond du cœur ma famille et notamment, ma sœur et mes parents. Je remercie également ma « belle » famille pour leur soutien et pour avoir fait grandir une si magnifique compagne. Je remercie Sandrine doublement, d'une part pour le soutien considérable qu'elle m'apporte chaque jour et pour le beau cadeau qu'elle m'a fait avec la venue au monde d'Erine.

TABLE DES MATIERES

<i>Introduction Générale</i>	15
Chapitre 1. Etat de l'Art	19
<i>Introduction</i>	21
I. LES STRUCTURES PERIODIQUES	22
I.1. Les Cristaux Photoniques	22
I.1.1. Présentation des BIP.	22
I.1.2. Propriétés électromagnétiques.	24
I.1.3. Applications en micro-ondes.	27
I.2. Les Métamatériaux	28
I.2.1. Présentation des matériaux à indice optique négatif.	28
I.2.2. Propriétés Electromagnétiques.	30
I.2.3. Applications en micro-ondes.	31
I.3. Les Surfaces Artificielles Complexes	33
I.3.1. Les surfaces à hautes impédances.	33
I.3.2. Les Surfaces Sélectives en Fréquences (FSS).	35
II. TECHNIQUES D'AGILITE	38
II.1. Agilité basée sur des composants intégrés	38
II.1.1. Les Diodes	38
II.1.2. Les MEMS	41
II.1.3. Les Transistors FET	43
II.1.4. Le Contrôle Optique	44
II.2. Agilité basée sur des matériaux	45
II.2.1. Les Cristaux Liquides	45
II.2.2. Les Piézoélectriques	47
II.2.3. Les Ferroélectriques	48
II.2.4. Les Matériaux Magnétiques	49
III. DISCUSSIONS	51
III.1. Comparaisons des méthodes pour réaliser l'agilité	51
III.2. Les Radômes Actifs	53
III.3. Choix de la ligne de conduite des travaux de thèse	54
<i>Conclusion</i>	55

Chapitre 2. Modélisation de Surfaces Sélectives en Fréquences _____ **57**

Introduction _____ **57**

I. THEORIE DES SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCE _____ **60**

I.1. Explications physiques et comparaisons électroniques _____ 60

I.2. La matrice de diffusion _____ 64

II. LES METHODES DE MODELISATION _____ **66**

II.1. La méthode des éléments finis _____ 66

II.2. La méthode de la ligne de transmission _____ 68

III. ETUDE DE MOTIFS POUR DES SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCES **70**

III.1. Les motifs dipôles et tripôles _____ 70

III.1.1. Paramètres géométriques _____ 71

III.1.2. Etude de dispositifs multicouches _____ 73

III.2. Les autres éléments simples usuels _____ 75

III.2.1. Les motifs croix _____ 75

III.2.2. Les motifs boucles _____ 75

III.3. Association de boucles et de dipôles : le motif « oméga » _____ 77

III.4. Le choix de l'élément inductif résonant _____ 79

IV. ETUDE COMPLEMENTAIRE SUR LE MOTIF OMEGA _____ **81**

IV.1. Isotropie _____ 81

IV.2. Etude Paramétrique de la FSS de Cellule Isotrope _____ 84

IV.2.1. La taille des motifs & Comparaison des méthodes de simulation _____ 84

IV.2.2. La forme des motifs omégas _____ 88

IV.2.3. La position des motifs _____ 89

IV.3. Analyse par Circuit Electronique Equivalent _____ 90

Conclusion _____ **93**

Chapitre 3. La Structure Active _____ **95**

Introduction _____ **95**

I. LA STRUCTURE A 2 FSS _____ **98**

I.1. Présentation de la structure « sandwich » _____ 98

I.2. Etude du substrat diélectrique _____ 99

I.2.1. Influence de la permittivité du substrat _____ 99

I.2.2. Influence de l'épaisseur du substrat _____ 100

I.2.3. Agilité fréquentielle par modification de la permittivité du substrat _____ 102

I.3. Amplitude du Signal Transmis _____ 103

I.3.1. Étude de la largeur des motifs omégas. _____ 103

I.3.2. Etude angulaire de l'incidence du rayonnement _____	103
II. AGILITE DE LA STRUCTURE A 2 FSS _____	105
II.1. Principe d'accordabilité de la structure « sandwich » _____	105
II.2. Le ferroélectrique $B_{60}S_{40}T$ _____	106
II.2.1. Présentation du matériau _____	106
II.2.2. Accordabilité du matériau _____	107
II.2.3. Accordabilité de la structure _____	108
II.3. Le terpolymère ferroélectrique P(VDF-TrFE-CFE) _____	109
II.3.1. Présentation du matériau _____	109
II.3.2. Accordabilité du matériau _____	110
II.3.3. Accordabilité de la structure _____	111
II.4. Avantages et Limites _____	113
III. LA STRUCTURE A 1 FSS _____	114
III.1. Présentation de la FSS « Coplanaire » _____	114
III.2. Paramètres géométriques _____	117
III.2.1. Influence de la taille du motif _____	117
III.2.2. Largeur des trous _____	120
III.3. Paramètres électromagnétiques _____	121
III.3.1. Polarisation de l'onde électromagnétique _____	121
III.3.2. Intégration d'un substrat diélectrique _____	122
IV. AGILITE DE LA STRUCTURE A 1 FSS _____	122
<i>Conclusion</i> _____	127
<i>Chapitre 4. Les Expérimentations</i> _____	129
<i>Introduction</i> _____	131
I. FABRICATION DES STRUCTURES _____	132
I.1. Ligne de conduite _____	132
I.1.1. Choix de la méthode _____	132
I.1.2. Choix des substrats _____	132
I.1.3. Dimensionnement des FSS _____	133
I.2. Généralités sur la photolithographie _____	134
I.3. Protocole expérimental _____	135
I.3.1. Dépôt de la résine _____	136
I.3.2. Cuisson _____	136
I.3.3. Insolation _____	137
I.3.4. Le Développement _____	138
I.3.5. Cuisson _____	138
I.3.6. La métallisation _____	138

I.3.7. Elimination de la résine restante	139
I.4. Résultats de photolithographie	139
I.4.1. Profilométrie avant métallisation	139
I.4.2. Profilométrie après métallisation	141
I.4.3. Aspect des structures	143
II. Mesures Micro-Ondes	145
II.1. Le banc ABmm	145
II.1.1. Le dispositif expérimental	145
II.1.2. Etalonnage	147
II.2. Préambule aux mesures des structures	147
II.2.1. Caractérisation des verres	147
II.2.2. Prise en compte des paramètres mesurés,	149
II.3. Mesures des structures FSS	151
II.3.1. Présentation des résultats	151
II.3.2. Les quatre échantillons « coplanaire »	152
II.3.3. Les deux échantillons « omégas »	154
II.3.4. Agilité Expérimentale	155
<i>Conclusion & Perspectives</i>	159
<i>Conclusion Générale</i>	161
<i>Bibliographie</i>	165
<i>Annexe</i>	173
<i>Communications Scientifiques</i>	177

Introduction Générale

Ces travaux de doctorat proposent un sujet, à l'interface entre l'électromagnétisme et la physique des matériaux. Ils associent des études micro-ondes à des matériaux ou à des systèmes de matériaux fonctionnels. La motivation originelle, qui a convaincu les responsables de l'organisme de la délégation générale pour l'armement (DGA) de soutenir le projet, est la réalisation d'une structure active ayant des propriétés électromagnétiques (EM) contrôlables.

Son application la plus directe est la réalisation d'un radôme, objet utilisé pour couvrir les dispositifs antennaires, qui présenterait des aspects agiles. Cela impliquerait notamment que l'antenne pourrait passer d'un état émetteur ou récepteur à un état non-émetteur ou non-récepteur à souhait. Il suffit de rendre la structure active transparente aux rayonnements EM liés à l'antenne lorsqu'ils doivent traverser et opaque à ces énergies lorsque l'on veut bloquer les ondes EM.

Les intérêts de telles études pour l'armée se situent dans le domaine de la furtivité, pour rendre les avions moins détectables aux rayonnements radar par exemple, et dans le développement de dispositifs multifréquences. Ces applications à long terme nécessitent des études en amont pour déterminer l'intérêt scientifique de telles structures agiles. Il s'agit notamment de valider la faisabilité théorique et expérimentale de ces dispositifs. L'objectif de ce doctorat va dans ce sens en analysant par modélisations et par expérimentations l'accordabilité d'une structure active.

Il s'agit dans un premier temps de réaliser un filtre EM agile et contrôlable. L'accordabilité de la structure peut se faire en fréquences, en phases ou sur le diagramme de rayonnement. Les travaux de thèse se sont orientés vers l'agilité fréquentielle et cela nécessite, tout d'abord, la sélection d'une gamme de fréquences précise sur laquelle aura lieu la transmission. Opérationnelle sur une fine bande de fréquences, il sera plus aisé de la rendre fonctionnelle sur une bande de fréquences différente, si celles-ci sont étroites. La première étape consiste donc à réaliser un filtre micro-ondes en espace libre assez sélectif.

Pour cela, nous pouvons nous appuyer sur une littérature scientifique dense, à propos de structures destinées à interdire la propagation des ondes EM dans certaines circonstances. Les cristaux photoniques, les métamatériaux et autres structures présentent un point commun : celui de présenter une périodicité de matériaux modifiant les propriétés EM des ondes les traversant. Ces structures périodiques sont déjà largement utilisées en espace libre pour des aspects filtrants.

Il suffit alors de lui associer un élément actif, sur lequel une maîtrise est possible, rendant l'ensemble accordable et contrôlable. Deux principes majeurs peuvent servir à obtenir l'agilité. La modification de la longueur électrique effective est le domaine des composants électroniques de type diodes ou transistors. La modification de la permittivité effective de la structure est plutôt réalisée par des matériaux accordables comme les ferroélectriques ou les cristaux liquides.

A travers une étude bibliographique, le premier chapitre doit nous permettre de cerner les possibilités qui s'offrent à nous, que ce soit en terme de structure de base qu'en terme d'élément actif. Il doit se clore par le choix clair d'une structure active et d'une ligne de conduite aux travaux de thèse.

Une fois la structure active déterminée, une étude plus poussée peut se mettre en place. Elle porte notamment sur l'analyse des surfaces sélectives en fréquences (FSS) et sur le développement en structure accordable. Pour cela une large partie de modélisations et de simulations EM a été mise en place. Elle regroupe les chapitres 2 et 3 qui se différencient par le type de structure à modéliser.

Le second chapitre se focalise sur les FSS. L'analyse des caractéristiques EM de telles surfaces sont menées par variations des paramètres géométriques des FSS ou de leurs équivalents électroniques. Cela doit nous permettre de dresser quelques principes généraux et des équations prédisant la position de la fréquence de résonance. Plusieurs motifs FSS sont étudiés et des comparaisons des réponses fréquentielles sont exposées dans le but de choisir le type de surface la plus à même de réaliser une agilité. Ce chapitre se termine par l'étude plus approfondie du motif FSS choisi.

De manière progressive, le chapitre suivant traite de l'association de l'élément actif aux FSS. Le choix de l'élément accordable s'est plutôt orienté vers une solution matériau. La modification de la permittivité du matériau agile conduit alors à l'accordabilité de la totalité de la structure et de sa réponse fréquentielle. Le contrôle de la permittivité du matériau s'effectue par énergie électrique en appliquant un champ électrique externe entre deux électrodes.

Le chapitre 3 présente ainsi ces études numériques avec pour objectif principal de valider théoriquement l'agilité de la structure active. Par ailleurs, au cours des travaux, une idée a été développée. Elle se cristallise sur l'optimisation de la FSS dans le but d'appliquer le maximum de champ électrique sur le matériau accordable, ce qui conduit à un maximum d'agilité structurelle. Le chapitre 3 se scinde alors en deux parties : la première traite de la structure active qui découle des études sur les FSS, présentées dans le chapitre 2. La deuxième partie est plutôt dédiée au second dispositif qui doit faciliter l'application du champ électrique externe.

Les études de modélisation ont permis de développer deux dispositifs. Il est maintenant question de les réaliser concrètement et de les caractériser en transmission dans le domaine des fréquences micro-ondes. Dans un premier temps, l'intégration du matériau accordable n'a pas été menée et l'attention s'est plutôt portée sur les difficultés de la métallisation des FSS inductives. Un protocole expérimental a été réalisé en se basant sur les techniques de photolithographie. La métallisation s'est effectuée sur des substrats de verre. L'objectif sous-jacent à cette réalisation expérimentale est de constater par des mesures l'agilité de la structure par changement de la

permittivité. A cette fin, plusieurs prototypes, présentant des paramètres identiques, sont fabriqués en changeant seulement la permittivité du verre.

Les mesures en transmission des dispositifs doivent permettre de mettre en évidence plusieurs points soulevés par les études de modélisation. Il s'agit ainsi, de confirmer le caractère fréquemment filtrant des prototypes fabriqués et d'évaluer, en comparant les réponses de structures identiques, le déplacement fréquentiel de la transmission par changement de permittivité des verres. Enfin, une étude comparative des résultats expérimentaux et par simulations est effectuée pour évaluer le degré de pertinence des modélisations EM.

En somme, ce manuscrit, exposant les travaux de doctorat intitulés « radôme actif utilisant des matériaux et des structures aux propriétés électromagnétiques contrôlées » s'articule autour de quatre chapitres menant progressivement à l'étude de plusieurs prototypes bien définis.

-Chapitre 1 : *Etat de l'art sur les structures actives*. Il se scinde en deux parties : l'étude des structures périodiques et l'étude des techniques d'agilité. Une brève discussion permet d'identifier les choix et les objectifs des travaux.

-Chapitre 2 : *Modélisation de FSS*. Il analyse les propriétés EM particulières des surfaces sélectives en fréquences à partir de calculs numériques.

-Chapitre 3 : *Les Structures actives*. Il développe les avantages et les capacités d'accordabilité de deux structures. Des précisions sont données par rapport aux matériaux accordables envisagés ainsi que pour le contrôle de la permittivité.

-Chapitre 4 : *Les Expérimentations*. Il relate les réalisations expérimentales qui sont de deux ordres : la fabrication des dispositifs et leurs caractérisations micro-ondes. Ce chapitre se termine par quelques perspectives d'études, conséquences de ces travaux de thèse.

Chapitre 1.

Etat de l'Art

I. LES STRUCTURES PERIODIQUES	22
I.1. Les Cristaux Photoniques	22
I.1.1. Présentation des BIP.	22
I.1.2. Propriétés électromagnétiques.	24
I.2.1.i. Analogie avec la physique du solide.	24
I.2.1.ii. La bande interdite photonique.	25
I.2.1.iii. Introduction de défauts.	26
I.1.3. Applications en micro-ondes.	27
I.2. Les Métamatériaux	28
I.2.1. Présentation des matériaux à indice optique négatif.	28
I.2.2. Propriétés Electromagnétiques.	30
I.2.3. Applications en micro-ondes.	31
I.3. Les Surfaces Artificielles Complexes	33
I.3.1. Les surfaces à hautes impédances.	33
I.1.3.i. Présentation	33
I.1.3.ii. Propriétés	34
I.1.3.iii. Applications	35
I.3.2. Les Surfaces Sélectives en Fréquences (FSS).	35
II. TECHNIQUES D'AGILITE	38
II.1. Agilité basée sur des composants intégrés	38
II.1.1. Les Diodes	38
II.1.1.i. Commutation par intégration de diodes PIN	38
II.1.1.ii. Agilité par diodes Schottky et Varactors	40
II.1.2. Les MEMS	41
II.1.3. Les Transistors FET	43
II.1.4. Le Contrôle Optique	44
II.2. Agilité basée sur des matériaux	45
II.2.1. Les Cristaux Liquides	45
II.2.2. Les Piézoélectriques	47
II.2.3. Les Ferroélectriques	48
II.2.4. Les Matériaux Magnétiques	49
III. DISCUSSIONS	51
III.1. Comparaisons des méthodes pour réaliser l'agilité	51
III.2. Les Radômes Actifs	53
III.3. Choix de la ligne de conduite des travaux de thèse	54

Introduction

La création d'un radôme actif repose sur la recherche d'une structure de base et d'un dispositif permettant l'agilité de cette structure. C'est pourquoi, le premier chapitre de ce manuscrit a pour objectif de dresser un état de l'art de deux outils scientifiques : les structures périodiques et les techniques d'agilité.

Les structures formées de matériaux périodiques ont des propriétés électromagnétiques (EM) remarquables. Leurs actions sur la phase et la fréquence de l'onde électromagnétique rend envisageable son utilisation en radôme actif. Une structure périodique est une structure formée par des matériaux diélectriques ou/et métalliques qui se répètent identiquement en une, deux ou trois dimensions. Certains dessins et fresques antiques présentent des motifs périodiques. En architecture ou dans la mode, la périodicité d'objets est largement utilisée et confère une certaine harmonie à la structure. A l'instar de la symétrie, la répétition par translation d'une forme se retrouve donc partout, que ce soit dans la nature ou dans les créations humaines. En sciences, des structures périodiques artificielles sont largement étudiées dans la recherche internationale. Dans cette partie, plusieurs structures développées par les chercheurs sont explicitées du point de vue des micro-ondes: les cristaux photoniques, les matériaux à indice de réfraction négatif et les surfaces complexes comme les surfaces à hautes impédances et les surfaces sélectives en fréquences. Ces structures artificielles peuvent être groupées sous une appellation commune: les métamatériaux (littéralement « au-delà du matériau »), même si historiquement ce nom était plutôt utilisé pour un objectif d'indice de réfraction négatif.

La deuxième partie du chapitre 1 est dédiée aux solutions disponibles dans la littérature pour réaliser l'accordabilité de la structure périodique. L'accordabilité du radôme est possible en intégrant un dispositif agile au sein de la matrice périodique. Les moyens actuellement disponibles pour réaliser l'agilité de la structure sont principalement de deux types. Ce sont l'utilisation de composants électroniques qui change la longueur électrique effective et l'emploi de matériaux actifs qui modifie la permittivité effective de la structure. Ces transformations conduisent à des réponses fréquentielles, en phase ou en directivité modifiées par rapport à l'état initial. L'objectif visé dans ces travaux de thèse est d'atteindre une agilité fréquentielle du dispositif micro-ondes. Néanmoins, au cours de ce chapitre, des exemples d'agilité en phase et en directivité sont aussi exposés.

Le plan de ce chapitre suit donc un développement ternaire. Le premier paragraphe est dédié à l'explication des principaux phénomènes se produisant dans certaines structures périodiques artificielles. Le deuxième paragraphe sert à énumérer les moyens technologiques à notre disposition pour réaliser une structure active et contrôlable. Tous ces éléments sont regroupés dans le troisième paragraphe pour choisir la direction à donner à ces travaux de thèse.

I. LES STRUCTURES PERIODIQUES

I.1. Les Cristaux Photoniques

La première structure périodique à connaître est le matériau à bande interdite photonique (B.I.P.) que l'on appelle plutôt en hyperfréquences « matériau à bande interdite électromagnétique ». D'une manière générale, on les nomme familièrement «cristaux photoniques » car sa structure se rapproche de la structure cristalline et qu'ils agissent sur les photons. L'intérêt des chercheurs pour le thème des cristaux photoniques est important, surtout depuis la fin des années 90, car ces matériaux périodiques artificiels ont été promis à révolutionner le domaine des télécommunications. En effet, depuis des années, la recherche scientifique pense pouvoir contrôler la propagation de la lumière grâce à ces matériaux afin de remplacer la communication classique à courant électrique. Ceci entraînerait un gain énorme en termes de rapidité de la communication.

I.1.1. Présentation des BIP.

Les cristaux photoniques existent à l'état naturel sous forme minérale: l'opale qui peut être vue comme un réseau plus ou moins régulier de sphères de silices dans une roche. Cependant, les plus courants sortent au printemps... sur les ailes de certains papillons. Leurs couleurs sont dues aux phénomènes électromagnétiques se produisant dans un cristal photonique. Quelques autres cas naturels peuvent être cités, comme les épines dorsales d'un ver marin. Néanmoins, la grande majorité des cristaux photoniques existants sont créés par l'homme.

On peut dire que l'aventure des cristaux photoniques a commencé il y a plus d'un siècle par l'étude des interférences des ondes lumineuses. En 1887, Rayleigh montre qu'une structure périodique de type miroir de Bragg peut créer une bande de fréquence au sein de laquelle toute propagation électromagnétique est impossible. Comme les phénomènes d'interférences lumineuses dans les miroirs de Bragg sont tout à fait analogues à la diffraction des rayons X par les plans d'atomes dans un cristal, ces structures portent le nom du physicien qui expliqua les phénomènes de diffraction cristalline: W. L. Bragg, [1]. Un miroir de Bragg est une succession de couches d'indices de réfraction différents, empilées les unes sur les autres de manière périodique. Il exploite le caractère ondulatoire de la lumière et les interférences des ondes réfléchies par les différentes couches. L'onde lumineuse incidente est partiellement réfléchiée à chaque interface entre deux couches. Du fait de la stratification périodique, les ondes ainsi réfléchies présentent un déphasage bien défini les unes par rapport aux autres. Elles interfèrent donc, de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage, qui elle-même dépend de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence du rayon lumineux. Pour certaines longueurs d'onde et certains angles d'incidence, la structure multicouche se comporte alors comme un miroir en réfléchissant la très grande majorité du rayonnement incident.

100 ans après les travaux de Rayleigh, les cristaux photoniques subissent une seconde naissance. En 1987, E. Yablonovitch et S. John étendent le concept des miroirs de Bragg aux dimensions 2 et 3. L'idée consiste à généraliser le simple empilement unidimensionnel de couches, pour construire des assemblages périodiques de cylindres parallèles - on a alors un BIP bidimensionnel - ou des structures périodiques complètement tridimensionnelles : par exemple des empilements de sphères disposées selon un réseau cubique faces centrées, ou des assemblages de poutres enchevêtrées périodiquement (Figure 1-1). Ces structures réfléchissent la lumière selon le même principe que les miroirs de Bragg : les ondes lumineuses renvoyées par tous les cylindres, billes ou poutres interfèrent constructivement. Cependant, à la différence des miroirs de Bragg, la lumière est réfléchiée par un BIP tridimensionnel quel que soit l'angle sous lequel elle se présente sur le matériau. En effet, dans un cristal photonique tridimensionnel, quel que soit l'angle d'incidence sous lequel la lumière se présente, celle-ci « voit » une structure répétitive dont la période est constante. Les longueurs d'onde correspondant à cette période seront donc toujours réfléchies, et ne pourront jamais pénétrer au cœur du matériau. Voilà pourquoi on parle de bande interdite photonique : les photons dont l'énergie appartient à une certaine gamme sont interdits dans le matériau [2]. Le plus souvent, un matériau diélectrique est l'air, ce qui permet de simplement creuser des galeries dans le matériau diélectrique. Cependant, le contraste d'indice (rapport des indices de réfraction optique) entre les matériaux doit être assez important. Le phénomène physique sous-jacent étant la diffraction de la lumière par la microstructure, la périodicité du cristal doit être de l'ordre de la moitié de la longueur d'onde de la lumière incidente pour générer des interférences. On dit que les structures BIP fonctionnent à l'échelle de la longueur d'onde.

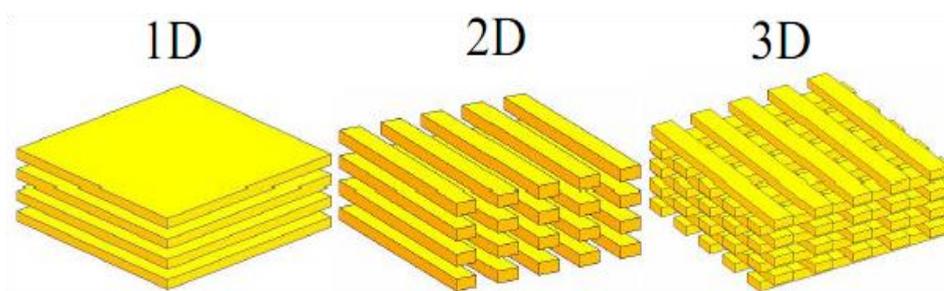


Figure 1-1. Exemple de structures à bandes interdites photoniques selon 1, 2 et 3 dimensions.

Pour son premier prototype de BIP tridimensionnel, Yablonovitch a choisi des longueurs d'onde élevées, de l'ordre du centimètre plus facile à fabriquer. Pour la forme du BIP, K.M. Ho et al avaient montré en 1990 que la structure périodique la plus favorable pour un BIP tridimensionnel est la structure cristalline du diamant [3]. Yablonovitch chercha donc à imiter cette structure. Le diamant, vu sous certaines directions, présente des galeries parallèles disposées selon un réseau hexagonal. Yablonovitch entreprit de creuser dans du Plexiglas, trois jeux de galeries parallèles, mimant ainsi la structure du diamant. La longueur d'onde choisie lui permit de réaliser les galeries à

l'aide d'une simple perceuse programmable. En 1991, il obtenait ainsi pour la première fois un BIP, pour des fréquences de 14 GHz, ce qui correspond à une longueur d'onde de 2 centimètres [4](Figure 1-2).

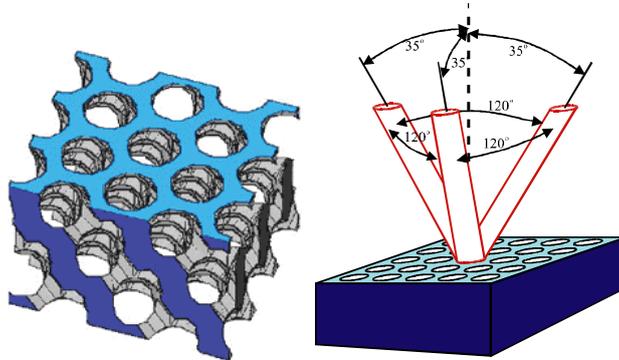


Figure 1-2. La première structure BIP 3D: la yablonovite.

I.1.2. Propriétés électromagnétiques.

I.2.1.i. Analogie avec la physique du solide.

Le terme bande interdite renvoie fortement à la physique du solide où les matériaux semi-conducteurs refusent l'existence des électrons sur certaines bandes de fréquences. De la même manière, les photons, particules élémentaires de la lumière, ne peuvent se propager aux fréquences de la bande interdite. Ce phénomène s'explique par la géométrie particulière du matériau. En physique du solide, l'arrangement périodique des atomes crée un potentiel périodique qui, s'il est suffisamment important, interdira la propagation des électrons dans le cristal.

Les similitudes du comportement du photon et de l'électron sont connues depuis l'avènement de la physique quantique dans les années 1920. On sait qu'ils peuvent s'observer sous un double aspect : corpusculaire ou ondulatoire. On constate une grande similarité mathématique entre les équations de Maxwell, qui décrivent le comportement ondulatoire des photons, et l'équation de Schrödinger, qui décrit celui des électrons. Les solutions sont les énergies pour l'équation de Schrödinger alors que pour les équations de Maxwell on utilisera les équivalents en fréquences ou en longueurs d'ondes. Les cristaux de la physique du solide et les cristaux photoniques sont respectivement des matériaux périodiques en potentiel et en permittivité. Cette périodicité a pour conséquence la décomposition en termes de fonctions de Bloch des champs et des fonctions d'ondes [5].

$$\text{Equation de Schrödinger: } \frac{\hbar}{2m} \nabla^2 \psi + i\hbar \frac{\partial \psi}{\partial t} - V\psi = 0 \quad <1.1>$$

$$\text{Equation de Maxwell: } \nabla \times \left[\frac{1}{\mu_r} \nabla \times E \right] - k_0^2 \epsilon_r E = 0 \quad <1.2>$$

1.2.1.ii. La bande interdite photonique.

Comme en physique du solide, le cristal photonique est donc caractérisé par son diagramme de dispersion. Le théorème de Bloch-Floquet permet de déterminer l'existence de modes électromagnétiques que peut supporter le cristal. Il nous permet d'écrire les solutions de l'équation d'onde comme une fonction périodique du réseau cristallin.

$$E_k(r) = e^{ik \cdot r} u_k(r) \quad <1.3>$$

Où $u_k(r)$ est une fonction périodique du réseau direct et k est un vecteur du réseau réciproque.

Le réseau cristallin est transposé dans l'espace réciproque des vecteurs d'ondes. Un nouveau réseau orthogonal au réseau cristallin de l'espace direct est ainsi obtenu. Cela permet d'en déduire la première zone de Brillouin qui représente le domaine élémentaire dans lequel doivent être recherchées les solutions des équations de propagation. Pour une direction de propagation donnée, généralement indiquée par un vecteur d'onde, on reporte l'ensemble des fréquences propres que le système peut supporter. Le diagramme de dispersion représente les modes possibles en fonction de la longueur d'onde et du vecteur d'onde. Cette étude permet de déterminer si le matériau possède une bande de fréquence interdite commune à tous les angles de propagation envisageables. Comme nous l'avons vu, pour un matériau BIP 1D lorsque l'onde électromagnétique arrive en incidence normale, pour une longueur d'onde 4 fois supérieure à l'épaisseur des couches des diélectriques, il y a création d'interférences destructives et réflexion totale du signal. Cela se traduit dans le diagramme de dispersion par une ouverture et une courbure de la relation de dispersion par rapport à la ligne de lumière (Figure 1-3).

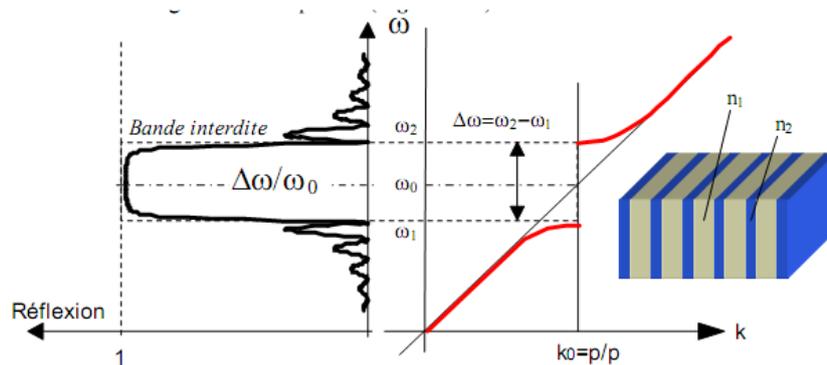


Figure 1-3 La bande interdite photonique pour un BIP 1D (coefficient de réflexion et diagramme de dispersion).

La position et la largeur du gap peut être ajustée par les paramètres géométriques de la structure et par le contraste entre les différentes permittivités. Ainsi, plus la différence de permittivité entre les diélectriques est grande et plus les bandes se courbent et la bande interdite s'agrandit. Pour

les dimensions supérieures, le principe de propagation des ondes électromagnétiques est le même et le diagramme de dispersion se complique puisque les directions de propagation augmentent.

1.2.1.iii. Introduction de défauts.

Les propriétés des structures BIE deviennent particulièrement intéressantes lorsque l'on introduit un ou plusieurs défauts dans la structure qui casse la périodicité de l'indice optique du cristal. En fait, il existe des modes évanescents à l'intérieur de la bande interdite. Ces modes ne se propagent pas mais, l'insertion d'un défaut dans la périodicité du cristal permet de les exciter en les couplant avec des modes propagatifs extérieurs au BIP [6]. Ils font alors apparaître des modes de propagation à l'intérieur de la bande interdite. Cela revient à introduire des microcavités résonantes comme on introduit des impuretés au sein d'un cristal solide.

Le défaut peut être de différente nature : changement de la permittivité, de la taille ou de la forme des inclusions. L'intérêt de ce mode de propagation à l'intérieur de la bande interdite est qu'il est très sélectif et directif (Figure 1-4). Ce principe d'insertion d'un défaut permet donc de réaliser des filtres très sélectifs [7]. De plus, en lui associant un élément accordable, il est possible de piloter l'effet du défaut et de créer une structure agile. Nous pouvons, à cet effet, citer les travaux sur les guides d'ondes accordables où la propagation à l'intérieur du cristal se passe dans le défaut et bascule dans un autre défaut. La Figure 1-5 montre l'exemple d'un guide d'onde où le cheminement lumineux est modifié dans une structure en Y [8].

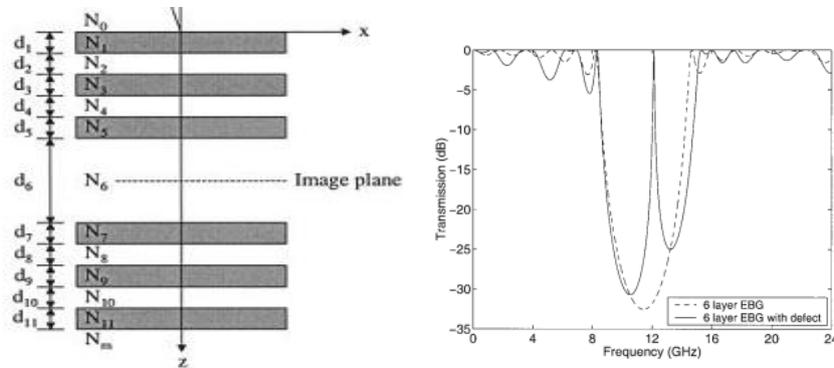


Figure 1-4. Transmission d'un BIP 1D avec et sans défaut.

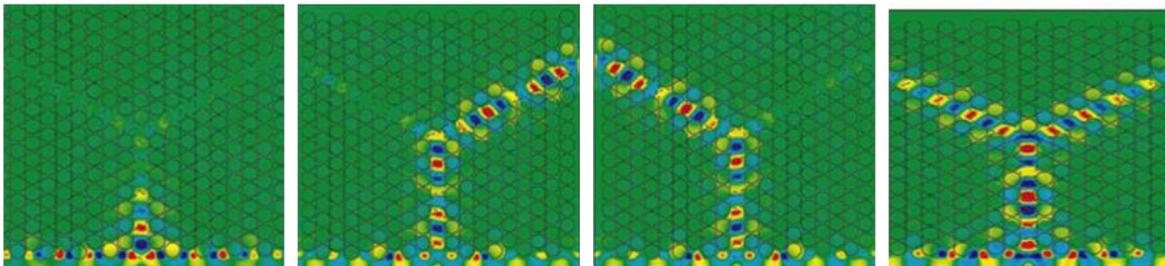


Figure 1-5. Propagation guidée et accordable dans un cristal photonique bidimensionnel avec deux lignes de défauts.

I.1.3. Applications en micro-ondes.

S'il est vrai que ces structures artificielles n'ont pas encore été réalisées aux échelles submicroniques car les tailles des périodicités des structures à usiner limitent leur développement, de nombreux dispositifs basés sur les matériaux à bande interdite photonique existent en micro-ondes. Une des voies les plus développées pour l'application des BIP aux fréquences microondes concerne le domaine des antennes et leurs effets sur le rayonnement. De nombreuses études ont été menées et montrent l'utilisation de matériaux BIP comme substrat d'antennes, comme réflecteur ou comme radôme dans le but d'augmenter la directivité des antennes, ou dans le but de créer des antennes agiles en utilisant des matériaux BIP actifs.

L'amélioration du gain d'une antenne peut être réalisée par un cristal photonique. En 1993, Yablonovitch et al ont montré à travers leur antenne plane disposée sur un substrat de cristal photonique que le cristal photonique se comporte comme un réflecteur parfait dans la bande interdite et que le rayonnement est alors principalement dirigé dans l'air et non dans le substrat; ce qui suggère une augmentation importante de l'efficacité de la structure [9]. De manière plus générale, il a été montré que le fait de disposer un cristal photonique au dessous d'une antenne permettait d'améliorer le fonctionnement du dispositif alors que l'antenne et le réflecteur sont très proche l'un de l'autre ($\ll \lambda/4$), ce qui est habituellement source d'importantes pertes par interférences destructives. La présence d'un substrat BIP diélectrique sous une antenne patch a pour principal effet de réduire les effets d'onde de surface ainsi que le niveau des lobes secondaires en évitant de piéger le champ électromagnétique dans le plan de masse arrière de l'antenne [10]. Une structure multicouche de type miroir de Bragg a également montré un meilleur gain pour la structure BIP disposée en couverture au dessus de l'antenne [11]. L'association des deux (cristal photonique en substrat et en couverture) est réalisée avec une antenne patch dont le gain et la directivité est sensiblement améliorée [12]. De nombreux prototypes ont été testés pour contrôler la directivité du rayonnement antennaire grâce aux cristaux photoniques. Ainsi, en utilisant le principe des cavités de type Fabry-Pérot, Thévenot et al, ont augmenté la directivité d'une antenne imprimée fonctionnant en bande X [13]. Enoch et al, ont aussi utilisé ce type de surfaces. Ils ont réalisé un dipôle très directif en l'insérant dans un matériau BIP d'indice faible devant celui de l'air [14].

Une autre application concerne la réalisation de réflecteurs. La faisabilité d'un réflecteur, de forme parabolique à bande interdite photonique a été démontré par les travaux de Thévenot et al sur des réflecteurs fonctionnant à 40 GHz [15]. Il est composé d'un empilement d'« assiettes » diélectrique espacé de gap d'air utilisant le principe du miroir de Bragg. Ce dispositif présente une meilleure sélectivité en fréquence comparé au réflecteur métallique.

Les propriétés des cristaux photoniques peuvent avoir un intérêt dans les applications de type furtivité. La furtivité d'un gros appareil de type avion, peut se réaliser en s'attachant à l'amener au niveau des antennes. Il est alors possible de réduire la SER en associant les antennes avec un BIP

possédant des caractéristiques de transparence durant le temps d'émission ou de réception et des caractéristiques d'absorption durant le reste du temps [16]. Des cristaux photoniques électriquement contrôlables peuvent être employés en tant que radômes actifs ou filtres spatiaux pour sélectionner des modèles de rayonnement des antennes. Un radôme actif a ainsi été obtenu [17]. Il est composé de deux plaques imprimées avec des diodes PIN soudées à intervalles réguliers le long de pistes métalliques parallèles. Le radôme est placé près de l'antenne planaire pour réduire les ondes de chaque côté de la structure et pour améliorer l'espacement entre le matériau BIP et de l'antenne. A l'Université de Rennes, des résultats expérimentaux ont été obtenus sur la commutation de faisceau [18]. Une antenne dipolaire est directement implantée dans un matériau périodique 2D de tiges métalliques construit à partir d'un réseau carré. Les agilités de ces dispositifs sont discutées dans le chapitre II dédié à l'accordabilité des structures.

Ainsi, les cristaux photoniques ont des applications potentielles extrêmement importantes dans le domaine civil ou militaire tels que pour les satellites, l'aéronautique ou plus généralement les moyens de communications, en améliorant vitesse, qualité et sensibilité des communications. Un groupe de matériau périodique un peu particulier est en cours de développement avec pour objectif l'obtention d'un matériau à indice de réfraction négatif.

I.2. Les Métamatériaux

Le terme « métamatériaux » regroupe tous les matériaux périodiques artificiels ayant des propriétés électromagnétiques particulières. Néanmoins, cette appellation est employée principalement pour les structures présentant un indice de réfraction négatif dont la périodicité est inférieure à $\lambda/10$. Un matériau à indice de réfraction négative est un matériau où une réfraction négative se produit à son interface avec un matériau classique. Il est également possible de trouver la terminologie de matériaux « gauchers » ou « main gauche », car à l'intérieur de celui-ci l'onde électromagnétique (formée d'un champ électrique, d'un champ magnétique et du vecteur d'onde) forme un trièdre indirect. Ils ne doivent cependant pas être confondus avec les matériaux main gauche chiraux.

I.2.1. Présentation des matériaux à indice optique négatif.

Pour qu'un matériau présente un indice de réfraction négatif, il doit révéler à la fois une permittivité et une permittivité relatives négatives ($n = \pm\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$). Dans la nature, il n'existe aucun matériau de ce type. Il en existe bien présentant des matériaux de permittivités négatives (les plasmas, les métaux dans l'infrarouge), et de perméabilités négatives (ferri et ferro-magnétiques près de la résonance gyromagnétique), mais aucun ne présente les deux phénomènes simultanément.

Pour le créer, il a fallu associer deux structures que J. Pendry explicite en 1998 à travers les deux articles fondateurs des matériaux à indice de réfraction négative. Le premier montre qu'un réseau de fils métalliques parallèles a un comportement de type plasma et présente ainsi une permittivité négative [19]. le deuxième présente un arrangement de résonateurs coupés en anneau (Split Ring Resonator : SRR) qui ont des réponses du type de celles des matériaux magnétiques et donc révèle une perméabilité négative [20]. L'association des deux forme un matériau pouvant être « doublement négatif », c'est-à-dire affichant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives au niveau de la résonance des SRR (Figure 1-6). Les matériaux «main gauche» étaient ainsi lancés et en 2000, le premier prototype a été expérimentalement testé avec succès par l'équipe de D.R. Smith [21]. Ce type de matériau a rapidement été étendu à dimensions supérieures : la Figure 1-7 montre une structure 2D et nous pouvons citer la proposition d'une structure 3-D qui permet ainsi de produire un métamatériau se comportant de la même manière dans les trois directions de l'espace [22].

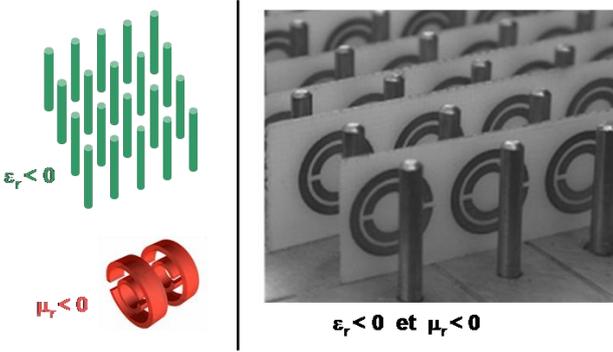


Figure 1-6. Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.

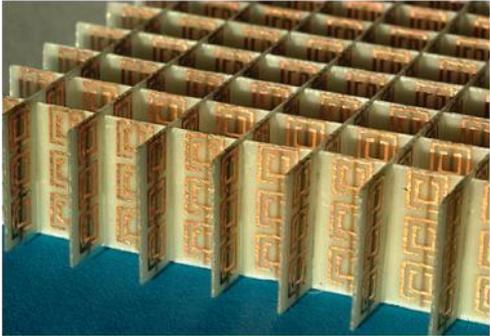


Figure 1-7. Un métamatériau doublement négatif bidimensionnel.

Depuis ces premiers travaux, une importante recherche a été développée comme en témoigne la quantité de publications sur le sujet avec pour objectif principal l'utilisation de ces structures dans l'optique. Aussi longtemps que la périodicité des éléments métalliques est sur une échelle beaucoup plus petite que la longueur d'onde (inférieure à $\lambda/10$), le matériau se comporte comme un matériau

uniforme et homogène. Il est donc plus facile de fabriquer un métamatériau pour les grandes longueurs d'ondes comme les micro-ondes que dans l'optique. Actuellement, des métamatériaux opérant à des longueurs d'onde de 1 à $2\mu\text{m}$ ont été réalisées [23]. A ces fréquences, la cellule élémentaire est de l'ordre de 100nm et les détails des inclusions métalliques de l'ordre de la dizaine de nanomètres. Le développement des métamatériaux en optique est donc tributaire de la nanotechnologie. Pourtant, l'enjeu en optique est important car de tels matériaux pourraient révolutionner l'optique traditionnelle en s'affranchissant de la limite de diffraction.

I.2.2. Propriétés Electromagnétiques.

La théorie des matériaux présentant une permittivité et une perméabilité négatives date du début des années 60. V. Veselago en appliquant les équations de Maxwell à de tels matériaux, prédit dès 1967 le comportement d'ondes électromagnétiques subissant une réfraction négative [24].

La réfraction est le phénomène qui explique que lorsque la lumière traverse l'interface entre deux milieux qui ont des vitesses de propagation différente, la lumière subit un changement brusque de trajectoire prédictible par la loi de Snell-Descartes (Figure 1-8). Lorsque l'onde arrivant d'un milieu d'indice positif traverse un matériau d'indice négatif, le trièdre formé par le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde est un trièdre inversé (Figure 1-9). L'indice négatif du métamatériau implique que la vitesse de phase de l'onde est négative (la vitesse de groupe et la vitesse de phase ont donc des directions opposées), ce qui entraîne l'inversion du vecteur d'onde. Par contre le vecteur de Poynting forme toujours un trièdre direct avec le vecteur champ électrique et le vecteur champ magnétique: le sens de circulation de l'énergie n'est pas inversé.

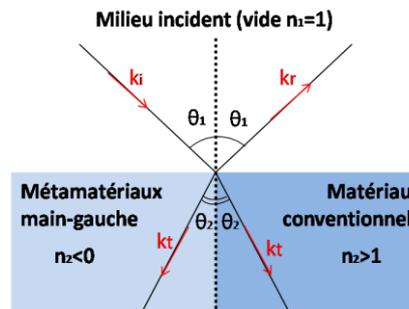


Figure 1-8. Lois de réfraction des ondes électromagnétiques à l'interface d'un milieu main-gauche.

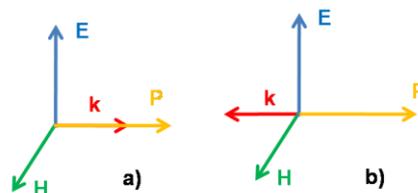


Figure 1-9. Trièdre (E, H, k) d'une onde électromagnétique : a) milieu conventionnel b) milieu main-gauche.

A part la réfraction négative, V.G. Veselago a prévu dans son article de 1967 des propriétés particulières des matériaux « main gauche » telles que l'amplification des ondes évanescentes et l'inversion de nombreuses propriétés classiques comme l'effet Doppler et le rayonnement Cerenkov.

La conséquence la plus révolutionnaire pour la technologie est la possibilité de réaliser une lentille parfaite où l'image ne serait pas freinée par la limite de diffraction de Rayleigh tel que le décrit théoriquement Pendry [25]. Comme l'indice de réfraction est négatif, les rayons dévient vers l'intérieur de la lentille, et si elle est suffisamment épaisse, il y aura deux points focaux : un point focal se forme au milieu de la lentille et un point focal à l'extérieur que l'on peut voir, comme d'habitude, par un écran (Figure 1-10). L'augmentation du pouvoir de résolution sous la limite de diffraction est alors obtenue par l'amplification des ondes évanescentes dans le métamatériau. Par ailleurs, étant plane, la super-lentille élimine totalement les aberrations sphériques de l'image que produit une lentille ordinaire. Cependant, la source lumineuse doit être près de la lentille pour coupler les ondes évanescentes et les ondes provenant de l'infini ne sont donc pas focalisées.

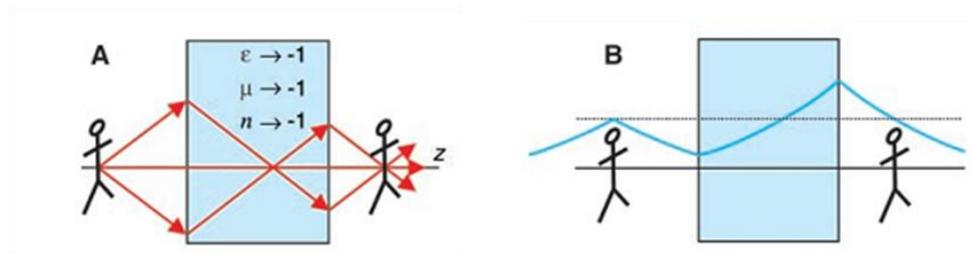


Figure 1-10. Fonctionnement d'une lentille à indice optique négatif : A. focalisation de l'onde. B. amplification des ondes évanescentes.

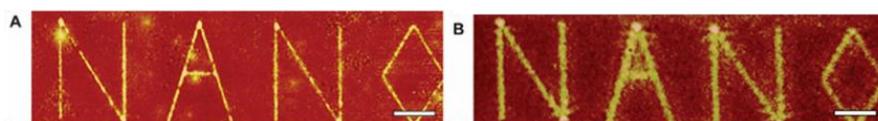


Figure 1-11. Comparaison de la résolution d'une superlentille (A) avec une lentille classique (B)

I.2.3. Applications en micro-ondes.

Actuellement, un grand nombre d'équipes de recherche travaille sur les métamatériaux et sur leurs applications. Nous avons vu, à travers les propriétés électromagnétiques de ces matériaux, que les applications potentielles principales sont pour l'optique avec l'augmentation du pouvoir de résolution, ce qui permettrait d'améliorer la capacité de stockage de disques optiques ou d'observer à la lumière visible de très petits objets, tels que les mitochondries à l'intérieur des cellules. Dans ce sens une lentille à base de matériau à indice négatif a été réalisée par S. Enoch et ses collègues permettant de focaliser l'énergie dans une seule direction [26]. G.V. Eleftheriades a également publié sur ce sujet [27].

Dans le domaine des micro-ondes, les tailles des inclusions périodiques permettent un développement plus rapide des métamatériaux. Les applications sont principalement vouées au domaine des télécommunications. Ainsi, G. Eleftheriades et al proposent plusieurs matériaux à indice négatif pour des lignes de transmissions bidimensionnelles et nous pouvons citer dans leurs travaux une antenne à base de matériau à indice négatif fonctionnant entre 1 et 2 GHz [28]. Ils ont montré l'existence d'un indice négatif de la structure rayonnante dans une bande de fréquences comprise entre 1,3 et 1,9 GHz. Dans le domaine antennaire, S. Enoch et al ont développé un métamatériau améliorant nettement la directivité de l'antenne rayonnant à 14 GHz. Par ailleurs, l'utilisation de lignes de transmission microstrip à indice négatif a permis d'avoir un couplage très proche de celui d'un coupleur parfait (0 dB) comme le montrent les résultats publiés par le groupe de Itoh [29].

Enfin, comment ne pas parler d'une des applications possibles les plus marquantes des métamatériaux: le camouflage d'un objet par un matériau à indice de réfraction négatif. En 2006, Pendry et al montrent expérimentalement dans le domaine des micro-ondes que les ondes électromagnétiques ne se réfléchissent pas sur une série de cylindres concentriques d'inclusions métalliques [30]. En plaçant un objet à l'intérieur de ces cylindres, ceux-ci contraindraient les ondes lumineuses à contourner l'objet par des déviations dans le matériau à indice de réfraction négative (Figure 1-12 et Figure 1-13). Comme le trajet lumineux ne subit pas de réfractons sur l'objet, il est indétectable.

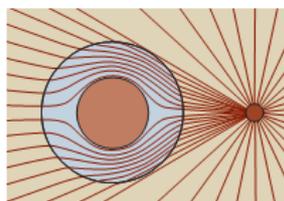


Figure 1-12. Schéma théorique du contournement des ondes électromagnétiques dans un matériau à indice négatif dans un but de camouflage.

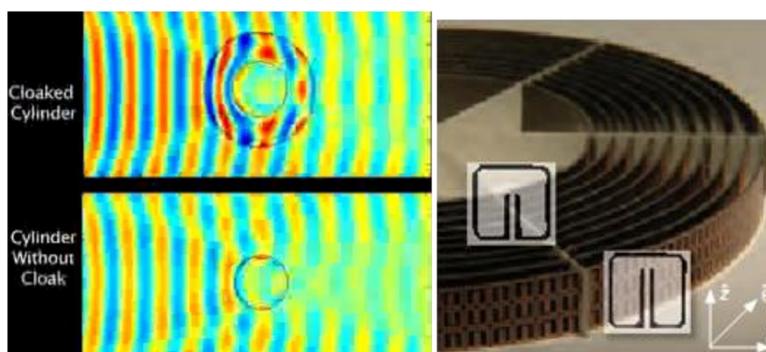


Figure 1-13. Réalisation expérimentale par Pendry et Smith en 2006

En pratique, il demeure de nombreuses interrogations sur l'aboutissement de tels dispositifs et la communauté scientifique est assez partagée sur le potentiel réel des matériaux « main-gauche ». Il

semble difficilement réalisable de mettre en pratique des dispositifs parfaits, mais des améliorations nettes aux structures actuelles peuvent être envisagées. En conclusion, les matériaux à indice négatif n'ont pas fini de soulever des controverses et des passions de part leurs propriétés électromagnétiques inversées à celles du monde naturel.

I.3. Les Surfaces Artificielles Complexes

En hyperfréquences, des structures périodiques ont été développées pour des besoins d'amélioration des dispositifs antennaires. Ces structures 2D ou 2D1/2 sont classées comme des surfaces complexes. Il y a principalement les surfaces à hautes impédances (SHI) et les surfaces sélectives en fréquences (FSS).

I.3.1. Les surfaces à hautes impédances.

I.3.1.i. Présentation

Les surfaces à haute impédance (SHI) sont des structures métalliques à motifs périodiques fixés ou imprimés sur un plan de masse. Elles sont apparues à la fin des années 90 comme une alternative aux matériaux BIP pour des applications micro-ondes. Les cristaux photoniques ont une taille assez importante de l'ordre de la longueur d'onde et en diminuant le volume occupé, une structure planaire périodique selon deux dimensions peut présenter des bandes interdites à la propagation des ondes de la même manière qu'un cristal photonique. La période de ces structures est faible comparée à la longueur d'onde et le matériau est alors assimilable à un milieu effectif. Leur nom est tiré de la caractéristique selon laquelle, ils possèdent une très haute impédance dans leur bande interdite due à la combinaison d'effets capacitifs et inductifs.

Historiquement, la première surface à hautes impédances était une surface dite « corruguée ». Périodique selon une seule dimension, elles présentaient une bande interdite pour les ondes de surface de longueur d'onde 4 fois la profondeur des plaques métalliques [31]. Les surfaces à haute impédance ont ensuite été généralisées pour des surfaces périodiques en deux dimensions dans l'objectif immédiat de supprimer les ondes de surface des antennes "patch", et ainsi d'augmenter leur rendement [32]. Elle se présente sous la forme d'un tapis de « punaises métalliques » réparties périodiquement en 2D sur un substrat diélectrique (Figure 1-14). Ces punaises sont composées de cellules capacitives et inductives hexagonales associées à un tube en métal qui relie les surfaces hexagonales au plan de masse situé sous le substrat.

Par la suite, d'autres structures de ce type ont été réalisées. Nous pouvons citer les cristaux photoniques uniplanaire de T. Itoh basés sur le même principe que les surfaces de Sievenpiper mais sans vias ce qui garantit une grande simplicité de réalisation [33] et nous pouvons parler des surfaces de C. Caloz qui sont des agencements planaires d'éléments capacitifs, inductifs et de lignes de transmission [34]. Nous pouvons également citer les structures d'Y. Vardaxoglou [35] qui sont des

surfaces sélectives en fréquences ayant une impédance théoriquement infinie lorsque la phase en réflexion d'une onde en incidence normale est nulle. Ces matériaux servent principalement à réaliser des antennes directives.

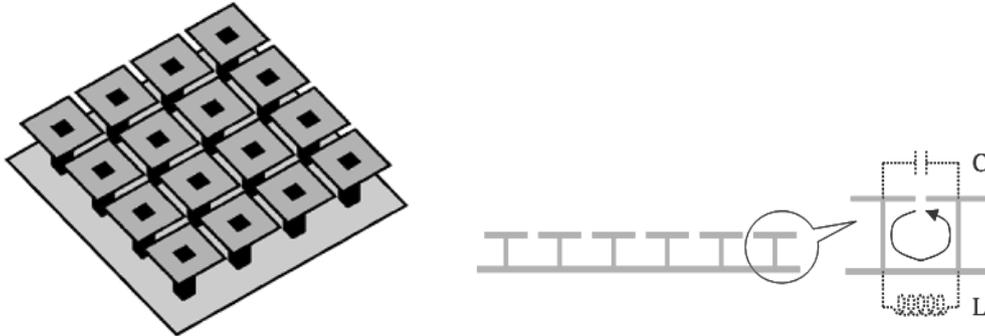


Figure 1-14. Surface de Sievenpiper et sa décomposition en éléments électroniques.

1.1.3.ii. Propriétés

Le centre de la bande interdite des surfaces à hautes impédances est celui de la fréquence de résonance de la structure. Ainsi, lorsqu'une onde plane vient frapper la surface, elle agira selon plusieurs comportements suivant sa fréquence :

- si la fréquence est inférieure à la fréquence de résonance, la surface est assimilable à un plan métallique où seules les ondes transverses magnétiques sont susceptibles de se propager.

- Au dessus de la fréquence de résonance, la surface est capacitive et ne supporte que les ondes transverses électriques.

- Autour de la fréquence de résonance, on observe l'annulation de la phase. L'impédance de surface est alors la plus élevée. Ceci entraîne qu'une onde incidente arrivant sur une telle surface serait totalement réfléchie.

Ainsi les SHI sont utilisées autour de la résonance où le déphasage de la réflexion est nul. Contrairement à un plan de masse classique pour lequel l'onde électromagnétique réfléchie est déphasée de 180° par rapport à l'onde incidente, la forte impédance de cette surface entraîne un accord de phase entre l'onde réfléchie et l'onde incidente. En d'autres termes, si on utilise un réflecteur métallique à l'arrière de l'antenne, le coefficient de réflexion est égal à -1 ce qui correspond à un déphasage de 180° . L'onde rayonnée par l'antenne et l'onde réfléchie sur la surface sont en opposition de phase ce qui crée des interférences destructives au dépend du rayonnement (Figure 1-15). La solution classique consiste à mettre le réflecteur métallique à une distance égale à $\lambda/4$ de l'antenne. Les ondes rayonnées et réfléchies sont dans ce cas en phase et se combinent. Cette solution a l'inconvénient de demander beaucoup d'espace car le réflecteur doit obligatoirement être à $\lambda/4$ de l'antenne. La solution introduite par l'utilisation des surfaces à haute impédance réduit cet

espace. La surface se comporte alors comme un conducteur magnétique artificiel (circuit électriquement ouvert) et la réflexion sur cette surface renforce le signal rayonné par l'antenne car le coefficient de réflexion d'un circuit ouvert est égal à 1, ce qui correspond à un déphasage nul. Cette surface peut se mettre juste derrière l'antenne, les ondes rayonnées et les ondes réfléchies sur la SHI se combinent ce qui augmente le gain de l'antenne. Il y a donc une amélioration du rayonnement en miniaturisant le dispositif antennaire.

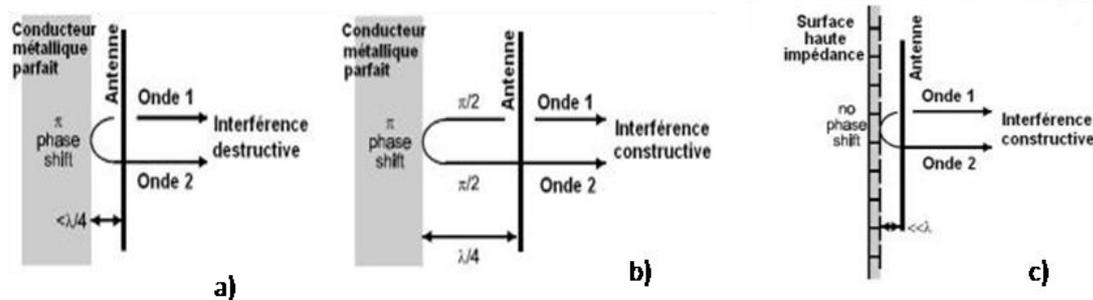


Figure 1-15. Explication de la contribution de la surface SHI au rayonnement antennaire.

1.1.3.iii. Applications

L'application principale de ce type de surfaces est vouée au domaine des antennes planes. Notamment, elles servent à augmenter la directivité et le gain de l'antenne.

Concernant le gain de l'antenne, l'explication des interférences constructives a été donnée ci-dessus. L'amélioration de la directivité du rayonnement de l'antenne provient de la deuxième caractéristique de ces surfaces, à savoir la suppression des ondes de surfaces. Ainsi, les ondes électromagnétiques ne sont pas piégées le long de la SHI, ce qui évite les ondulations et augmente la directivité de l'antenne. Les travaux réalisés par A. de Lustrac améliorent nettement la directivité et le gain d'une antenne patch [36]. Ils consistent à déposer l'antenne patch à l'intérieur d'une cavité d'épaisseur petite ($\lambda/60$) constituée d'une surface partiellement réfléchissante et d'une surface à haute impédance, toutes deux formées par des métamatériaux. Cet ensemble constitué par la SHI et la SPR travaille à des fréquences allant de 7.5 GHz à 10GHz suivant la dimension de la cavité.

Par ailleurs, une autre importante application, celle qui a permis le développement de ces surfaces est la suppression des ondes de surface. La propagation de ces ondes dans le plan de l'antenne est notamment à l'origine du couplage entre antennes patch disposées en réseau. La suppression des ondes de surface réduit considérablement ce couplage parasite.

1.3.2. Les Surfaces Sélectives en Fréquences (FSS).

Il reste une catégorie de structure périodique à répertorier. Il s'agit des surfaces sélectives en fréquences. Ces matériaux artificiels sont bien connus du monde scientifique puisqu'ils ont été développés dans le milieu des années 60 pour leur intérêt dans les applications militaires. Le principe général est connu depuis 100 ans, quand Marconi et Franklin réalisèrent en 1919 un

réflecteur parabolique formé par des successions de sections de fils [37]. Ils présentèrent ainsi le premier concept d'éléments résonants ajustables. 50 ans plus tard, B.A. Munk développe une surface périodique optimisée pour une large ouverture angulaire [38]. En 1978, le même inventeur réalise le premier radôme basée sur une FSS [39]. Depuis, les FSS sont largement répandues grâce à leurs possibilités d'utilisation en espace libre, ce qui les rend intégrables dans les communications actuelles.

C'est une surface composée d'un arrangement périodique en une ou deux dimensions d'éléments résonants. Il existe deux types complémentaires de FSS :

-soit la surface est composée de motifs périodiques métalliques. Dans ce cas, il s'agit d'une FSS capacitive qui a un comportement de filtre coupe-bande.

-soit la surface est composée d'ouvertures périodiques dans un plan métallique. Dans ce cas, il s'agit d'une FSS inductive qui a un comportement de filtre passe-bande.

Les deux cas peuvent être représentés par des périodicités d'éléments électroniques capacitifs ou inductifs, dont les valeurs dépendent de la géométrie de la FSS.

Les FSS sont utilisées en multicouches avec des diélectriques et/ou avec d'autres surfaces sélectives en fréquences. Ainsi, il est courant de trouver des dispositifs associant plusieurs FSS inductives ou capacitives mais également le couplage des deux types. Ceci à l'avantage, entre autres, d'augmenter la sélectivité de la transmission [40]

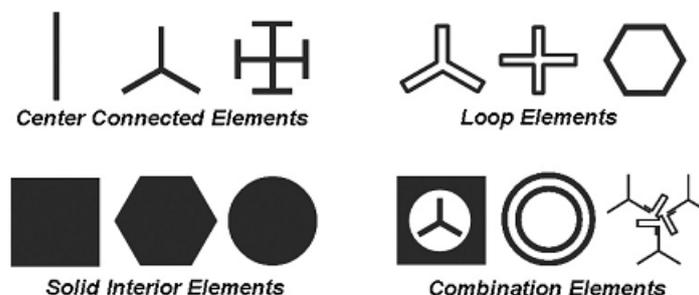


Figure 1-16. Quelques exemples d'éléments FSS.

Il existe une infinité de motifs et de combinaisons de motifs possibles. Les plus connus sont les motifs dipôles et croix de Jérusalem, mais les motifs carrés, les tripôles sont également très courants. La Figure 1-16 montre quelques éléments utilisés et leurs déclinaisons possibles en boucles, en motifs plein ou en superposition de plusieurs éléments de même types. L'avantage d'associer plusieurs motifs est qu'une réponse particulière de la structure peut être ainsi obtenue. Par exemple, la combinaison de deux ou trois anneaux métalliques, donc capacitifs, permet d'avoir plusieurs résonances et d'isoler ainsi une ou plusieurs bandes passantes à l'intérieur de la résonance coupe-bande du motif anneau seul [41].

Dans un premier temps, une FSS peut être assimilée à un filtre fréquentiel. L'onde plane incidente frappant la surface est partiellement réfléchiée et partiellement transmise. Les coefficients de réflexion Γ <1.4> et de transmission γ <1.5> sont définis par rapport au module du champ électrique de l'onde réfléchiée, transmise et incidente [42].

$$\Gamma = \frac{E^r}{E^i} \text{ <1.4> } \quad \text{et} \quad \gamma = \frac{E^t}{E^i} \text{ <1.5> }$$

Les applications des FSS se retrouvent très largement dans le domaine antennaire. Initialement vouées au domaine militaire où elles sont maintenant utilisées dans les missiles et blindages électromagnétiques [43], les FSS sont employées aussi comme filtre stop-bande, réflecteurs, polariseurs ou dans des absorbeurs. L'application des FSS la plus largement commentée dans la littérature est son emploi comme radôme. On les retrouve dans les radômes terrestres et intégrés dans les avions [44]. Ce sont souvent des FSS de motifs creux qui permettent, sous certaines conditions, d'avoir une transmission sans pertes avec l'angle d'incidence et la polarisation des ondes électromagnétiques [45]. Certains radômes utilisent également un couplage des deux types de FSS, capacitatives et inductives [46].

En somme, les milieux artificiels périodiques sont fabriqués grâce à une structuration métallique et/ou diélectrique à l'échelle comparable (pour les cristaux photoniques) ou inférieure (pour les métamatériaux) à la longueur d'onde. La périodicité spatiale de ces structures permet de modifier les conditions de propagation des ondes électromagnétiques. Les métamatériaux sont réalisés à partir de structures métalliques, ce qui entraîne une dispersion importante, pouvant avoir un indice de réfraction négatif et de ce fait un régime de propagation inversé. Les cristaux photoniques sont des réseaux métalliques ou diélectriques de permittivités périodiques. Ils présentent des bandes interdites pouvant être exploitées dans des dispositifs micro-ondes. Enfin, les SHI et les FSS sont des surfaces métalliques de motifs périodiques développées dans des objectifs d'amélioration des dispositifs antennaires. Les SHI pour des soucis de compacité, de directivité et de gain, les FSS pour utiliser ces caractéristiques filtrantes en les disposant sous forme de radôme.

II. TECHNIQUES D'AGILITE

Les moyens actuellement disponibles pour réaliser l'agilité de la structure sont maintenant énumérés. Les deux grands types sont l'utilisation de composants électroniques et de matériaux actifs qui change la longueur électrique effective ou la permittivité effective de la structure et d'avoir ainsi différentes réponses fréquentielles.

II.1. Agilité basée sur des composants intégrés

La conception et le développement de fonctions agiles à partir de composants localisés est extrêmement dynamique. Elle consiste à intégrer des éléments bien connus et maîtrisés, de type diode, transistor ou MEMS, à une structure passive classique.

II.1.1. Les Diodes

Les diodes sont des dipôles de base de l'électronique de puissance classique. Il existe de nombreux types de diodes dont le principe de fonctionnement diffère légèrement. Diodes PIN, Varactor, Schottky, Zener..., toutes se basent sur l'utilisation des propriétés des semi-conducteurs. C'est l'application visé qui va déterminer le type de diodes à utiliser. Ainsi, pour réaliser l'agilité du circuit en hyperfréquences, il est nécessaire d'avoir des commutations rapides. Les diodes les plus utilisées sont les diodes PIN qui permettent une commutation d'un état passant à un état bloquant et les varactors qui se basent sur la variation de la capacité de la diode.

II.1.1.i. Commutation par intégration de diodes PIN

Une diode PIN (*Positive Intrinsic Negative diode* en anglais) est une diode constituée d'une zone non-dopée intercalée entre les deux zones dopées P et N. Polarisation dans le sens direct (passante), elle offre une impédance dynamique extrêmement faible. Polarisation dans le sens inverse (bloquée) elle offre une très grande impédance et une très faible capacité.

Pour un circuit planaire, en plaçant la diode sur le chemin de propagation de l'onde hyperfréquence, il est possible de laisser passer ce signal (polarisation directe) ou de le réfléchir (polarisation inverse) ; on réalise de cette manière un interrupteur. Cette technique est largement utilisée pour réaliser des antennes agiles, que ce soit pour l'agilité en fréquence, pour l'agilité de la polarisation, ou de la phase des ondes électromagnétiques. De plus, en utilisant des diodes PIN ayant des tensions de commutation différentes, il devient possible d'avoir des structures agiles plus complexes [47].

Pour des circuits destinés à des applications en espace libre, il est possible d'activer des éléments capacitifs ou inductifs de la structure hyperfréquence (cristal photonique, métamatériau) et ainsi de modifier ses caractéristiques. Dans ces dispositifs, les diodes PIN sont utilisées de la même manière que pour un circuit planaire: comme des interrupteurs commandés par une tension continue.

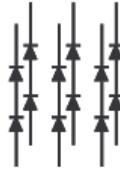


Figure 1-17 Réseau de fils métalliques périodiques chargés par des diodes.

Les premières structures périodiques agiles ont été fabriquées dans les années 90 en insérant périodiquement des diodes PIN, le long de fils ou de rubans métalliques arrangés en réseau (Figure 1-17) [48]. Lorsque les diodes sont à l'état passant, les propriétés sont celles d'un réseau de fils métalliques (cristal photonique 2D métallique), la surface est alors transparente à certaines fréquences. Maintenant si on commute électriquement les diodes à l'état bloqué, on observe un réseau de fils discontinus rendant la surface réfléchissante à ces fréquences. Les travaux de l'équipe de De Lustrac sont basés sur ce principe pour créer et mesurer plusieurs dispositifs : un réseau de fils simples commutant à 12GHz [49], le même réseau avec 4 cas de commutations à 4GHz [50], un métamatériau (Figure 1-18) avec des couches de SRR et des couches de réseau de fils chargés de diodes PIN commutant à 9GHz [51]. Ces structures sont tout à fait utilisables en radôme actif pour rendre une antenne réceptive à certaines fréquences et couper cette réception par commutation des diodes dans l'état off.

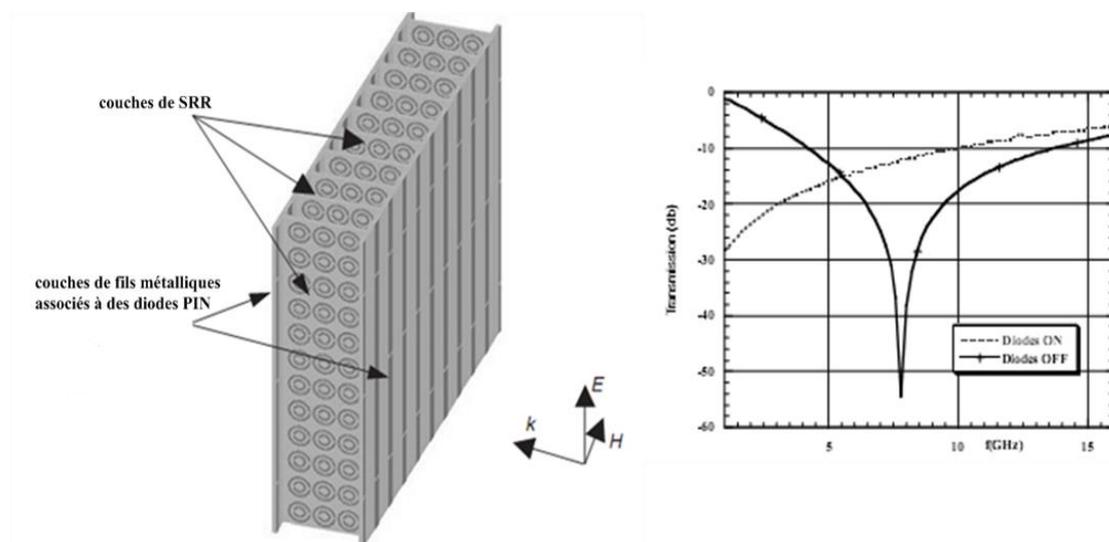


Figure 1-18. Exemple de structure métamatériau chargé de diodes PIN permettant la commutation d'un état transparent à un état réfléchissant.

D'autres études de ce type ont été réalisées. Entre autres, on distingue les travaux de Langley et Parker en 1996 sur des FSS capacitives de motif métalliques dipôle et sur des FSS carré chargées par des diodes PIN [52]. Des simulations en guide ont montré que la réponse en fréquence pouvait être électroniquement switchée d'une structure réfléchissante (filtre stop-band de la FSS capacitive) à une qui transmet. Ainsi, pour le motif dipôle (Figure 1-19-gauche), l'état passant des diodes PIN

modifie la FSS capacitive en une surface périodique de fils, ce qui entraîne la transmission à ces fréquences là. A l'inverse, pour les motifs carrés (Figure 1-19-droite), c'est l'état bloquant de la diode qui modifie la FSS (rupture électrique du motif FSS), entraînant une transmission à 12GHz. Dans la même idée de modifier les propriétés des FSS mais en émission, Thevenot et al ont modifié la directivité d'une antenne patch rayonnant à 3GHz en intégrant des diodes PIN sur une surface FSS [53].

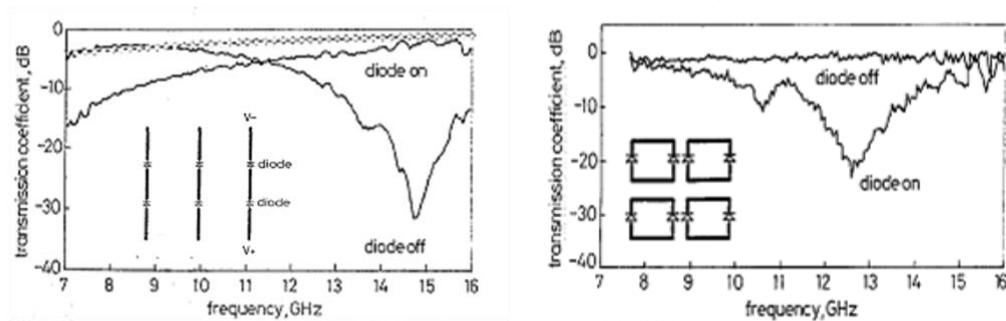


Figure 1-19 Exemples de structure FSS chargé par des diodes PIN permettant la commutation d'un état transparent à un état réfléchissant.

II.1.1.ii. Agilité par diodes Schottky et Varactors

Une diode Schottky utilise une jonction métal-semiconducteur (au lieu d'une jonction p-n comme les diodes conventionnelles). Elle présente une tension de seuil très basse, ce qui la rend utile en limitation de tension et en prévention de saturation des transistors. Les diodes varactors et Schottky sont des composants dont la capacité de jonction varie en fonction de la tension statique inverse appliquée. Les caractéristiques électromagnétiques des circuits dépendent de cette capacité. Une agilité du dispositif est donc réalisable, en faisant varier la capacité des diodes intégrées. Les inconvénients de ces diodes par rapport aux diodes à jonction p-n sont un courant de polarisation inverse plus élevé, une tension de claquage en inverse plus faible, ainsi qu'une plage de fonctionnement en température moins importante. Malgré les progrès effectués, ces diodes sont donc plus fragiles dans ces conditions.

Il est possible de reprendre le principe d'une structure en réseau de fils chargés par des capacités variables pour créer des dispositifs accordables. Le fonctionnement est le même que pour des diodes classiques, sauf qu'il n'y a plus seulement deux états de commutation mais différents états de la structure obtenus en variant la capacité de la diode.

L'intégration de varactors peut aussi se réaliser dans des structures de type FSS. Ainsi, de nombreux résultats numériques et expérimentaux ont été donnés par C. Mias pour des FSS capacitatives complexes de boucles de courant chargés par des varactors. Une agilité graduelle de la fréquence de résonance suivant la valeur de la capacité est obtenue, par exemple, entre 2.3 et 2.6 GHz pour une application de tension de 30V, soit 6% d'agilité [54]. Ces surfaces n'avaient pas

d'application directe mais permettaient d'observer le phénomène d'agilité par l'intégration de varactors.

Une application directe des varactors intégrés dans des surfaces sélectives en fréquences a été récemment développée par Sievenpiper pour la création d'un radôme actif [55]. A une même fréquence, la structure peut passer d'un état transparent à un état absorbant et la bande de transmission de la structure radôme est décalée de 2GHz à 10 GHz, ce qui révèle une agilité de 25%. Une équipe de recherche a également développé un radôme actif en intégrant des capacités variables dans une structure métamatériau (Figure 1-20). L'accent a été mis ici sur le contrôle de la directivité de l'antenne. En contrôlant les propriétés de phase de la structure main-gauche, l'angle de rayonnement de l'antenne est passé de 0° à 40° [56].

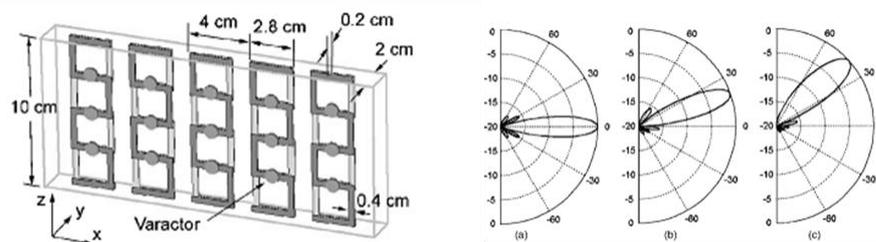


Figure 1-20. Exemple de structure radôme entraînant le contrôle de la directivité du rayonnement de l'antenne par des diodes varactors.

Ainsi, nous constatons qu'il est possible de réaliser des structures agiles en fréquence ou en directivité, utilisables sous forme de radôme, en intégrant des diodes. Néanmoins, les fortes pertes et les durées de vie parfois faibles de ces éléments sont des limitations à ces structures. De plus, pour les fréquences supérieures à 10 GHz, la faible dimension des circuits hyper-fréquences est une limite à l'intégration des diodes sous forme discrète. Une solution consiste à placer, directement dans le circuit, les diodes varactors et Schottky sous forme de MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) ou à substituer les diodes PIN par des interrupteurs microélectromécaniques (MEMS).

II.1.2. Les MEMS

Les systèmes microélectromécaniques, généralement appelés sous l'acronyme MEMS pour Micro Electro Mechanical Systems, font l'objet de nombreuses études depuis les années 70 où le premier MEMS a été développé [57]. Ils prennent une place de plus en plus importante dans de nombreuses applications industrielles. Ce sont des circuits micro-usinés de très petites dimensions que l'on retrouve dans de nombreux domaines comme dans l'automobile, l'aéronautique, la médecine, la biologie ou les télécommunications en tant que capteurs ou actionneurs.

Les structures de commutation généralement utilisées sont les poutres (cantilever ou switch ohmique) et les ponts à air. Le switch ohmique peut être assimilée à une diode PIN et le cantilever à un varactor. Il possède deux états de commutation : l'état OFF au repos et l'état ON activé par

commande extérieure (Figure 1-21). A l'instar des varactors, les ponts à air fonctionnent comme une capacité variable. Dans les deux cas, un film métallique mobile se déplace sous l'effet d'une excitation extérieure. Les déplacements de la membrane entraînent des modifications dans les caractéristiques de l'onde électromagnétique. Les structures reviennent à leur position de repos en l'absence de commande. Les déplacements peuvent être d'origine thermique, magnétique ou électrostatique. Il est à noter que la commande électrostatique est l'actionnement principalement utilisé dans les applications micro-ondes.



Figure 1-21. Principe de fonctionnement d'un MEMS pont à air à commande électrique.

En télécommunications, les circuits planaires ayant une agilité obtenue par l'utilisation de MEMS les plus couramment rencontrées dans la littérature sont les micro-commutateurs, les filtres et les déphaseurs. Les micro-commutateurs réalisés en technologie MEMS, grâce à leurs faibles résistance série et capacité à l'état fermé, ont donné des performances supérieures à celles des diodes PIN.

Quelques réalisations de MEMS intégrés dans des circuits dédiés à la propagation en espace libre peuvent être explicitées. L'équipe de recherche d'Y. Rahmat-Samii a développé une technique où des MEMS déplacent chaque motif métallique d'une FSS capacitive [58]. Ils montrent, ainsi, théoriquement et expérimentalement que la fréquence de résonance du système peut être ajustée. Ainsi, par commande magnétique, les MEMS déplacent de plusieurs degrés chaque élément métallique. Ceci se traduit par une résonance qui se déplace de 61GHz à 58 GHz, soit 4.5% d'agilité [59]. Par ailleurs, L. Mercier a, au cours de ses travaux de thèse, réalisée une structure métamatériau intégrant des MEMS à ponts à air [60]. L'idée est de modifier la permittivité effective de la structure en faisant varier l'épaisseur d'air des MEMS. (Figure 1-22 et Figure 1-23)

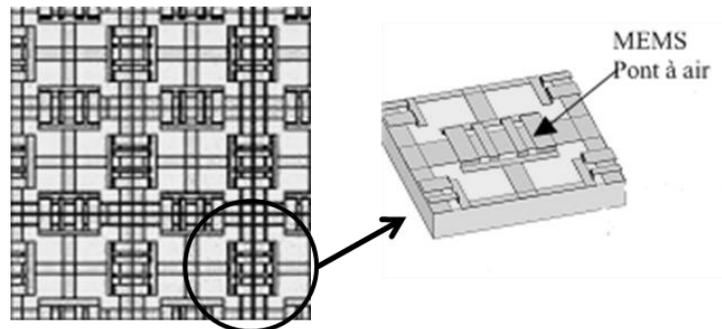


Figure 1-22. Exemple de structure utilisant des MEMS.

A droite: Cellule unitaire de la FSS

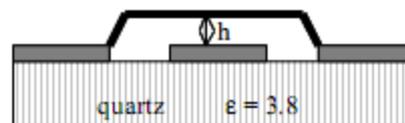


Figure 1-23. Fonctionnement du pont à air: modification de l'épaisseur d'air h .

Les principaux avantages des MEMS sont des tensions de commande faibles (environ 30 V), de faibles temps de réponse, de faibles consommations de puissance et donc des coefficients de qualité élevés. Notamment par rapport aux semi-conducteurs, ils génèrent moins de pertes, sont plus compacts et passifs. A contrario, il subsiste encore un certain nombre de problèmes non résolus : la fiabilité à long terme n'est pas encore garantie, le coût d'encapsulation est encore trop élevé et ces structures ne supportent pas de fortes puissances. Les dispositifs MEMS RF ont trouvé une multitude d'applications dans le domaine des microondes : déphaseur, filtres accordables, multiplexage. Cependant, le coût de réalisation ne permet pas d'envisager, à l'heure actuelle, l'intégration de MEMS pour des applications grand public.

II.1.3. Les Transistors FET

Les transistors à effet de champ, ou Field Effect Transistor (FET), sont des dispositifs constitués d'un canal (entre source et drain) dans lequel va circuler un courant modulé par une tension appliquée sur la grille (Figure 1-24). Pour les applications hyperfréquences, les transistors FET les plus utilisés sont les transistors à effet de champ à barrière Schottky ou MESFET.

Dans le cadre de la réalisation de fonctions agiles, les transistors FET sont généralement utilisés sous forme de composants MMIC. Un exemple d'agilité obtenue avec des FET peut être donné à travers les travaux de G. Poilasne et L. Desclos qui portent sur l'agilité d'un réseau de fils chargés par des transistors à effet de champ. Ils ont extrait deux réponses de transmission fréquentielles possibles de la structure à bande interdite photonique selon que le transistor est électriquement bloquant ou passant : la structure se comporte comme un réflecteur lorsque les transistors sont actifs (équivalent à un court-circuit) et comme une simple structure diffractante lorsque les transistors sont éteints (équivalent à un circuit ouvert) [61].

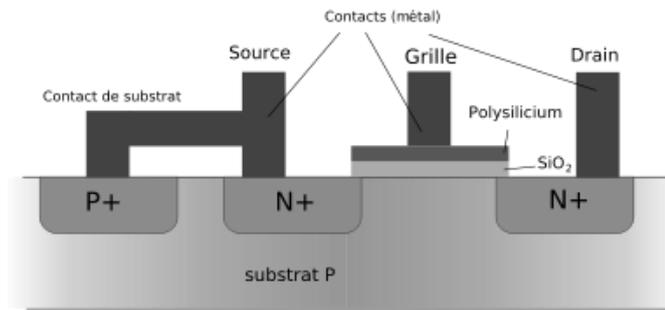


Figure 1-24. Vue en coupe d'un transistor MOSFET

Les fréquences de coupure des transistors FET sont beaucoup plus élevées que celles des autres composants actifs et peuvent atteindre aisément 100 GHz. Ces transistors présentent des avantages, notamment en terme de tension de commande (3 à 5 V), de consommation de puissance (quasi-nulle) ou de temps de réponse (< 100 ns). Leurs résistances séries élevées à l'état passant (4 à 6 Ω) entraînent des pertes d'insertion importantes à hautes fréquences, ce qui constitue la principale limitation de ces dispositifs.

II.1.4. Le Contrôle Optique

Citons enfin un moyen un peu différent pour réaliser l'agilité de la structure : le contrôle optique. La méthode est basée sur la modification des caractéristiques de propagation d'un circuit micro-onde à l'aide d'un laser de commande.

On utilise un laser pour commander optiquement des composants actifs disposés sur le circuit micro-onde agile. Le mécanisme utilisé par ce principe est l'effet photovoltaïque. Le détecteur photovoltaïque intégré dans le circuit hyperfréquence est éclairé par un laser de commande. Il convertit le signal lumineux en tension destinée à ajuster les caractéristiques de diodes telles que les varactors, Schottky ou PIN (Figure 1-25).

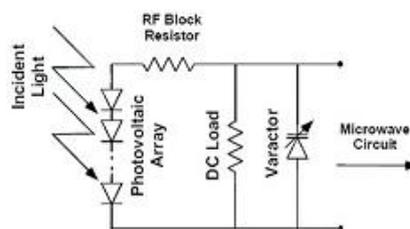


Figure 1-25. Contrôle optique indirecte d'une diode varactor

La seconde manière de commander optiquement le substrat diélectrique sur lequel repose le circuit. Par effet photoconducteur, l'éclairement à l'aide d'un laser un substrat semi-conducteur sur lequel est déposée par exemple une ligne de transmission. Des paires électron-trou sont créées, ce

qui change la permittivité et la conductivité de ce substrat et par conséquent la propagation de l'onde.

L'exemple du contrôle optique montre qu'une agilité de la propagation de l'onde électromagnétique peut s'obtenir en modifiant les caractéristiques de composants électroniques, mais aussi les caractéristiques d'un matériau diélectrique, servant par exemple de substrat. A ce sujet, le prochain paragraphe traite des possibilités d'accordabilité d'une structure grâce à des modifications effectuées sur un matériau.

II.2. Agilité basée sur des matériaux

Il est possible d'utiliser des matériaux pour la réalisation de structures micro-ondes agiles. Il existe différents types de matériaux permettant une accordabilité de la structure périodique. Nous allons les présenter et expliquer comment ils mènent au contrôle de la réponse électromagnétique.

II.2.1. Les Cristaux Liquides

Ces matériaux sont dits « cristaux liquides » car ils passent par des phases intermédiaires, ou mésophases, entre l'état liquide et l'état solide. En hyperfréquence, on s'intéresse principalement à la phase intermédiaire nématique. C'est un état intermédiaire entre les phases solide cristalline et liquide où les molécules de forme allongées, sont réparties, comme dans un liquide, sans ordre de position mais en demeurant en moyenne parallèles les unes aux autres (comme dans un cristal). Leur orientation et par conséquent les composantes de leur permittivité peuvent être modifiées sous l'influence d'un champ électrique ou magnétique (Figure 1-26).

En l'absence de champ électrique de commande, les molécules de cristal liquide sont alignées parallèlement aux électrodes par traitement de surface (orientation planaire). La permittivité vue par le signal hyperfréquence est liée principalement à la permittivité perpendiculaire du cristal liquide, car à ces fréquences le matériau est anisotrope. Sous l'action du champ électrique de commande, les molécules de cristal liquide vont progressivement s'orienter perpendiculairement aux électrodes jusqu'à la saturation (cas d'une anisotropie basse fréquence positive). La permittivité vue à la saturation est alors principalement liée à la permittivité parallèle du cristal liquide. La modification de la permittivité entraîne un changement dans la propagation de l'onde électromagnétique traversant le matériau. C'est ce changement de permittivité qui est utilisé pour réaliser des dispositifs agiles. L'écart entre ses permittivités parallèles et perpendiculaires dépend du cristal liquide utilisé.

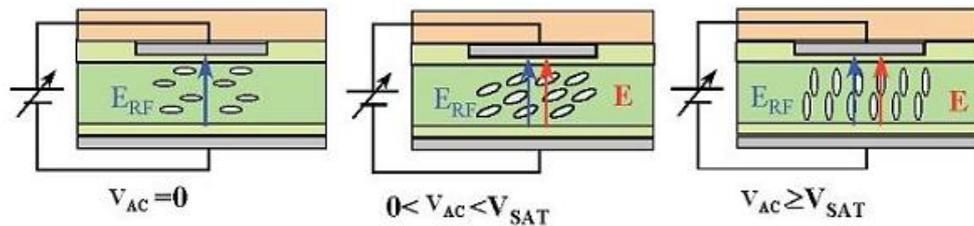


Figure 1-26. Influence d'un champ électrique de commande sur l'orientation des molécules de cristal liquide

Les circuits hyperfréquences les plus couramment réalisés sont les déphaseurs. Le premier déphaseur microruban accordable par cristaux liquides a été réalisé par D. Dolfi et son équipe en 1993 [62]. Des antennes "patch" agiles ont été également conçues [63].

Nous pouvons également citer des travaux sur des cristaux photoniques accordables. Ainsi, Busch et John ont montré que quand un cristal liquide nématique est infiltré dans les régions vides d'une opale inverse (réseau sphérique 3D cubique face centrée), le matériau qui en résulte présente une bande interdite en fréquences complètement contrôlable (Figure 1-27) [64].

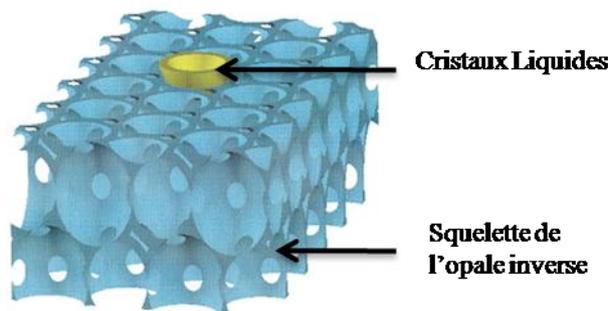


Figure 1-27. Vue en coupe du cristal photonique 3D infiltré par des cristaux liquides sur chaque sphère.

Le même principe utilisant des opales inverses synthétiques, infiltrés de matériaux fonctionnels ont été également proposées pour la réalisation de guides d'ondes cristaux photoniques accordables. Ainsi, on peut changer les indices de réfraction des polymères conducteurs et des cristaux liquides en modifiant la température ou le champ électrique [65]. La même équipe de recherche a étudié la propagation de la lumière dans des guides d'ondes cristaux photoniques bidimensionnels en forme de Y et accordables par l'utilisation de cristaux liquides comme défauts linéaires dans la matrice cristal photonique 2D [66]. Parker et Langley ont, de leur côté, réalisés l'accordabilité de FSS grâce à un substrat liquide qui changeait de permittivité. Ils ont mis en évidence un décalage de 3GHz de la fréquence de résonance, autour de 17GHz.

L'un des principaux avantages des cristaux liquides est un champ de basculement faible, de l'ordre de 1 kV/cm, nécessitant des tensions de commande peu élevées. Les principaux inconvénients liés à l'utilisation des cristaux liquides dans les dispositifs micro-ondes sont des temps de réponse relativement importants et la difficulté de mise en œuvre de ce type de matériau dans des circuits. La première limitation est en voie d'être dépassée, notamment par l'association de cristaux liquides et de matériaux ferroélectriques. L'anisotropie doit également être améliorée et les pertes diélectriques diminuées. Enfin, la durée de vie de tels circuits est tributaire de la nature liquide des cristaux liquides et donc de l'étanchéité de la structure. Malgré ces inconvénients, Cette voie, qui commence à être largement étudiée pour l'agilité en hyperfréquence, semble prometteuse.

II.2.2. Les Piézoélectriques

Les matériaux piézoélectriques possèdent la propriété de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique (effet direct) et réciproquement de se déformer lorsqu'on leur applique un champ électrique (effet indirect). Ainsi, un stress mécanique peut modifier la constante diélectrique du matériau ou à l'inverse un champ électrique engendre un déplacement matériel modifiant les conditions de propagation de l'onde électromagnétique la traversant. Les matériaux piézoélectriques sont très nombreux. De nombreux cristaux naturels présentent des propriétés piézoélectriques, il existe des oxydes comme les ferroélectriques, des polymères, des céramiques... Le plus connu est sans doute le quartz, toujours utilisé dans les montres pour générer des impulsions d'horloge. Mais ce sont des céramiques synthétiques, les PZT qui sont le plus largement utilisées aujourd'hui dans l'industrie.

Ainsi, l'agilité obtenue à partir d'un élément piézoélectrique est basée sur un principe de fonctionnement similaire aux systèmes micro-électromécaniques. Cela constitue une alternative aux MEMS en utilisant des dispositifs à une échelle géométrique plus importante (quelques dizaines de millimètres). En utilisation indirecte, le principe repose sur la déformation d'une poutre de matériau céramique piézoélectrique sous l'application d'une tension électrique statique. Le rôle du matériau diélectrique est de perturber la propagation du signal dans le circuit. Suivant sa position au-dessus de la ligne de propagation, la capacité équivalente varie à la manière d'une diode varactor ce qui modifie la permittivité effective et la constante de propagation et, par conséquent et par exemple, le déphasage (Figure 1-28). De nombreux circuits micro-ondes en propagation guidée ont été conçus en utilisant ce principe. Nous pouvons citer l'exemple d'un déphaseur microruban ayant une variation de phase maximale de -450° à 40 GHz pour une tension de commande de 30 Volts [67]. Pour des circuits en propagation libre, l'utilisation des matériaux piézoélectriques peut, à l'instar des MEMS, déplacer les éléments capacitifs ou inductifs de la structure et changer ainsi les caractéristiques de l'onde la traversant.

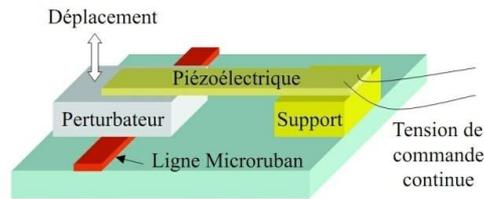


Figure 1-28. Exemple de l'utilisation de l'effet piézoélectrique indirect dans un déphaseur en propagation guidée.

Une sous-classe des piézoélectriques sont les matériaux ferroélectriques, très courants dans les applications micro-ondes agiles.

II.2.3. Les Ferroélectriques

Les ferroélectriques sont des matériaux diélectriques à la fois pyroélectriques (changement de la polarisation électrique avec la température) et piézoélectriques (changement de la polarisation électrique avec un stress mécanique). Cependant, la spécificité de ces matériaux vient de leur dépendance à un champ électrique. En effet, la ferroélectricité est la propriété selon laquelle ce type de matériau possède une polarisation électrique à l'état spontanée, qui peut-être renversée par l'application d'un champ électrique extérieur. La signature d'un matériau ferroélectrique est le cycle d'hystérésis de la polarisation en fonction du champ électrique appliqué (Figure 1-29). Pour les applications en agilité micro-ondes, on utilise la phase paraélectrique où les pertes diélectriques sont plus faibles et où la commande en tension de la permittivité n'est pas de type hystérésis, ce qui supprime l'effet de mémoire du matériau.

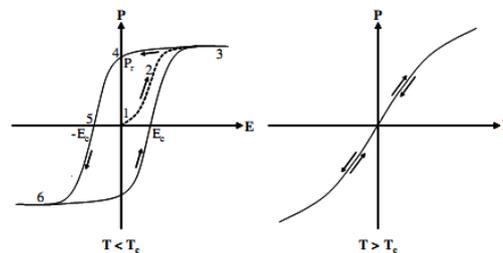


Figure 1-29. Polarisation versus champ électrique pour les phases ferroélectrique et paraélectrique.

Les ferroélectriques ont des constantes diélectriques fortement dépendante d'un champ électrique extérieur et la modification de la permittivité du ferroélectrique est à la base de tout dispositif agile utilisant ces matériaux [68]. Il existe de nombreux types de ferroélectriques de compositions chimiques différentes; les plus utilisés sont des oxydes de structure pérovskite tels que $BaTiO_3$, $PbTiO_3$... Utilisés sous forme de céramique (couches épaisses) ou en couches minces sur un substrat de MgO, saphir ou autres (Figure 1-30). les méthodes de caractérisation de ces matériaux sont nombreuses [69].

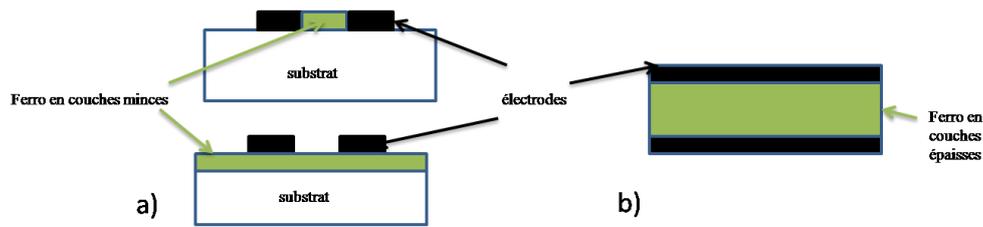


Figure 1-30.a) Ferroélectrique en couches minces localisé ou sur la totalité du substrat
b) Bloc de céramique ferroélectrique.

De très nombreux dispositifs agiles ont été réalisés en propagation guidée: des filtres accordables en fréquence, des déphaseurs, des oscillateurs agiles, des résonateurs accordables, des guides d'ondes de bande électromagnétique interdite ajustable [70]. Nous pouvons également citer l'étude d'une antenne sur substrat BST où la direction principale du rayonnement est modifiée de 30° pour 200V appliqué [71]

Concernant l'utilisation de structures périodiques en propagation libre, Whelan et al ont développé un radôme actif fonctionnant entre 15 et 18 GHz avec des FSS ferroélectriques [72]. Parker et al ont également utilisé des FSS de motifs troués associé à une ou deux couches de ferroélectrique pour décaler la bande passante de leur structure de 1.7 à 2.4 GHz [73]. Enfin, donnons l'exemple récent d'un cristal photonique à une dimension servant de filtre accordable aux fréquences optiques et infra-rouge où les ferroélectriques sont utilisés comme défauts dans la multicouche [74].

Les avantages de l'utilisation des matériaux ferroélectriques sont nombreux. Ils présentent une constante diélectrique relativement importante permettant une miniaturisation des circuits, comme le montre bien l'exemple précédent. La commande électrique peut facilement être intégrée aux dispositifs micro-ondes et les temps de commutation sont faibles. La principale limitation des matériaux ferroélectriques vient de leurs pertes importantes en hyperfréquences. Ils nécessitent également un champ électrique de commande important (plusieurs centaines de KV/cm) mais le problème peut-être contourné en diminuant l'épaisseur du substrat du matériau. Pour pallier aux problèmes des pertes diélectriques, la chimie peut venir en aide à la physique des matériaux. Ainsi, il est possible d'envisager de créer des dispositifs actifs avec des polymères ferroélectriques [75] où avec des matériaux supraconducteurs [76].

II.2.4. Les Matériaux Magnétiques

Les matériaux magnétiques couramment utilisés sont les ferrites qui sont des céramiques obtenues à partir d'oxydes de fer. Ce sont des matériaux diélectriques et ferromagnétiques dont la perméabilité est contrôlée en appliquant un champ magnétique extérieur uniforme à l'aide de bobines de Helmholtz (Figure 1-31). La modification de la perméabilité effective de la structure entraîne un changement dans la propagation électromagnétique [77]. En général, les matériaux

magnétiques sont utilisés à des fréquences éloignées de leur fréquence gyromagnétique pour limiter les pertes diélectriques.

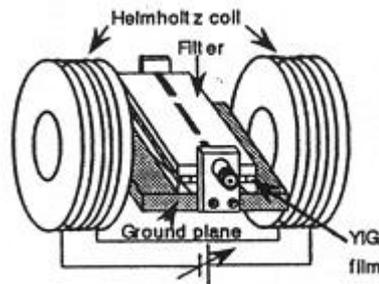


Figure 1-31 Filtre avec substrat de ferrite commandable avec les bobines d'Helmholtz

La plupart des dispositifs agiles développés à base de ferrites utilisent des substrats accordables. On peut principalement trouver, des déphaseurs et des filtres accordables. Citons le cas d'un radôme pour une antenne imprimée à fréquence de rayonnement contrôlable [78] Concernant les structures périodiques, Parker et al ont mesuré la transmission d'une FSS à motifs métalliques carré de périodicité 11mm, de longueur 6mm et de largeur 0.8mm, imprimés sur un substrat de ferrite [79]. Sans champ magnétique, la fréquence de résonance se situe à 9GHz ; en appliquant 4000G, elle se décale à 14GHz, soit 55% d'agilité.

Il est donc tout à fait possible de réaliser une importante agilité du circuit par des matériaux magnétiques. Cependant, ce principe se heurte à la difficulté de générer un champ magnétique. Les circuits à commande magnétique nécessitent l'utilisation d'un champ magnétique important, obtenu grâce à des électro-aimants qui sont encombrants et consommateurs de puissance électrique. Cela limite la miniaturisation de ce type de circuits car en diminuant la taille des bobines, le champ magnétique appliqué diminue. Par ailleurs, il faut noter que le temps de réponse des circuits à substrat magnétique est directement lié à la constante de temps de la bobine du champ magnétique de commande. Une autre limitation à ce type de circuits agiles est la forte conductivité de ces matériaux, entraînant des courants de fuite importants.

III. DISCUSSIONS

III.1. Comparaisons des méthodes pour réaliser l'agilité

Les différentes techniques de réalisation de dispositifs agiles en hyperfréquence ont été détaillées en deux parties : une pour l'utilisation de composants, une pour l'utilisation de matériaux. Nous allons maintenant confronter les solutions disponibles en mettant en avant les avantages et inconvénients de chaque méthode pour obtenir l'agilité du système. Les différents moyens sont comparés sur quelques critères principaux: le pouvoir d'agilité de la structure, le facteur de qualité, la puissance de consommation, la tension de commande, le temps de réponse du système et une évaluation du coût de réalisation. Nous ajoutons également le degré de facilité d'intégrer le composant ou le matériau dans la structure, ainsi que l'intégration de la commande nécessaire pour obtenir l'agilité. Dans le Tableau 1-1, les points forts des méthodes sont relevés par ☺ et les points faibles par ☹. La croix X signifie qu'aucune donnée n'a été relevée.

Les facteurs d'agilité des différentes méthodes sont donnés de manière indicative et correspondent au rapport entre les permittivités ou perméabilités extrêmes dans la gamme des GHz dans le cas des matériaux et au rapport entre la capacité maximale et la capacité minimale dans le cas des composants. Les plus forts degrés d'agilité sont obtenus avec les matériaux ferromagnétiques. Les fortes permittivités des ferroélectriques sont aussi un avantage dans l'agilité du dispositif micro-onde. Pour les composants, les diodes et les transistors fonctionnant par commutation ON/OFF ne sont pas évalués mais les variations de capacités des autres composants donnent de bonnes valeurs. L'agilité du dispositif obtenue par des MEMS est assez faible car elle est due à des valeurs de capacité équivalente très faibles et les cristaux liquides fournissent encore des taux d'agilité très moyens.

Le facteur de qualité de la structure donne une indication sur l'efficacité de la structure et à ce sujet, avec les données recueillies, ce sont les structures à base de MEMS qui donnent les meilleurs résultats [80].

La consommation de puissance est un point important pour la portabilité des futurs systèmes agiles. Les performances des batteries actuelles ne permettent pas d'embarquer une quantité importante d'énergie dans un volume réduit. Les composants à semi-conducteurs (diode PIN, diode varactor et transistor FET) présentent encore des résistances séries trop importantes qui entraînent des consommations de puissance élevées à hautes fréquences. L'utilisation des MEMS et le développement des nouveaux matériaux sont des voies prometteuses pour l'amélioration de la consommation d'énergie des dispositifs micro-ondes.

Solutions	Diodes / FET	MEMS	Ferroélectrique	Ferro-magnétique	Cristaux Liquides
Agilité	☺ Elevée	Moyen	☺ Moyen à élevé	☺ Elevé	Moyen
Facteur de qualité	Moyen (30-60)	☺ Elevé (>100)	Moyen (30-100)	X	X
consommation de puissance	☹ Elevé (1-5mW)	☺ Faible (<1μW)	☺ Faible (<1μW)	X	Moyen (<100μW)
Tension de commande	☺ Faible (1-30V)	Moyen (10-100V)	Moyen (10-100V)	X	☺ Faible (<30V)
Temps de réponse	☺ Bon (qqes ns)	Moyen (>5μs)	☺ Bon (<1ns)	☺ Bon (<1ns)	☹ Faible (>10ms)
Intégrations	☹ Limitée	☺ Facile	☺ Facile	☹ Difficile	Moyen (étanchéité)
Coût	Moyen	Moyen	☺ Faible	Moyen	☺ Faible

Tableau 1-1. Comparatif des moyens de parvenir à réaliser l'agilité.

Un des points principaux pour le développement de structures agiles est la nécessité de fournir de l'énergie pour le passage entre les différents états des composants ou des matériaux. Nous partons du principe que l'agilité se réalise par une tension de commande; ce qui est vrai pour la plupart des circuits micro-ondes agiles. Sur ce point, les diodes et les transistors ont un avantage certain. Les MEMS et les ferroélectriques nécessitent des tensions encore trop importantes malgré d'importants progrès technologiques en microélectronique. Il est à noter les bonnes performances des cristaux liquides qui n'ont besoin que de peu d'énergie pour modifier leurs états structuraux.

Les systèmes de télécommunications actuels nécessitent également des temps de réponse faibles. D'une manière générale, les temps de commutation de quatre des solutions présentées ici sont tout à fait convenables. Les cristaux liquides présentent encore un temps de réponse trop long pour les applications mais de récents progrès ont été réalisés, notamment en les associant avec des matériaux ferroélectriques, ce qui diminue nettement cet important facteur d'agilité.

La difficulté d'intégration de la commande et des matériaux dans la structure est un facteur très limitant. Ainsi, malgré des propriétés intéressantes, les matériaux ferromagnétiques présentent peu d'intérêt à l'heure actuelle en raison du volume important de la commande magnétique. La taille des circuits ne peut pas être diminuée car la diminution des bobines entraînent une importante baisse du champ magnétique. Au contraire, l'insertion d'une commande électrique dans les dispositifs hyperfréquences est possible à toutes les dimensions. De la même façon, l'utilisation de couches minces ferromagnétiques ou ferroélectriques permet une incorporation aisée du matériau agile au sein de la structure et peut facilement s'intégrer dans un processus industriel de fabrication de circuit. Les dispositifs utilisant des cristaux liquides sont plus difficiles à mettre en œuvre de part la nature liquide du matériau. C'est la principale limitation à l'utilisation des cristaux liquides.

Enfin, un critère décisif pour les industriels est le coût de fabrication. Le coût de fabrication des dispositifs ferroélectriques a été diminué grâce, par exemple, à la méthode de dépôt Sol-Gel. Les méthodes de fabrication des diodes et des transistors sont bien maîtrisées mais nécessitent des technologies de pointe. Enfin, le coût de fabrication des MEMS est augmenté par la nécessité d'encapsuler le composant garantissant une durée de vie convenable.

Récapitulons brièvement les avantages et limitations des solutions disponibles à notre problématique:

-Les composants de type diodes et transistors sont bien maîtrisés et efficaces. Néanmoins des durées de vie aléatoires, des consommations importantes et une intégration difficile dans des structures de dimensions faibles laissent de la place sur le marché à d'autres solutions.

-Les MEMS sont de bons candidats avec peu d'inconvénients si ce n'est des durées de vie encore faibles et des coûts de fabrication importants. Leur efficacité peut encore être améliorée.

-Les matériaux ferroélectriques sont déjà largement utilisés pour de telles applications micro-ondes, notamment grâce aux temps de réponses très faibles.

-L'utilisation des matériaux magnétiques se heurte à la difficulté de générer un champ magnétique assez fort dans de petites structures.

-Enfin, la solution des cristaux liquides est la voie la plus prometteuse en améliorant notamment les temps de réponse et leur capacité d'intégration dans les structures.

III.2. Les Radômes Actifs

La structure accordable est envisagée dans ces travaux de thèse dans un but d'application radôme. Un radôme est la protection matérielle d'une antenne aux intempéries. Ils sont utilisés en aéronautique où le radôme est situé sur le fuselage de l'avion ou comme dôme à des antennes fixes sur terre. Des scientifiques ont envisagé d'utiliser cette protection de l'antenne pour modifier les caractéristiques du rayonnement. Ainsi, il s'agit d'améliorer le gain ou la directivité de l'antenne ou de modifier les fréquences de fonctionnement de l'antenne. Dans ce dernier cas, quand l'antenne fonctionne en émission, les fréquences émises peuvent être changées : une même antenne pourra générer des ondes électromagnétiques sur différentes fréquences et seulement à ces fréquences-ci. Quand l'antenne fonctionne en réception, l'intérêt est de passer de la réception à la non réception du signal (et inversement) pour une fréquence donnée ; le radôme passe alors de l'état transparent à l'état réfléchissant.

Pour réaliser un radôme actif en directivité ou en fréquences, il est nécessaire de disposer d'un matériau qui forme le radôme et d'un moyen de produire l'agilité. C'est pourquoi le premier chapitre a été scindé en deux parties, dédiées respectivement aux nouveaux matériaux aux propriétés électromagnétiques remarquables et aux solutions possibles pour réaliser l'agilité de la structure. En

regroupant ces deux chapitres et en extrayant les informations importantes pour notre objectif, on peut s'apercevoir que plusieurs idées intéressantes peuvent être mises en avant.

La majorité des radômes actifs réalisés utilisent des surfaces sélectives en fréquences et d'ailleurs le premier radôme fonctionne sur ce principe de sélection fréquentielle [37]. Il est alors possible de lui intégrer un matériau ferroélectrique [65], un substrat de ferrite ou des composants électroniques [48] capables de modifier la fréquence de résonance des FSS. Puis les cristaux photoniques et les matériaux à indices négatifs ont été développés. Quelques études de radômes actifs ont été citées en utilisant des composants dans un réseau de fils ou dans les tiges des métamatériaux à SRR [43]. Parmi toutes ces idées, des choix pour les travaux de thèse ont été nécessaires : un choix de la structure périodique et un choix pour le moyen d'agilité.

III.3. Choix de la ligne de conduite des travaux de thèse

L'architecture de la structure radôme est composée d'éléments périodiques. Les cristaux photoniques sont des périodicités de matériaux de différentes permittivités alors que les métamatériaux sont plutôt des périodicités d'inclusions métalliques. L'intérêt de choisir une structure avec des régions métalliques est que celles-ci peuvent servir d'électrodes pour appliquer la tension de commande nécessaire pour commuter les propriétés de l'élément agile. Par ailleurs, la structure doit présenter une bande passante sélective pour faciliter le balayage en fréquences de la transmission. Ainsi, malgré quelques études sur les cristaux photoniques à défaut pilotable, le choix de la structure de base s'est rapidement porté sur des grilles métalliques de type FSS inductives.

Concernant la solution permettant l'agilité de la structure totale, le choix s'est porté sur une solution matériau accordable. En effet, les bonnes performances et la facilité d'intégration des matériaux ferroélectriques nous conduisent d'envisager une structure multicouche où le matériau est au milieu des deux FSS servant d'électrodes. La structure est ainsi du même type que celle réalisée par Parker et Savia où des FSS inductives sont superposées à un ou plusieurs matériaux ferroélectriques en couches minces sur substrat de diélectrique. Ils réalisent l'agilité de la structure dans la bande S des micro-ondes sur environ 8%.

Par ailleurs, une thèse dédiée à la caractérisation des ferroélectriques a été soutenue récemment dans le laboratoire. Il était alors logique, dans la continuité de ces travaux, d'envisager la solution matériau ferroélectrique.

Conclusion

Dans ce chapitre, dédié à l'état de l'art en matière de dispositif agile, plusieurs structures périodiques de base ont été explicitées avant de voir les possibilités d'intégration d'éléments actifs.

Trois types de structures de base ont été envisagées : des périodicités de diélectriques (les BIP), des périodicités d'inclusions métalliques (les métamatériaux) et des périodicités d'éléments creux ou métalliques en 2D (les surfaces complexes). Plusieurs importants dispositifs, où des éléments actifs intégrés permettent une agilité fréquentielle, en phase ou en directivité, ont été mis en avant.

La solution des composants électroniques est largement utilisé et maîtrisé dans les structures micro-ondes actuelles, notamment dans les circuits planaires. Dans un objectif d'intégration dans une structure périodique accordable, ils permettent de réaliser l'agilité par modification de ses caractéristiques électroniques. Des exemples ont été donnés en propagation libre et guidée et des possibilités de réalisation de radôme ont été testées. Les matériaux dont la permittivité est modifiée sont aussi largement utilisés dans les dispositifs agiles micro-ondes et le potentiel d'amélioration est probablement plus important.

La solution que nous avons retenue parmi tous ces travaux est la solution matériau ferroélectrique associé à des FSS. La composition métallique des FSS permet de les utiliser comme électrodes pour appliquer le champ électrique externe qui modifie la permittivité du matériau.

Chapitre 2.

Modélisation de FSS

I. THEORIE DES SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCE	60
I.1. Explications physiques et comparaisons électroniques _____	60
I.2. La matrice de diffusion _____	64
II. LES METHODES DE MODELISATION	66
II.1. La méthode des éléments finis _____	66
II.2. La méthode de la ligne de transmission _____	68
III. ETUDE DE MOTIFS POUR DES SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCES	70
III.1. Les motifs dipôles et tripôles _____	70
III.1.1. Paramètres géométriques _____	71
III.1.2. Etude de dispositifs multicouches _____	73
III.2.1.i. Influence du nombre de couches _____	73
III.2.1.ii. Influence des distances entre FSS _____	74
III.2. Les autres éléments simples usuels _____	75
III.2.1. Les motifs croix _____	75
III.2.2. Les motifs boucles _____	75
III.3. Association de boucles et de dipôles : le motif « oméga » _____	77
III.4. Le choix de l'élément inductif résonant _____	79
IV. ETUDE COMPLEMENTAIRE SUR LE MOTIF OMEGA	81
IV.1. Isotropie _____	81
IV.2. Etude Paramétrique de la FSS de Cellule Isotrope _____	84
IV.2.1. La taille des motifs & Comparaison des méthodes de simulation _____	84
IV.2.2. La forme des motifs omégas _____	88
IV.2.3. La position des motifs _____	89
IV.3. Analyse par Circuit Electronique Equivalent _____	90

Introduction

Le choix de la structure périodique s'est porté sur les FSS inductives faites de grilles métalliques percées de motifs périodiques. Son utilisation sous forme de radôme a déjà été testée [46] et sa constitution métallique permet d'envisager de les employer également comme électrodes pour appliquer le champ électrique de commande.

Le chapitre suivant va permettre de se familiariser avec les FSS par la modélisation sous deux logiciels de simulation électromagnétique : HFSS de la société Ansoft utilisant la méthode par calcul des éléments finis et microstripes de la société CST, employant une autre méthode de calcul, celle de la ligne de transmission (TLM). Ces méthodes de calcul sont expliquées et comparées avec des exemples concrets, ce qui permet d'avoir une plus grande confiance dans les résultats.

Dans ce chapitre, la modélisation de FSS est réalisée en espace libre dans l'air. C'est-à-dire que l'accent est ici mis sur l'étude de la surface seule et, notamment de la géométrie des motifs FSS. Ainsi plusieurs types de motifs sont analysés et des équations simples prédisant la position de la fréquence de résonance en fonction des paramètres géométriques sont données grâce aux modèles électriques équivalents ou par analyse des résultats de simulations. Un motif complexe est également développé à partir de ces motifs simples et sa réponse fréquentielle est comparée avec celle des autres motifs. La comparaison aboutit à un choix de motif qui sera utilisé dans la structure active (cf Chapitre 3.II).

Le chapitre 2 se découpe alors en quatre parties. La première expose une brève théorie électronique des propriétés filtrantes de la FSS et des moyens disponibles pour prédire la propagation des champs à travers de telles surfaces. La deuxième partie est dédiée aux outils de simulations électromagnétiques, qui seront employés dans les chapitres 2 et 3 de ce manuscrit. L'étude de FSS par modélisation de différents motifs géométriques est développée partie 3 et aboutit à la sélection d'un motif particulier. Enfin, la dernière partie contribue à analyser plus en détail le motif complexe retenu.

I. THEORIE DES SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCE

Comme indiqué au premier chapitre, une FSS est habituellement constituée de parties métalliques : soit ce sont les motifs qui sont en métal (FSS capacitive), soit c'est une grille métallique percée (FSS inductive), les motifs sont alors diélectriques. Analysons plus en détail ce qui se passe physiquement. Lorsqu'une onde plane arrive sur une FSS en incidence normale, le champ électrique oscillant se retrouve un moment le long de la plaque. Suivant la direction et la fréquence d'oscillation du champ électrique de l'onde, l'énergie électrique va mettre en mouvement de manière sinusoïdale les électrons des parties métalliques de la FSS de différentes manières.

Le transfert de la quantité d'énergie qui en résulte selon la manière à laquelle les électrons vont circuler (et donc rayonner) entraîne la transmission ou non de l'onde. En effet, Lorsqu'il y a absorption d'énergie par les électrons, celle-ci entraîne deux phénomènes physiques: le mouvement oscillatoire grâce à l'énergie cinétique et le rayonnement conséquent de l'électron oscillant. Comme l'électron émet un rayonnement, dans toutes les directions, à sa fréquence propre, les ondes émises par l'électron interfèrent de manière destructive avec les ondes électromagnétiques transmises par le filtre. Ainsi au final, les ondes électromagnétiques recueillies sont celles émises par les électrons qui n'ont pas été détruites par les interférences avec les ondes de l'onde plane ; c'est-à-dire celles émises dans la direction opposée à la direction de propagation de l'onde plane. Il n'y a alors aucune transmission (destructions des ondes par interférences) et les ondes réfléchies par le filtre sont celles émises par les électrons du métal. Ainsi, c'est la quantité d'absorption électromagnétique des électrons qui révèle les différents comportements filtrants d'une FSS. Voici les explications physiques des différents comportements filtrants de la FSS : passe-haut, passe-bas, coupe-bande et passe-bande [81].

I.1. Explications physiques et comparaisons électroniques

Considérons une FSS périodique selon une dimension, c'est-à-dire alternant des bandes métalliques et des bandes diélectriques (substrat) et décomposons le champ électrique de l'onde incidente perpendiculairement et parallèlement aux bandes.

Si le champ électrique de l'onde incidente est perpendiculaire aux bandes métalliques, il oscille suivant cette direction et met en mouvement les électrons des bandes métalliques selon cette direction (Figure 2-1). La FSS commute selon deux états où les charges des électrons sont à droite ou à gauche des bandes métalliques. Maintenant, considérons une source monochromatique de faible fréquence. Elle a alors une grande longueur d'onde comparée à l'espacement des bandes. Comme le

champ électrique varie lentement, les électrons demeurent dans de longues phases stationnaires (état A ou B) où ils se trouvent bloqués par l'interface métal-trou. Ils absorbent donc peu d'énergie électromagnétique, ce qui entraîne une forte transmission de l'onde. Au contraire, une onde se propageant à une fréquence élevée va faire commuter très rapidement les électrons de l'état A à l'état B. Les électrons vont absorber une grande partie de l'énergie cinétique et, suivant le raisonnement formulé en introduction à ce paragraphe, la transmission sera faible. En regroupant ces deux analyses, nous avons, pour ce cas, un *filtre passe-bas*. Il est remarquable de noter que l'arrangement des charges électromagnétiques sur la surface ressemble à celle d'une capacité. Il est ainsi possible de modéliser cette FSS par un élément capacitif qui se comporte comme un court-circuit à hautes fréquences et comme un circuit ouvert à basses fréquences. Ceci confirme bien le comportement *filtre passe-bas* où seul un signal à basses fréquences est recueilli.

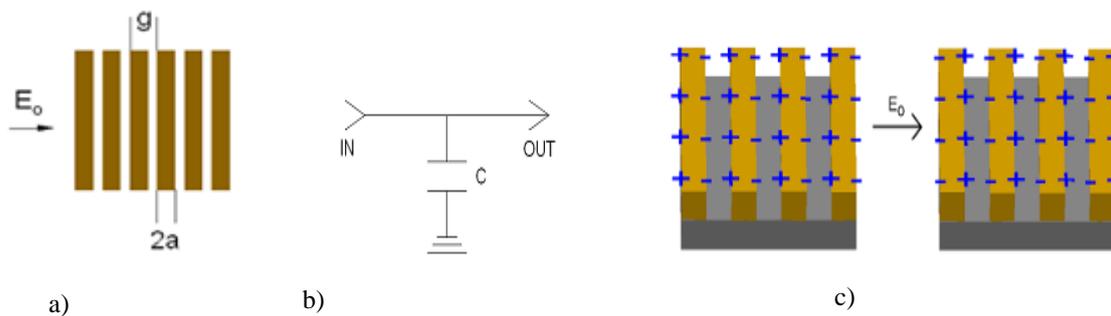


Figure 2-1. Schémas de FSS à bandes métalliques avec $E \perp$ [81]:

a) paramètres géométriques b) circuits électriques équivalents c) oscillation des électrons

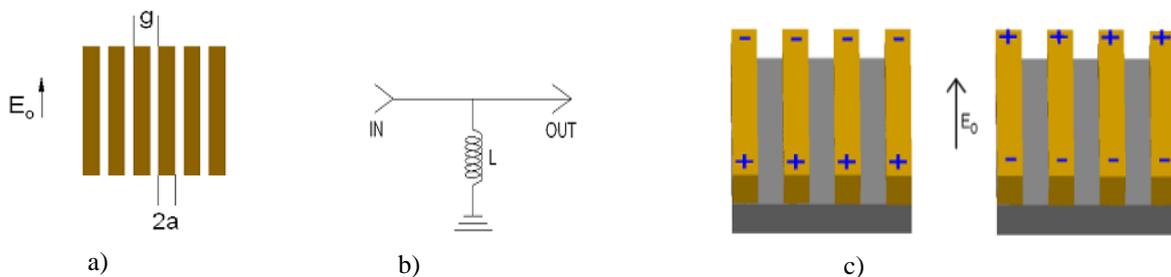


Figure 2-2. Schémas de FSS à bandes métalliques avec $E //$ [81]:

a) paramètres géométriques b) circuits électriques équivalents c) oscillation des électrons

Le même raisonnement peut être fait en considérant cette fois le champ électrique de l'onde monochromatique qui oscille parallèlement aux bandes métalliques (Figure 2-2). Cette fois, les électrons peuvent se déplacer sur toute la longueur de la bande. Plus les longueurs d'ondes de la source incidente seront grandes, plus les électrons iront loin dans leur mouvement sans changer de direction et plus ils accumuleront d'énergie cinétique. Il y aura faible transmission. A hautes fréquences, les électrons vont osciller rapidement mais sur de petites distances. Cela nécessite l'absorption d'une petite quantité d'énergie, ce qui entraîne une forte transmission de l'onde

électromagnétique. Le *filtre passe-haut* est ainsi décrit. Cela correspond bien à un comportement inductif, élément qui peut modéliser cette FSS.

Les paramètres électroniques des FSS dépendent de la géométrie et des dimensions des motifs. Ainsi, les réactances des surfaces à bandes explicitées ci-dessus ont été déterminées expérimentalement en fonction des paramètres géométriques a et g de la FSS par Whitbourn et Compton [82] :

$$X(f)_{ind} = \frac{g \cdot f}{c} \ln \operatorname{cosinc} \frac{\pi \cdot a}{g} \quad \langle 2.1 \rangle$$

$$\text{et } X(f)_{capa} = \frac{-2}{n_1^2 + n_2^2} \left(\frac{4gf}{c} \ln \operatorname{cosinc} \frac{\pi a}{g} \right)^{-1} \quad \langle 2.2 \rangle$$

Avec n_1 et n_2 , les indices optiques des milieux de part et d'autre de la FSS et c la célérité.

Une caractéristique importante de ces surfaces est qu'elles dépendent de la polarisation de l'onde incidente et que suivant celle-ci, la réponse de la FSS peut être complètement différente. Ainsi, pour utiliser les surfaces précédentes, il est nécessaire d'avoir une source polarisée parallèlement *ou* perpendiculairement aux bandes métalliques.

Il est possible d'étendre les principes étudiés ci-dessus à des surfaces FSS de types grilles qui ne dépendent plus de la polarisation de l'onde. Il y a la grille inductive où les électrons peuvent circuler librement sur de grandes distances (donc absorption d'énergie par les électrons pour de faibles fréquences) et la grille capacitive où les électrons sont confinés sur des patchs (absorption pour des hautes fréquences) (Figure 2-3). Ils ont des comportements respectivement de type *filtre passe haut et passe-bas*.

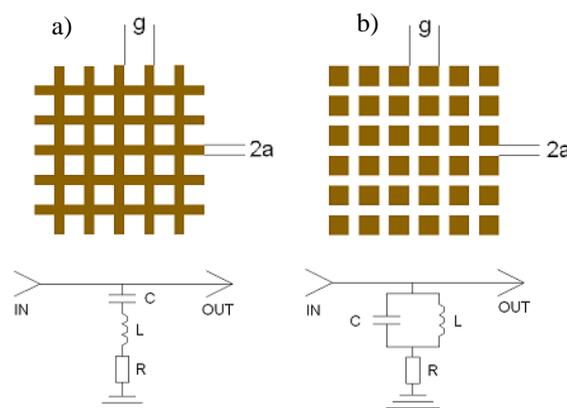


Figure 2-3. Schémas de FSS à bandes croisées et leurs circuits électriques équivalents [81].

a) Grille inductive b) Grille capacitive

L'avantage de ces FSS est leur indépendance à l'angle de la polarisation. En effet, en considérant les projections du champ électrique sur une base formée par les deux axes de la grille métallique, et parce que la FSS est invariante à une rotation de 90° , les deux composantes du champ

électrique « verront » la même géométrie de la grille. Ainsi, les deux composantes auront les mêmes coefficients de réflexion et de transmission et la totalité de la transmission ne sera pas fonction de la direction du champ électrique.

Les circuits équivalents correspondants aux FSS inductives et capacitatives sont des associations R (pour les pertes métalliques), L et C en série pour la grille inductive et en parallèle pour la grille capacitive. Les impédances de ces deux circuits ont été déterminées empiriquement par Whitbourn et Compton en fonction des paramètres géométriques a et g [82].

$$Z(f)_{ind} = - \frac{\omega'_0 \ln \cos \text{sinc} \frac{a\pi}{g}}{\frac{gf}{c\omega'_0} - \frac{c\omega'_0}{gf}} \quad \langle 2.3 \rangle$$

$$\text{et } Z(f)_{capa} = \frac{\frac{2}{n_1^2 + n_2^2} \left(\frac{gf}{c\omega'_0} - \frac{c\omega'_0}{gf} \right)}{4\omega'_0 \ln \cos \text{sinc} \frac{\pi a}{g}} \quad \langle 2.4 \rangle$$

avec, $\omega'_0 = \omega_0 \sqrt{\frac{2}{n_1^2 + n_2^2}}$, et n_1 et n_2 les indices optiques de part et d'autres de la FSS.

Après avoir décrit les filtres passe-haut et passe-bas, les filtres passe-bande et coupe-bande se présentent comme des arrangements de ces comportements. En fait, ce sont des extensions des grilles à bandes croisées où les motifs ne sont plus de longues bandes mais des motifs coupés les uns des autres (Figure 2-4 et Figure 2-5). Les considérations physiques restent les mêmes et le confinement des électrons entraîne une réponse fréquentielle de type résonance. La fréquence de résonance est simplement donnée par les dimensions des motifs. Ainsi, pour *le filtre passe-bande* les électrons de la grille peuvent circuler sur de grandes distances (absorption d'énergie par les électrons pour de faibles fréquences) et les électrons des îlots métalliques sont confinés (absorption d'énergie par les électrons pour de hautes fréquences). Ceci nous amène à considérer des transmissions quasi-nulles à faibles et hautes fréquences; c'est-à-dire en dehors des fréquences de résonance. Le comportement des *filtres coupe-bande* est exactement l'inverse. Il y a un confinement des électrons qui dépend directement de la taille du motif métallique. Lorsque la longueur d'onde du rayonnement incident subit une absorption de l'énergie par les électrons, le rayonnement sera considéré réfléchi. En dehors de ces fréquences, peu d'absorption implique une bonne transmission de l'onde électromagnétique. Les circuits équivalents de ces deux FSS sont, comme pour les FSS à bandes croisées, des arrangements d'inductance et de capacité en série pour la grille inductive et en parallèle pour la grille capacitive. La résistance modélise les pertes métalliques.

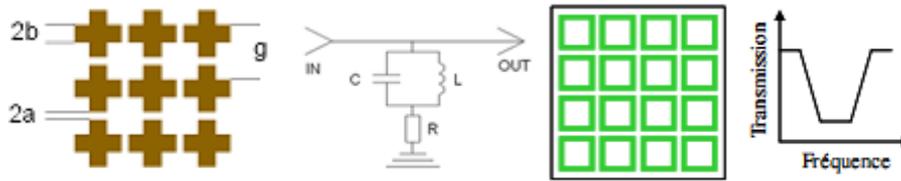


Figure 2-4. FSS capacitives présentant un comportement de filtre coupe-bande.

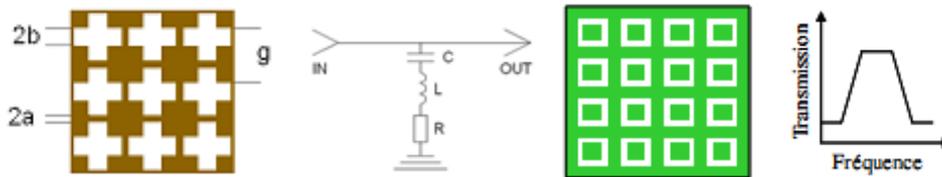


Figure 2-5. FSS inductives présentant un comportement de filtre passe-bande.

L'explication des phénomènes électroniques entraînant les propriétés filtrantes des FSS ont été dévoilées et les paramètres électroniques d'une FSS (impédance, capacité, inductance...) peuvent être connus en fonction des paramètres géométriques. Les coefficients de transmission et de réflexion de l'onde électromagnétique qui se propage peuvent maintenant être décrits par des équations utilisant des matrices de diffusion, dépendant des paramètres explicités ci-dessus.

I.2. La matrice de diffusion

Chaque filtre FSS peut être représenté par sa matrice de diffusion, pouvant être définie par les paramètres électroniques du circuit. Considérons la FSS comme un quadripôle d'admittance normalisée y . Les tensions réduites sont notées v_1 et v_2 , et les courants normalisés i_1 et i_2 (Figure 2-6). Les ondes réduites sortantes (b_1 et b_2) peuvent être calculées en fonction des ondes entrantes (a_1 et a_2)

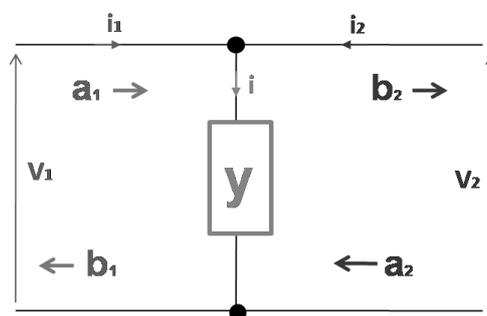


Figure 2-6. Schéma d'un quadripôle d'admittance y .

La matrice de diffusion est alors la matrice reliant les ondes sortantes aux ondes entrantes :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

<2.5>

C'est-à-dire le système d'équations
$$\begin{cases} S_{11}a_1 + S_{12}a_2 = b_1 \\ S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = b_2 \end{cases} \quad \langle 2.6 \rangle$$

La matrice S d'un quadripôle constituée d'une admittance en parallèle est la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-y}{y+2} & \frac{2}{y+2} \\ \frac{2}{y+2} & \frac{-y}{y+2} \end{pmatrix} \quad \langle 2.7 \rangle$$

Ainsi, les paramètres S de la structure FSS peut être prédite simplement en connaissant l'admittance du circuit équivalent, pouvant être extraite de manière empirique.

Nous pouvons relier la matrice de diffusion de la FSS à sa matrice de transfert. En effet, l'avantage de la matrice de transfert est quelle peut se multiplier en cascade avec la matrice de transfert d'un autre milieu.

$$T = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{pmatrix} \quad \langle 2.8 \rangle$$

Comme souvent les FSS sont déposées sur un substrat, il convient de prendre en considération ce substrat. Il est alors nécessaire de prendre en compte la matrice de transport de l'onde dans le milieu d'indice n et d'épaisseur d. Les matrices de diffusion et de transport d'un tel milieu sont :

$$S_{\text{substrat}} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\frac{2i\pi d}{\lambda}} \\ e^{\frac{2i\pi d}{\lambda}} & 0 \end{pmatrix} \quad \langle 2.9 \rangle$$

Et en utilisant <2.8> :

$$T_{\text{substrat}} = \begin{pmatrix} -e^{-\frac{2i\pi nd}{\lambda}} & 0 \\ 0 & e^{\frac{2i\pi nd}{\lambda}} \end{pmatrix} \quad \langle 2.10 \rangle$$

Par extension, la matrice de transport totale de plusieurs FSS séparées par différents milieux sera donnée en multipliant chaque matrice de transport:

$$T_{\text{total}} = T_{FSS_1} T_{\text{substrat}_1} \dots T_{FSS_n} T_{\text{substrat}_n} \quad \langle 2.11 \rangle$$

La matrice de diffusion du système total sera, elle, obtenue en inversant <2.8>

II. LES METHODES DE MODELISATION

Il existe de nombreuses méthodes de modélisation électromagnétique, par résolution des équations dans le domaine temporel ou fréquentiel. Parmi celles-ci, les plus utilisées sont la méthode des différences finies temporelles, la méthode des éléments finis (FEM) ou bien encore, la méthode de la ligne de transmission (TLM). Les logiciels disponibles au laboratoire nous ont permis d'analyser et de développer nos dispositifs avec deux méthodes de calcul particulières : la FEM et la TLM.

II.1. La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis est conceptualisée par A. Hrennikoff et R. Courant dans les années 1940 pour résoudre des problèmes de mécanique de structures [83]. Quelques années plus tard, elle est introduite en électromagnétisme pour résoudre l'équation de Maxwell. C'est un outil mathématique qui résout de manière discrète les équations aux dérivées partielles. De manière générale, l'équation porte sur une fonction spécifique définie sur un domaine et comporte des conditions aux bords permettant d'assurer existence et unicité de la solution.

La méthode des éléments finis repose sur un découpage de l'espace selon un maillage. D'habitude l'on choisit un maillage tétraédrique qui a l'avantage de s'adapter facilement aux structures complexes mais rien n'empêche de le modifier suivant la géométrie du domaine et de mailler plus finement certains endroits que d'autres (Figure 2-7). La résolution de l'équation aux dérivées partielles sur chaque nœud du réseau des éléments finis donne une solution approximée par des fonctions d'interpolation.



Figure 2-7. Exemples de maillages adaptatifs utilisés en FEM.

L'équation aux dérivées partielles ne peut pas être résolue directement dans le maillage. Elle doit pour cela être écrite sous une forme variationnelle. Cette forme contient les informations de l'équation aux dérivées partielles et les conditions aux limites. Le principe consiste à minimiser ou maximiser l'énergie autour de la solution réelle. Parallèlement, la solution est approximée sur un

élément par des fonctions d'interpolation α_i . La même base de fonctions d'interpolation est utilisée pour tous les éléments qui sont très souvent une famille de fonctions polynômes. Pour simplifier, les fonctions d'interpolation d'un élément sont nulles au-delà de cet élément. La somme de ces fonctions d'interpolation pondérées par des coefficients ψ_i nous donne la solution sur un élément.

$$u_{\text{élément}} = \sum_{i=1}^N \psi_i \alpha_i \quad \langle 2.12 \rangle$$

Enfin, la solution u est remplacée dans la formulation variationnelle par la solution approximée. Un système d'équation dont les variables sont les coefficients ψ_i de chaque élément est obtenu et la solution finale en est extraite.

Le logiciel qui utilise la méthode des éléments finis en électromagnétisme est HFSS. Il est commercialisé par la société ANSOFT pour modéliser des dispositifs propagatifs en résolvant l'équation de Maxwell :

$$\nabla \times \left[\frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E} \right] - k_0^2 \varepsilon_r \mathbf{E} = \mathbf{0} \quad \langle 2.13 \rangle$$

C'est un code fréquentiel : l'équation d'onde doit être résolue pour chaque fréquence. La fréquence est fixée et le champ électrique est calculé. Le balayage de fréquences permet de connaître la solution pour une gamme de fréquences, mais toujours à partir du même maillage. Il convient alors de fixer la fréquence principale la plus élevée. Ce code 3D crée un maillage tétraédrique adaptatif. C'est-à-dire qu'HFSS utilise une méthode d'interpolation combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est créé et automatiquement redéfini dans les régions critiques. Une solution est extraite à partir d'un maillage, puis suivant la convergence de la solution, affine le maillage ou non en discrétisant de manière plus précise les régions sur lesquelles un pourcentage d'erreurs est élevé. Ce processus d'itération mène à une solution avec une bonne approximation de la valeur réelle.

Pour limiter le temps de calcul, il y a plusieurs possibilités de restriction du domaine de calcul. Les plans perfect E et perfect H donnent des conditions de murs électriques et magnétiques et la fonction master-slave permet d'indiquer au logiciel que le domaine de calcul se répète périodiquement à l'infini en 1, 2, 3 dimensions (Figure 2-8). Il est ainsi possible de modéliser une structure périodique 2D comme des surfaces sélectives en fréquences à partir d'une cellule élémentaire. Au niveau des excitations, il est possible de modéliser plusieurs types d'ondes, les simulations HFSS réalisées ci-après utilisent une onde plane classique.

Ce logiciel de modélisation permet de visualiser la répartition des champs électriques et magnétiques ainsi que des courants, de calculer la transmission et la réflexion entre des plans définis, de visualiser le diagramme de rayonnement.

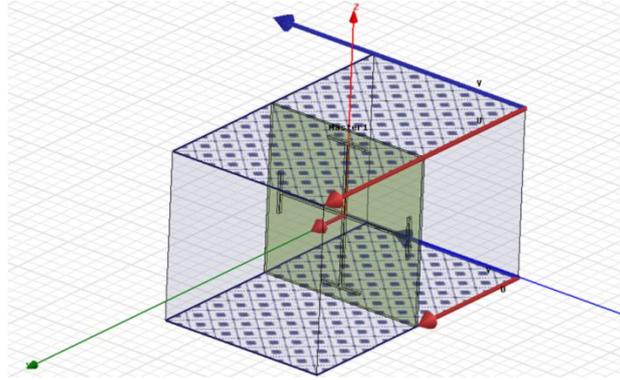


Figure 2-8. Conditions de simulations sous HFSS pour une FSS de motif périodique infini. L'onde électromagnétique arrive en incidence normale et les conditions aux limites sont de type « master-slave ».

II.2. La méthode de la ligne de transmission

Contrairement à la FEM, la méthode de la ligne de transmission (TLM) résout les équations de Maxwell dans le domaine temporel. L'approche de base de la méthode TLM est d'obtenir un modèle discret, résolu ensuite exactement par des moyens numériques; les approximations ne sont introduites qu'au stade de la discrétisation. Cela contraste avec l'approche traditionnelle dans laquelle un modèle continu idéalisé est d'abord obtenu, ensuite résolu par approximations.

L'algorithme TLM est basé sur une analogie simple entre la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu et la propagation des tensions et des courants dans un réseau de lignes de transmission. Cette analogie est naturelle si nous considérons la ressemblance frappante des équations de Maxwell et de l'équation du télégraphiste. Il suffit alors de simuler la propagation des tensions et courants dans un réseau de lignes de transmission adéquat pour en déduire celle des ondes électromagnétiques dans un environnement donné. Pour les systèmes électromagnétiques, le modèle discret est formé par le remplissage du domaine de calcul par un réseau de lignes de transmission de manière à ce que la tension et le courant donne des informations sur les champs électriques et magnétiques.

Par conséquent, elle considère le domaine de calcul comme un maillage de ligne de transmissions. Le point où les lignes de transmission se croisent est considéré comme un nœud. A chaque pas de temps, les impulsions de tension arrivent sur chaque nœud de la ligne de transmission. Ces impulsions sont ensuite dispersées pour produire une nouvelle série d'impulsions qui deviennent des nœuds adjacents incidents lors du prochain pas de temps. La relation entre les impulsions incidentes et dispersées est déterminée par la matrice de diffusion, qui doit être compatible avec les équations de Maxwell. La Figure 2-9 considère un exemple simple du maillage à deux dimensions de la méthode avec une tension d'impulsion d'amplitude de 1 V partant du nœud central. Cette impulsion sera partiellement réfléchiée et transmise telle que la théorie de la ligne de transmission le décrit. Si nous supposons que chaque ligne a une impédance caractéristique Z , le signal incident voit

trois lignes de transmission en parallèle avec une impédance totale de $Z/3$. Les coefficients de transmission et de réflexions sont alors donnés par :

$$R = \frac{\frac{Z}{3} - Z}{\frac{Z}{3} + Z} \quad \langle 2.14 \rangle$$

$$\text{et } T = \frac{2 \cdot (\frac{Z}{3})}{\frac{Z}{3} + Z} \quad \langle 2.15 \rangle$$

Dans notre exemple, R et T sont alors égaux tous les deux à 0.5.

Les diffusions aux nœuds voisins se déroulent, de la même manière, selon le principe où chaque nœud se transforme en une source secondaire d'ondes sphériques. Ces ondes se combinent pour former l'ensemble des formes d'ondes, en accord avec le principe de propagation de la lumière d'Huygens.

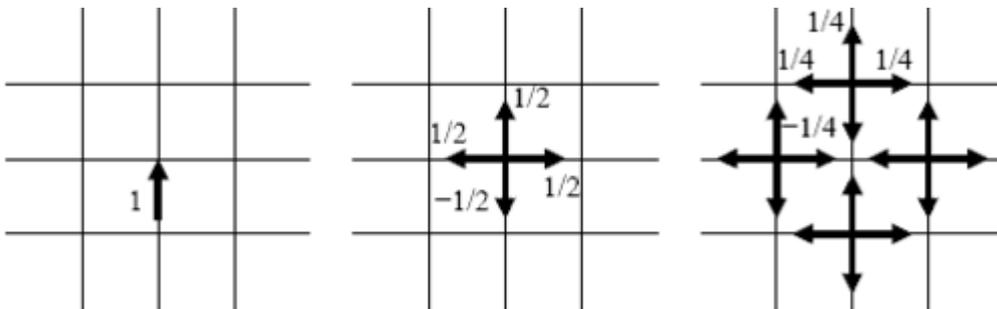


Figure 2-9. Un exemple de la méthode TLM en 2D: une tension d'impulsion incidente est diffusée deux fois.

Le nœud le plus couramment utilisé en 3 dimensions est le nœud symétrique condensé que P.B. Johns créa en 1987 [84]. Il se compose de 12 ports pour que les deux polarisations TE (transverse électrique) et TM (transverse magnétique) des champs soient fixées pour chacune des 6 faces du maillage (Figure 2-10). D'autres éléments, peuvent être ajoutés au nœud afin que les différentes propriétés du matériau puissent être représentées.

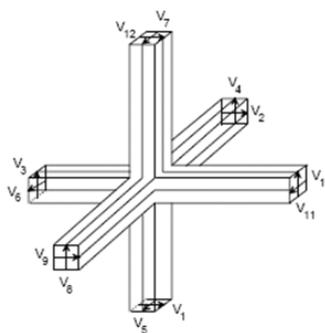


Figure 2-10. Le nœud symétrique condensé.

Microstripes est un logiciel de modélisation commercialisé par la société CST basé sur ce mode de calcul. Contrairement à HFSS où le maillage est formé de tétraèdres, la discrétisation sous microstripes se fait par éléments rectangulaires. Les fonctionnalités sont sensiblement les mêmes : visualisation des champs, calcul des transmissions, réflexions, phases...et les conditions de modélisation se retrouvent aussi. Ainsi, les murs magnétiques et électriques permettent de symétriser la structure et la condition wrap-around est l'équivalent du master-slave d'HFSS, c'est-à-dire qu'elle crée des conditions périodiques infinies. La source utilisée est une onde plane modélisée en tant que wave-ports de fréquence de coupure nulle.

III. ETUDE DE MOTIFS POUR DES SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCES

Comme nous l'avons vu, il y a quatre grands types de FSS qui révèlent des comportements de filtre passe-bas, passe-haut, coupe-bande ou passe-bande. Pour les applications de type radôme, nous allons utiliser un filtre de type passe-bande. La FSS développée est alors de type inductif avec des motifs creux dans une grille métallique. Plusieurs motifs FSS ont été testés dans le but de créer une structure originale, pilotable et ayant une bonne sélectivité en fréquences. Dans un but de caractérisation expérimentale sur banc de mesure millimétrique en espace libre, les fréquences de travail envisagées sont les micro-ondes. Elles peuvent varier entre 10 et 110 GHz et cela conditionne les dimensions de nos motifs. Ainsi, les études qui suivent ont été réalisées avec des tailles de cellule unitaire (i.e. la période T de la FSS) identiques (3mm). Par ailleurs, la surface métallique a été examinée seule, c'est-à-dire sans substrat, en espace libre dans l'air.

III.1. Les motifs dipôles et tripôles

Le motif dipôle est le motif de base des FSS. Il peut être représenté par deux paramètres géométriques : la longueur d et la largeur w du dipôle. Il est anisotrope au regard du champ électrique de l'onde incidente alors que son extension directe, le motif tripôle est isotrope, en gardant les pôles à 60° les uns des autres (Figure 2-11). Le motif tripôle ne présente également que deux paramètres géométriques d et w . Il peut également être utilisé chargé par des dipôles aux bouts (motif Anchor) ou par des assemblages de tripôles entrecroisés [85].

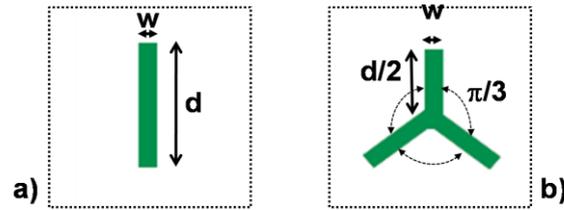


Figure 2-11. Présentation des motifs inductifs dipôles (a) et tripôles (b): La cellule unitaire de la FSS est en métal (partie blanche) et le motif est percé (partie sombre).

L'anisotropie du motif dipôle conduit à des réponses fréquentielles de la FSS différentes selon la polarisation de l'onde incidente. Ainsi, la Figure 2-12 rend compte de ce constat en exposant une réponse de type filtre passe-bande lorsque la polarisation de l'onde est dirigée selon une droite perpendiculaire à l'axe du dipôle. Pour la polarisation perpendiculaire, i.e. selon l'axe du dipôle, aucune résonance n'est détectée. Les simulations qui vont suivre emploient une source polarisée perpendiculairement au dipôle.

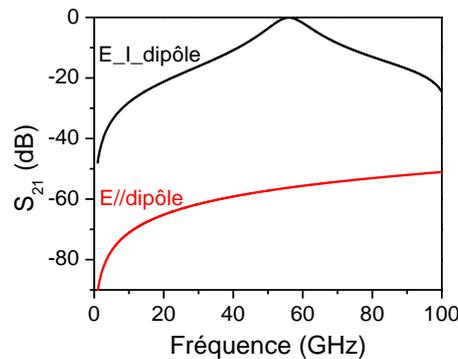


Figure 2-12. Simulations de la réponse fréquentielle d'une FSS de motif dipôle selon la polarisation de l'onde, arrivant en incidence normale et pour une périodicité de motif égale à 3mm.

III.1.1. Paramètres géométriques

La partie consacrée à la théorie des FSS a montré qu'il est possible de relier rigoureusement la fréquence de résonance de la FSS aux paramètres géométriques en extrayant le circuit électronique équivalent. Une étude de ce type avec des FSS dipôles capacitifs a été faite par les travaux de Y.E. Erdemli et Al [86]. Ils ont développé le circuit équivalent L, C à partir de simulations où ils ont recueilli les coefficients de réflexion et de transmission à partir de simulations EM, pour différentes valeurs des paramètres d et w. Par un procédé d'optimisation algorithmique de « curve-fitting », ils ont relié les inductances et les capacitances du filtre avec les paramètres géométriques longueur d et largeur w ($Z_0 = 377\Omega$ impédance de l'air):

$$\begin{cases} L = \frac{A_L}{d\sqrt{w}} Z_0 \\ C = \frac{A_c d^3 \sqrt{w}}{Z_0} \end{cases} \quad \langle 2.16 \rangle$$

A_L et A_c sont des constantes déterminées empiriquement lors du « fit ». Elles dépendent de la permittivité et de l'épaisseur du substrat, des périodes des motifs et de l'angle d'incidence.

La fréquence de résonance est alors reliée aux dimensions du motif métallique par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi d\sqrt{A_L A_c}} \quad \langle 2.17 \rangle$$

C'est-à-dire que la fréquence de résonance ne dépend théoriquement que de la longueur du dipôle, pas de sa largeur.

De notre côté, ce sont des motifs FSS inductifs qui ont été choisis et la réponse de la structure FSS est bien de type filtre passe-bande: une large partie des fréquences du signal sont rejetées et une bande passante se forme à la fréquence de résonance (Figure 2-12). La variation des paramètres géométriques entraîne différentes réponses en transmission de la FSS. Des simulations ont été menées en changeant la largeur w et la longueur d du dipôle inductif.

L'étude paramétrique de la largeur nous a permis de constater que la largeur de la fente est en relation avec la sélectivité de la structure (Figure 2-13). Ainsi, plus la fente est étroite, plus fin sera le pic de transmission. Les valeurs des largeurs varient de 5 à 500 μm et nous constatons un affaiblissement relatif de la transmission de l'onde pour la plus faible largeur ($\sim -3\text{dB}$ d'atténuation pour $w=5\mu\text{m}$) (Figure 2-13). Un compromis doit être trouvé au final entre une amplitude de transmission maximale et une sélectivité la plus grande possible.

L'étude sur la longueur de la fente nous a bien permis de vérifier un important décalage vers les basses fréquences lorsque la longueur du dipôle augmente. En faisant l'hypothèse que le dipôle inductif résonne pour une dimension égale à $\lambda/2$, la courbe des résultats de simulation a été comparée avec celle d'une résonance $\lambda/2$ (Figure 2-14), où:

$$f_r = \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{2d} \quad \langle 2.18 \rangle$$

Les résultats présentent des comportements similaires, même si les résultats de simulation sont légèrement en dessous de ceux révélés par la courbe théorique. En fait, les résultats de simulation suivent parfaitement la courbe théorique telle que d soit égale à 0.46λ . De manière approchée, il est possible d'affirmer que la fréquence de résonance d'une FSS de motifs dipôles inductifs est celle donnée pour des dimensions de $\lambda/2$. Ainsi, la fréquence de résonance de la FSS dipôle est prédictible en connaissant la longueur du dipôle inductif. Par ailleurs, il est à noter que les résultats ne dépendent pas de la période de la FSS. En effet, puisque la cellule élémentaire a été agrandie, de $T=3\text{mm}$ à $T=6\text{mm}$, pour pouvoir augmenter la taille du dipôle. Cela ne modifie pas l'allure de la courbe et les fréquences de résonance aux limites de deux périodes sont identiques pour une même longueur.

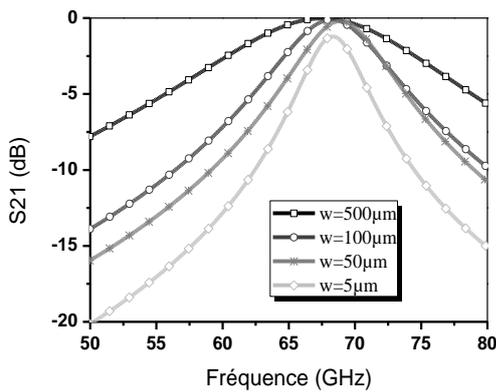


Figure 2-13. Réponse de la transmission de la structure pour 3 largeurs de dipôles différentes.

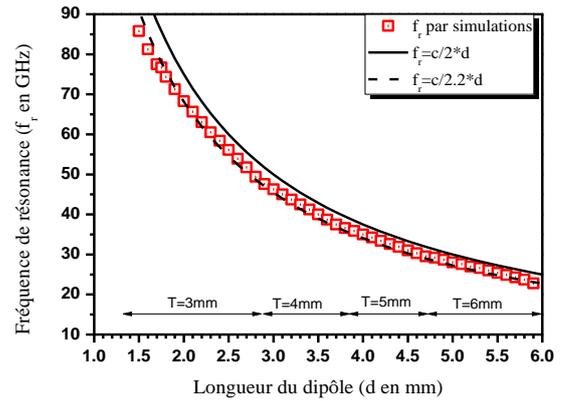


Figure 2-14. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la longueur du dipôle.

Ainsi, nous retrouvons bien, pour le motif inductif, les résultats de Y.E. Erdemli avec le motif dipôle capacitif: les fréquences de la bande passante sont indépendantes de la largeur de l'élément FSS, et sont inversement proportionnelles à la longueur du dipôle. Une longueur précise du dipôle permet donc choisir la fréquence de résonance d'une FSS seule (i.e. grille métallique dans l'air.)

Le motif dipôle étant la géométrie de base pour de nombreux éléments FSS (seules les courbes ne sont pas des agencements de dipôles), une généralisation de ces constats peut être réalisée pour les motifs associant des dipôles. Ainsi, pour obtenir plus de sélectivité de la transmission, la largeur du motif inductif peut être diminuée et le choix de la fréquence de résonance peut se faire sur une large gamme de fréquences en modifiant la longueur du dipôle.

III.1.2. Etude de dispositifs multicouches

III.2.1.i. Influence du nombre de couches

De nombreuses structures sont développées en utilisant 1, 2, 3 ... FSS superposées les unes aux autres. Une brève étude avec le motif FSS dipôle permet de comprendre l'intérêt d'un tel dispositif multicouche. La simulation de la FSS précédente (motif inductif dipôle de longueur 2.5mm) est réalisée en lui associant une autre, deux autres... jusqu'à 5 autres FSS de même distances $\lambda/4$ entre elles (Figure 2-15).

La remarque d'après ces calculs, est que l'ajout de FSS améliore le filtrage. En effet, pour un système multicouche, la sélectivité est largement augmentée. A titre d'exemple, pour 3 FSS, à 62 GHz, la transmission est à -1 dB et à 65 GHz, elle chute à -40dB. Au-delà de 3FSS superposées, nous avons constaté une invariance dans la réponse fréquentielle. Ce constat est largement commenté et utilisé dans la littérature [87]

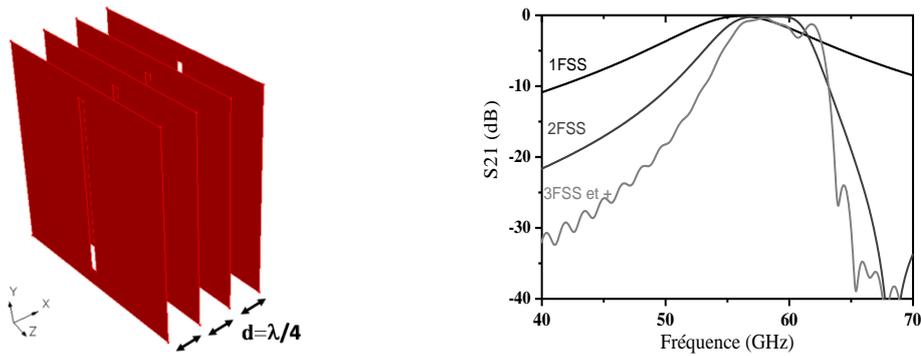


Figure 2-15. Simulation de la transmission d'une structure à 1, 2, 3-6 SSF dipôles superposées.

III.2.1.ii. Influence des distances entre FSS

Le filtre formé par deux FSS a été analysé par une étude paramétrique de la distance entre les plaques (Figure 2-16). Ainsi, deux remarques peuvent être formulées: la fréquence de résonance est invariante selon la distance entre les FSS, puisqu'elle se situe à 58 GHz pour tous les cas. Par ailleurs, la sélectivité de la bande passante est meilleure pour des distances inter-FSS autour de $\lambda/4$, même si de faibles différences sont notées pour des distances comprises entre $\lambda/8$ et $\lambda/3$.

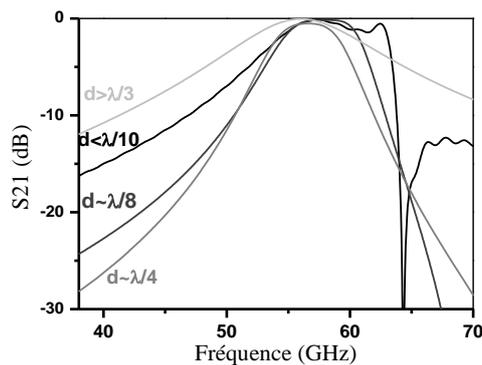


Figure 2-16. Simulation de la transmission d'une structure à 2FSS distants de d variable.

Le plus souvent les FSS sont déposées sur un substrat diélectrique. Les structures multicouches se présentent alors comme une alternance de FSS (plaques métalliques ou patches métalliques) et de diélectriques de permittivité fixée. Comme nous le verrons plus précisément dans la suite, l'influence du substrat sur la fréquence de résonance est importante. Les deux paramètres principaux sont l'épaisseur de la couche et la permittivité du diélectrique.

III.2. Les autres éléments simples usuels

III.2.1. Les motifs croix

Ces motifs sont également largement utilisés, notamment du fait de leur invariance à la polarisation de l'onde. Ils sont formés de deux dipôles à 90° l'un de l'autre et la croix de Jérusalem est chargée aux extrémités par d'autres dipôles (Figure 2-17). En excluant la périodicité des motifs, les paramètres géométriques sont les longueurs d et les largeurs w des tiges.

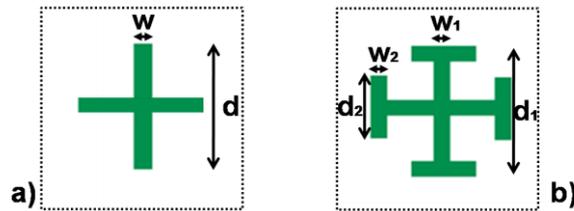


Figure 2-17. Motifs inductifs croix (a) et croix de Jérusalem (b): La cellule unitaire de la FSS est en métal (partie blanche) et le motif est percé (partie sombre).

Une brève étude paramétrique a été réalisée. Nous constatons par simulations pour le motif croix un comportement semblable aux résultats obtenus avec les motifs dipôles. En effet, la sélectivité du filtre (i.e. la largeur de la bande passante à -3dB) est augmentée lorsque la largeur des croix est plus fine. De plus, la taille de la croix (variation de la longueur) ajuste la fréquence de résonance.

Pour la croix de Jérusalem, la contribution de la croix est la même. Nous nous focalisons sur l'influence des charges aux extrémités dans la réponse fréquentielle. Une petite différence doit être notée ici. Lorsque w_2 (largeur du dipôle) diminue, une amélioration de la sélectivité de la transmission n'est pas constatée: un léger décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences est noté. Nous voyons ici que, dans certains cas d'éléments FSS plus complexes, il est possible de sélectionner la fréquence de travail en ajustant aussi la largeur du motif.

III.2.2. Les motifs boucles

Un autre type de motif largement utilisé est le motif boucle qui peut être carré ou circulaire (Figure 2-18). Ils présentent deux paramètres géométriques : la taille du motif (longueur d pour une ouverture carré et rayon moyen R_m pour une ouverture circulaire) et l'épaisseur percée w . En présentant des résultats de simulation obtenus avec le motif circulaire, nous constatons toujours le même comportement: la taille du motif centre de manière proportionnelle la fréquence de résonance et l'épaisseur de l'ouverture affine la bande passante en diminuant l'amplitude de transmission.



Figure 2-18. Les motifs inductifs boucle carré (a) et boucle circulaire (b):

La variation de la fréquence de résonance d'une FSS de motif inductif circulaire est présentée en fonction de son rayon moyen

$$R_m = \frac{R_{\text{extérieure}} + R_{\text{intérieure}}}{2} \quad \langle 2.19 \rangle$$

En la comparant avec la formule du résonateur d'anneau, les résultats sont très proches les uns des autres (Figure 2-19). La formule du résonateur relie la fréquence de résonance au rayon de l'anneau par [69]:

$$f_r = \frac{c}{2\pi R_m} \quad \langle 2.20 \rangle$$

On peut ainsi généraliser la formule théorique du résonateur, utilisé pour les circuits planaires, pour des FSS de motifs circulaires.

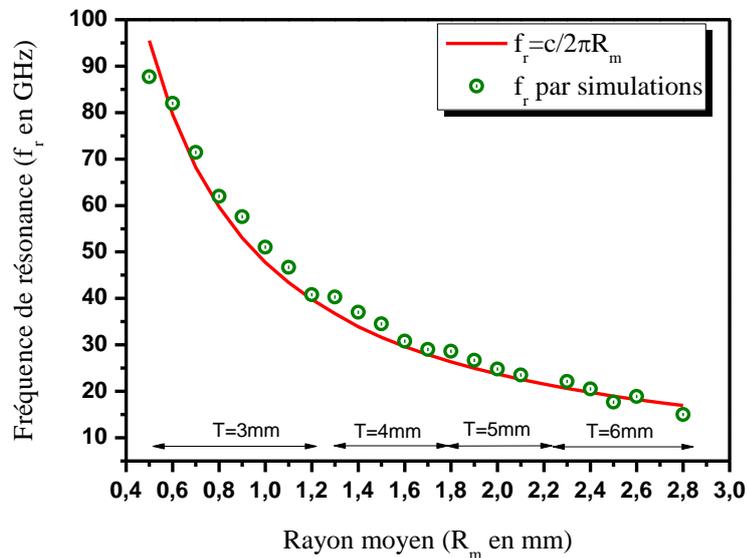


Figure 2-19. Variations de la fréquence de résonance d'une FSS d'ouverture circulaire avec le rayon.

Bien évidemment, les éléments présentés ci-dessus ne donnent pas une liste complète d'éléments FSS, ce sont seulement ceux de base. Parmi ceux couramment utilisés, nous pouvons citer également les tripôles chargés (motif Anchor), les motifs en spirales ou les motifs hexagonaux. Enfin, des combinaisons de plusieurs éléments peuvent être dessinées et, là, la liste est sans fin. C'est d'ailleurs une combinaison de motifs que nous allons présenter dans la suite.

III.3. Association de boucles et de dipôles : le motif « oméga »

Ce motif est inspiré des éléments omégas des métamatériaux et des matériaux chiraux. Le premier élément de ce type a été développé par Sadoum et Engheta [88] en tant qu'élément conducteur de forme oméga qui présentait des réponses électriques et magnétiques du même ordre. Citons à cet effet les travaux de C. R. Simovski, F. Mariotte, S.A. Tretyakov et B. Sauviac dans les analyses théoriques et expérimentales du milieu à particules omégas [89] et des milieux chiraux en général [90] [91].

Ici le motif n'est pas une inclusion métallique sur un substrat, mais la forme en oméga est percée dans une plaque métallique (Figure 2-20). 4 paramètres géométriques peuvent être modifiés, 2 pour la $\frac{1}{2}$ boucle (rayon et largeur) et 2 pour les $\frac{1}{2}$ dipôles (longueur et largeur). Pour des raisons de clarté, les résultats ne sont présentés que pour $w_1=w_2=w$. Dans certains travaux, un paramètre supplémentaire est pris en compte [92]. Il s'agit de l'angle de courbure θ de l'anneau qui change un cercle en une ellipse et qui fait se rapprocher les $\frac{1}{2}$ dipôles entre eux. Ici, le paramètre θ est fixé tel que l'anneau soit issu d'un cercle parfait. Cependant, une étude du même genre a été réalisée où la forme du motif oméga est modifiée (cf IV.2.2).

Une analyse comparative entre la réponse fréquentielle du dipôle, la réponse fréquentielle du $\frac{1}{2}$ anneau et celle du motif oméga complet a été réalisée. En effet, le motif oméga est décomposé en deux : d'une part, le motif dipôle de longueur d résultant de l'assemblage des deux dipôles de longueur $d/2$ de l'oméga ; d'autre part, la $\frac{1}{2}$ boucle circulaire. Des résultats de simulations ont permis de vérifier le fait que la fréquence de résonance du $\frac{1}{2}$ anneau est rigoureusement la même que pour l'anneau complet de même rayon.

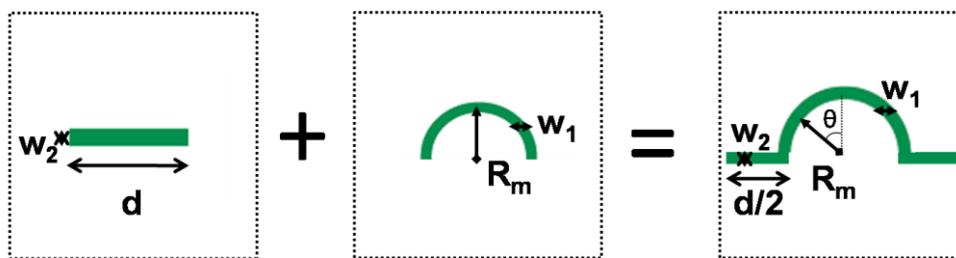


Figure 2-20. Construction du motif oméga à partir des motifs inductifs dipôle et anneau (partie sombre: motif percé).

Des simulations avec plusieurs familles de dimensions fixées (T , w , $d/2$, R_m) ont été menées avec dans chaque cas, la polarisation de l'onde fixée perpendiculairement au dipôles. Les formes 1, 2 et 3 ont été choisies de telle sorte que le motif garde la même surface par rapport à la surface métallique de la cellule élémentaire : toutes les dimensions ont été augmentées proportionnellement. Les formes 3, 4, 5 et 6 ont été dessinées en privilégiant un dipôle grand par rapport à l'anneau (forme 6), un dipôle petit par rapport à l'anneau (forme 3) et deux formes intermédiaire (forme 4 et

5). La forme 7 est indépendante et sert de témoin et pour confirmation. Pour chaque forme, les fréquences de résonance du dipôle, du 1/2 anneau et de l'oméga constitué par ces deux objets ont été extraites.

Une remarque d'ensemble peut être tirée de la Figure 2-21. Pour chaque cas, la fréquence de résonance du motif oméga est décalée vers les basses fréquences par rapport à celles issues du dipôle et de l'anneau. Ceci s'explique par l'ajout d'un élément résonant qui augmente la taille du motif FSS résultant et déplace d'autant la fréquence de résonance vers les basses fréquences.

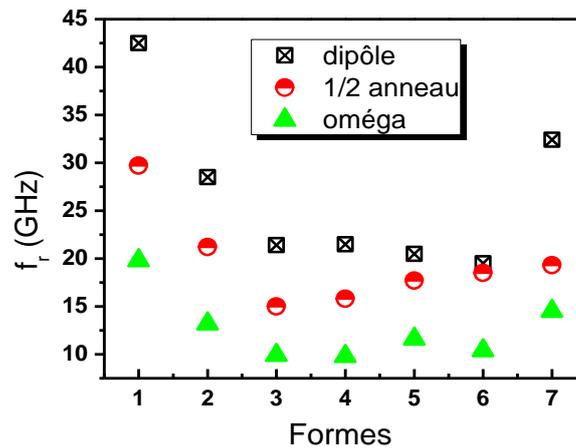


Figure 2-21. Etude des éléments individuels de l'oméga par rapport à l'oméga complet.

FORMES	1	2	3	4	5	6	7
Période FSS T	6mm	9mm	12mm				
Largeur motif w1=w2	0.2mm	0.3mm	0.4mm				
Taille d/2 DIPOLE	1.5mm	2.25mm	3mm	3.2mm	3.4mm	3.6mm	2.2mm
Rayon R _m 1/2 ANNEAU	1.5mm	2.25mm	3mm	2.8mm	2.6mm	2.4mm	2mm
f _r (dipôle) en GHz	42.5	28.5	21.4	21.5	20.5	19.5	32.4
f _r (anneau) en GHz	29.7	21.2	15	15.8	17.7	18.5	19.3
f _r (oméga) en GHz	19.8	13.2	9.9	9.8	11.6	10.4	14.5
Décalage f _r dipole-oméga	53%	54%	54%	54%	44%	44%	55%
Décalage f _r 1/2 anneau-oméga	33%	37%	34%	38%	34%	45%	24%
$K = \frac{F_r(\text{dipole}) + F_r(\text{anneau})}{F_r(\text{omega})}$	3.65	3.76	3.68	3.81	3.29	3.65	3.57

Tableau 2-1. Récapitulatif des résultats des simulations.

Le Tableau 2-1 fournit les données chiffrées des résultats des simulations. La première analyse est effectuée en comparant les formes « proportionnelles » 1, 2 et 3. Nous constatons alors

des décalages entre les fréquences de résonance « dipôle et oméga » et entre les fréquences de résonance « anneau et oméga » de même grandeur. Pour de tels motifs proportionnels les uns des autres, la construction de l'oméga est réalisée de la même manière, quelque soit la période de la FSS. Nous soupçonnons alors la possibilité d'existence d'une constante reliant entre elles les positions des différentes fréquences de résonance. L'analyse des résultats des formes suivantes, où la taille de l'anneau et du dipôle sont modifiées de manière indépendantes conduit également à l'identification de cette constante, notée K.

La constante K a donc été extraite de ces résultats en divisant la somme des fréquences de résonance des éléments constituant le motif oméga pris individuellement par la fréquence de résonance de l'oméga complet. La moyenne des K ainsi obtenus donne 3.63 avec un écart type sur ces 7 études de 0.14 et un pourcentage d'erreur maximale de 9.3% (forme 5). A partir des études précédentes sur les motifs inductifs dipôles et boucles circulaires, les équations <2.18> et <2.20> ont été validées pour des FSS sans substrat ($\epsilon'=1$), i.e. en espace libre dans l'air. Par ailleurs les fréquences de résonance de l'oméga sont reliées aux fréquences de résonance du dipôle et de l'anneau par la constante K tel que :

$$f_r(\text{oméga}) = K.(f_r(\text{dipole}) + f_r(\text{anneau})) \quad \langle 2.21 \rangle$$

A partir de <2.18> et <2.20>, on a :

$$f_r(\text{oméga}) = K.\left(\frac{c}{2.d} + \frac{c}{2\pi R_m}\right)$$

$$\text{Avec K donnée par simulations : } K = \frac{1}{k} \approx \frac{1}{3.63} \approx 0.275 \quad \langle 2.22 \rangle$$

Ainsi, la fréquence de résonance du motif oméga inductif peut être prédite par l'équation approximative à 10% près:

$$\boxed{f_r(\text{oméga}) \approx 0.137c\left(\frac{1}{d} + \frac{1}{\pi R_m}\right)} \quad \langle 2.23 \rangle$$

Avec d longueur du ½ dipôle et R_m rayon moyen du ½ anneau.

III.4. Le choix de l'élément inductif résonant

Parmi les motifs FSS présentés ci-dessus, nous en avons sélectionné un pour faire une étude avec un matériau accordable intégré. Les critères qui nous ont permis de choisir l'élément FSS sont :

- les critères d'un bon filtre : une bonne amplitude de transmission pour les fréquences transmises et une forte réflectivité pour les autres.

- la sélectivité de la bande passante : la transmission sur un faible domaine de fréquences est préférable. En effet, en se projetant vers le but des travaux de thèse, à savoir le pilotage de la transmission de la structure, une bande passante à -3dB étroite permet de discrétiser plus facilement

les différents pas de l'accordabilité du dispositif. En d'autres termes, cela permet de ne pas faire chevaucher les bandes passantes selon la puissance du champ électrique extérieur appliqué.

La comparaison des résultats des simulations pour les différents motifs FSS est présentée dans le Tableau 2-2. Les conditions de simulations étaient les mêmes (2FSS de chaque côté d'un diélectrique de permittivité arbitraire égale à 4) et chaque motif inductif offrait une largeur d'ouverture de 100 μ m pour une longueur totale de 2mm. Comme indiqué au début du paragraphe, la période de la FSS est de 3mm et ainsi la fréquence de résonance est comprise entre 40 et 85 GHz selon l'élément FSS. Cette différence peut être expliquée par le modèle électrique équivalent où les éléments ont différentes valeurs capacitives et inductives. Les motifs inductifs sont les suivants : le dipôle anisotrope, deux motifs en croix, deux motifs boucle et le motif oméga.

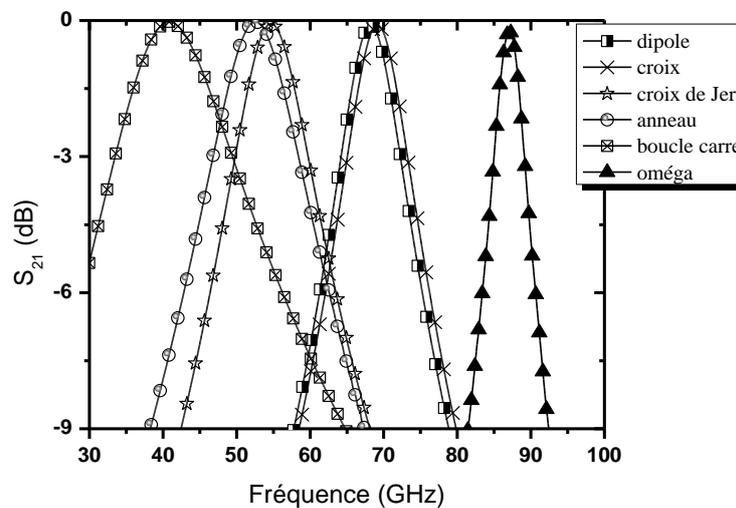


Figure 2-22. Résultats des transmissions pour différents motifs FSS inductifs.

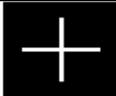
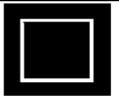
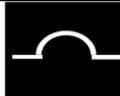
MOTIFS						
Fréquence de résonance	68 GHz	69 GHz	55 GHz	53 GHz	40 GHz	85 GHz
Amplitude (dB)	-0.1	-0.1	-0.07	-0.03	-0.04	-0.2
Bande passante a -3dB	8 GHz	8.4 GHz	9.8 GHz	11.6 GHz	15.7GHz	4 GHz

Tableau 2-2. Caractéristiques EM des réponses en transmission des différents motifs étudiés.

Nous constatons bien un comportement filtrant de type passe-bande pour chaque simulation avec une bonne transmission aux fréquences concernées (Figure 2-22). En effet les pertes diélectriques n'ont pas été modélisées, ce qui fait que les atténuations sont très faibles; de l'ordre de maximum 100m dB. Les valeurs fréquentielles de la bande passante à -3dB ont été relevées et la largeur de bande la plus étroite est obtenue par l'élément oméga (4 GHz), et la plus large est

obtenue pour les éléments boucles (12 et 15 GHz). Entre ces deux extrêmes, on peut classer les éléments de la FSS de la plus étroite à la plus large bande passante: oméga, dipôle, croix, croix de Jérusalem, anneau et carré. La sélectivité de la réponse fréquentielle suit ce classement, puisque l'on constate une chute très rapide de la transmission à -9dB pour les calculs avec le motif oméga alors que la pente des autres éléments inductifs est plus douce.

Notre objectif est de piloter le pic de transmission avec une tension de commande. La réponse fréquentielle de la résonance de la structure doit être la plus sélective possible pour éviter le chevauchement probable des bandes passantes pour de faibles champs électriques. La bande passante la plus faible et la sélectivité la meilleure est obtenue avec le motif oméga. Il induit également une bonne intensité de transmission. De plus, il s'avère que le motif « oméga » est assez étudié dans sa structure métallique mais peu en tant que motif creux. Ainsi, toutes ces raisons entraînent que l'élément inductif qui a été choisi dans un premier temps pour la réalisation d'un filtre agile est celui formé par la combinaison des boucles et des deux dipôles.

IV. ETUDE COMPLEMENTAIRE SUR LE MOTIF OMEGA

IV.1. Isotropie

Après étude de différents motifs FSS, notre choix s'est porté donc sur un agencement de $\frac{1}{2}$ dipôles et de $\frac{1}{2}$ boucles creux en forme d'omégas. Ce motif a l'avantage d'être très sélectif et peu étudié dans sa forme inductive. Cependant sa forme asymétrique, nous a poussé à développer un motif isotrope pour la polarisation de l'onde électromagnétique.

En effet, l'élément FSS oméga présente une forte anisotropie selon la polarisation du champ électrique. Le champ électrique de l'onde est décomposé sur une base y, z où y et z sont les axes respectivement perpendiculaire et parallèle aux dipôles (Figure 2-23). Les calculs confirment que nous obtenons des réponses différentes en fonction de la polarisation de l'onde plane (Figure 2.24). Ainsi, pour une onde plane en incidence normale dont le champ électrique est perpendiculaire aux $\frac{1}{2}$ dipôles de l'oméga (suivant y), la réponse fréquentielle de la structure donne une résonance à 20 GHz alors que dans le cas où la polarisation est dirigée parallèlement aux $\frac{1}{2}$ dipôles (suivant z), elle se situe à 40 GHz. La réponse fréquentielle de la structure est totalement dépendante de la polarisation de l'onde, ce qui est un problème pour une application radôme.

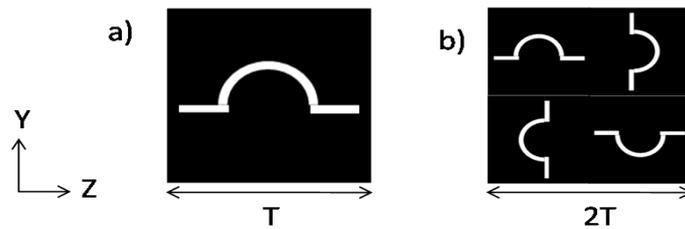


Figure 2-23. *A gauche* : motif oméga anisotrope. *A droite* : motif isotrope formé du motif anisotrope dupliqué quatre fois par rotation de 90° . Dans les deux cas : $T=6\text{mm}$.

En partant du principe que les deux composantes de la polarisation « verront » la même géométrie de la FSS dans le cas où la FSS est invariant à une rotation de 90° , une cellule élémentaire formée par un motif isotrope a été imaginée en dupliquant et en tournant de 90° le motif oméga original. Elle ne se compose alors plus d'un seul oméga, mais de quatre, tournés à 90° les uns des autres (Figure 2-23). Cette disposition a l'avantage de créer une symétrie dans la cellule élémentaire et de présenter une invariance de la réponse fréquentielle par rapport à la polarisation de l'onde plane comme le montre la Figure 2.24

Celle-ci expose les résultats des simulations des transmissions de la structure pour les deux composantes de la polarisation de l'onde (suivant y ou suivant z) et pour les deux éléments FSS : iso- ou anisotrope. Comme indiqué précédemment, les résultats dans le cas anisotrope fournissent des transmissions différentes avec une résonance à 20 GHz ou à 40 GHz selon la polarisation. Cependant, le nouveau motif affiche des transmissions totalement indépendantes de la polarisation. La réponse fréquentielle dans le cas isotrope suit la superposition des deux courbes obtenues avec l'oméga seul. La résonance à 20 GHz est bien retrouvée mais celle à 40 GHz est largement détruite. Ainsi, la fréquence de résonance d'un seul oméga (avec la polarisation de l'onde suivant y) se situe à la même fréquence que la résonance de 4 omégas de même dimension et tournés à 90° . Ceci implique que la formule <2.23>, valable pour un oméga, doit l'être pour le motif isotrope.

Les omégas de la cellule isotrope fonctionnent deux par deux : les verticaux d'un côté, les horizontaux de l'autre ; c'est-à-dire que la position du $\frac{1}{2}$ cercle (à gauche ou à droite des dipôles) n'influe pas sur le résultat. Une remarque peut être formulée concernant la bande passante à 20 GHz qui est plus étroite pour le motif isotrope. Cela provient du fait que comme les omégas fonctionnent deux par deux, l'onde « voit » deux fois moins d'ouverture. En effet, comme l'onde ne traverse la FSS que par deux omégas, au lieu de quatre, la surface de passage est divisée par deux par rapport à un unique oméga. Cela entraîne une plus grande sélectivité fréquentielle que l'on constate sur le graphe, comme dans les cas précédents où la largeur du dipôle était diminuée.

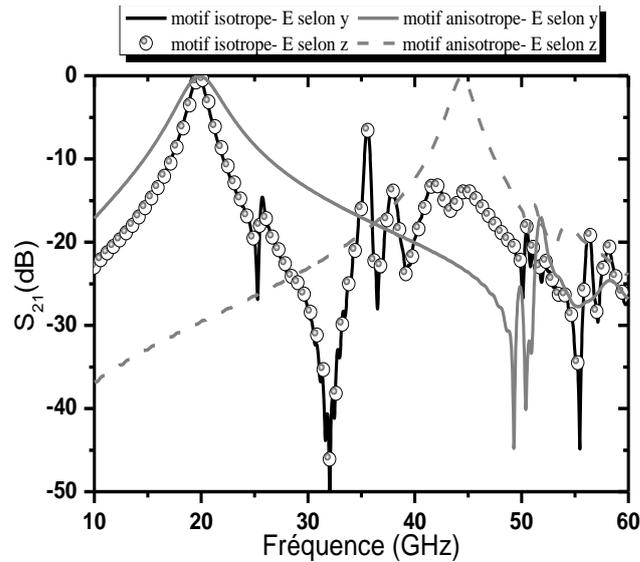


Figure 2-24. Etude de la réponse de la FSS avec le nouveau motif inductif oméga selon la polarisation de l'onde.

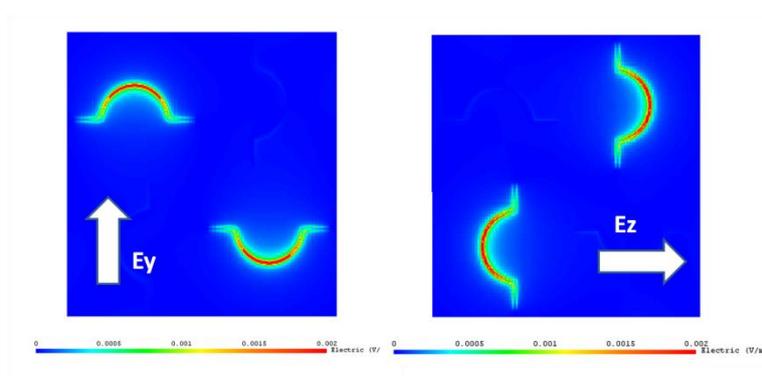


Figure 2-25. Cartographie du champ électrique pour le motif oméga isotrope à 20GHz selon la polarisation.

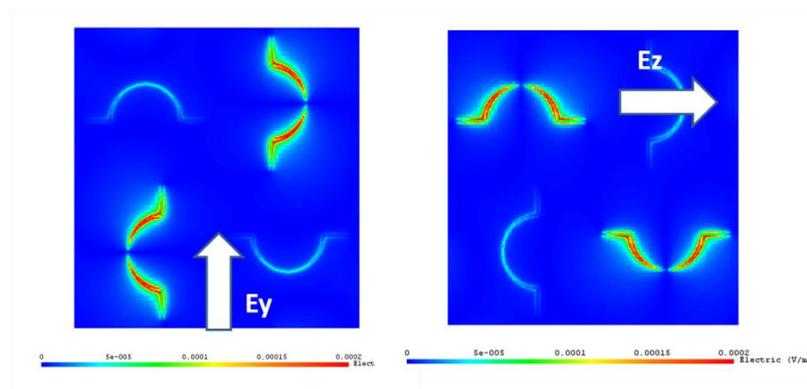


Figure 2-26. Cartographie du champ électrique pour le motif oméga isotrope à 40GHz selon la polarisation.

Pour mieux comprendre ce qui se passe, des cartographies du champ électrique de l'onde ont été relevées lors de la traversée de la FSS formée du motif isotrope à 20 GHz (Figure 2-25) et à 40 GHz (Figure 2-26). Nous voyons très nettement le fonctionnement par couple d'omégas. A 20 GHz, l'onde va préférentiellement traverser la structure par les omégas dont les $\frac{1}{2}$ dipôles sont

perpendiculaires à sa polarisation, alors qu'à 40 GHz, c'est le contraire. Par ailleurs, les valeurs des amplitudes du champ nous confirment qu'une faible énergie électromagnétique est transmise à 40 GHz (facteur 10 par rapport à 20 GHz). Donc, l'énergie électromagnétique préfère traverser la structure avec un champ électrique oscillant dans une direction perpendiculaire aux tiges. Ceci va dans le sens des simulations précédentes où pour le motif dipôle, l'unique possibilité de transmission était pour une polarisation de l'onde perpendiculaire au dipôle. L'intérêt de la nouvelle cellule est que, selon la polarisation de l'onde qui arrive sur la FSS, celle-ci trouve toujours le cas où son champ est perpendiculaire aux dipôles. La réponse fréquentielle est alors invariante à la polarisation de l'onde incidente.

IV.2. Etude Paramétrique de la FSS de Cellule Isotrope

IV.2.1. La taille des motifs & Comparaison des méthodes de simulation

Lors des précédentes études, les conditions de simulation ont été fixées telles que la cellule élémentaire se répète à l'infini. Ceci est acceptable à condition que la tâche focale de l'onde incidente soit d'une étendue largement inférieure à l'étendue spatiale de la FSS. L'onde « verra » alors une structure infinie. Cependant, il peut être intéressant d'anticiper la fabrication de structures finies et d'analyser les différences dans la réponse fréquentielle pour une structure possédant des effets de bord.

C'est pourquoi, nous avons comparé une structure finie de 36 cellules avec une structure infinie, et cela avec les deux méthodes de calcul, relatives aux deux logiciels de simulation. La structure étant doublement symétrique (suivant y et z), des conditions de symétries propres aux logiciels ont été utilisées pour limiter le temps de calcul et la ressource demandée. La Figure 2-27 présente la modélisation de la structure finie avec le logiciel électromagnétique Microstripes où les conditions de mur électrique et magnétique permettent de ne simuler qu'un quart de la cellule. Les mêmes outils se retrouvent dans le logiciel HFSS. Les wave ports modélisent la propagation d'une onde plane en incidence normale selon x.

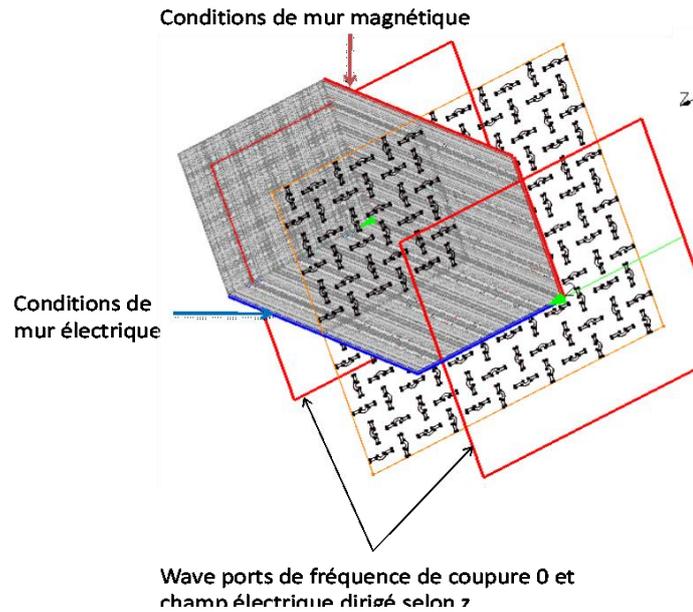


Figure 2-27. Simulation de la structure finie 36 cellules unitaires par méthode TLM

Les réponses fréquentielles dans les conditions finies ont été comparées avec les résultats obtenus dans le cas d'une seule cellule dessinée et copiée à l'infini selon y et z . Cette forme de modélisation correspond aux conditions périodiques infinies wrap around dans le logiciel Microstripes, (Figure 2-28). Dans le logiciel HFSS, il existe deux possibilités, aboutissant aux mêmes résultats : les conditions master-slave et l'utilisation de surface « perfect E » et « perfect H ». Notons que sous HFSS, les conditions aux bords master-slave sont utilisées en excitant la structure avec une onde plane et que les conditions « perfect E » et « perfect H » peuvent être utilisées avec des wave ports [5].

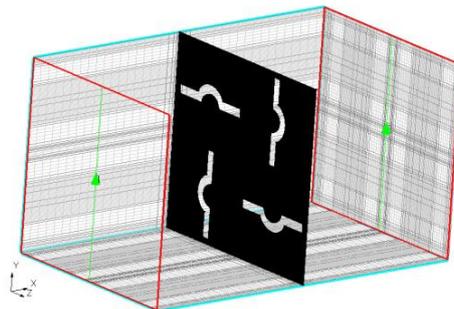


Figure 2-28. Simulation CST d'une seule cellule répétée périodiquement à l'infinie selon y et z .

Les résultats ont été extraits en comparant d'un côté les données issues de HFSS, et de l'autre les données venant de Microstripes, (Figure 2-29). La cellule élémentaire est un carré de 12mm de côté où la forme oméga est percée sur une épaisseur de $600\mu\text{m}$; les deux dipôles présentent une longueur de 2mm et le rayon moyen est de 1mm.

Dans les deux cas, la structure entièrement modélisée présente une importante atténuation en amplitude, de l'ordre de 3 à 4 dB. Il y a deux explications possibles. La structure est modélisée avec

36 cellules, ce qui n'est peut être pas suffisant pour que la FSS présente un comportement parfaitement sélectif. Cependant, la mémoire de l'ordinateur disponible ne supporte pas une structure dont la taille nécessite un plus grand nombre de cellules. La deuxième explication vient de l'aspect fini de la structure : des effets de bords entraînent peut être des pertes de transmission du signal. L'effet de bord est une accumulation de charges électriques aux bords de surfaces métalliques entraînant un champ électrique non uniforme. Il peut y avoir une incidence sur la transmission du signal lorsque la structure n'est pas très grande par rapport à l'excitation. Cependant, c'est typiquement un effet qui se produit lors de mesures et qui ne doit pas poser de problème lors de simulations. Ainsi, l'explication la plus probable aux constats de pertes d'amplitude doit être cherchée dans la quantité de cellules unitaires. Plus le nombre de cellules sera important, plus la qualité du filtre sera accentuée.

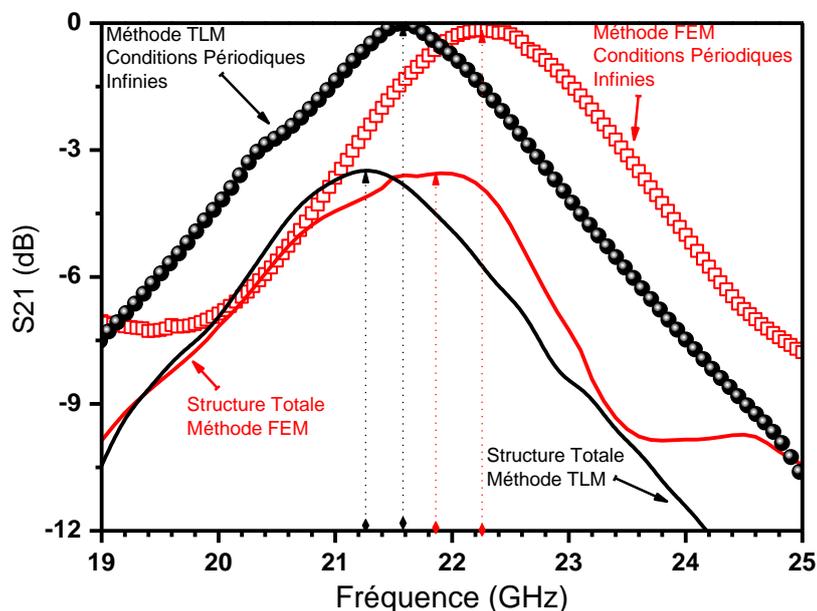


Figure 2-29. Comparaisons des structures finies et infinies pour des résultats de simulation ANSOFT (HFSS, méthode FEM) et CST (Microstrips, méthode TLM)

En ce qui concerne la fréquence de résonance, le logiciel Microstrips fournit 21.3 GHz et 21.6 GHz respectivement pour les structures finies et infinies. Pour les mêmes paramètres structurels, le logiciel HFSS donne 21.9 GHz et 22.3 GHz respectivement pour les structures finies et infinies. Les valeurs relevées sont très proches les unes des autres et HFSS donne régulièrement des résultats décalés de quelques centaines de MHz.

En effet, une étude comparative des logiciels en faisant varier la taille de la cellule unitaire de la structure radôme « oméga » a été réalisée. Elle permet à la fois d'évaluer l'influence de la taille de la cellule unitaire et de comparer les résultats des deux logiciels. Les paramètres géométriques (R_m , d , w , T) ont été choisis de telle manière qu'ils restent proportionnels entre eux. Ainsi, la surface

percée est toujours la même en proportion de la surface totale. Le paramètre qui change est uniquement la périodicité du motif, notée T , directement relié à sa taille.

Les fréquences de résonance sont relevées dans chaque cas (Figure 2-30). Les écarts entre les valeurs des fréquences de résonance obtenus par les deux méthodes sont compris entre 0.5 et 3%, ce qui est tout à fait acceptable (Tableau 2-3). Cela montre surtout que les deux méthodes de calcul se confortent et qu'elles fournissent des résultats sensiblement identiques. C'est pourquoi, les résultats de simulations ne seront plus présentés qu'à partir des résultats d'un seul logiciel, celui de CST, qui permettait d'avoir un gain de temps certain, surtout pour les structures modélisées avec des conditions aux limites infinies.

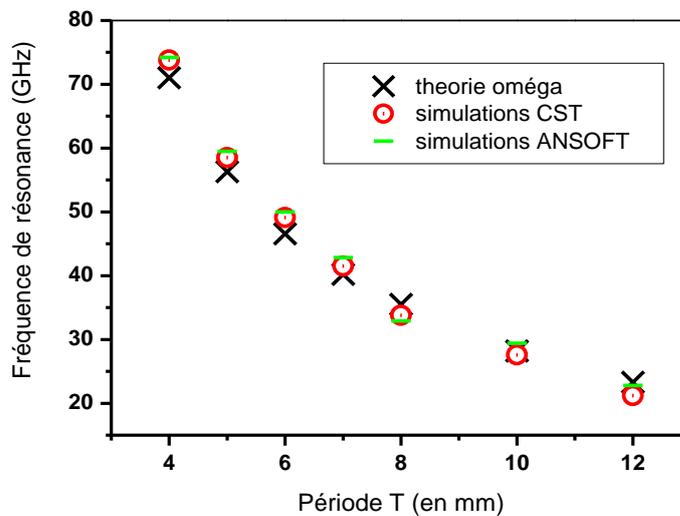


Figure 2-30. Comparaisons des fréquences de résonance modifiées par la période de la FSS avec la formule théorique

T(mm)	12	10	8	7	6	5	4	3
$R_m-d/2-w$	1-2-	0.83-	0.7-	0.6-1.2-	0.5-1-0.3	0.4-0.8-	0.35-	0.25-0.5-
(en mm)	0.6	1.7-0.5	1.3-0.4	0.35		0.29	0.7-0.2	0.15
f_r (CST)	21.6	27.6	33.8	41.5	49.1	61	73.8	73.8
f_r (HFSS)	22.3	29.4	32.9	42.85	50	59.5	74.2	74.2
ECART	2.3%	6%	2.6%	3.15%	1.8%	2.4%	0.5%	2.5%

Tableau 2-3. Comparaisons des fréquences de résonance entre les deux logiciels commerciaux.

D'après la relation <2.23> précédemment extraite pour une FSS en espace libre dans l'air, nous pouvons obtenir la fréquence de résonance en fonction du rayon moyen du $\frac{1}{2}$ anneau et de la longueur du dipôle. Cette formule a été appliquée dans les précédentes modélisations. La Figure 2-30 nous indique que les résultats de simulations correspondent avec la formule théorique de l'oméga. Ainsi, la formule, développée pour un unique oméga anisotrope, est bien valable pour la cellule d'omégas isotrope, ce qui était attendu puisque la valeur de la fréquence de résonance n'a pas changé entre l'oméga anisotrope et isotrope.

La formule prédit la position de la fréquence de résonance dans la bande spectrale et nous indique que plus la périodicité du motif diminue (et donc la taille du motif), plus la fréquence de résonance du circuit se déplace vers les hautes fréquences. Cela est confirmé dans ces calculs. Ainsi, pour T allant de 12 mm à 4mm, les fréquences couvertes vont de 20 GHz à 80 GHz, i.e. de la bande Q à la bande U des micro-ondes. Il est donc possible d'ajuster la fréquence de résonance de la structure dans le domaine des micro-ondes en dimensionnant correctement les périodicités et les dimensions géométriques des motifs omégas percés. Il est à noter également que plus l'épaisseur du motif diminue, plus la bande passante à -3dB se rétrécit et améliore la sélectivité du filtre. Cependant, il y a, bien entendu, une valeur limite au-delà de laquelle il n'y a plus de transmission. Un compromis est donc nécessaire entre un filtre de qualité et une bonne amplitude.

IV.2.2. La forme des motifs omégas

La question relative à la forme optimale de l'oméga a été soulevée. Deux analyses ont été réalisées. Une, où les centres des $\frac{1}{2}$ cercles ont été différenciés. A la manière de l'angle θ (cf III.3), son ajustement nous donne des formes de « oméga » allant de circulaire à elliptique (Figure 2-31). Deux tendances se dégagent: r négatif et r positif, correspondant à un élargissement suivant z et y. Les résultats des simulations nous donnent des grandeurs physiques, largeur de bande et pics de transmission véritablement très peut différentes les unes des autres. Ainsi, pour des soucis de simplicité, nous revenons à la forme la plus immédiate : celle où les centres sont confondus.



Figure 2-31. Etude de la forme d'oméga: omégas elliptiques ou rond.

La deuxième étude a été réalisée plutôt sur les tiges. Il s'agit en fait de progressivement déplacer les $\frac{1}{2}$ dipôles vers le côté intérieur du $\frac{1}{2}$ anneau et d'augmenter la contribution du $\frac{1}{2}$ anneau. Les formes développées passent alors de l'oméga avec le $\frac{1}{2}$ anneau jusqu'à l'oméga avec anneau presque total (Figure 2-32). Les résultats nous permettent de constater une faible atténuation lorsque le cercle augmente, accompagné d'un léger décalage vers les basses fréquences. Le décalage vers les basses fréquences peut s'expliquer par l'augmentation progressive de la taille du motif puisque l'anneau est progressivement reformé. Le résultat intéressant ici est l'atténuation d'à peu près 1dB entre les deux formes extrêmes. Ainsi, un motif oméga avec une plus grosse part d'anneau est défavorable à la transmission du signal. Aussi, nous préférons le motif oméga avec réellement un $\frac{1}{2}$ anneau. Notons par ailleurs, que les cercles orientés vers l'intérieur ou vers l'extérieur de la cellule donnent les mêmes résultats numériques.

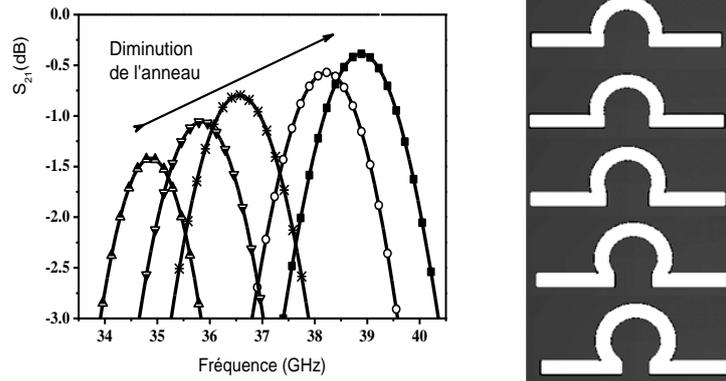


Figure 2-32. Etude de la forme de l'oméga: augmentation de la contribution de l'anneau.

IV.2.3. La position des motifs

Nous recherchons ici la position optimale des motifs les uns par rapport aux autres dans la cellule unitaire. La variation de la distance entre les omégas est donnée pour 3 configurations différentes : $d < \lambda/4$, $d = \lambda/4$ et $d > \lambda/4$ (Figure 2-33). Le paramètre d est défini de telle manière que les omégas se déplacent en deux dimensions, suivant y et z . Ainsi, soit les omégas se trouvent, un peu en tas, au milieu de la cellule et ils seront plus éloignés de ceux de leurs cellules voisines. Soit au contraire, ils se situent plutôt aux extrémités et proches de leurs voisins. Enfin, la distance proche de $\lambda/4$ conduit à la configuration où les centres des omégas se situent à exacte distance les uns des autres, et cela sur toutes la FSS.

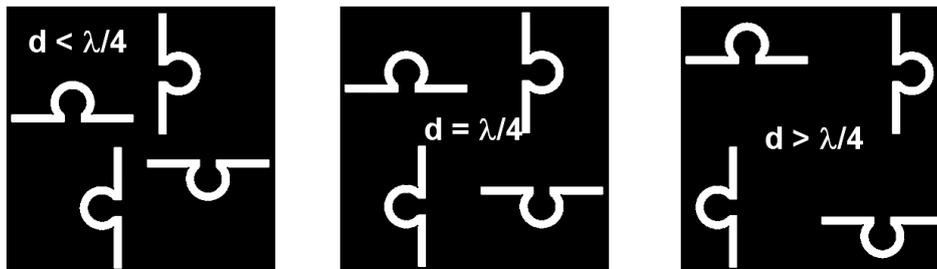


Figure 2-33. Trois configurations de la cellule élémentaire.

Les simulations montrent des changements peu importants: un léger décalage de la fréquence de résonance et une atténuation de l'amplitude du signal, la meilleure configuration étant pour une distance inter-motifs de $\lambda/4$. Nous en déduisons que la configuration optimale est réalisée pour les centres des motifs situés aux milieux des quarts de cellules, c'est à dire à égales distance les uns des autres d'une cellule à l'autre (Figure 2-34).

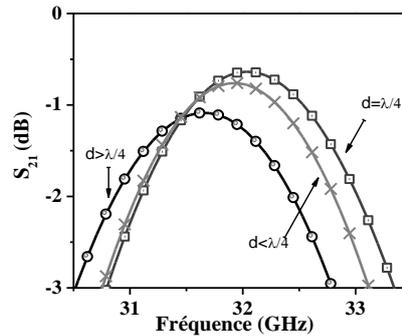


Figure 2-34. Modification de la position des omégas à l'intérieur de la cellule élémentaire.

Par ailleurs, une petite parenthèse est nécessaire à ce niveau pour expliciter le cheminement des travaux de thèse. En effet, au delà du résultat présenté ci-dessus, cette étude sur la position des omégas a une saveur particulière puisqu'elle a conduit à l'élaboration de la deuxième structure radôme, qui sera présentée au chapitre suivant. Le déplacement des omégas dans la cellule FSS a également été exécuté en une dimension, avec des décalages plus importants selon y ou selon z . Une configuration particulière est la connexion des omégas entre eux. La nouvelle forme aboutit alors à un carré, chargé à chaque côté de $\frac{1}{2}$ anneau. Le resserrement d'un côté du carré, l'ouverture et la connexion de ce même côté avec le motif voisin et la suppression des courbes mène au motif de la FSS, chargés de lignes coplanaires, de la nouvelle structure radôme étudiée au chapitre 3.

IV.3. Analyse par Circuit Electronique Equivalent

Pour terminer ce chapitre, la FSS oméga isotrope va être modélisée comme un circuit électronique de type filtre passe-bande. Le logiciel permettant de calculer les inductances et capacitance du circuit à partir de la fréquence de résonance et de la largeur de la bande passante à -3dB est ANSOFT Designer. La fréquence de résonance et la largeur de la bande passante est relevée à partir de simulation, et intégrée dans ANSOFT Designer permet de modéliser la FSS par un circuit R-L-C. La courbes fréquentielle issue du calcul d'ANSOFT Designer est ajustée en changeant les paramètres fréquence de résonance et la largeur de la bande passante pour qu'elles correspondent à la courbe issue de la simulation. L'hypothèse est faite d'identifier la FSS comme un filtre d'ordre 1.

La comparaison des deux courbes aboutit clairement à la validation de cette hypothèse. En effet, elles correspondent tout à fait comme le montre la Figure 2-35 où les courbes issues de la simulation sont présentées avec les courbes issues du calcul à l'ordre 1. La fréquence de résonance et la largeur de la bande passante ont été fixés identiques et les courbes de transmission ont la même allure : à 3GHz, les deux courbes de transmission fournissent -30dB et à 30 GHz, elles sont autour de -20dB. Les courbes de réflexion correspondent aussi très bien et descendent toutes à -45dB. Ainsi, les courbes présentent les mêmes tendances et pratiquement les mêmes valeurs. Les ordres supérieurs amélioreraient la sélectivité du filtre mais cela n'est pas nécessaire ici pour coller avec les

simulations. Les valeurs des capacités et des inductances sont donc extraites à partir d'un filtre d'ordre 1.

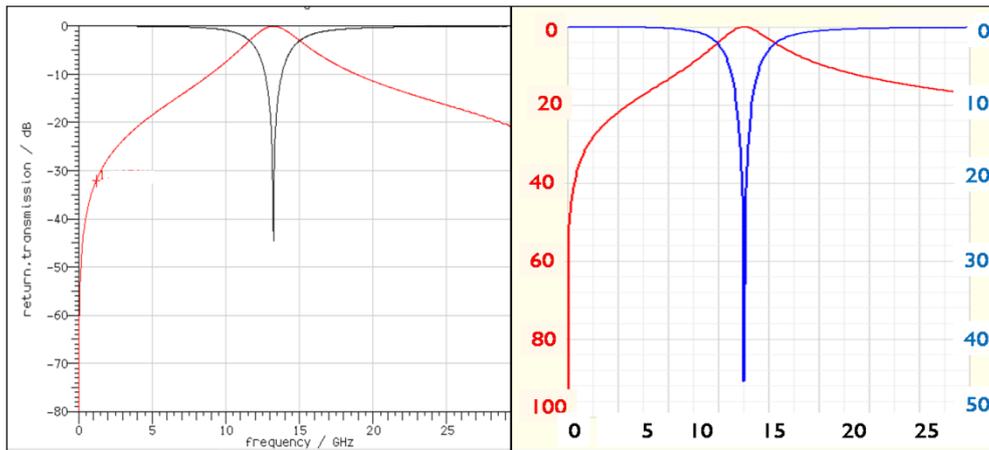


Figure 2-35. Courbes issues de la simulation (à gauche) et ajustée pour un circuit équivalent d'ordre 1 (à droite).

Le circuit équivalent est alors une inductance couplée à une capacité en série, puisque c'est un filtre passe-bande (un filtre coupe-bande au 1er ordre sera modélisé de la même manière par une capacité et une inductance en parallèle). Dans le cas évoqué ci-dessus $C=2.78e-15F$ et $L= 23.53e-3H$. C (Figure 2-36). Comme les pertes métalliques n'ont pas été modélisées, ce ne sera seulement qu'un circuit L-C.



Figure 2-36. Circuit équivalent d'une FSS en espace libre dans l'air.

D	Rm	W	Fr	C	L
3	1.5	0.2	21	2.8e-15F	23.53e-9H
4.5	2.25	0.3	13	4.12e-15F	35.29e-9H
6	3	0.4	10	5.7e-15F	46.15e-9H

Tableau 2-4. Données des recherches des circuits équivalents.

Des FSS de motifs de différentes tailles ont été modélisées de cette manière, pour connaître l'incidence des paramètres géométriques sur les valeurs des paramètres électroniques. Ainsi, le Tableau 2-4 présente l'étude pour trois tailles d'omégas. Un facteur 3/2 et 2 est appliqué entre les dimensions de chaque élément constitutif de l'oméga. Ceci se traduit en terme de circuit équivalent par une augmentation de la capacité ET de l'inductance d'un facteur 3/2 et 2. Ainsi, les paramètres électroniques sont directement reliés aux paramètres géométriques de la FSS. Pour trouver les équations reliant L et C aux paramètres d, Rm et w de ce motif oméga isotrope, il est nécessaire de

réaliser plusieurs simulations en faisant varier indépendamment chaque élément constitutif du motif. L'analyse et le recouplement des données pourrait permettre de tirer des équations prédisant la position de la fréquence de résonance directement à partir des paramètres géométriques de la FSS.

Conclusion

Les FSS sont des surfaces périodiques pouvant s'analyser de deux manières. La première consiste à écrire un circuit électronique équivalent dont la capacité, l'inductance et éventuellement la résistance sont reliés aux paramètres géométriques. La deuxième est d'étudier ses paramètres physiques géométriques et d'en relever l'incidence sur les propriétés de filtrage fréquentiel.

Ce chapitre a exposé plusieurs études de FSS agissant comme des filtres passe-bande et modélisées par un circuit électronique d'ordre 1. Les motifs principaux ont été énumérés et des simulations en espace libre sans diélectrique ont permis d'évaluer ces comportements filtrants. Des relations simples donnant la position de la fréquence de résonance en fonction de la taille du motif ont alors été extraites pour les motifs dipôles et anneau. Elles ont été employées pour l'écriture d'une équation prédisant de manière approchée la fréquence de résonance pour un motif plus complexe associant ces deux éléments simples : le motif oméga.

Ce motif initialement anisotrope a été étendu à un motif isotrope, indépendant de la polarisation de l'onde électromagnétique incidente. Des études paramétriques pour une FSS seule ont permis d'optimiser sa réponse fréquentielle. Ces analyses sont maintenant utilisées dans le chapitre suivant où la FSS de oméga isotrope est associée à des matériaux permettant la création d'un filtre actif.

Chapitre 3.

La Structure Active

I. LA STRUCTURE A 2 FSS	98
I.1. Présentation de la structure « sandwich »	98
I.2. Etude du substrat diélectrique	99
I.2.1. Influence de la permittivité du substrat	99
I.2.2. Influence de l'épaisseur du substrat	100
I.2.3. Agilité fréquentielle par modification de la permittivité du substrat	102
I.3. Amplitude du Signal Transmis	103
I.3.1. Étude de la largeur des motifs omégas.	103
I.3.2. Etude angulaire de l'incidence du rayonnement	103
II. AGILITE DE LA STRUCTURE A 2 FSS	105
II.1. Principe d'accordabilité de la structure « sandwich »	105
II.2. Le ferroélectrique $B_{60}S_{40}T$	106
II.2.1. Présentation du matériau	106
II.2.2. Accordabilité du matériau	107
II.2.3. Accordabilité de la structure	108
II.3. Le terpolymère ferroélectrique P(VDF-TrFE-CFE)	109
II.3.1. Présentation du matériau	109
II.3.2. Accordabilité du matériau	110
II.3.3. Accordabilité de la structure	111
II.4. Avantages et Limites	113
III. LA STRUCTURE A 1 FSS	114
III.1. Présentation de la FSS « Coplanaire »	114
III.2. Paramètres géométriques	117
III.2.1. Influence de la taille du motif	117
III.2.2. Largeur des trous	120
III.3. Paramètres électromagnétiques	121
III.3.1. Polarisation de l'onde électromagnétique	121
III.3.2. Intégration d'un substrat diélectrique	122
IV. AGILITE DE LA STRUCTURE A 1 FSS	122

Introduction

Le chapitre 2 a permis de se familiariser avec les FSS, constituants de base de la structure envisagée, et de choisir un motif inductif original et sélectif. A partir de modélisations, la structure active est maintenant exposée suivant un plan progressif. L'association d'un matériau diélectrique avec une ou plusieurs FSS, suivant les cas, est d'abord étudiée pour comprendre l'influence des principaux paramètres du substrat diélectrique et comment optimiser la réponse fréquentielle. La deuxième étape est alors dédiée à l'intégration d'un matériau accordable avec ou sans substrat diélectrique et des simulations calculent le potentiel d'agilité de la structure.

Ce plan est utilisé de la même manière pour deux structures complémentaires qui forment les deux grandes parties de ce chapitre. Le premier dispositif emploie les motifs omégas sélectionnés précédemment sur deux FSS de part et d'autre du matériau accordable. Le champ électrique est alors appliqué entre les deux FSS, perpendiculairement à un matériau ferroélectrique BST en couches minces sur substrat diélectrique. Le même dispositif est envisagé sans substrat avec un terpolymère ferroélectrique de plus faible permittivité.

La deuxième structure permet d'appliquer le champ parallèlement aux matériaux accordables. La forme particulière du motif FSS permet, en effet, de situer les deux électrodes sur la même surface et de s'affranchir du substrat. Les avantages, les limites et les agilités théoriques des deux structures sont expliquées et comparées au cours de ce chapitre.

I. LA STRUCTURE A 2 FSS

I.1. Présentation de la structure « sandwich »

La structure retenue se base donc sur l'utilisation de FSS dont le rôle a été explicité au chapitre précédent et dont une cellule élémentaire particulière a été développée. Il s'agit de quatre motifs en forme d'omégas tournés à 90° les uns des autres pour rendre la surface isotrope. La structure est maintenant envisagée en multicouche avec deux FSS inductives de part et d'autre du matériau accordable (Figure 3-1)

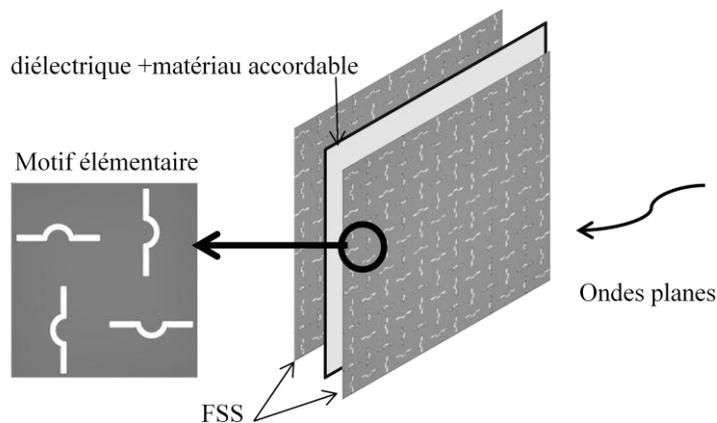


Figure 3-1. La structure radôme multicouche.

L'objectif d'agilité de cette structure est réalisé par un matériau accordable de type ferroélectrique ou polymère ferroélectrique dont des explications seront fournies en fin de chapitre. L'agilité du dispositif se fait par la modification de la permittivité du matériau, obtenue en lui appliquant un champ électrique extérieur. Le matériau peut être déposé soit en couches minces sur un substrat de diélectrique, soit en couches épaisses sous forme de céramique. Le choix d'utiliser deux FSS a été motivé par le fait que chaque FSS peut être assimilé à une électrode. En effet, comme les FSS sont de type inductif, c'est-à-dire que ce sont des grilles métalliques, donc conductrices, elles peuvent servir d'électrodes pour appliquer le champ électrique externe de commande. A l'instar du fonctionnement d'une capacité classique, le champ électrique externe sera perpendiculaire aux plaques métalliques FSS et polarisera la totalité du matériau accordable situé entre les FSS.

Rappelons ici, que, au-delà de l'application du champ électrique de commande, la surface périodique va permettre de sélectionner les fréquences du signal électromagnétique. Les FSS de différents motifs ont été individuellement étudiées dans le chapitre précédent, aboutissant au choix d'un motif isotrope formé par quatre éléments omégas percés. Par ailleurs, il a été montré que la superposition de FSS augmente la sélectivité du filtre, ce qui est attendu ici, avec l'utilisation de deux surfaces FSS. Nous allons maintenant focaliser l'étude sur l'influence de la couche de

diélectrique et, bien évidemment, sur celle du matériau accordable sous une forme couche épaisse et sous une forme couches minces.

I.2. Etude du substrat diélectrique

La structure est étudiée dans un premier temps dans une configuration FSS-diélectrique-FSS en analysant l'influence des deux principaux paramètres du matériau: la permittivité et l'épaisseur.

I.2.1. Influence de la permittivité du substrat

C'est par changement de la permittivité du matériau accordable, que va s'effectuer l'agilité de la structure. L'objectif de cette partie est alors de mettre en évidence et d'évaluer le déplacement en fréquences de la bande passante de la structure radôme, lorsque la permittivité du substrat diélectrique est modifiée. Une étude paramétrique sur la permittivité du substrat a été réalisée. Les paramètres géométriques du motif sont $R_m=0.6\text{mm}$ et $d=0.8 \times 2=1.6\text{mm}$ pour un substrat d'épaisseur $500\mu\text{m}$. Les matériaux diélectriques sont modélisés sans pertes avec des permittivités allant de 1 à 12 par pas de 1.

Dans le chapitre 2, une formule prédisant, de manière approchée, la fréquence de résonance pour une FSS de motif oméga dans l'air a été extraite en fonction de la longueur d du dipôle et du rayon R_m de l'anneau:

$$f_r(\varepsilon = 1) \approx 0.137c \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{\pi R_m} \right) \quad <3.1>$$

Pour prendre en compte l'influence de la permittivité du substrat, l'hypothèse suivante a été faite:

$$f_r(\varepsilon) = \frac{f_r(\varepsilon = 1)}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad \text{avec} \quad \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad <3.2>$$

C'est une formule qui donne approximativement la permittivité effective d'un substrat diélectrique se trouvant entre deux surfaces métalliques [93]. Ainsi le rapport $(f_r(\varepsilon=1)/f_r(\varepsilon))^2$ obtenu par simulations a été comparé avec la valeur moyenne entre la permittivité du diélectrique et celle de l'air (Tableau 3-1). Les résultats de cette comparaison confirment l'hypothèse énoncée, puisque des écarts inférieurs à 6% ont été relevés. La formule <3.1> peut alors être étendue en tenant compte de la permittivité du substrat diélectrique entre les 2FSS en validant l'hypothèse de départ:

$$f_r(\varepsilon) \approx \frac{0.137c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{\pi R_m} \right) \quad \text{avec} \quad \varepsilon_{eff} \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad <3.3>$$

ϵ	$f_{r,sim}$ (GHz)	$(f_r(\epsilon=1)/f_r(\epsilon))^2$	$\epsilon_{eff}=(\epsilon+1)/2$	$f_{r,form.}$ (GHz)	Erreur (%)
1	48.1	1	1	48	0.17
2	38.9	1.5	1.5	39.2	0.78
3	33.5	2.1	2	33.9	1.35
4	29.8	2.6	2.5	30.4	1.9
5	27.2	3.1	3	27.7	1.9
6	25.1	3.7	3.5	25.7	2.25
7	23.5	4.2	4	24	2.2
8	22.1	4.7	4.5	22.6	2.4
9	21	5.2	5	21.5	2.5
10	20	5.7	5.5	20.5	2.3
11	19.1	6.3	6	19.6	2.6
12	18.3	6.9	6.5	18.8	2.8

Tableau 3-1. Données de l'étude sur la permittivité.

La Figure 3-2 met en confrontation les fréquences de résonance obtenues par simulation et celles obtenues avec la permittivité effective donnée par <3.3>. Elles correspondent tout à fait et les erreurs ne dépassent pas 3%. Il est à noter que plus la permittivité augmente, plus l'erreur est conséquente, ce qui est également le cas dans les théories de ligne de transmission. Il est à noter que B.A. Munk a relaté dans son livre les mêmes constats pour des FSS capacitifs où, pour des épaisseurs comprises entre 50 μm et 1.5mm, la permittivité effective était proche de $(\epsilon_r+1)/2$ pour un diélectrique d'un côté de la FSS et proche de ϵ_r pour des diélectriques de chaque côté de la FSS [94]. Comme nous allons le voir, pour de faibles épaisseurs du substrat, la relation ne marche plus aussi bien.

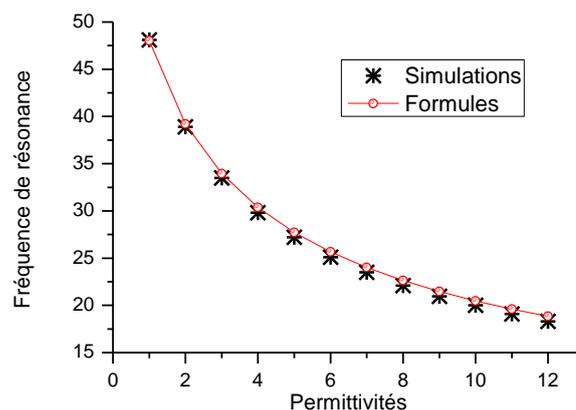


Figure 3-2. Influence de la permittivité du substrat dans la valeur de la fréquence de résonance.

1.2.2. Influence de l'épaisseur du substrat

La formule <3.3> ne tient pas compte de l'épaisseur du substrat diélectrique. Dans les études planaires en lignes de transmission, l'influence de l'épaisseur sur la position de la fréquence de résonance est très faible et elle est prise en compte par une petite correction grâce au facteur q

proche de 0.5 pour une ligne coplanaire <3.4> ou grâce à un facteur dépendant du rapport de l'épaisseur h sur la largeur de la ligne w pour une ligne micro-ruban <3.5>.

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) \quad <3.4>$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad <3.5>$$

En espace libre, les simulations, précédemment réalisées pour une épaisseur de substrat de $500\mu\text{m}$, ont été faites pour des épaisseurs de substrat, de permittivité 6, variant de $100\mu\text{m}$ à 1mm . Les résultats expriment un léger décalage vers les basses fréquences quand l'épaisseur augmente. En conséquence, la formule <3.3> qui donnait pour $\varepsilon_r=6$ une valeur d' $\varepsilon_{eff}\approx 3.5$ et une fréquence de résonance induite autour de 25.7 GHz , est en désaccord avec les résultats de simulation, spécialement pour les faibles épaisseurs (< $200\mu\text{m}$). Les corrections avec la formule de Schneider <3.5> n'ont pas aboutit car cette formule apporte un terme correctif positif qui augmente un peu ε_{eff} . Or, pour les épaisseurs inférieures à 0.4 , ε_{eff} doit être plus petit que $(\varepsilon_r+1)/2$ pour avoir de hautes fréquences.

Il est donc difficile d'estimer numériquement l'influence de l'épaisseur dans la position de la fréquence de résonance de la structure multicouche oméga. Normalement cette influence doit être minimale et certaines erreurs peuvent être attribuées au maillage de la modélisation électromagnétique. On remarque que les écarts sont importants pour des épaisseurs inférieures à $200\mu\text{m}$, ce qui rejoint les remarques de B.A. Munk sur la permittivité effective qui diverge de $(\varepsilon_r+1)/2$ pour de faibles épaisseurs [94]. Pour des épaisseurs de substrat plus importantes, les écarts sont inférieurs à 10% et tendent à stagner pour des épaisseurs autour de 1mm .

Epaisseur(mm)	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
F_r sim. (GHz)	32.2	28.6	26.9	25.9	25.2	24.6	24.1	23.8	23.3	23.2
Amplitude (dB)	-0.06	-0.08	-0.1	-0.14	-0.2	-0.3	-0.5	-0.8	-1.2	-1.7
Ecart / 25.7 (%)	25.3	11.3	4.7	0.8	2.3	4.3	6.2	7.4	9.3	9.7

Tableau 3-2. Influence de l'épaisseur du substrat et écarts avec la fréquence de résonance théorique approchée.

L'étude théorique de la position de la fréquence de résonance a aboutit aux résultats suivants. Une formule approchée a été développée en fonction des paramètres géométriques d'oméga et de la permittivité du substrat. Sa validité dépend de l'épaisseur du substrat et pour des épaisseurs autour de 0.5mm , la formule prédit bien la position de la résonance. Par ailleurs, les variations de l'épaisseur du substrat diélectrique montrent un phénomène attendu. Plus l'épaisseur est grande, plus l'onde électromagnétique sera atténuée. Ainsi, il est tout fait logique que l'utilisation de substrats de faibles épaisseurs est préférable pour avoir le maximum d'énergie électromagnétique transmise par le radôme.

I.2.3. Agilité fréquentielle par modification de la permittivité du substrat

Des modélisations ont donc été réalisées, sans tenir compte des pertes liées aux matériaux, à l'aide des deux logiciels commerciaux. La Figure 3-3 présente les résultats obtenus avec la méthode TLM pour les quatre types de diélectrique étudiés avec des conditions périodiques infinies. Pour limiter l'atténuation, la structure est constituée de 2FSS métalliques de part et d'autre du substrat d'épaisseur $100\mu\text{m}$. Pour des tailles de motif ($R_m=0.25$; $d=1\text{mm}$), la fréquence de résonance dans le cas où le diélectrique est l'air se situe à 97 GHz.

L'intégration d'un diélectrique, de permittivité différente de 1, entraîne clairement le déplacement de la fréquence de résonance vers les basses fréquences. Ainsi, plus la permittivité du matériau intégré à la structure est importante, plus la fréquence de résonance se situe dans les basses fréquences. Ceci est bien en accord avec la formule < 3.3 >, car quand ϵ_{eff} augmente, la fréquence de résonance théorique diminue, ce qui est constaté ici. Par ailleurs, une légère atténuation de l'amplitude a lieu lorsque la permittivité est élevée, ce qui est logique car une forte permittivité du milieu mène à plus de réflexions électromagnétiques. Ceci s'accompagne d'une nette amélioration de la sélectivité du filtre, avec une bande passante plus étroite et des variations de l'amplitude (pente de S_{21}) plus rapides. Une forte permittivité peut être bénéfique pour la sélectivité de la structure, à condition que les réflexions ne soient pas trop fortes.

Ainsi, le déplacement en fréquences avec la permittivité du diélectrique a bien été constaté, et, dans ce cas précis, il se fait sur plusieurs dizaines de GHz. Intuitivement, il est logique d'affirmer que l'épaisseur du matériau à une forte influence sur le déplacement fréquentiel et que plus celle-ci sera importante, plus le décalage sera important. Cependant cela s'accompagnera de réflexions parasites plus intenses.

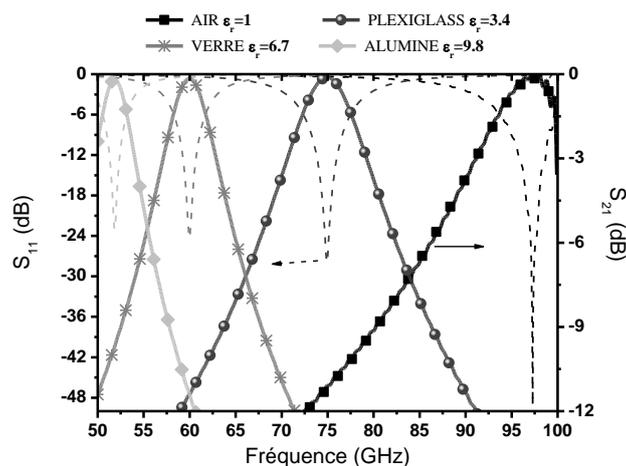


Figure 3-3. Influence de la permittivité du substrat d'épaisseur $100\mu\text{m}$ dans la réponse fréquentielle de la structure.

I.3. Amplitude du Signal Transmis

Nous avons vu que la taille des motifs permet de centrer la fréquence de résonance de la structure et que la largeur des motifs troués détermine la sélectivité du filtre avec comme inconvénient une perte d'amplitude du signal de transmission. Les pertes d'amplitude sont également dues à la permittivité du diélectrique et à son épaisseur. D'autres paramètres moins habituels conduisent également à une perte d'amplitude comme l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique. Une brève étude des limites de la largeur des motifs omégas et de l'angle d'incidence de l'onde est maintenant présentée. La structure est modélisée avec 2FSS de part et d'autre d'une couche de plexiglass de 100 μm d'épaisseur.

I.3.1. Étude de la largeur des motifs omégas.

A l'instar de ce qui a été dit dans le chapitre 2 dans l'étude du motif dipôle, plus le motif sera étroit, plus la bande passante à -3dB sera sélective. Cependant, comme l'onde électromagnétique « voit » une surface métallique plus importante, l'amplitude du signal est affaiblie par des pertes par réflexions. La Figure 3-4 présente des résultats de simulation pour la structure oméga pour trois épaisseurs de motif. Les constats précédents sont confirmés et une faible atténuation est notée pour une faible largeur d'ouverture (0.5dB pour $w=50\mu\text{m}$). Par ailleurs, alors que nous devrions avoir les trois bandes passantes centrées à la même fréquence, nous assistons à un léger décalage vers les basses fréquences. Ceci est explicable par le fait que le dipôle a été dessiné en étant dépendant du rayon de l'anneau. La longueur du dipôle augmente alors légèrement lorsque la largeur du motif diminue, entraînant le déplacement fréquentiel constaté.

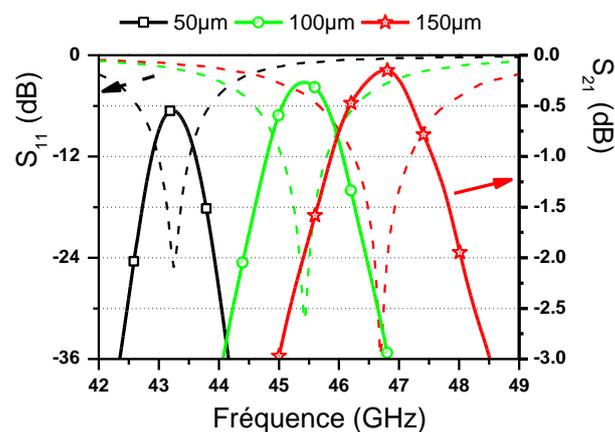


Figure 3-4. Influence de la largeur des motifs dans la transmission (traits pleins) et la réflexion (pointillés) du signal électromagnétique.

I.3.2. Etude angulaire de l'incidence du rayonnement

Les études précédentes ont toutes été réalisées en modélisant l'onde plane incidente en incidence normale. Dans un objectif d'utilisation de la structure sous forme de radôme, il devient

nécessaire d'analyser la réponse de la structure pour des incidences obliques. L'onde incidente peut ainsi frapper la structure radôme incliné de quelques degrés par rapport à la normale.

Les modélisations ont utilisé la structure avec un nombre de cellules élémentaires fini, en l'inclinant de plusieurs degrés par rapport à la normale aux wave ports (sens de propagation de l'onde). Le fait de simuler une structure finie explique les 3dB d'atténuation pour la transmission, observés même en incidence normale (Figure 3-5). Les résultats montrent une invariance de la valeur de la fréquence de résonance pour les différents angles envisagés, ce qui était attendu puisqu'aucun paramètre de la FSS ou du diélectrique (permittivité de 3.4) n'a été modifié. Pour des angles petits et une incidence proche de la normale, la réponse fréquentielle ne subit qu'une faible altération. Ainsi, pour des angles de frappe inférieurs à 10° , l'atténuation du signal ne dépasse 1dB. C'est-à-dire, que si l'onde électromagnétique arrive avec une légère incidence par rapport à la normale, la réponse ne doit pas trop varier. Une tolérance, que l'on peut évaluer à 20° (10° de chaque côté) autour de l'axe perpendiculaire à la structure est acceptée. En revanche, au dessus de 10° , les pertes augmentent sensiblement à mesure que l'angle de frappe est large. Ainsi, à 20° , le signal a déjà subi une atténuation de 5dB et de 10dB à 40° .

En somme, pour de petits angles de frappe, la réponse fréquentielle est invariante et pour de plus large angles, il faut compter quelques dB d'atténuation de la transmission du signal électromagnétique. Néanmoins dans une configuration de type radôme sphérique englobant une antenne en son centre. L'incertitude sur l'incidence de l'onde arrivant sur la structure radôme n'est que de quelques degrés par rapport à la normale; ce qui nous permet d'affirmer que la structure, invariante dans ce cas, est bien adaptée pour cet objectif.

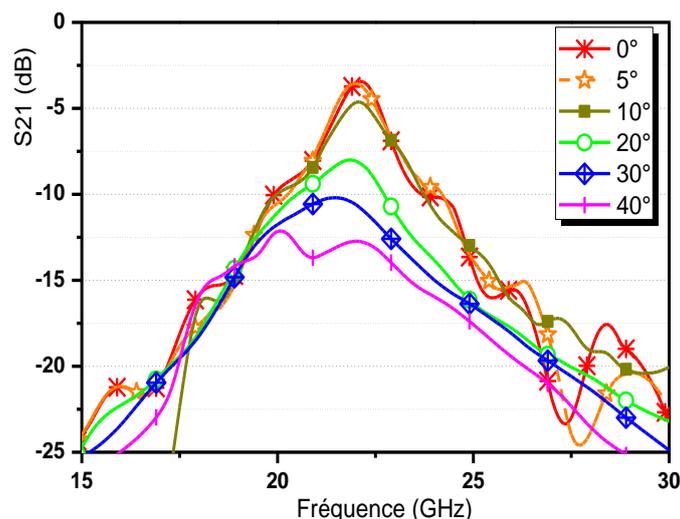


Figure 3-5. Étude angulaire de l'incidence d'une onde plane sur la structure radôme.

Après avoir étudié la structure avec deux FSS de part et d'autres d'un diélectrique servant de substrat, intéressons nous maintenant à l'intégration du matériau accordable qui doit permettre de

rendre actif le dispositif. Rappelons que, à l'instar de l'effet du changement de type de substrat, montré dans ce paragraphe, la modification de la permittivité du matériau accordable entraînera la transmission de la structure sur une autre gamme de fréquence,

II. AGILITE DE LA STRUCTURE A 2 FSS

II.1. Principe d'accordabilité de la structure « sandwich »

La structure développée dans ce chapitre comporte 2 plaques métalliques FSS formées de motifs omégas. Comme les FSS sont de type inductives, les parties métalliques de la plaque sont toutes reliées les unes aux autres. Ainsi, en appliquant la tension en un point de la FSS, la totalité de la plaque métallique subit la contrainte électrique externe. Entre ces électrodes filtrantes, le matériau accordable est intégré, déposé sur un substrat diélectrique ou non (Figure 3-6). Les deux cas seront abordés et influenceront grandement l'efficacité de la structure.

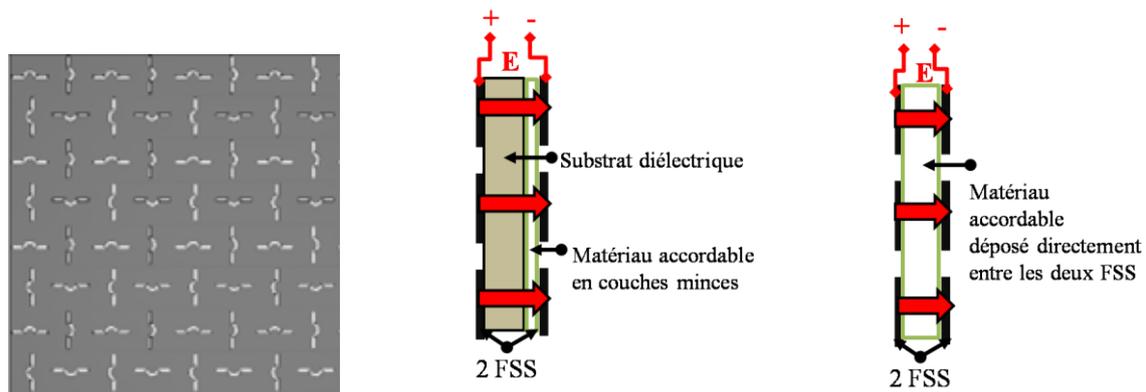


Figure 3-6. Application du champ électrique externe dans le cas de la structure "sandwich" avec ou sans substrat.

Ainsi, dans ce type de structure, le matériau accordable est entièrement immergé dans le champ électrique externe et celui-ci est orienté perpendiculairement au matériau. Suivant, la puissance du champ électrique, le matériau accordable modifiera plus ou moins sa permittivité, ce qui entraînera des modifications dans le spectre fréquentiel de la transmission de la structure. Il y a deux points de vue possible : pour une antenne fonctionnant en émission et en réception.

En émission, si l'antenne est large bande, la structure radôme va sélectionner une fine bande spectrale parmi les fréquences d'utilisation de l'antenne. Le changement de permittivité du matériau accordable va modifier les fréquences de transmission, initialement sur une gamme de fréquences, sur une autre gamme de fréquences.

L'agilité de la structure peut être vue d'une autre manière, en se plaçant à fréquence fixe. A l'instant initial, la transmission de l'onde incidente à travers la structure se réalise pratiquement sans atténuation. L'application du champ électrique statique va entraîner, par l'intermédiaire du changement de permittivité, de fortes réflexions de l'onde incidente. Ainsi, à cette fréquence, la structure radôme passe d'un état de transmission à un état de réflexion.

On note l'accordabilité de la structure en pourcentage, telle qu'elle soit le rapport entre la différence de la valeur de la fréquence de résonance avec et sans champ électrique externe et la valeur de la fréquence de résonance de départ (sans champ):

$$A = \frac{f_r(E) - f_r(OV)}{f_r(OV)} \cdot 100 \quad \langle 3.6 \rangle$$

Au cours du travail de thèse, deux types de matériau accordable ont été envisagés pour l'intégration de l'élément actif : un typique BST et un polymère ferroélectrique commercialisé par la société Piezotech de plus faible permittivité. Les données de modélisation des deux matériaux se basent sur de précédentes mesures et sont détaillées dans chaque cas.

II.2. Le ferroélectrique $B_{60}S_{40}T$

II.2.1. Présentation du matériau

Le matériau accordable retenu se base sur des études de doctorats antérieures à celles-ci. Une thèse a été soutenue en 2003 sur l'élaboration et l'optimisation de matériaux ferroélectriques [95] et au début de cette année, une autre thèse consistait en la caractérisation de tels matériaux [69]. Le matériau ferroélectrique le plus étudié est le $B_{60}S_{40}T$. Il se présente en couches épaisses ou film de couches minces sur un substrat. Les permittivités de ce type de matériau, qui dépendent de l'épaisseur du matériau sont très élevées et pour un matériau en couches épaisses, elle est facilement supérieure à 1000. Ceci est un avantage pour intégrer ce matériau dans des circuits de faibles dimensions, car même taillé finement, il garde une permittivité élevée.

Cependant dans notre cas, une trop forte permittivité peut être un inconvénient en supprimant toute transmission. C'est pourquoi, nous nous sommes orientés vers l'intégration d'un matériau BST en couches minces qui présenterait une réponse en transmission bien moins atténuée que son homologue en couches épaisses. Pour un tel matériau, les permittivités attendues varient en fonction de nombreux facteurs, liés notamment à sa fabrication. Des caractérisations précises sont nécessaires avant d'intégrer réellement un tel matériau dans notre dispositif. Néanmoins, pour des études de modélisation, des valeurs arbitraires peuvent être envisagées dans le but de tester l'agilité de la structure totale. Bien entendu, ces résultats dépendront intégralement des hypothèses de départ prises sur le matériau comme nous le verrons par la suite.

II.2.2. Accordabilité du matériau

Le choix du type de matériau ferroélectrique ayant été fait, intéressons-nous à ces possibilités d'accordabilité. Le matériau ferroélectrique est utilisé dans sa phase paraélectrique. L'avantage, c'est qu'il y a un retour à la permittivité de départ lors de l'arrêt de la contrainte électrique. La modification de la permittivité se passe dans les deux sens. Les deux BST mesurés lors de travaux de thèse présentent des similarités au niveau de la composition chimique et de l'épaisseur.

Des mesures dynamiques, avec l'application d'un champ électrique, ont été menées sur les deux échantillons de BST ; une à basse fréquence [95] et une à haute fréquence [69]. Nous les prenons comme bases pour nos hypothèses de départ. Dans les deux cas, une accordabilité a été mise en évidence. Le premier échantillon mesuré a subi une contrainte électrique de plus de 750kV/cm et a montré une accordabilité de 50% (Figure 3-7). En effet, la permittivité du matériau passe de 280 à 140 et les pertes du matériau suivent la même tendance. La deuxième étude a porté sur un échantillon de même type dont des mesures ont été faites en hyperfréquences. Elles montrent une accordabilité de 7% (la permittivité passe de 141 à 131) pour un champ électrique appliqué de 6kV/cm (Figure 3-8).

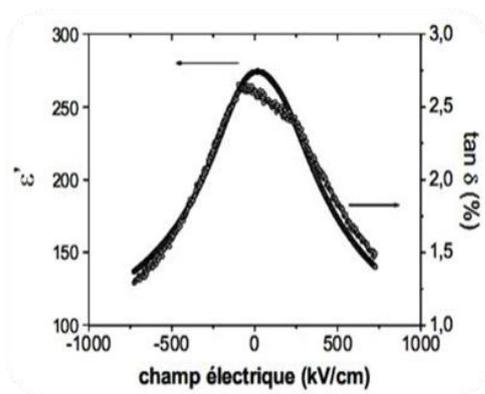


Figure 3-7. Mesures à 100 KHz en capacité classique de la permittivité d'un BST de 500nm d'épaisseur sous l'action d'un champ électrique externe maximum de 750Kv/cm.

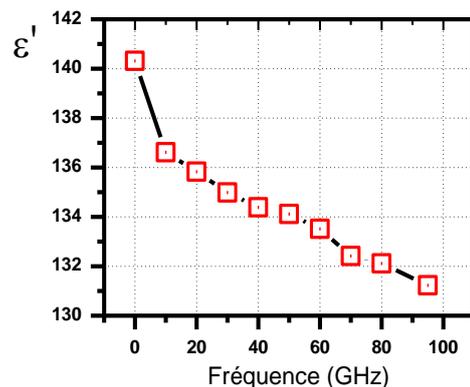


Figure 3-8. Mesures par ligne de transmission à 11GHz de la permittivité d'un BST de 500nm d'épaisseur sous maximum 6kV/cm

Ainsi, à travers ces études dynamiques de deux échantillons de $B_{60}S_{40}T$, une estimation réaliste des possibilités d'accordabilité d'un tel matériau est possible. Nos hypothèses de simulation partent donc de ces travaux dans le but de tester l'accordabilité globale de la structure, sachant que dans la pratique, le matériau doit être caractérisé avant de l'intégrer dans le dispositif. Les hypothèses de départ sur le matériau sont donc les suivantes :

- Un matériau $B_{60}S_{40}T$ de permittivité de départ égale à 280.
- Prise en compte des pertes ferroélectriques mesurées à 12 GHz de $1.6 \cdot 10^{-2}$ [96]

- Une accordabilité jusqu'à 50%, soit une permittivité finale égale à 140 (750kV/cm appliqué).
- Un matériau en couches minces de 500nm d'épaisseur et un autre d'épaisseur 3 μ m.
- Dépôt du matériau sur un substrat de verre de permittivité 4 et d'épaisseur 100 μ m.

II.2.3. Accordabilité de la structure

Pour la structure de faible épaisseur de ferroélectrique (500nm), les dimensions des motifs ont pu être prises assez fines puisque les pertes d'amplitude par réflexion seront peu importantes. La largeur du motif fait 150 μ m, le rayon moyen de l'oméga est de 1.47mm et la longueur du $\frac{1}{2}$ dipôle 1.3mm ; ce qui fait une longueur totale du motif de 4mm. Pour la structure où le BST est modélisé d'une épaisseur six fois plus grande, les motifs sont un peu agrandis pour obtenir une bonne transmission. Les dimensions du motif sont alors une largeur de 400 μ m, pour une longueur totale de 5mm (longueur du dipôle 2mm et rayon moyen de 1mm). Ces caractéristiques entraînent que les bandes passantes de la structure se trouvent en bande K. L'ajustement des paramètres géométriques permet de compenser les pertes par réflexions. Ainsi, la largeur des motifs sera augmentée si une atténuation générale en transmission faible est constatée. Cependant, il reste plus intéressant de diminuer au maximum la largeur des motifs pour augmenter la sélectivité du filtre.

Comme l'a montrée la partie consacrée au changement de matériau diélectrique (cf Chapitre 3 I.2.3) l'augmentation de la permittivité du matériau conduit à un déplacement de la bande passante vers les basses fréquences. De la même manière, ici, quand la permittivité du ferroélectrique diminue, la fréquence de résonance se situe à plus haute fréquence. L'agilité de la structure à 2FSS est évaluée en faisant le rapport du décalage en fréquence sur la fréquence initiale. Ainsi, l'accordabilité de la structure est un peu supérieure dans le cas où le ferroélectrique est plus épais. Elle est égale à 5.5% et 11%, quand l'épaisseur de 0.5 μ m mène à des agilités de la structure de 4.7 et 8%. Ceci était attendu puisque la permittivité effective de la structure a changé de manière plus importante dans le cas du matériau ferroélectrique épais.

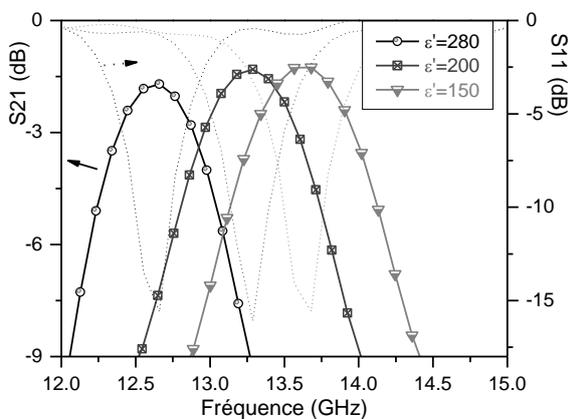


Figure 3-9. Accordabilité de la structure avec $w=150\mu\text{m}$ et $e=0.5\mu\text{m}$

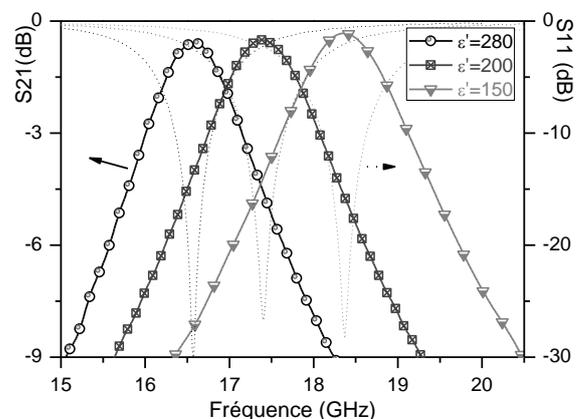


Figure 3-10. Accordabilité de la structure avec $w=400\mu\text{m}$ et $e=3\mu\text{m}$

ϵ	Agilité sur le matériau (%)	Champ E (MV/cm)	Ep.film (μm)	Fréquence de résonance (GHz)	Amplitude transmise (dB)	Agilité de la structure (%)
280	X	0V	0.5	12.7	-1.7	x
			3	16.55	-0.6	x
200	28.5	0.25	0.5	13.3	-1.3	4.7
			3	17.4	-0.5	5.5
140	50	0.7	0.5	13.7	-1.25	7.8
			3	18.4	-0.3	11

Tableau 3-3. Récapitulatif des données et des résultats d'accordabilités pour des BST d'épaisseur 3 et 0.5 μm

Une agilité de la structure radôme a donc été observée. Néanmoins, des questions peuvent se poser quant à la réalité des champs électriques reçus par le BST. En effet, la configuration multicouche de la structure entraîne l'application du champ de commande entre les deux FSS, i.e. perpendiculairement au matériau accordable. Comme l'épaisseur du substrat diélectrique est largement supérieure à celle du matériau accordable, l'énergie disponible pour polariser le ferroélectrique est très fortement atténuée. Ainsi, pour un substrat de permittivité 10, d'épaisseur 500 μm et pour un BST de permittivité 300 d'épaisseur 500nm, si 1000 kV/cm sont appliqués entre les électrodes, seulement 30kV/cm contribuera à la polarisation du ferroélectrique.

Il peut y avoir une solution technologique qui consiste à métalliser le substrat, puis à déposer le ferroélectrique sur le métal et enfin de recouvrir le matériau accordable par la deuxième électrode FSS [97]. A défaut, la solution la plus immédiate est d'enlever le substrat et de travailler avec un matériau directement placé entre les électrodes FSS. Les matériaux ferroélectriques qui existent dans cette configuration sont souvent trop épais et présentent de trop fortes permittivités pour obtenir une transmission exploitable. Une alternative est de se tourner vers les polymères ferroélectriques qui ont des permittivités moins élevées et donc permettrait une atténuation en transmission moins importante.

II.3. Le terpolymère ferroélectrique P(VDF-TrFE-CFE)

II.3.1. Présentation du matériau

Le matériau P(VDF-TrFE-CFE) a été trouvé en recherchant un matériau ayant des propriétés similaires à celles des matériaux ferroélectriques et qui présenterait une permittivité plus faible de façon à minimiser les pertes par réflexion. A cet effet, les polymères ferroélectriques tels que le PVDF sont de bons candidats mais leurs permittivités habituellement autour de 10 rend le potentiel d'agilité faible. Le terpolymère réalisé à l'institut Franco-allemand de recherches de St Louis (ISL), présente une constante diélectrique bien plus élevée puisque suivant la composition du matériau, elle varie entre 50 et 80 [98].

La matrice de base du matériau est le polymère poly(vinylidène de fluor) (PVDF), associé au trifluoroéthylène (TrFE), dans lequel a été injecté des défauts de monomères de chlorofluoroéthylène (CFE). Les défauts entraînent des réponses améliorées du matériau [99]. Les trois polymères ont copolymérisé pour donner le terpolymère P(VDF-TrFE-CFE). La copolymérisation du CFE avec le P(VDF-TrFE) a pour effet d'éliminer le cycle de polarisation hystérésis et de créer un polymère ferroélectrique relaxeur [100].

Ce matériau est développé pour ces capacités de stockage dans des condensateurs à haute densité d'énergie. En effet, la constante diélectrique élevée, un haut niveau de polarisation, et une rigidité diélectrique élevée contribue à l'obtention d'une densité d'énergie électrique élevée (autour de 10 J/cm³). Pour ce faire, le terpolymère se présente sous forme de film d'épaisseur inférieure à 50 µm sur lequel des électrodes sont déposés de chaque côté du matériau. Ce matériau accordable semble alors tout à fait utilisable pour nos travaux avec l'avantage de déposer les électrodes FSS directement sur le terpolymère et de s'affranchir de l'épaisseur du substrat.

II.3.2. Accordabilité du matériau

Les mesures en appliquant un champ électrique entre les électrodes ont été réalisées pour quantifier la densité d'énergie dans le matériau, ainsi que sa constante diélectrique. C'est cette dernière qui nous intéresse et pour une composition de matériau telle que sa permittivité à 0V soit 80, l'application de 350MV/m conduit à une permittivité de 15, soit une accordabilité de 80%. Pour comparer avec le BST étudié précédemment, nous avons vu que 750kV/cm engendrait une agilité de 60%. Ici, l'application de 750Kv/cm, modifie la permittivité de 80 à 60, soit 25% d'accordabilité sur le matériau. Ainsi, comparativement, il est nécessaire d'appliquer un champ électrique plus intense pour obtenir la même accordabilité que dans le cas du BST.

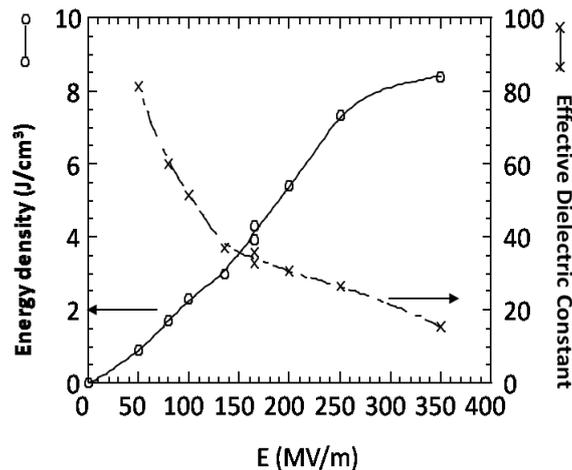


Figure 3-11. Variation de la densité d'énergie et de la permittivité du terpolymère en fonction du champ électrique externe appliqué [98].

Les hypothèses de départ sur le matériau terpolymère sont donc les suivantes :

- Un matériau P(VDF-TrFE-CFE) de permittivité à 0V égale à 80
- Une accordabilité progressive jusqu'à 63%, soit une permittivité finale égale à 30 (2MV/cm).
- Un matériau en couches minces de 3 μ m d'épaisseur et un autre d'épaisseur 50 μ m.

II.3.3. Accordabilité de la structure

L'agilité de la structure a été simulée avec deux épaisseurs différentes de film polymère pris en sandwich directement entre les deux électrodes FSS, il n'y a donc pas de substrat diélectrique. Les résultats dans les deux cas ont été exposés Figure 3-17 et les valeurs recueillies dans le Tableau 3-4. Les dimensions des motifs de la FSS sont les mêmes que pour les études faites sur le BST d'épaisseur 500nm, i.e. la taille d'un oméga est de 4mm (la période de la FSS égale à 12mm) pour une largeur d'ouverture de 140 μ m. La Figure 3-12 présente ainsi les résultats de simulation avec différentes valeurs de permittivité du film polymère. Le décalage spectral s'étend sur les bandes de fréquences micro-ondes X et Ku.

Pour 3 μ m de polymère P(VDF-TrFE-CFE), la fréquence de résonance de la structure sans champ électrique (permittivité initiale de 80), est autour de 11 GHz. Lorsque le champ électrique externe est appliqué, elle est très nettement décalée vers les hautes fréquences à mesure que la permittivité du matériau diminue. A l'origine au bord de la bande X, la fréquence de résonance se trouve alors au milieu de la bande Ku (14.5 GHz) pour la permittivité la plus basse simulée ($\epsilon=30$). Ainsi, une agilité de la structure avec le matériau P(VDF-TrFE-CFE) de faible épaisseur a été identifiée avec une accordabilité maximale de 34% pour une accordabilité sur le matériau de plus de 60% (1.5MV/cm appliqué). Dans le cas du film d'épaisseur plus importante, la permittivité effective de la structure étant plus grande, les fréquences de résonance se situent toutes dans la bande X. Elle débute à 5.4 GHz pour la permittivité initiale et le décalage s'effectue jusqu'à 8.3 GHz pour le maximum d'hypothèse du champ électrique externe. Ceci conduit à des agilités un peu supérieures à celles obtenues avec 3 μ m d'épaisseur; ce qui semble cohérent.

Cependant, en termes d'amplitude de transmission, le cas avec l'épaisseur élevée conduit à une plus faible efficacité de la structure que pour un film moins épais. En effet, un film d'épaisseur trop importante entraîne trop de réflexions et par exemple, 50 μ m de permittivité 80 mène à une amplitude de transmission atteignant seulement -6dB. Au contraire, plus l'épaisseur du matériau est faible, meilleure est la transmission. Dans le cas de 3 μ m de permittivité 80, l'atténuation du signal électromagnétique n'est ainsi plus que de 0.6dB et elle diminue en même temps que la permittivité. Ainsi, malgré une agilité un peu supérieure, il est souhaitable que le film polymère soit d'une épaisseur suffisamment faible pour transmettre les ondes électromagnétiques.

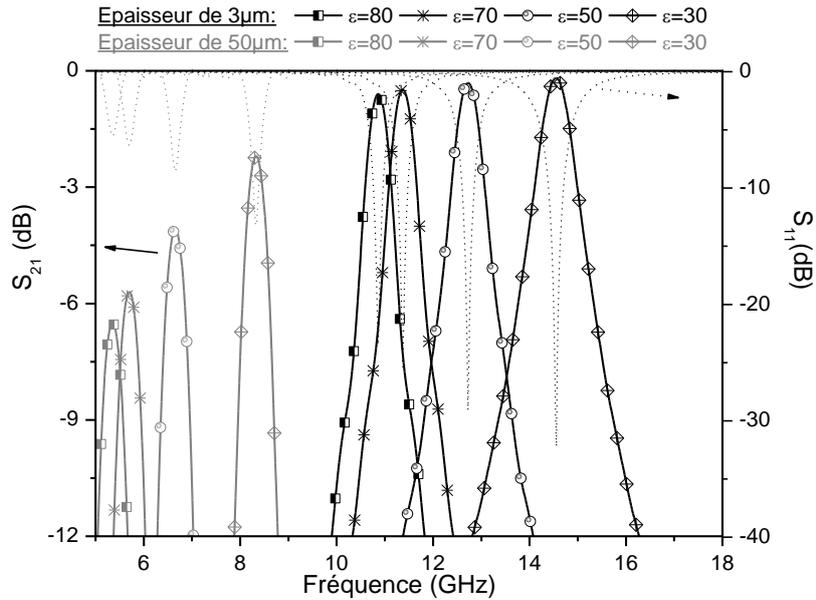


Figure 3-12. Agilité fréquentielle de la structure: déplacement des fréquences de résonance en bande X et Ku.

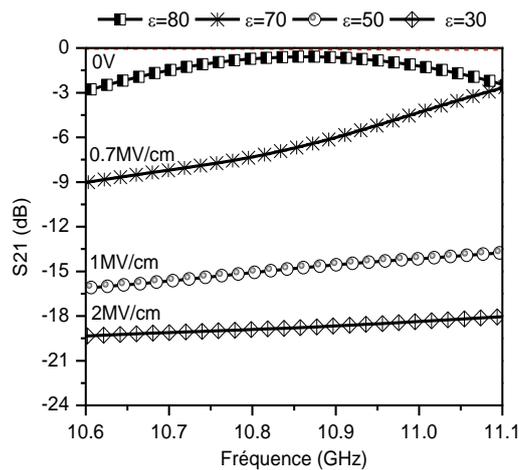


Figure 3-13. Accordabilité de la structure PVDF 3 μm à la fréquence de résonance à 0V: Passage d'un état transparent à un état réfléchissant.

Le film de 3 μm d'épaisseur allie des taux d'agilité tout à fait convenables avec des amplitudes de transmission élevées. Visualisons pour ce matériau, l'accordabilité de la structure en se fixant à une fréquence. La fréquence de départ, i.e. la fréquence de résonance avec la permittivité du matériau non modifiée par le champ électrique, se situe à 10.85 GHz. En se fixant à cette fréquence, l'accordabilité de la structure est également perceptible. Elle se traduit par une importante atténuation de la transmission de l'onde à mesure que la permittivité diminue; révélateur du passage de la structure à un nouvel état. Ainsi, pour $\epsilon=70$, la structure devient réfléchissante, puisque la transmission est de l'ordre de -7dB, valeur qui s'accroît largement quand la permittivité baisse (-15

pour $\epsilon=50$ et -19 pour $\epsilon=30$). Ainsi, à cette fréquence, la structure transparente à 0V devient réfléchissante lorsqu'un champ électrique est appliqué entre les deux FSS.

ϵ	Agilité sur le matériau (%)	Champ E (MV/cm)	Ep.film (μm)	Fréquence de résonance (GHz)	Amplitude transmise (dB)	Agilité de la structure (%)
80	X	0V	3	10.85	-0.59	x
			50	5.4	-6.5	x
70	12.5	0.7	3	11.37	-0.48	4.8
			50	5.7	-5.7	5.6
50	37.5	1	3	12.72	-0.31	17.2
			50	6.65	-4.1	23.1
30	62.5	2	3	14.55	-0.18	34.1
			50	8.3	-2.2	53.7

Tableau 3-4. Récapitulatif des données et des résultats d'accordabilités pour les polymères d'épaisseur 3 et 50 μm .

II.4. Avantages et Limites

L'efficacité de la structure est complètement dépendante du type de matériau accordable et de sa technique de dépôt. Ainsi, en éliminant l'utilisation d'un ferroélectrique en couches épaisses qui présente une permittivité bien trop élevée, il nous reste deux cas. Le premier cas est la métallisation qui se réalise directement de chaque côté du matériau accordable. Le polymère ferroélectrique permet d'envisager cette procédure sur de faibles épaisseurs. Dans ce cas, la totalité de l'énergie électrique sert à modifier la permittivité du matériau et la totalité du matériau accordable est polarisé, ce qui conduit bien à une agilité potentielle de la structure radôme.

A l'inverse, si le matériau est déposé sur un substrat diélectrique, l'efficacité de la structure est fortement diminuée. Les matériaux ferroélectriques en couches minces sont principalement déposés sur des substrats et l'énergie électrique qui contribue à polariser le ferroélectrique est d'autant affaiblie que le substrat est épais. La solution la plus directe est d'augmenter encore le champ électrique, ce qui engendre des problèmes de consommation et de claquage du circuit électronique. L'énergie perdue dans le substrat est énorme et toute perte d'énergie se traduit par un déplacement du pic de transmission sur de bien plus petites gammes de fréquences. Ainsi, la structure à 2FSS où le matériau accordable est pris en sandwich n'est pas vraiment adaptée à l'utilisation de matériaux en couches minces déposés sur substrat.

Une alternative est de développer une structure où les deux électrodes sont situées sur la même surface métallique. Le prochain paragraphe présente des études qui vont dans ce sens à travers une structure inspirée des lignes de transmission coplanaires.

III. LA STRUCTURE A 1 FSS

III.1. Présentation de la FSS « Coplanaire »

Cette FSS originale a été développée dans le but d'appliquer le champ électrique externe à partir de deux électrodes situées sur une même surface métallique. La cellule unitaire de la nouvelle surface FSS se décompose en deux parties : un patch carré et deux lignes coplanaires qui relient le patch à ses voisins. Ainsi le motif FSS inductif élémentaire est un carré qui a été coupé sur deux côtés pour relier électriquement sa partie métallique interne à celle de la cellule voisine. Ce motif est répété périodiquement en deux dimensions et nous avons ainsi des séries de lignes chargées périodiquement par un carré métallique. Il se dégage alors deux parties : une interne (les lignes chargées par les patches) et une externe (Figure 3-14).

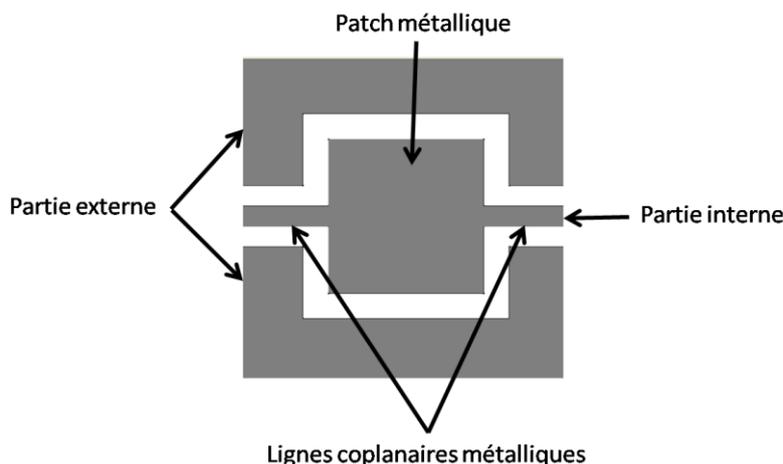


Figure 3-14. Cellule unitaire de la nouvelle FSS (en blanc : le motif FSS percé. en noir : la partie métallique)

Les différentes parties internes des séries de lignes horizontales sont connectées entre elles en reliant électriquement chaque série de lignes superposées l'une au dessus l'autre. Un nouveau motif est alors créé en insérant une ligne coplanaire verticale supplémentaire à chaque patch situé sur un côté de la FSS (Figure 3-18). La première électrode est ainsi réalisée et regroupe chaque patch métallique associée à ses lignes métalliques.

La deuxième électrode est formée par chaque partie externe d'une cellule élémentaire. Pour connecter les parties externes superposées l'une sur l'autre, un motif différent a également été dessiné. En effet, au bout opposé à celui qui connecte les parties de l'électrode interne, une ligne coplanaire a été enlevée à chaque patch terminal.

Ainsi, la périodicité du motif initial a été rompue deux fois pour connecter les différentes parties des électrodes. Cependant, comme les nouveaux motifs se trouvent sur les côtés de la FSS,

une onde électromagnétique arrivant sur cette surface avec une étendue géométrique inférieure aux dimensions de la surface, verra seulement les motifs de départ, ceux à 2 lignes métalliques. En d'autres termes, une onde incidente de tâche focale plus petite que la taille de la FSS globale subira les perturbations d'une FSS parfaite.

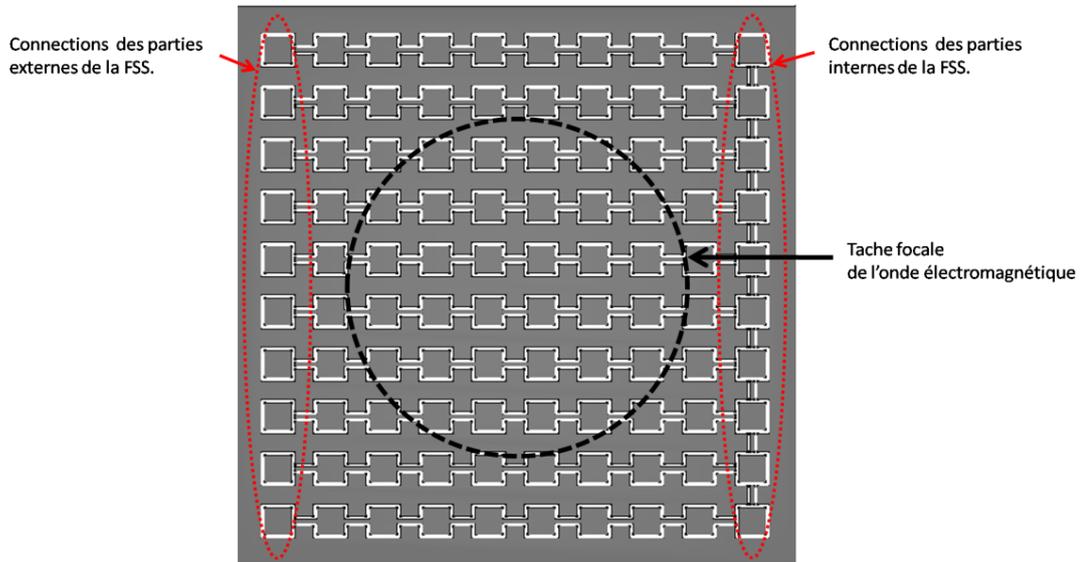


Figure 3-15. Schéma aux dimensions finies de la FSS complète.

La surface sélective en fréquence se décompose donc en deux parties électriquement distinctes qui font chacune office d'électrode. Le pôle positif est appliqué aux parties internes de la FSS et le pôle négatif, à la partie externe. Ces deux parties de la FSS sont identifiées dans la Figure 3-26, respectivement par les couleurs gris clair et gris foncé et sont donc polarisées respectivement positives et négatives. Ainsi, il se crée une multitude de champs électriques E' résultant de ces polarisations qui se situent dans les parties trouées des motifs FSS. Comme la surface est grande, il peut se produire une certaine inhomogénéité du champ électrique entre des endroits proches et éloignés de points d'application du champ initial, due aux pertes de conduction métallique. Il faudra éventuellement créer différents lieux d'application du champ électrique initial.

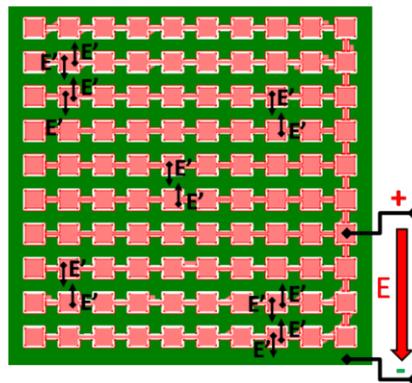


Figure 3-16. Identification des deux électrodes de l'unique FSS.

Ainsi, contrairement à la structure précédente où le champ électrique était appliqué perpendiculairement entre deux FSS de chaque côté du matériau accordable déposé sur un substrat, le champ électrique est, ici, dirigé parallèlement au matériau accordable (Figure 3-17). Un avantage d'une telle disposition est immédiatement mis en avant à travers cette figure. La limitation due à l'épaisseur du substrat lorsque le matériau accordable est en couches minces, est levée. C'est-à-dire que la puissance du champ électrique disponible pour modifier la permittivité du matériau accordable ne sera plus perdue dans l'épaisseur du diélectrique, ce qui fait que la totalité de l'énergie électrique contribuera à la polarisation du matériau.



Figure 3-17. Comparaison de l'application du champ électrique pour les deux structures multicouches envisagées (métal en noir, substrat en gris et matériau accordable en blanc).

Ce type d'application du champ électrique a déjà été testé sur un matériau ferroélectrique [69]. Ainsi, des mesures dynamiques par ligne coplanaire ont été réalisées. Un champ électrique extérieur est appliqué entre le ruban conducteur et les plans de masse (Figure 3-18). L'application de 6kV/cm aboutit à une modification de la permittivité du BST de 8%, ce qui prouve bien que le matériau accordable subit la contrainte électrique.

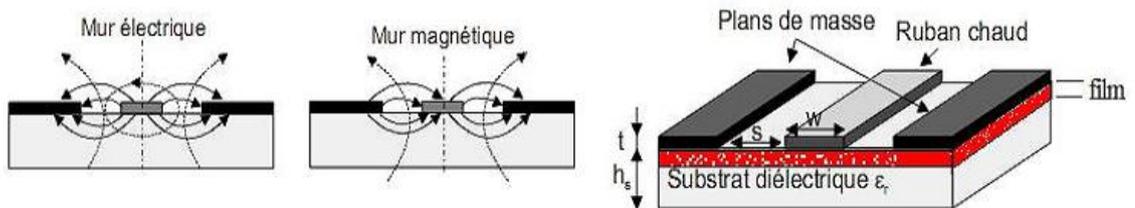


Figure 3-18. Schémas des lignes de champ dans une ligne coplanaire et intégration d'un matériau ferroélectrique à caractériser.

Avec ce type de FSS, l'énergie électrique disponible pour la polarisation du matériau peut être considérablement accrue. En effet, comme les parties métalliques de la FSS réfléchissent totalement l'onde électromagnétique, celle-ci ne traversera pas la couche de matériau accordable qui se trouve derrière les parties métalliques. Ainsi, il n'est pas nécessaire de changer la permittivité en tout point du matériau. Seules les parties traversées par l'onde électromagnétique doivent subir cette modification, pour que celle-ci soit à son tour modifiée par les caractéristiques électromagnétiques du matériau. Comme l'onde électromagnétique traverse la structure uniquement au niveau des motifs troués (cf chapitre 3 cartographie du champ), il est seulement nécessaire de polariser le matériau

entre les deux parties du motif FSS. La structure ici développée exploite complètement cette idée en appliquant le champ électrique externe seulement au niveau des trous des parties métalliques.

Au contraire de la structure à deux FSS où la largeur entre les deux électrodes était fixée par l'épaisseur du substrat et du matériau accordable, la distance inter-électrode est maintenant ajustable puisqu'elle correspond aux dimensions des motifs FSS. Ceci a une conséquence très importante sur la puissance électrique externe considérée. En effet, plus la largeur des motifs de la FSS (distance inter-électrode) est étroite, plus l'énergie électrique appliquée sur le matériau accordable sera forte. Ceci est un deuxième important avantage dans l'optique d'appliquer le maximum de champ électrique sur le matériau accordable.

Il y a néanmoins des limitations. La première concerne la valeur minimale de la distance inter-électrode. Comme c'est dans ces parties de la plaque FSS que l'onde électromagnétique va traverser, une diminution trop grande de la largeur des motifs FSS empêchera la transmission de se faire avec une bonne amplitude. Un compromis est donc nécessaire entre une transmission de qualité et une haute agilité fréquentielle. Ceci sera évalué dans le prochain paragraphe.

Par ailleurs, un inconvénient majeur à la structure à 1 FSS se trouve dans la forme des motifs FSS. En effet, les motifs ne sont pas symétriques et se retrouvent, ainsi, être anisotropes face à la polarisation de l'onde électromagnétique. C'est-à-dire que la lumière incidente devra être polarisée d'une certaine manière pour avoir sa transmission filtrée.

III.2. Paramètres géométriques

III.2.1. Influence de la taille du motif

Le motif présenté ci-dessus peut être décomposé en deux éléments : le motif central inductif carré et les lignes coplanaires. Le motif central est d'abord analysé seul.

Ce motif peut être vu comme un patch métallique de longueur a et la FSS résultante est alors une périodicité 2D de patches métalliques carrés. Des simulations de la transmission d'une telle FSS, en variant la dimension du carré, ont clairement mené à la constatation que la fréquence de résonance du motif carré inductif (ou du patch métallique) suivait la résonance $\lambda/4$ (Figure 3-19). C'est-à-dire que la FSS de motif carré inductif résonne à une fréquence égale à :

$$f_r = \frac{c}{4a} \quad \langle 3.7 \rangle$$

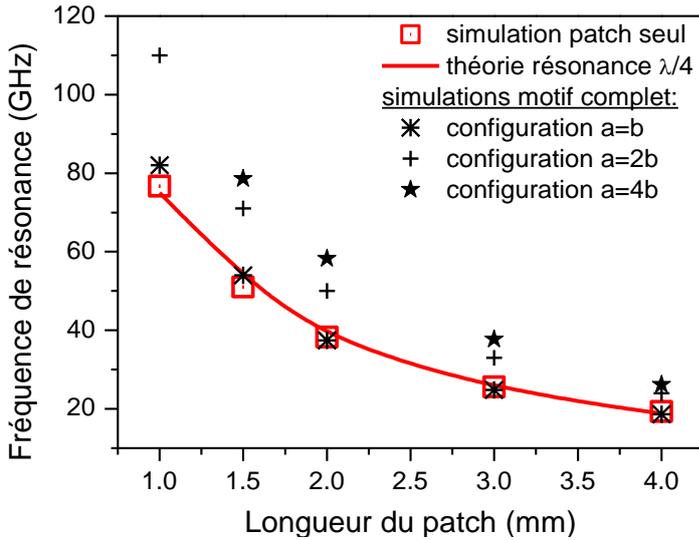


Figure 3-19. Résultats de simulation paramétrique : Variation de la taille du patch suivant la résonance λ/4 et ajout des lignes coplanaires selon différents rapports de longueurs.

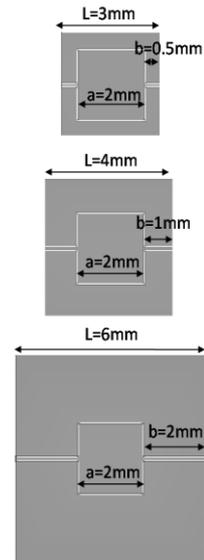


Figure 3-20. Exemples d'études paramétriques: longueur du patch fixé et rapport a/b variable.

Les lignes coplanaires peuvent se voir comme des dipôles capacitifs de longueur b ou comme un dipôle de longueur 2b. La fréquence de résonance de cet élément est donc celle de λ/2 et ainsi :

$$fr = \frac{c}{2.2b} = \frac{c}{4b} \tag{3.8}$$

Son intégration de chaque côté du patch métallique entraîne un déplacement de la fréquence de résonance de la FSS vers les hautes fréquences (Figure 3-19). Plus les lignes qui sont rajoutées au patch sont petites, plus le déplacement vers les hautes fréquences est important.

Pour évaluer l'influence de ce déplacement, des études ont été menées, de la même manière qu'avec le motif oméga, en calculant :

$$K = \frac{fr(patch) + fr(lignes)}{fr(coplanaire)} \tag{3.9}$$

Contrairement au cas du motif oméga, la grandeur K n'est pas une constante. Selon la taille, elle varie de 1.8 à 3.6. Pour une configuration a/b donnée, K semble assez stable, mais quand on change le rapport a/b, la grandeur varie (Tableau 3-5). Des simulations supplémentaires ont donc été réalisées en fixant une valeur de a (3mm) et en variant b et inversement (b fixée à 1mm), i.e. que six valeurs du rapport a/b ont été simulées. Les valeurs de K ont été calculées et dessinées en fonction de leur variable (Figure 3-21 et Figure 3-22). Une courbe de tendance a été ajoutée pour connaître l'équation approchée des courbes. Le cas K=f(a) fonctionnent bien et donne une droite linéaire d'équation K=0.6+1. Le cas K=f(b) est un peu plus compliqué et nous avons choisi comme équation approchée K=3b^{-1/2}.

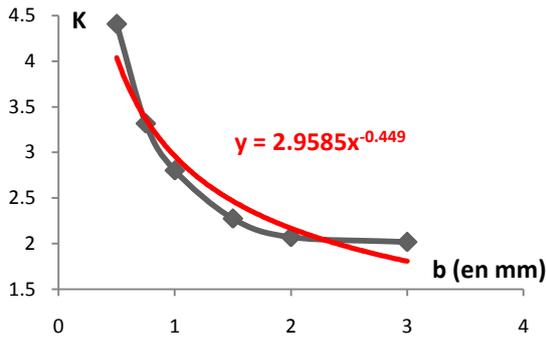


Figure 3-21. Calcul de K en fonction de la longueur des lignes b pour une longueur de patch de 3mm.

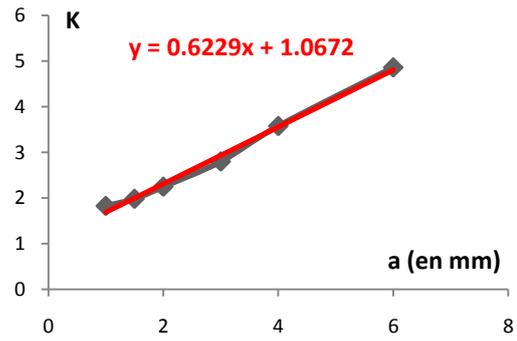


Figure 3-22. Calcul de K en fonction de la longueur de patch a pour une longueur de ligne de 1mm.

En multipliant les deux équations des courbes de tendance, la grandeur K est alors évaluée :

$$K = \left(\frac{3(0.6a + 1)}{\sqrt{b}} \right)^{1/2} \tag{3.10}$$

	CONFIGURATION a=b					a=1.5b		a=3b	
	L	12	9	6	4.5	3	7	3.5	5
a	4	3	2	1.5	1	3	1.5	3	
b	4	3	2	1.5	1	2	1	1	
f _{patch} (GHz)	19.3	25.6	38.3	51	77	25.6	51	25.6	
f _{λ/4} (GHz)	18.75	25	37.5	50	75	25	50	25	
écart (%)	2.9	2.4	2.1	2.0	2.7	2.4	2.0	2.4	
f(λ/2) (GHz)	18.75	25	37.5	50	75	37.5	75	75	
f _{copl.} (GHz)	18.6	24.8	37.4	54	82	30.2	63	35.7	
K _{simulations}	2.05	2.04	2.03	1.87	1.85	2.09	2.00	2.82	
K _{formule}	2.26	2.20	2.16	2.16	2.19	2.44	2.39	2.90	
ECART sur K(%)	9.4	7.4	6.2	13.3	15.4	14.3	16.2	2.8	

	Configuration a=2b					Configuration a=4b			
	L (mm)	8	6	4	3	2	6	4.5	3
a (mm)	4	3	2	1.5	1	4	3	2	1.5
b (mm)	2	1.5	1	0.75	0.5	1	0.75	0.5	0.375
f _{patch} (GHz)	20	27	40	57	80	19.7	26.3	39.6	54.4
f _{λ/4} (GHz)	18.75	25	37.5	50	75	18.75	25	37.5	50
écart (%)	6.7	8.0	6.7	14.0	6.7	5.1	5.2	5.6	8.8
f _{λ/2} (GHz)	37.5	50	75	100	150	75	100	150	200
f _{copl.} (GHz)	24.2	32.7	50.2	70.8	82	26.2	37.7	58.3	78.6
K _{simulations}	2.38	2.35	2.29	2.22	2.80	3.61	3.35	3.25	3.24
K _{formule}	2.69	2.62	2.57	2.57	2.61	3.19	3.11	3.06	3.05
ECART sur K(%)	11.5	10.1	10.8	13.6	7.7	13.2	7.6	6.4	6.1

Tableau 3-5. Données et calculs approchés de l'influence de la taille du motif et de la contribution de chaque élément.

Le tableau 3-5 donne les écarts pour K entre les valeurs obtenues par simulations et celles obtenues en utilisant la formule <3.10>. Selon les valeurs de la longueur du patch et de la longueur des lignes, l'écart varie entre 3 et 16%. Ces valeurs assez fluctuantes sont dues aux approximations successives réalisées pour définir K en fonction de a et b. Notamment, les écarts entre la courbe de tendance $K=f(b)$ et les valeurs réelles sont importants et se répercutent sur les valeurs finales. Donnons tout de même l'équation de la fréquence de résonance du motif complet en fonction des paramètres géométriques a et b :

$$fr(coplanaire) = K(fr(patch) + fr(lignes)) \quad <3.11>$$

En remplaçant par <3.7>, <3.8> et <3.10>, on a:

$$fr = \sqrt{\frac{3(0.6a+1)}{\sqrt{b}}} \left(\frac{c}{2a} + \frac{c}{4b} \right) \quad <3.12>$$

III.2.2. Largeur des trous

Avec cette structure à 1 FSS, la largeur des motifs est un paramètre important puisqu'elle est aussi la distance entre les électrodes. Ainsi, le paramètre géométrique lié à la largeur des lignes creuses détermine la puissance du champ électrique appliqué sur le matériau accordable. Plus la largeur de trou est faible, plus la polarisation du matériau sera aisée et plus l'agilité de la structure se trouvera augmentée. Néanmoins, comme l'onde électromagnétique traverse la FSS au niveau des trous, cela nécessite qu'ils soient suffisamment ouverts pour que l'amplitude de transmission du signal soit acceptable. C'est ce que nous nous proposons d'évaluer ici à partir de la FSS coplanaire en espace libre dans l'air.

La position de la fréquence de résonance avec la variation de la largeur est analysée seulement d'une manière qualitative. Aucun terme correctif à l'équation donnant la fréquence de résonance de la FSS, n'est introduit. Les résultats, présentés Figure 3-23, indiquent que la position de la fréquence de résonance de la FSS se décale vers les basses fréquences quand la largeur diminue. Comme pour les motifs omégas, une diminution de la largeur de l'élément principal (ici le carré), entraîne une augmentation de la longueur des éléments aux extrémités (les lignes). Cette augmentation des dipôles déplace légèrement la fréquence de résonance vers les basses fréquences.

Concernant la qualité de transmission du signal, l'amplitude de transmission est supérieure à -3dB jusqu'à 5µm d'épaisseur de trous. Pour 1µm, l'atténuation est autour de 5dB. Ainsi, l'onde électromagnétique arrive à traverser la FSS avec des largeurs percées de l'ordre du micromètre. Ceci autorise l'application d'un champ électrique de très forte intensité sur les parties du matériau accordable situées entre les électrodes. Ainsi, à titre d'exemple, une tension de 100V appliqué sur une FSS de largeur de motif 10µm mène à un champ électrique de 100kV/cm, ce qui est une de nos hypothèses de départ prises sur l'accordabilité du matériau. Néanmoins, les pertes liées aux matériaux utilisés (substrat diélectrique et matériau accordable) n'ont pas été prises en compte et

celles-ci vont affaiblir un peu le signal. C'est pourquoi, les simulations suivantes sont réalisées avec une largeur de $25\mu\text{m}$.

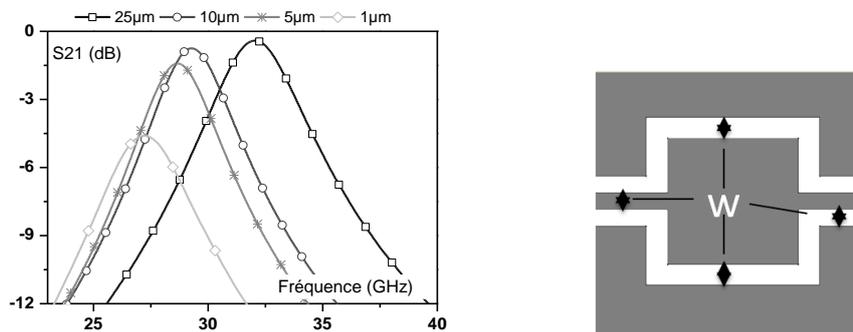


Figure 3-23. Largeurs limites des lignes pour l'atténuation du signal.

III.3. Paramètres électromagnétiques

III.3.1. Polarisation de l'onde électromagnétique

L'inconvénient majeur de ce motif FSS provient de son asymétrie. En effet, cela entraîne une anisotropie au regard de la polarisation de l'onde incidente, ce qui nécessite que la source soit correctement polarisée pour avoir le comportement de type filtre passe-bande de la FSS. La

Figure 3-24 donne la transmission de la structure pour les deux polarisations. Lorsque le champ électrique oscille le long d'une droite perpendiculaire aux lignes coplanaires, la structure FSS a un comportement de type filtre passe-haut, avec une transmission pour des fréquences proches de 0. Cette réponse n'est pas souhaitable et la polarisation perpendiculaire (i.e. dirigée le long des lignes) est utilisée pour les modélisations avec cette structure. En effet, dans ce cas, la FSS réagit bien comme un filtre passe-bande et la fréquence de résonance peut ainsi être déplacée sur d'autres domaines de fréquences.

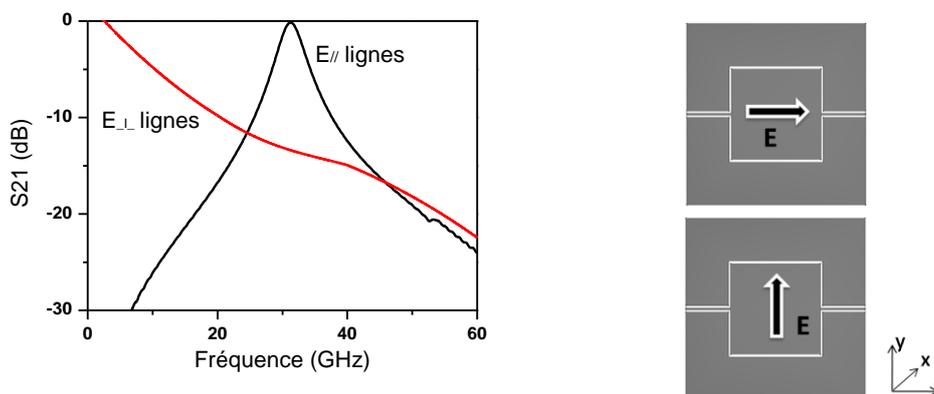


Figure 3-24. Influence de la polarisation de l'onde électromagnétique lors de la traversée de la FSS anisotrope.

III.3.2. Intégration d'un substrat diélectrique

La structure FSS est maintenant modélisée avec la FSS sur un substrat d'épaisseur 500 μ m de verres de différentes permittivités: 3.8 pour le lithosil fused silica, 5.7 pour AF45 et 6.8 pour D263T. La période de la FSS est de 3mm, avec environ 1.5mm de lignes et 1.5mm de patch et 25 μ m de largeur de lignes percées. Pour ces valeurs, la transmission de la structure est acceptable, puisqu'elle est supérieure à -1dB (Figure 3-25). L'épaisseur assez importante du substrat n'empêche pas la transmission de l'onde. Les simulations réalisées avec les deux logiciels concordent et la fréquence de résonance de la structure est largement déplacée vers les basses fréquences lorsque la permittivité augmente. Ceci confirme le potentiel d'agilité de la structure, que nous allons maintenant étudié en intégrant un des matériaux accordables utilisés précédemment entre la FSS métallique et le substrat de verre.

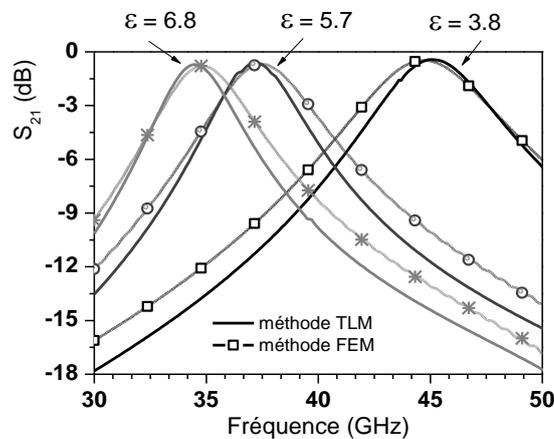


Figure 3-25. Influence de la permittivité du substrat.

IV. AGILITE DE LA STRUCTURE A 1 FSS

Les différences par rapport à la 1^{ère} structure portent donc sur la géométrie des motifs FSS et sur la technique d'application du champ électrique externe. Les dimensions du motif carré sont une longueur de côté de 1.5mm et une épaisseur de trou de 25 μ m. Les lignes coplanaires qui connectent les patchs ont également des largeurs de 25 μ m et comme la période de la cellule unitaire est de 3mm, la longueur des lignes est proche de 1.5mm.

Les modélisations sont réalisées avec un matériau accordable en couches minces sur un substrat de silice pure qui a l'avantage de présenter une faible permittivité (3.8). Le matériau accordable est le même BST que pour les études d'accordabilité de la structure « sandwich » (cf Chapitre 3 II.2). Il s'agit d'un B₆₀S₄₀T, dont les pertes sont évaluées à $1.6 \cdot 10^{-2}$, déposé en couches minces de 3 μ m et 500nm d'épaisseur sur un substrat de permittivité 3.8 et d'épaisseur 500 μ m. Les hypothèses sur l'accordabilité du matériau demeurent identiques, i.e. de 10 à 65%. Cette fois-ci, le

terpolymère utilisé précédemment sans substrat, est lui aussi déposé sur un substrat de verre. Pour le comparer avec le BST, son épaisseur est également de $3\mu\text{m}$.

Les résultats présentés Figure 3-26 et Tableau 3-6 donnent d'importantes agilités de la structure à 1FSS. Ainsi, pour une application de champ électrique maximum de $1\text{MV}/\text{cm}$, l'accordabilité atteint 45% avec un BST et 12% avec le polymère ferroélectrique. Cependant seule le cas avec le P(VDF-TrFE-CFE) est utilisable car les fortes permittivités du BST alliées à son épaisseur assez grande entraînent d'importantes atténuations et la transmission n'atteint pas -3dB .

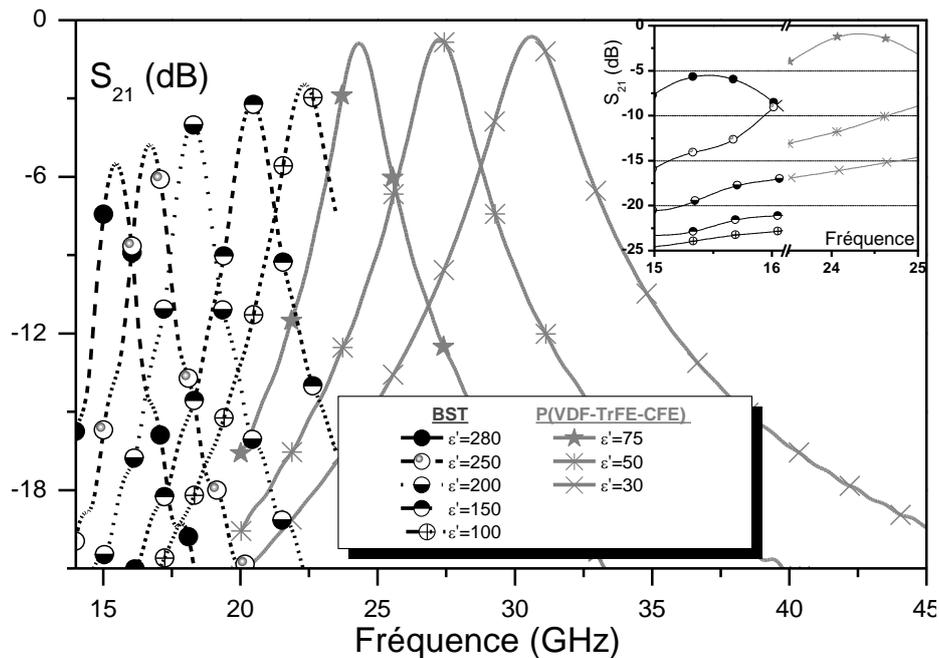


Figure 3-26. Agilité de la structure coplanaire avec BST et PVDF $3\mu\text{m}$ sur substrat de verre.

	Permittivité	Agilité sur le matériau (%)	Champ appliqué (MV/cm)	Fréq. résonance (GHz)	Amplitude transmise (dB)	Agilité de la structure (%)
BST	280	x	0V	15.4	-5.5	x
	250	10.7	0.15	16.7	-4.8	8.5
	200	28.6	0.25	18.2	-4	18
	140	50	0.75	20.4	-3.2	32.5
	100	64.2	1	22.3	-2.5	45
P(VDF-TrFE-CFE)	75	x	0V	24.3	-0.9	x
	50	37.5	1	27.3	-0.8	12.3
	30	62.5	1.5	30.6	-0.6	23.1

Tableau 3-6. Récapitulatif des hypothèses et des résultats d'accordabilités pour la structure « coplanaire » avec un BST et un terpolymère d'épaisseur $3\mu\text{m}$.

Pour augmenter l'amplitude de transmission de la structure avec BST, plusieurs choix s'offrent à nous : le premier est d'augmenter la largeur des lignes, la deuxième est de diminuer l'épaisseur du substrat de verre, et enfin, la troisième est de déposer un film de BST plus fin. C'est cette dernière solution qui est ici retenue. La structure est alors envisagée avec une épaisseur de BST

moins importante (500nm) pour tester l'agilité de la structure tout en ayant une bonne amplitude de signal.

Les résultats confirment bien une large augmentation de l'amplitude du signal, puisque pour $\epsilon' = 280$, l'atténuation est de 1dB au lieu de 5.5. Comme le film est fin, l'atténuation de la transmission, est beaucoup moins importante et il y a peu d'écart entre les différences d'amplitude pour les différentes permittivités du BST. Ceci est un avantage. Ce gain en amplitude se paie au niveau de l'agilité. En effet, l'accordabilité de la structure est maintenant presque trois fois moins importante que pour un BST six fois plus épais.

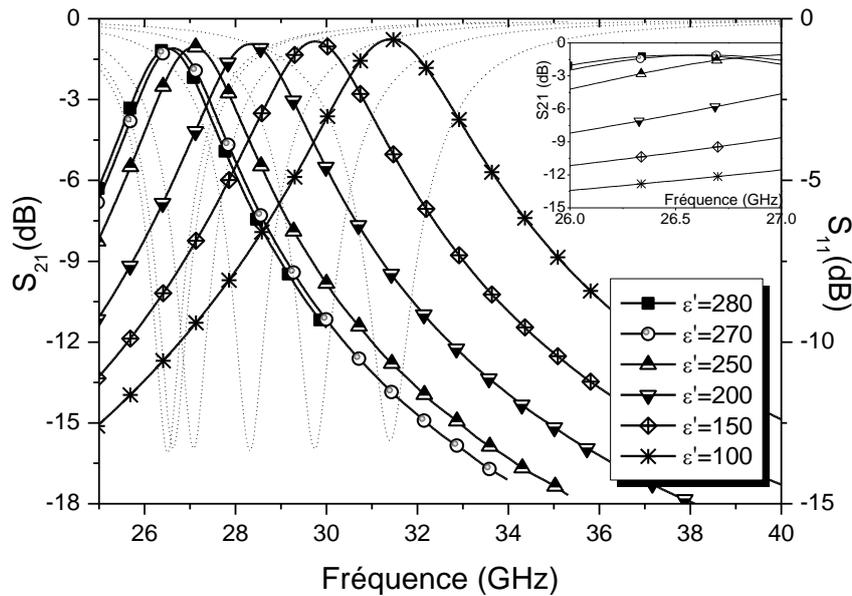


Figure 3-27. Agilité de la structure coplanaire avec BST 500nm sur substrat de verre.

Permittivité	Agilité sur le matériau (%)	Champ appliqué (MV/cm)	Fréquence de résonance (GHz)	Amplitude transmise (dB)	Agilité de la structure (%)
280	x	0V	26.5	-1.1	x
270	3.6	0.05	26.6	-1.1	0.3
250	10.7	0.15	27.1	-1	2.3
200	28.6	0.25	28.3	-0.94	6.8
140	50	0.75	29.7	-0.84	12.1
100	64.2	1	31.4	-0.76	18.5

Tableau 3-7. Récapitulatif des hypothèses et des résultats d'accordabilités pour la structure « coplanaire » avec un BST d'épaisseur 500nm.

Un équilibre doit être trouvé entre la facilité de modifier la permittivité du BST grâce à de faibles distances inter-électrodes, une bonne amplitude de signal et une importante accordabilité de la structure. Tout ceci maintenant concerne la partie pratique. En effet, ce n'est qu'en testant réellement la structure que l'accordabilité de la structure sera optimisée. Le paramètre matériau est très important et les hypothèses réalisées ici ne peuvent totalement rendre compte de la réalité

pratique. Par exemple, si le matériau nécessite plus de champ électrique que prévu pour modifier sa permittivité, il sera nécessaire de diminuer les distances inter-électrodes, ce qui s'accompagnera d'une perte d'amplitude. Inversement, un autre matériau aura plus de facilité à être polarisé et alors un gain d'amplitude ou une meilleure accordabilité de la structure pourra être obtenus. En pratique, tout dépend du matériau accordable utilisé.

Un filtre accordable a cependant été obtenu et théoriquement validé en expliquant les difficultés et les moyens d'optimiser son accordabilité et la qualité de sa transmission.

Conclusion

Dans ce chapitre, l'agilité de deux dispositifs accordables basés sur la modification de la permittivité d'un matériau en couches minces a été testé. La première structure est constituée de 2 FSS qui servent d'électrodes pour appliquer la tension de commande. Elle est plus adaptée pour un matériau accordable sans substrat car ce dernier, plus épais que le matériau accordable, limite le champ électrique reçu par le matériau. Le matériau qui convient bien est le terpolymère P(VDF-TrFE-CFE) qui présente une permittivité et une épaisseur assez faibles. Cependant, il nécessite de plus grands champs pour obtenir une agilité sur le matériau du même ordre que pour le BST. Une agilité de 12% nécessite 700kV/cm alors qu'une même agilité nécessite 150 kV/cm pour le BST.

La deuxième structure s'affranchit de la limitation du substrat en présentant une unique FSS sur laquelle les deux électrodes peuvent être connectées. Cela autorise donc l'utilisation d'un BST sur un substrat de quelque épaisseur que ce soit. Le second avantage de cette structure est la possibilité de changer les distances inter-électrodes et ainsi d'augmenter grandement l'énergie électrique destinée à la polarisation du BST.

Pour une même hypothèse d'accordabilité sur le matériau, la structure à 2FSS semble plus efficace, puisqu'elle mène à des accordabilités maximales de 35% quand la structure coplanaire présente 23% d'agilité (Figure 3-28). Cependant, l'important est la polarisation réelle du matériau accordable sous champ électrique externe, et pour cela, la structure à 1FSS a un avantage certain : celui de pouvoir appliquer un très fort champ électrique contrairement à la structure à 1FSS qui est limitée par l'épaisseur du substrat. Une amélioration supplémentaire à ce principe peut d'ailleurs être envisagée en introduisant des doigts aux motifs FSS, à la manière des capacités interdigités.

Type de Structure	Matériau déposé	Champ appliqué	Variation Permittivités	% d'agilité du matériau	Variation Fréq. Rés.	% d'agilité de la structure
2 FSS	P(VDF-TrFE_CFE)	[0-2MV/cm]	[80-30]	[0-63%]	[11-14.5 GHz]	34%
1FSS					[24-31 GHz]	23%
		BST	[0-1MV/cm]	[280-100]	[0-64%]	[26-31 GHz]

Figure 3-28. Comparaisons des agilités fréquentielles des deux structures développées.

Chapitre 4. :

Les Expérimentations

I. FABRICATION DES STRUCTURES	132
I.1. Ligne de conduite	132
I.1.1. Choix de la méthode	132
I.1.2. Choix des substrats	132
I.1.3. Dimensionnement des FSS	133
I.2. Généralités sur la photolithographie	134
I.3. Protocole expérimental	135
I.3.1. Dépôt de la résine	136
I.3.2. Cuisson	136
I.3.3. Insolation	137
I.3.4. Le Développement	138
I.3.5. Cuisson	138
I.3.6. La métallisation	138
I.3.7. Elimination de la résine restante	139
I.4. Résultats de photolithographie	139
I.4.1. Profilométrie avant métallisation	139
I.4.2. Profilométrie après métallisation	141
I.4.3. Aspect des structures	143
II. Mesures Micro-Ondes	145
II.1. Le banc ABmm	145
II.1.1. Le dispositif expérimental	145
II.1.2. Etalonnage	147
II.2. Préambule aux mesures des structures	147
II.2.1. Caractérisation des verres	147
II.2.2. Prise en compte des paramètres mesurés,	149
II.2.2.i. Epaisseur de métal	149
II.2.2.ii. Dimensions réelles des motifs	150
II.2.2.iii. Les pertes des diélectriques	150
II.3. Mesures des structures FSS	151
II.3.1. Présentation des résultats	151
II.1.3.i. Conditions des simulations	151
II.1.3.ii. Elimination du bruit de mesure	151
II.3.2. Les quatre échantillons « coplanaire »	152
II.2.3.i. Analyse des mesures	152
II.2.3.ii. Comparaisons avec les simulations EM	153
II.3.3. Les deux échantillons « omégas »	154
II.3.3.i. Analyse des mesures	154
II.3.3.ii. Comparaisons avec les simulations EM	155
II.3.4. Agilité Expérimentale	155
II.4.3.i. Structure basée sur les motifs coplanaires	155
II.4.3.ii. Structure basée sur les motifs omégas	156

Introduction

Des structures agiles ont été théoriquement analysées à travers des modélisations et des simulations de leurs réponses fréquentielles. La mise en œuvre expérimentale de ces travaux préalables est maintenant discutée. L'accent est mis sur une simple métallisation des deux FSS précédemment développées sur un substrat de verre. L'objectif d'agilité est mené en fabriquant plusieurs phototypes, dont les paramètres géométriques sont identiques, avec différents verres présentant des variations de permittivités.

La première partie de ce chapitre est dédiée aux moyens utilisés pour réaliser les échantillons. Ils se basent sur les techniques de photolithographie qui permettent le dessin de motifs périodiques d'une grande précision et homogénéité grâce à l'emploi d'un masque. La ligne de conduite de la réalisation et le protocole expérimental sont exposés et les résultats de la photolithographie analysés. Il est notamment nécessaire d'évaluer la taille et l'homogénéité des motifs FSS pour et entre chaque échantillon.

Une fois les dispositifs achevés, ils sont caractérisés par des mesures en espace libre sur la gamme 30-50 GHz. Après avoir mesuré les caractéristiques de verres seuls, nous relevons la transmission des structures FSS fabriquées. Il s'agit ainsi de vérifier l'aspect filtre passe-bande des dispositifs, d'en évaluer la qualité et de montrer une agilité fréquentielle par variations de permittivité. Les mesures sont confrontées aux résultats de simulations, effectuées à partir des paramètres mesurés. Enfin, de nombreuses perspectives sont ouvertes et quelques pistes sont données pour des études futures.

I. FABRICATION DES STRUCTURES

I.1. Ligne de conduite

I.1.1. Choix de la méthode

L'objectif principal de la mise en œuvre expérimentale est de constater par des mesures en transmission l'agilité des structures développées précédemment numériquement. L'accordabilité du dispositif se base sur la modification de la permittivité du matériau agile sous l'action d'un champ électrique externe de commande. Dans un premier temps, il est possible de créer une agilité fréquentielle sans utiliser de matériau accordable. Il suffit de réaliser plusieurs structures FSS identiques avec des substrats de différentes permittivités. La structure multicouche est alors plus simple à fabriquer puisqu'elle ne présente que la métallisation de la FSS sur un substrat. On s'affranchit ainsi des problèmes liés à l'application de la tension de commande et du dépôt du matériau accordable (BST, PVDF)

Plusieurs méthodes s'offrent à nous pour réaliser la métallisation de la FSS sur un substrat. La métallisation directe avec un pochoir cachant les parties creuses est impossible à utiliser pour nos structures. En effet, comme les FSS sont formés de motifs inductifs, les motifs du pochoir sont, par conséquent, déconnectés les uns des autres et le pochoir ne peut se tenir tout seul. Par contre, des techniques de sérigraphie et de photolithographie permettent la réalisation de FSS inductives. La taille des motifs à dessiner et le matériel disponible au laboratoire (spin-coating, lampe UV, évaporateur) nous a orienté vers cette dernière solution : la photolithographie.

I.1.2. Choix des substrats

Une agilité « virtuelle » de la structure FSS est donc envisagée en fabriquant plusieurs dispositifs identiques où seule la permittivité du substrat change. Pour identifier l'influence de cette modification dans la transmission de la structure, des substrats de verre présentant différentes permittivités ont été choisis.

Leur utilisation lors des mesures est prévue dans la gamme 30-50 GHz. A ces fréquences, la taille des cornets circulaires est de 4.4 cm de diamètre. Ainsi, pour s'affranchir des effets de bords lors des mesures, nous prévoyons des substrats de 10cm de diamètre. Leur mise en œuvre par spin-coating nécessite une géométrie circulaire afin d'homogénéiser facilement l'épaisseur du dépôt de matière. Par ailleurs, le paramètre « épaisseur du substrat » est important pour les pertes par réflexion. Plus le substrat est épais, plus il induit une transmission atténuée. Mais comme le substrat est assez large, il ne doit pas être trop fin non plus, pour éviter une casse facile du verre.

Ainsi, nous avons acheté à une société spécialisée quatre types de wafer de 4 pouces de diamètre et d'épaisseur 500 μ m. Les verres sont dénommés AF 45, AF 32, Borofloat 33 (B33) et

Lithosil fused silica (Lithosil). AF45, AF32 et B33 sont des borosilicates de différentes compositions. Lithosil est de la silice amorphe de synthèse (SiO₂) assez pure, ce qui permet d'avoir une faible permittivité (Tableau 4-1).

		Lithosil	B33	AF32	AF45
Permittivités (ϵ_r) à 1MHz		3.8	4.6	5.1	6.2
Tangente de pertes ($\tan\delta$)		$1.4 \cdot 10^{-3}$	$3.7 \cdot 10^{-3}$	$2.8 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-4}$
Résistivité électrique ($\Omega \cdot \text{cm}$)	250°C	A 20°C : $1.15 \cdot 10^{18}$	$1 \cdot 10^8$	$8 \cdot 10^{11}$	$6 \cdot 10^{13}$
	350°C		$3 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^{10}$	$3.2 \cdot 10^{10}$
	500°C		X	$1.5 \cdot 10^8$	$1.6 \cdot 10^9$

Tableau 4-1. Données constructeurs des propriétés électroniques des verres utilisés.

1.1.3. Dimensionnement des FSS

Les prototypes sont fabriqués pour une utilisation dans la bande Q des micro-ondes. Nous avons vu que cela conditionne le diamètre des wafers; Cela entraîne également des dimensions précises pour la taille des motifs et des périodes de la FSS. Les recherches précédentes par modélisation et simulation des comportements électromagnétiques de telles structures ont permis d'estimer ces dimensions. Des simulations ont été réalisées avec les quatre types de substrats de verre utilisés et les dimensions des motifs ont été optimisées pour obtenir des fréquences de résonance comprises entre 30 et 50 GHz.

La première structure, celle avec les motifs inductifs omégas, est dessinée avec les dimensions suivantes : un rayon moyen de 350 μm , une longueur de dipôle de 600 μm (longueur totale de l'oméga : 1.8mm), une épaisseur percée de 100 μm et une périodicité de la cellule unitaire de 5mm. Ces dimensions fournissent des fréquences de résonance variant de 45 à 35 GHz pour les permittivités extrêmes des verres utilisés (3.8 et 6.2).

La deuxième structure développée est celle où la FSS est basée sur la technique des lignes coplanaires. Les dimensions des motifs sont : longueur moyenne du carré de 1.75mm (patch métallique de 1.55mm), périodicité du motif de 3.5mm et épaisseur percée de 200 μm . Ces dimensions fournissent également des fréquences de résonance variant de 45 à 35 GHz selon les verres utilisés.

Les masques nécessaires à la photolithographie ont donc été fabriqués à partir de ces dimensions. La centrale de technologie du LAAS à Toulouse nous a réalisé ces masques de manière très précise et des photographies sont présentées ici (Figure 4-1). Les masques sont composés de verre recouvert d'une fine épaisseur de chrome qui lui confère des propriétés anti-réflexives. Les masques sont réalisés inversés par rapport à la surface FSS inductive finale. C'est à dire que les motifs voulus creux au final sont pleins sur le masque et inversement, les parties métalliques au final sont transparentes ici. Des mesures en profilométrie ont été menées pour contrôler les dimensions des motifs. Elles sont bien conformes à ce qui était demandé, et aux dimensions énoncées ci-dessus.

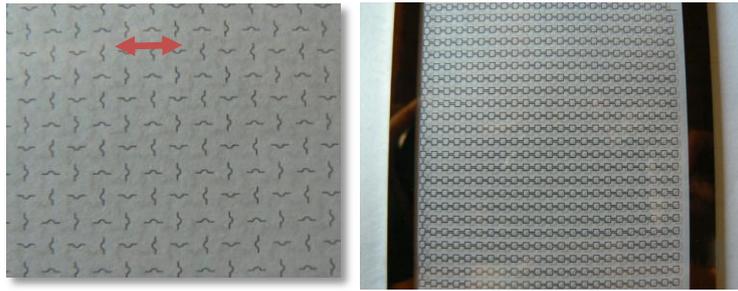


Figure 4-1. Photographies des deux masques.

I.2. Généralités sur la photolithographie

Les composants en micro-électroniques sont majoritairement réalisés grâce à la photolithographie. La photolithographie est un procédé similaire qui est plutôt utilisé dans la fabrication des semi-conducteurs. Les deux techniques consistent à déposer une résine photosensible sous forme de film mince sur la surface d'un substrat (souvent le silicium, ici du verre). L'exposition à une radiation lumineuse crée des réactions au sein de la résine et engendre des modifications chimiques: les zones irradiées vont voir leur solubilité évoluer suivant le type de résine.

L'utilisation d'un masque où les motifs souhaités sont dessinés, permet d'avoir des endroits où la résine n'est pas irradiée. Selon la résine utilisée, la réticulation lors de l'irradiation va s'effectuer dans les zones protégées par le masque ou non. Deux familles de polymères sont principalement utilisées. La première contient les résines dites positives. Elles sont constituées d'une résine polymère « novolak » (Crésol/Formaldéhyde) et d'un composé actif, la diazonaphtoquinone (DNQ). Sous l'action de la lumière, la photolyse s'effectue: le DNQ voit ses chaînes macromoléculaires se briser. Il se produit alors un réarrangement moléculaire, entraînant une libération de liaisons hydrogènes et une production d'acide carboxylique. La présence d'acide carboxylique, qui est une molécule polaire hydrophile, a pour conséquence d'augmenter considérablement la solubilité. La deuxième famille concerne les résines négatives. Dans ce cas, c'est une photopolymérisation qui est amorcée sous l'action de la lumière. À l'inverse de l'autre type de résine, cela a pour conséquence d'augmenter la densité des parties insolées, de les rendre moins solubles et donc plus résistantes au développeur (Figure 4-2).

Une fois la résine insolée, l'étape de développement utilise des solvants spécifiques au type de résine utilisé. Elle va permettre d'éliminer certaines parties du film de résine (suivant si elle est positive ou négative) et de mettre à nu le substrat en dessinant les motifs souhaités « à la résine ». Les parties qui auront solubilisé partiront et il restera les parties résistantes au développeur. L'étape finale est différente suivant qu'il s'agisse de gravure ou d'écriture. La gravure va éliminer la couche du substrat de silicium dans toutes les régions non recouvertes par la résine et reproduire les motifs du masque sur la couche inférieure. Dans notre cas, nous avons réalisé une écriture en métallisant la

totalité du substrat et, en enlevant la résine et le métal qui la couvre à l'aide d'un solvant approprié (Figure 4-3). Les paramètres révélant une bonne photolithographie sont principalement le contraste entre les parties exposées et non exposées de la résine et l'épaisseur de résine. Le premier définit la finesse et la résolution de la structure et le deuxième est important dans la détermination de l'épaisseur de métal à déposer. et donc de l'épaisseur du circuit final.

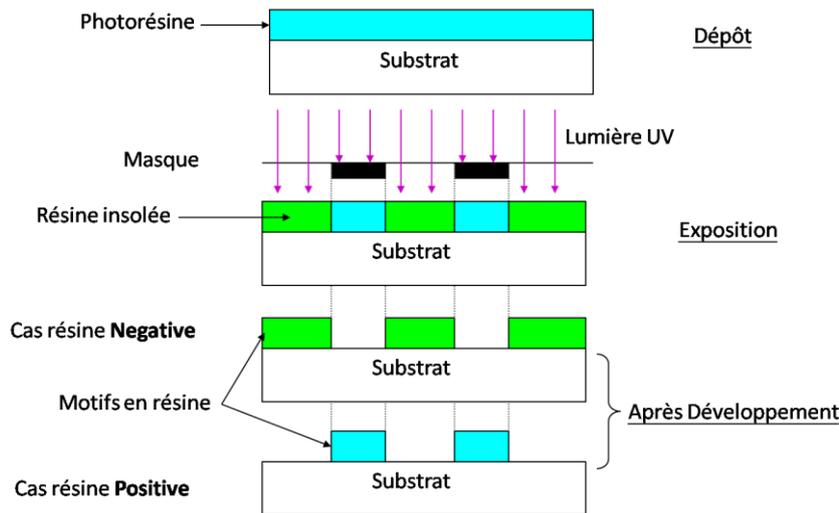


Figure 4-2. Etapes d'insolation et de développement selon le type de résine photosensible

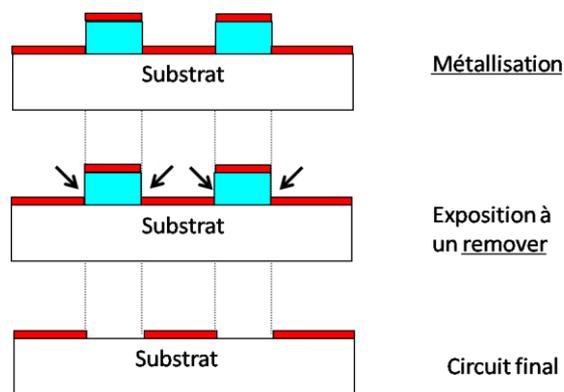


Figure 4-3. Ecriture du circuit par métallisation et élimination de la photorésine positive restante

I.3. Protocole expérimental

Cette partie est consacrée à la présentation du protocole expérimental spécifique à nos travaux. Ceux-ci ont nécessité des produits chimiques pour la réalisation des structures par photolithographie, dont les spécifications sont brièvement exposées à chaque étape de fabrication. Par ailleurs, chaque étape a dû être optimisée et les caractéristiques (temps, vitesse de rotation ...), affinées par rapport aux données du fournisseur.

I.3.1. Dépôt de la résine

La résine utilisée est une résine photosensible positive de type AZ 1505. Le dépôt de la résine se fait par spin-coating. Le substrat repose sur un plateau tournant à vitesse constante, de façon à répandre par force centrifuge la résine uniformément sur toute la surface du substrat. L'accélération et la vitesse de rotation du plateau ont une influence directe sur l'épaisseur de résine déposée. La durée de rotation du plateau a peu d'influence sur l'épaisseur de résine, en revanche, elle est utile pour la planéité de l'échantillon. Plus la durée est longue, plus le dépôt est uniforme.

D'après la fiche technique de la résine, pour obtenir une épaisseur de 500 nm, la vitesse de rotation du plateau doit être de 4000 tr.min⁻¹. Or, en faisant réticuler toute la résine, l'épaisseur de résine mesurée variait selon les essais entre 100 et 300nm. Il est possible qu'un rayonnement inopportun ait provoqué une réticulation partielle et une variation de la viscosité de la résine; ce qui se traduit par une plus faible épaisseur de résine recueillie. Ceci aura un impact sur la quantité de métal déposée.

Viscosité à 25°C (cSt)	6,3
Solvant	Methoxy-propyl-acetate (PGMEA)
Sensibilité spectrale	310 – 440 nm

Tableau 4-2. Principales propriétés de la résine AZ 1505

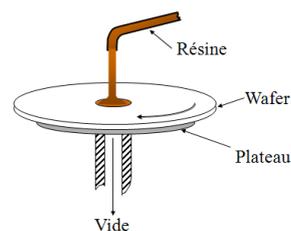


Figure 4-4. Schéma du spin-coating

Accélération (tr.min ⁻¹)	Vitesse de rotation (tr.min ⁻¹)	Temps de rotation (s.)	Epaisseur attendue (nm)	Epaisseur obtenue (nm)
1000	4000	90	500	100-300

Tableau 4-3 : Paramètres et résultats du dépôt de résine AZ1505

I.3.2. Cuisson

Une fois la résine déposée sur le substrat de verre, le film ainsi obtenu possède encore une concentration importante de solvant PGMEA. Une cuisson de l'échantillon pendant 1 minute à 90°C permet de réduire cette concentration en évaporant le solvant. Cela évite également une contamination du masque, améliore l'adhésion de la résine au substrat, prévient les risques de cassures lors de l'insolation et diminue l'érosion non voulue lors du développement.

I.3.3. Insolation

L'insolation est l'étape qui consiste à exposer l'échantillon (résine+ substrat) à une source lumineuse. Le substrat est placé sur un support et est recouvert d'un masque. Ce dernier va alors dissimuler les parties de la résine où les réactions chimiques ne se produiront pas. La source lumineuse est une lampe à vapeur de mercure émettant dans tout le domaine spectral visible. Les pics d'émission principaux sont dans l'U.V., sur des longueurs d'onde comprises entre 350 et 450 nm. Comme l'intensité de la source n'est pas connue, une optimisation de la durée d'exposition a été réalisée. En effet, plus l'intensité lumineuse est importante, plus la résine se solubilise. Il s'agit donc d'arriver à un compromis, afin de solubiliser seulement les parties visibles du masque, sans illuminer les parties cachées. Le contraste des motifs dépend largement du temps d'insolation. Ainsi, un trop long temps d'exposition risque d'insoler les parties du film cachées par le masque. Cela se produit lorsque le substrat est très réflecteur aux UV, ce qui augmente la quantité de lumière absorbée par la résine. Dans notre cas, le substrat est transparent aux UV. Il guide la lumière le long du substrat par réflexions successives aux interfaces support/verre et verre/résine, ce qui diminue la résolution spatiale (contraste) (Figure 4-5).

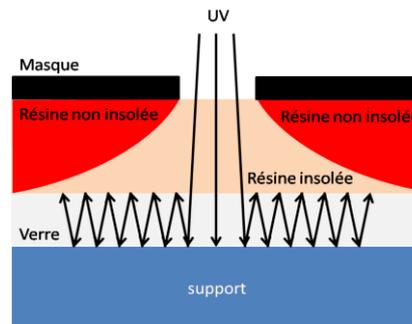


Figure 4-5. Etape d'exposition du film de résine photosensible.

Ainsi, pour un temps d'insolation préalablement fixé à 60 s., la résine réticulait sur toute la surface du substrat, même au niveau des parties cachées par le masque. Par conséquent, après l'étape de développement, il n'y avait aucun motif de résine. Dans le cas de la structure coplanaire qui a des dimensions de motifs de 200 μm , la durée d'exposition a été diminuée jusqu'à 7s. pour avoir ce qui était attendu, à savoir de la résine restante seulement aux endroits cachés par le masque. Pour le masque formé de motifs omégas, les dimensions plus faibles (100 μm) ont entraîné une durée d'insolation optimisée encore inférieure (5s.)

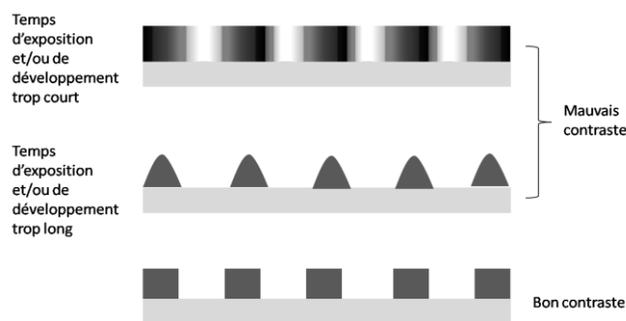


Figure 4-6. Contrastes des motifs après développement

I.3.4. Le Développement

Cette étape consiste à plonger le substrat sur lequel repose la résine insolée et non insolée, dans un bain contenant une solution développante (AZ351B) diluée qui solubilise les parties insolées. L'ensemble est ensuite rincé successivement dans deux bains d'eau distillée, ce qui a pour effet d'éliminer complètement la résine qui a solubilisé, puis séché par air comprimé.

La fiche technique de la résine AZ1505 indique que le bain nécessaire pour le développement doit être composé à 20% d'AZ351B pour 80% d'eau distillée et le temps de développement se situe autour de 75s. Dans notre cas, l'optimisation de la durée de développement a été réalisée en analysant le contraste des motifs obtenus. Pour des durées supérieures à 25s., la totalité de la résine a solubilisé, et pour des temps inférieurs à 15s., les motifs ne sont pas bien dessinés (cas 1 Figure 4-6). Ainsi, la durée du développement se situe entre 15 et 25s., avec une optimisation des résultats de 22s pour le masque formé de motifs coplanaire et de 19s. pour le masque formé de motifs oméga.

I.3.5. Cuisson

La cuisson est réalisée cette fois-ci à 115°C pendant 50 secondes, afin d'évaporer le solvant provenant de la solution développante et d'améliorer la stabilité physico-chimique de la résine restante.

I.3.6. La métallisation

Avant de procéder à la métallisation, il est nécessaire de mesurer l'épaisseur réelle de résine sur le substrat par profilométrie, afin de déterminer l'épaisseur de métal à déposer. En effet, il faut que la solution de « remove » puisse venir attaquer la résine par les côtés et cela nécessite que l'épaisseur de métal déposé soit inférieure à l'épaisseur de résine. Nous avons considéré, et vérifié expérimentalement, qu'une épaisseur de métal allant jusqu'aux 2/3 de l'épaisseur de résine, permet une attaque facile de la solution de « remove » sur la résine restante.

La métallisation s'effectue dans une enceinte sous un vide poussé (2×10^{-6} mbar). Une fois cette pression atteinte dans l'enceinte, il suffit de chauffer par effet joule un creuset, contenant le métal, que nous avons choisi être de l'aluminium. Ainsi, ce dernier va s'évaporer et se déposer partout dans l'enceinte, et notamment sur l'échantillon formé par l'ensemble substrat + résine non

insolée. L'épaisseur de métal déposée est contrôlée grâce à un capteur qui a une précision de 1 nm. Les différentes épaisseurs des dispositifs réalisés sont présentées dans la partie relative aux résultats (cf Ch.4 .I.4).

I.3.7. Elimination de la résine restante

Une fois le métal déposé, l'ensemble de la plaque va être plongé dans un bain contenant une solution concentrée de « remove » AZ100. Cette solution a pour but de solubiliser la résine restante, entraînant dans le bain, par la même occasion les parties d'aluminium situées au dessus. L'augmentation de la température du bain (70°C) et son agitation accélère la solubilisation de la résine. Il est nécessaire d'utiliser une spatule en téflon pour aider la résine à partir dans le bain. Cependant, attention à ne pas s'en servir trop tôt car sous peine de rayer le métal et couper ainsi les motifs.

I.4. Résultats de photolithographie

Après quelques essais pour optimiser les paramètres de la photolithographie, plusieurs structures ont été réalisées à partir des masques à notre disposition sur les différents substrats de verre. Au final, nous obtenons quatre structures basées sur les motifs coplanaires (substrat AF32, AF45, B33 et Lithosil) et deux structures basées sur les motifs omégas (substrat B33 et AF32). Des analyses par profilométrie ont été réalisées avant la métallisation en mesurant les épaisseurs de résine et après métallisation, une fois la structure terminée, en mesurant l'épaisseur d'aluminium et notamment les dimensions des motifs obtenus.

I.4.1. Profilométrie avant métallisation

Les mesures par profilométrie de l'épaisseur de résine restante avant la métallisation est une étape obligatoire. Elles permettent d'évaluer qualitativement la photolithographie réalisée et de connaître l'épaisseur de métal qui serait susceptible d'être déposée. La qualité de la fabrication dépend essentiellement du contraste entre les parties possédant de la résine et celles n'en possédant pas. Il déterminera la précision, la finesse de chaque motif. L'épaisseur de métal dépend de l'épaisseur minimale de résine obtenue. Il convient alors de s'assurer de l'homogénéité du dépôt de résine (de sa planéité) ou tout ou moins, de réaliser plusieurs mesures à différents endroits de l'échantillon et d'en relever la valeur minimale. La totalité des endroits de l'échantillon ne peut être mesurée, et une vingtaine de mesures d'épaisseurs ont été réalisées à différents endroits de chaque échantillon.

A titre d'exemple, voici la mesure d'une structure de type coplanaire. Le profil de surface débute à un endroit précis de l'échantillon, indiqué par le curseur rouge (Figure 4-7). Le motif formé de résine apparaît en plus clair sur l'écran du profilomètre et le substrat en gris foncé. Le motif est nettement visible sur le profil d'épaisseur, puisque la pointe commence à mesurer à un endroit ayant

de la résine (curseur de la photo), puis descend sur le substrat de verre, pour remonter sur l'autre ligne de résine et enfin redescendre sur le substrat.

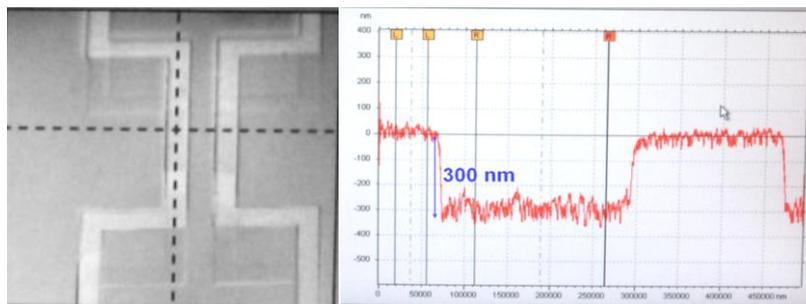


Figure 4-7. Profilométrie d'un motif en résine de type coplanaire.

Structure	Substrat	Épaisseurs de résine mesurée	Épaisseur de métal
Basée sur les motifs coplanaires	B33	De 250 à 300 nm	100nm
	AF45	De 80 à 110nm	50nm
	AF32	De 140 à 160 nm	70nm
	Lithosil	De 100 à 130 nm	70nm
Basée sur les motifs omégas	AF32	De 110 à 180 nm	50nm
	B33	De 100 à 240 nm	50nm
	AF45	De 46 à 85 nm	Non métallisé

Tableau 4-4. Mesures des épaisseurs de résine et données des épaisseurs d'aluminium déposées.

La pente du profil est quasiment verticale à l'interface verre/résine; ce qui dénote un bon contraste. L'épaisseur de résine mesurée (300nm) permet d'envisager ici une épaisseur de métal à déposer proche de 200nm. Compte tenu de la grande superficie de l'échantillon (4pouces), l'homogénéité des épaisseurs de résine déposée sur toute la surface est assez bonne, (pour cet échantillon, des variations entre 250 et 300nm de résine ont été mesurées). Cela indique que la résine a été à peu près insolée de la même manière à chaque endroit de l'échantillon et que le développement s'est bien réalisé uniformément. Ceci n'est pas valable pour tous les échantillons, puisque de grandes disparités d'épaisseurs de résine ont parfois été mesurées, notamment pour les échantillons basées sur les motifs omégas (Tableau 4-4). Dans ce cas, deux explications peuvent être avancées ; soit le support a été mal placé sous la lampe et l'insolation ne s'est pas déroulée de la même intensité à chaque endroit, soit l'agitation lors du développement était insuffisante entraînant l'inhomogénéité constatée. Néanmoins, cela n'a pas d'incidence particulière sur le résultat final. En effet, une marge a été prise en compte dans le dépôt de métal et les épaisseurs d'aluminium sont largement inférieures à la valeur minimale d'épaisseur de résine. Ainsi, la suite de la métallisation des FSS peut se dérouler dans de bonnes conditions.

I.4.2. Profilométrie après métallisation

Une épaisseur d'aluminium allant de 50 à 100 nm, suivant les échantillons, a donc été déposée par évaporation sous vide sur la totalité du substrat (Tableau 4-4). L'étape de « removing » a permis de dessiner les motifs métalliques souhaités. Les mesures des tailles des motifs auraient pu être faites à partir des mesures sur la résine (Figure 4-7), mais il semble plus judicieux de les effectuer une fois la structure terminée à partir des mesures de profilométrie sur le métal.

Pour les structures de motifs coplanaires, chaque échantillon a été mesuré une dizaine de fois, et chaque profil permettait de relever 3 dimensions de motifs. En effet, le profil débutait en avant d'une ligne et terminait après la deuxième ligne (Figure 4-8). Nous avons alors les mesures de « ligne creuse-ligne pleine-ligne creuse », ou de ligne creuse-patch plein-ligne creuse », suivant que nous nous placions au niveau d'une ligne coplanaire ou du patch carré.

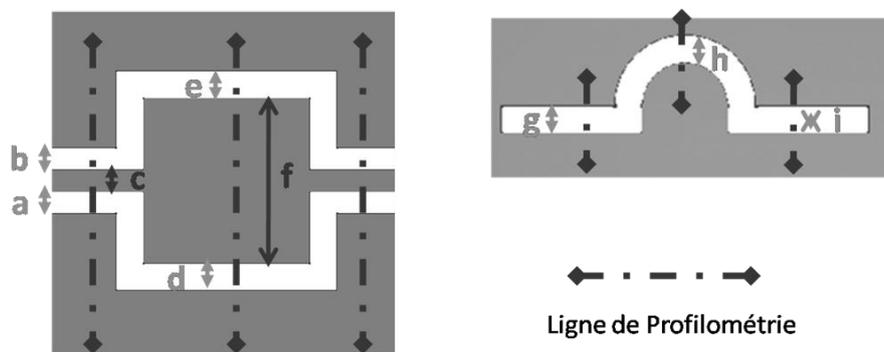


Figure 4-8. Mesures des dimensions des motifs par profilométrie.

Théoriquement les dimensions a, b, c, d et e sont identiques et valent $200\mu\text{m}$. Les mesures avaient pour objectif de contrôler aussi ces homogénéités. Il s'avère que, pour les quatre échantillons de ce type, les lignes creuses présentent bien les mêmes dimensions ($a=b=d=e$), mais que les lignes métalliques sont différentes. En fait, les lignes creuses sont légèrement inférieures à $200\mu\text{m}$, tandis que les lignes métalliques (c) compensent cette diminution en étant légèrement supérieures. Cela est probablement dû à un temps d'insolation un peu trop long, entraînant des parties sous le masque insolée. Néanmoins, les erreurs de fabrication pour trois des quatre échantillons sont tout à fait raisonnables, puisqu'elles ne dépassent pas 16% (Tableau 4-5), et nous verrons que l'incidence sur la transmission de la structure est infime. En ce qui concerne la taille des patches (f), les valeurs mesurées coïncident toutes, et ce pour les trois échantillons réussis, autour de 1.56mm . La valeur théorique étant de 1.55mm . Le quatrième échantillon présenté (AF45) révèle des dimensions largement différentes de ce qui était attendu. Comme les paramètres de la photolithographie étaient les mêmes pour cet échantillon aussi, la seule explication possible provient d'une mauvaise manipulation. Les dimensions de cette structure étant différente des autres, elle ne pourra être comparée aux autres lors des mesures. Par ailleurs, pour les quatre structures, les motifs mesurés sur

un échantillon sont pratiquement de mêmes dimensions. C'est-à-dire que les motifs FSS sont bien identiques entre eux ; la photolithographie s'est réalisée de manière uniforme.

Pour les structures avec les motifs omégas, chaque mesure permettait de relever une unique valeur. Chaque échantillon a donc été mesuré trente fois. En fait, seuls dix omégas ont été mesurés à des endroits différents de l'échantillon, et chaque oméga a été mesuré en trois parties (Figure 4-8). Théoriquement, les trois valeurs de chaque oméga sont égales (100 μ m). Cette homogénéité a été confirmée par les mesures. Les mesures s'accordent toutes entre 90 et 100nm, pour les deux échantillons réalisés (Tableau 4-5). Ainsi, la photolithographie a bien respecté les dimensions du masque et les paramètres étaient bien adaptés. L'exemple de la Figure 4-9 montre le profil pour un oméga creux (en gris sombre sur l'image) au sein de l'aluminium (en clair). Il révèle un bon contraste entre les parties métalliques et creuses et confirme, par la même occasion, l'épaisseur de métal déposée (dans ce cas: 50nm).

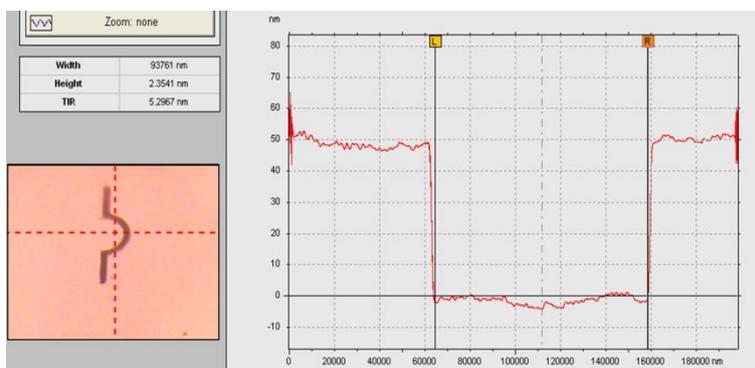


Figure 4-9. Profilométrie d'un motif oméga creusé dans une plaque métallique.

dimensions théoriques	Substrat	Mesures moyennes du motif :			Pourcentage d'erreur		
		a=b=d=e	c	f	a=b=d=e	c	f
Motifs coplanaires (a=b=c=d=e =200 μ m) ; (f=1.55mm)	B33	172 μ m	224 μ m	1.56mm	14%	11%	0.6%
	AF32	177 μ m	232 μ m	1.57mm	11%	16%	1.3%
	AF45	120 μ m	290 μ m	1.65mm	40%	45%	6.5%
	Lithosil	171 μ m	225 μ m	1.57mm	14%	13%	1.3%
Motifs omégas (g=h=i=100 μ m)	AF32		94.7 μ m			5.3%	
	B33		96.1 μ m			3.9%	
	AF45		X			X	

Tableau 4-5. Taille moyenne mesurée des dimensions des motifs et leur écart avec les dimensions du masque.

Au-delà des quelques imprécisions sur les dimensions des motifs, notamment sur celles aux motifs coplanaires qui devaient avoir 200 μ m de largeur, les structures réalisées sont tout à fait

utilisables. Le principal point positif est dans la très bonne homogénéité des valeurs mesurées des dimensions des motifs. Pour une structure donnée, les motifs FSS sont relativement bien identiques les uns des autres, et c'est un point capital pour obtenir une résonance électromagnétique.

I.4.3. Aspect des structures

Les photographies (Figure 4-11) présentent les prototypes obtenus par photolithographie. Les structures montrent bien des aspects de FSS inductives avec des motifs transparents gravés dans du métal. L'homogénéité des dimensions des motifs a déjà été soulignée lors des mesures et nous pouvons globalement la remarquer sur ces images. Par ailleurs, les techniques de photolithographie nous ont obligés à travailler dans le noir, un peu à l'aveugle, et c'est pourquoi certaines structures présentent des traces des pinces qui ont coupé les motifs. De même, la dernière étape de photolithographie nécessite l'emploi d'un léger grattoir pour éliminer les parties métalliques inutiles. Son utilisation précoce entraîne des rayures sur les échantillons métalliques, qui eux aussi coupent les périodicités des motifs. Malgré ces imperfections, nous avons choisi de caractériser ces échantillons. En effet, l'ouverture du cornet source du signal micro-onde est largement inférieure à la taille des wafer (4.4cm vs 10cm) et les échantillons présentent de large partie de périodicités propres (Figure 4-10). Il suffit alors de focaliser convenablement le faisceau micro-onde sur cet endroit. Introduisons ici un important bémol. Ces structures peuvent être utilisées sans appliquer de champ électrique sur les parties métalliques des FSS. En effet, pour la structure basée sur les motifs coplanaires, les imperfections de fabrication entraînent de nombreux court-circuit entre les deux électrodes. Pour utiliser cette structure avec l'application du champ (c'est son objectif à long terme), il sera nécessaire d'améliorer grandement les étapes de fabrication et d'envisager peut-être d'augmenter les dimensions des motifs.

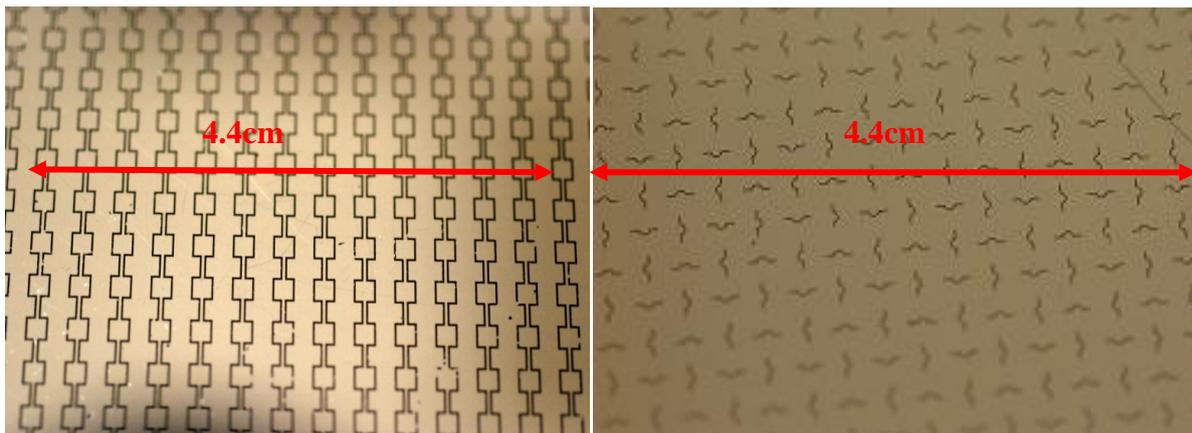


Figure 4-10. Zooms sur des parties d'échantillons de la taille du waist du faisceau micro-onde.



Figure 4-11. Photographies des structures réalisées par photolithographie.

II. Mesures Micro-Ondes

II.1. Le banc ABmm

II.1.1. Le dispositif expérimental

Le banc millimétrique en espace libre, disponible au laboratoire, balaie une large bande de fréquence : de 18 à 110 GHz (Figure 4-12 et Figure 4-13). Il est associé à un analyseur de réseau vectoriel MVNA 8-350-2 (Millimeter Vector Network Analyzer), prévu pour fonctionner de 8 à 350 GHz avec 2 canaux de réception simultanés (réflexion et transmission). Nous disposons de quatre paires de têtes millimétriques balayant les gammes 18-26 GHz, 29-51 GHz, 42-72 GHz et 70-110 GHz. Ces fréquences sont obtenues à partir d'une source 8-18 GHz (source locking frequency counter) dont le signal centimétrique est dirigé par des câbles coaxiaux SMA vers des multiplieurs en fréquences (Harmonic Generator). Ces multiplieurs, reliés aux cornets par des guides d'ondes rectangulaires, permettent d'obtenir les fréquences millimétriques des quatre gammes de fréquences micro-ondes.



Figure 4-12. Photographies du banc ABmm à vide et lors d'une mesure.

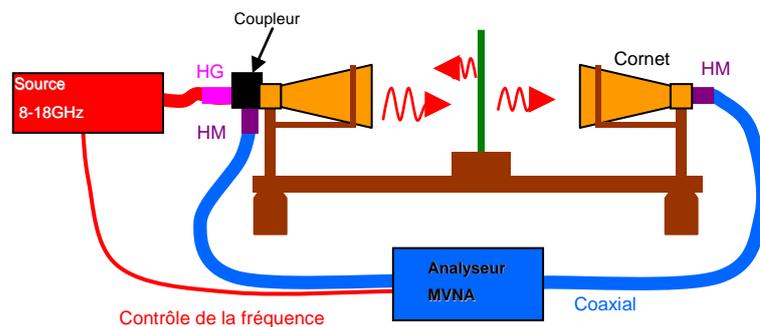


Figure 4-13. Schéma du banc ABmm

Le signal ainsi généré se propage dans l'espace libre et le signal transmis par l'échantillon est capté par un cornet et un détecteur harmonique (Harmonic Mixer). De l'autre côté, le signal réfléchi est récupéré par un coupleur qui le transmet, grâce à un guide d'onde rectangulaire à un détecteur

harmonique (HM). Un ordinateur pilote l'ensemble et récupère les données par des cartes d'acquisitions. Par ailleurs, un oscilloscope visualise en temps réel le signal détecté en module et en phase. Il permet d'ajuster l'amplification à l'émission et l'atténuation en réception. Le signal se propage dans l'espace libre sous forme d'un faisceau gaussien. Comme nous sommes en espace libre, nous devons adapter l'impédance de l'onde guidée à l'espace libre. Pour cela, nous utilisons sur la gamme 18-26 GHz, des cornets pyramidaux et pour les autres fréquences des cornets scalaires. Ce sont des cornets coniques dont les parois internes sont rainurées.

Fréquences	Type de cornet	Ouverture (cm)	Longueur (cm)
18-26 GHz	Pyramidaux	2.9	5.5
29-51 GHz	Scalaires	4.4	24.2
42-72 GHz	Scalaires	3.1	18
75-110 GHz	Scalaires	2.2	12

Tableau 4-6. Dimensions des cornets suivant la gamme de fréquences micro-ondes

La gamme de fréquences utilisée pour les mesures est celle de 29 à 51 GHz. A ces fréquences, les cornets sont des cornets scalaires. Ce type de cornets corrugués a un diagramme de rayonnement à symétrie de révolution [101]

Le faisceau gaussien est obtenu en couplant différents modes [102]. Le principe de base consiste à convertir une partie de l'énergie du mode TE_{11} issu d'un guide circulaire en mode TM_{11} pour ensuite les combiner avec la bonne relation de phase et produire ainsi un profil de champ linéaire de mode hybride HE_{11} . Le mode TE_{11} est obtenu à partir du mode TE_{01} par une transition « guide rectangulaire-guide circulaire ». Plus cette transition est longue, meilleure sera l'adaptation. Le mode TM_{11} est créé par les cannelures. Les parois cannelées imposent des conditions aux limites identiques pour les deux polarisations du champ électrique et cela a pour effet de contraindre le champ à se concentrer sur l'axe.

L'amplitude du faisceau a donc une variation gaussienne lorsque l'on s'éloigne de l'axe. Le front d'onde d'un faisceau gaussien est plan au niveau du waist et courbe sur le reste de l'axe z . Donc, l'échantillon est placé au waist pour avoir un front d'onde plane, paramètre qui serait identique aux modélisations effectuées précédemment. Le waist du faisceau est indépendant de la fréquence. Il vaut environ 0.33 fois le diamètre d'ouverture et se situe à 12cm du cornet de la gamme 30-50 GHz [5].

L'utilisation d'un banc focalisé présente deux avantages. Elle évite l'utilisation d'une chambre anéchoïque coûteuse et la taille minimum des échantillons pour effectuer la mesure est largement diminuée. Par contre, des réflexions parasites de l'onde électromagnétique entre l'échantillon et l'environnement du banc de mesure peuvent diminuer la sensibilité du banc.

II.1.2. Etalonnage

Le banc de mesure ne réalise pas directement la mesure en réflexion et en transmission. Il est nécessaire d'étalonner le banc. Ainsi, les mesures sont toujours réalisées par rapport à une mesure de référence. Pour cela, on utilise une mesure de référence en transmission et une autre en réflexion. La première s'effectue à vide. La deuxième mesure la réflexion d'une plaque métallique située à l'endroit où l'échantillon à mesurer sera placé. Ainsi, la transmission de la structure est faite par rapport à la mesure sans échantillon et la réflexion est donnée par rapport à la mesure de la plaque métallique. Cet étalonnage supprime les réflexions dues l'environnement.

$$S_{21} = \frac{S_{21}éch.}{S_{21}vide} \quad <4.1>$$

$$S_{11} = -\frac{S_{11}éch.}{S_{11}vide} \quad <4.2>$$

Une condition à la formule <6.7> est que l'échantillon doit être supérieur à la tache focale, ce qui est le cas pour nos mesures [5]. Par ailleurs, la plaque métallique de référence doit être de la même taille que l'échantillon. Le signe moins provient du déphasage de 180° de la plaque métallique.

II.2. Préambule aux mesures des structures

II.2.1. Caractérisation des verres

Les verres utilisés comme substrat aux FSS ont tout d'abord été mesurés en transmission et en réflexion grâce au banc millimétrique présenté ci-dessus. Les objectifs de ces mesures sont la confirmation de la constante diélectrique donnée par le fabricant de verre et la prise en compte de l'atténuation du signal due aux pertes par réflexion introduites par les substrats.

Pour connaître l'influence des verres dans l'atténuation de la transmission du signal, il suffit de mesurer la transmission de chacun des matériaux. Ainsi, après la procédure d'étalonnage, les verres bruts sont directement mesurés. Les résultats présentés après filtrage, indiquent que les transmissions de l'onde sont atténuées par la présence du verre. La diminution de l'amplitude varie de -1dB à -2.5dB, suivant le type de verre. Plus la permittivité est élevée, plus l'atténuation est importante.

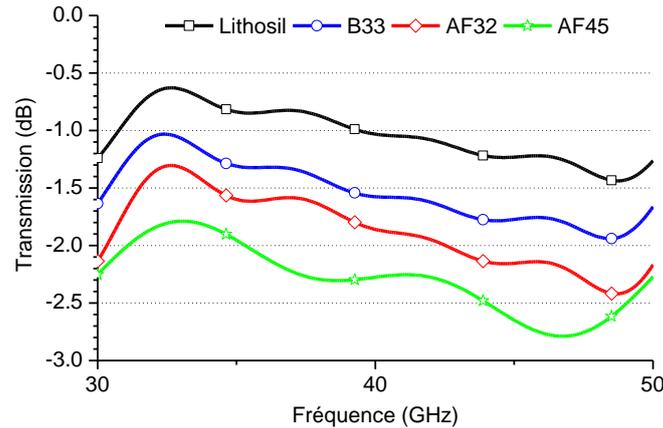


Figure 4-14. La transmission des substrats de verre après élimination du bruit liée à la mesure.

Concernant les caractéristiques électroniques des verres, les données constructeurs des verres proviennent de mesures menées à basses fréquences (1MHz). Il est possible qu'à plus hautes fréquences, les permittivités aient légèrement changé. En ce cas, il est judicieux de contrôler ce paramètre, important si l'on considère les objectifs de ces travaux. Pour cela des mesures en transmissions et en réflexions sur les verres ont été effectuées. A partir des phases et des modules en transmission et réflexion, la permittivité du matériau peut être extraite [103]. Quelques lignes de calcul nous révèlent ainsi des résultats quelques peu différents des données.

Sur les quatre verres, trois résultats sont pratiquement indépendants de la fréquence, si l'on néglige une légère baisse quand on augmente la fréquence. Pour le quatrième matériau, de larges variations (probablement issues de la mesure), nous contraignent à un résultat plus approximatif. Une moyenne sur la gamme de fréquence a été choisie pour ce verre.

Les permittivités mesurées sont toutes inférieures aux données constructeurs et ce décalage augmente lorsque le matériau présente une permittivité plus élevée. Ainsi, pour le matériau Lithosil, la permittivité trouvée est la même que celle annoncée, puis nous avons un décalage de 0.5 pour le Borofloat, de 0.8 pour AF32 et de approximativement 1.2 pour AF45. Nous avons choisi d'utiliser les permittivités mesurées et de les intégrer aux simulations qui serviront de comparaison aux mesures.

Les tangentes de pertes de chaque matériau diélectrique ont été calculées (rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle de la permittivité complexe) :

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad \text{et} \quad \tan(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$$

<4.3>

Les résultats varient de 0.15 à 0.25 suivant le type de verre et plus le matériau possède une permittivité élevée, plus les pertes diélectriques sont importantes. Globalement, ces valeurs sont très

supérieures à celles avancées par le constructeur et sont le reflet des atténuations en amplitude présentées Figure 4-14.

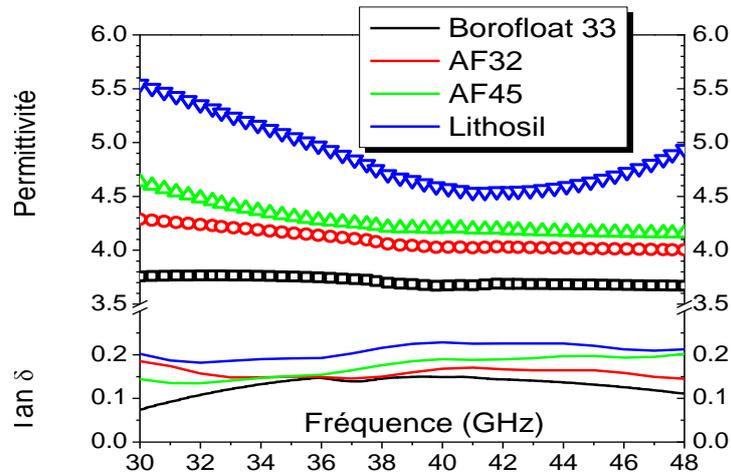


Figure 4-15. Résultats des permittivités des verres sur la bande 30-50 GHz à partir de mesures en espace libre.

	Lithosil	B33	AF32	AF45
Permittivités à 1MHz (données constructeurs)	3.8	4.6	5.1	6.2
Permittivités mesurées à 30-50GHz	3.7	4.1	4.3	5
Ecart (%)	2.5%	10%	15%	20%
Tangente de pertes (données constructeurs)	$1.4 \cdot 10^{-3}$	$3.7 \cdot 10^{-3}$	$2.8 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-4}$
Tangente de pertes	$1.5 \cdot 10^{-1}$	$1.8 \cdot 10^{-1}$	$1.9 \cdot 10^{-1}$	$2.2 \cdot 10^{-1}$

Tableau 4-7. Comparaisons des propriétés électroniques données par le constructeur et celles mesurées à HF.

II.2.2. Prise en compte des paramètres mesurés,

II.2.2.i. Epaisseur de métal

Les simulations réalisées précédemment modélisaient la couche métallique sans épaisseur. Elles étaient effectuées en prenant, soit une surface de cuivre sous Microstripes, soit une condition « perfect E » sous HFSS. Les deux conditions donnaient les mêmes résultats. L'idée est ici de modéliser la FSS avec l'épaisseur mesurée pour le métal réellement utilisé: l'aluminium (calculs faits avec 100nm). Les résultats des simulations permettent de soulever plusieurs points. Le premier concerne les différences entre les résultats de simulation pour la surface de cuivre et pour la surface d'aluminium. Seul un léger déplacement de la fréquence de résonance est constaté (Figure 4.16). La nouvelle résonance se situe 400MHz décalée vers les hautes fréquences, soit un décalage de 1%. Le deuxième point est relatif à l'épaisseur de métal déposé. Celle-ci ne modifie en rien la transmission de la structure, que ce soit pour la fréquence de résonance, que pour l'amplitude du signal. Néanmoins, il est légitime de se demander dans quelle mesure les logiciels EM ont pris en compte

les phénomènes d'effets de peau, existants pour de faibles épaisseurs de métal et introduisant des pertes métalliques.

II.2.2.ii. Dimensions réelles des motifs

La fabrication des structures FSS par photolithographie a engendré des différences dans les tailles des motifs. Les simulations préalables à la fabrication ont, bien sûr, été réalisées avec les dimensions théoriques. Avant de mesurer expérimentalement les échantillons, il est intéressant de remodeler les structures avec les dimensions réelles des motifs et de noter l'influence de ces changements dans la transmission. Pour cinq échantillons, les mesures ont révélé de légères variations entre les valeurs réelles et celles théoriques issues du masque alors que pour la structure coplanaire AF45, ces différences sont nettement plus importantes.

Ce constat se reflète dans les simulations. Pour les trois structures basées sur les motifs coplanaires qui présentent des dimensions variant d'environ 15% des valeurs théoriques, le changement dans le spectre de transmission des structures est infime. Pour le cas du substrat Lithosil, la fréquence de résonance est décalée de 400 MHz vers les basses fréquences (Figure 4.15). Ainsi, les simulations réalisées avant fabrication sont adaptées aux 3 structures coplanaires, à une erreur de 0.6% près. Pour les structures omégas, les variations des dimensions sont encore plus petites (5%), ce qui mène à des erreurs sur les simulations de moins de 0.3%. Concernant la structure coplanaire AF45 dont les dimensions mesurées sont très différentes de celles attendues (40% d'écart), les prochaines simulations sont réalisées avec les valeurs moyennes mesurées (cf Ch.4. I.4.2

II.2.2.iii. Les pertes des diélectriques

Les simulations réalisées préalablement ne prenaient pas en compte les pertes liées aux matériaux. Comme, il s'agissait plutôt de situer la résonance, introduire des pertes n'étaient pas vraiment utile. Désormais, pour comparer les résultats des simulations à ceux obtenus expérimentalement, il est plus juste de prendre en compte les pertes diélectriques. Une unique tangente des pertes a été intégrée pour toutes les fréquences comprises entre 30 et 50 GHz et pour chaque type de verre. Le Tableau 4-7 fournit les valeurs intégrées dans les simulations.

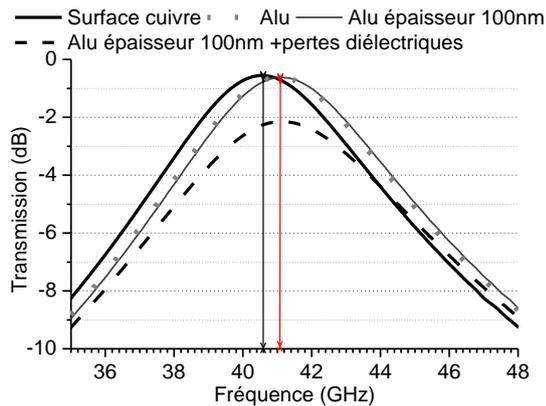


Figure 4-16. Exemple de prise en compte des données réelles des matériaux pour le verre B33.

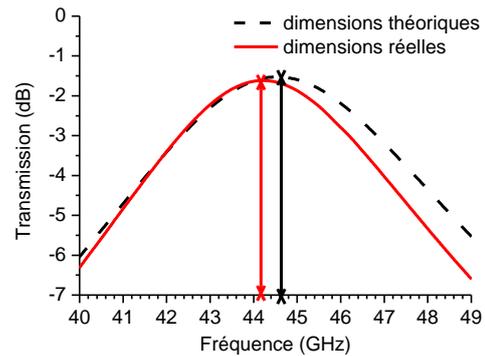


Figure 4-17. Comparaison des transmissions données par les dimensions réelles des motifs FSS et celles obtenues avec les dimensions théoriques.

II.3. Mesures des structures FSS

II.3.1. Présentation des résultats

Pour chaque structure, les résultats des mesures sont analysés en les comparant avec les résultats de simulation. Ainsi, chaque graphique, relatif à une structure étudiée, comprend :

- les résultats de simulations des structures dont les paramètres mesurés ont été intégrés (permittivité, pertes et dimensions des motifs) avec soit des conditions aux limites périodiques infinies soit finies.

- les résultats des mesures lissées.

- en encadré*, les résultats des mesures brutes (avec le bruit) et son lissage.

II.1.3.i. Conditions des simulations

Des modélisations ont donc été menées pour les six échantillons mesurés, en prenant en compte les pertes et les dimensions mesurées des motifs. Comme précédemment, les structures FSS peuvent être simulées avec une cellule FSS de base se répétant à l'infini (conditions périodiques infinies) ou par la modélisation d'un nombre précis de motif FSS. Pour reconstituer au mieux les conditions dans lesquelles se sont déroulées les mesures, la structure FSS est modélisée avec 22*22 motifs pour la structure coplanaire et 16*16 motifs omégas (données par le masque). De plus, le cornet a une ouverture de 4.4 cm et la source est donc modélisée de cette taille-ci à la distance identique à celle des mesures. Ainsi, l'onde électromagnétique traverse au mieux 12*12 motifs FSS lors de son passage dans la structure coplanaire et 10*10 pour celle formée avec les motifs omégas.

II.1.3.ii. Elimination du bruit de mesure

Les mesures en transmission sont directement relevées en dB. Elles présentent un important bruit dû aux réflexions parasites. Il est possible de filtrer ce bruit par différentes méthodes. Celle

retenue ici est la méthode de Savitzky-Golay, facilement disponible par le logiciel de traçage Origin. Cette méthode de filtrage date de 1964 [104]. Son principe de filtrage est une régression polynomiale locale de degré k , sur une distribution d'au moins $k+1$ points, pour déterminer la valeur lissée pour chaque point. La distribution est fixée par l'utilisateur et plus le nombre de points pris en compte est élevé, plus la courbe est lissée et le bruit éliminé.

La présence de bruit est d'une importance différente selon les mesures. Ainsi, la mesure sur la FSS coplanaire pour le substrat Lithosil, ainsi que les deux mesures réalisées avec les FSS omégas révèlent moins de bruit que pour les autres mesures. Elles ont nécessité un lissage sur une trentaine de points alors que les autres résultats ont été lissés sur une cinquantaine.

II.3.2. Les quatre échantillons « coplanaire »

II.2.3.i. Analyse des mesures

Les mesures réalisées en espace libre ont donc été dépouillées et seule la transmission est analysée pour chaque structure. Dans un premier temps, intéressons nous uniquement aux résultats de mesure (courbes rouge Figure 4-18).

Le premier objectif était de réaliser une structure filtrante sélective en fréquence. Il est partiellement réalisé, puisqu'une bande passante a été identifiée révélateur du comportement d'un filtre passe-bande. En effet, les mesures en transmission présentent bien une bande de fréquence sur laquelle la transmission du signal présente une amplitude bien supérieure par rapport à celle obtenue aux autres fréquences. Ainsi, les structures FSS réalisées par photolithographie, montrent bien une aptitude à filtrer certaines fréquences et à laisser passer le rayonnement pour les fréquences, qui ont été fixées préalablement par la taille des motifs, l'épaisseur du substrat, la permittivité...

La sélectivité de ce filtrage, identifiable par la pente de la courbe, est différente suivant les quatre échantillons. Ceux ayant les deux plus faibles permittivités diélectriques (Lithosil et B33) présentent une meilleure sélectivité que pour les deux autres (AF32 et AF45). La sélectivité de la FSS est en premier lieu donnée par le nombre et la dimension et la qualité des motifs (le fait qu'il soit identiques, non coupés...). Ainsi, et, comme les mesures se sont déroulées dans les mêmes conditions pour tous les échantillons, ces différences proviennent plutôt des étapes de la fabrication et de la qualité de la structure finale que des approximations de mesures.

En ce qui concerne l'amplitude du signal recueilli, il atteint au mieux -7dB pour les deux meilleures structures (Lithosil et B33) et à peine -10dB pour les deux autres. Là encore, la différence vient de la qualité de l'échantillon (homogénéité des motifs, rayures...), mais également, en partie, des pertes diélectriques plus importantes pour les substrats de plus fortes permittivités (AF32 et AF45). Globalement, pour les quatre structures, ces faibles valeurs peuvent être expliquées par l'aspect fini des structures et par le nombre déterminé de motif FSS que l'onde EM traverse. Ceci est montré par les comparaisons avec les modélisations EM réalisées avec des conditions aux limites finies et infinies.

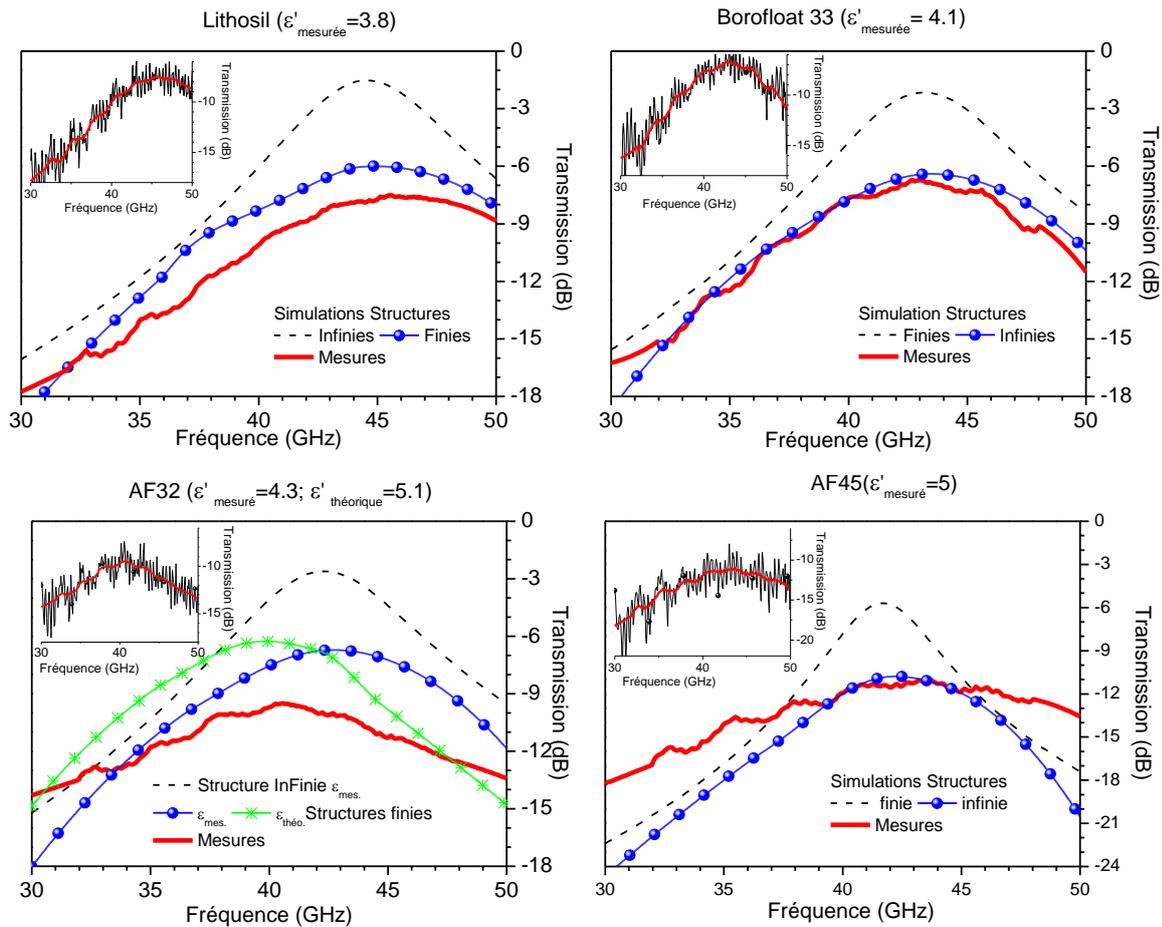


Figure 4-18. Résultats des mesures en transmission des quatre structures FSS basées sur les motifs coplanaires. Comparaison avec les simulations EM réalisées avec des conditions aux limites infinies et finies pour les paramètres mesurés. En encadré : mesures brutes et son lissage.

II.2.3.ii. Comparaisons avec les simulations EM

Les quatre structures basées sur les motifs coplanaires ont été mesurées et les résultats sont confrontés aux simulations EM effectuées au plus près des conditions réelles d'expérimentation. La simulation avec des conditions périodiques infinies et la simulation avec des conditions périodiques finies aboutissent aux mêmes résultats fréquentiels (position de la fréquence de résonance), mais fortement diminué en terme d'amplitude. Les mesures en espace libre, qui ont été effectuées sur un nombre fini de cellules FSS confirment ce constat.

En effet, pour deux structures (Lithosil et B33), les mesures collent parfaitement à la modélisation d'une structure finie. Nous pouvons admettre que la modélisation d'un nombre fini de motifs FSS est tout à fait propice à prédire le comportement de la structure FSS. Du coup, la faible amplitude du signal transmis est explicable, grâce aux simulations, en comparant les deux modélisations. L'atténuation proviendrait principalement de l'aspect fini des structures et du nombre déterminé de motifs FSS que verrait l'onde à son passage. Plus grand est ce nombre, meilleure sera la

résonance de la FSS et la transmission sera alors accentuée. Par ailleurs, un facteur possible non pris en compte lors des modélisations est la possibilité que la faible épaisseur de métal change la conductivité du matériau et introduit ainsi des pertes expérimentales supplémentaires. Et bien entendu, la qualité de la fabrication est également un facteur important dans le gain d'amplitude.

Ainsi, la structure ayant comme substrat le verre AF32 présente des résultats de mesure dont l'amplitude est un peu inférieure aux simulations. Pour ce cas, deux simulations de structures finies sont exposées. Ce sont des modélisations avec la permittivité du verre mesurée et avec celle donnée par le constructeur. En effet, pour les autres dispositifs, les mesures révèlent bien la même fréquence de résonance que celle donnée par la simulation menée avec la permittivité *mesurée*. Cependant pour le cas AF32, il semblerait que la permittivité théorique (donnée par le constructeur) fournisse un résultat s'approchant plus de celui des mesures. Enfin, la structure AF45 a été remodelisée avec la permittivité, les pertes et les dimensions des motifs mesurés. La position de la fréquence de résonance est alors la même que celle mesurée en espace libre. Comme les dimensions de cet échantillon sont différentes des trois autres, il ne participe pas à l'évaluation de l'agilité. En effet, celle-ci est valable pour un unique paramètre modifié : la permittivité.

La sélectivité de la transmission de la FSS dans l'ensemble n'est pas très bonne. Il est possible de l'améliorer en diminuant la taille des motifs, et c'est ce que nous allons montrer avec les structures basées sur les motifs omégas.

II.3.3. Les deux échantillons « omégas »

II.3.3.i. Analyse des mesures

Pour ces deux structures, les tailles des inclusions creuses sont plus faibles que pour l'autre type de structure. Ainsi, les motifs omégas mesurent $100\mu\text{m}$ quand les motifs coplanaires faisaient $200\mu\text{m}$. Ceci se traduit par une sélectivité de la bande passante plus importante, révélée par les résultats des mesures en transmission de ces échantillons (Figure 4-19). Par ailleurs, l'amplitude du signal transmis est légèrement diminuée par rapport aux structures précédentes (9dB contre 7dB dans le meilleur des cas). Ce constat est aussi une cause de la diminution de la taille des motifs. La surface FSS présente moins de partie trouée et l'onde électromagnétique voit plus de surface métallique et réfléchissante. Néanmoins, ces deux résultats sont assez bons, avec une bande passante bien définie.

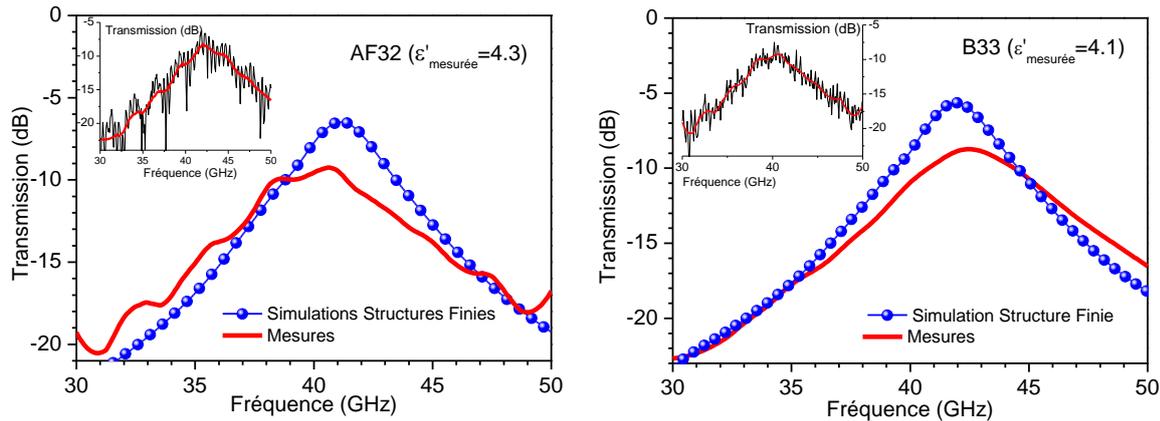


Figure 4-19. Résultats des mesures en transmission des structures « omégas » et comparaisons avec les simulations.

II.3.3.ii. Comparaisons avec les simulations EM

En ce qui concerne les comparaisons entre les résultats de simulation et les résultats de mesures, elles aboutissent à des similitudes. L'amplitude de la transmission est légèrement supérieure à celle obtenue par les mesures et les allures des courbes sont identiques, notamment pour la pente de la courbe. Ainsi, la sélectivité de cette structure est confirmée par les modélisations. La position de la fréquence de résonance est tout à fait similaire avec un écart de 1 GHz pour la permittivité de 4.3 (soit 2.5% d'erreur à ces fréquences) et de 300MHz pour celle de 4.1 (0.7% d'écart). Cela signifie que les permittivités mesurées des verres sont approximativement les bonnes valeurs.

II.3.4. Agilité Expérimentale

II.4.3.i. Structure basée sur les motifs coplanaires

L'agilité fréquentielle de la structure est obtenue par changement de la permittivité du matériau. Pour évaluer cette agilité, nous avons retenu trois structures FSS basées sur le motif coplanaire. Ces structures sont identiques à l'exception du paramètre entraînant l'accordabilité : la permittivité du substrat. Les substrats de verre ont une épaisseur de 500 μ m, des permittivités théoriques données par le constructeur de 5.1, 4.6 et 3.8 et mesurées de 4.3, 4.1 et 3.8. L'objectif était de vérifier expérimentalement le décalage vers les hautes fréquences lorsque la permittivité du matériau diminuait. En effet, c'est le comportement habituel d'un matériau de type ferroélectrique lorsqu'on lui applique une tension de commande.

De manière qualitative, une accordabilité expérimentale a bien été constatée (Figure 4-20), puisque les fréquences de résonance sont approximativement 40.5, 43 et 46 GHz, respectivement pour les permittivités 4.3, 4.1 et 3.8 ou. Ceci mène à des accordabilités structurelles de 6 et 14% lorsque la permittivité de départ est 4.3 et une accordabilité de 7% lorsqu'elle est de 4.1. Ces chiffres dépendent

largement de l'épaisseur et de la permittivité et une plus grande épaisseur aboutit à une plus large agilité.

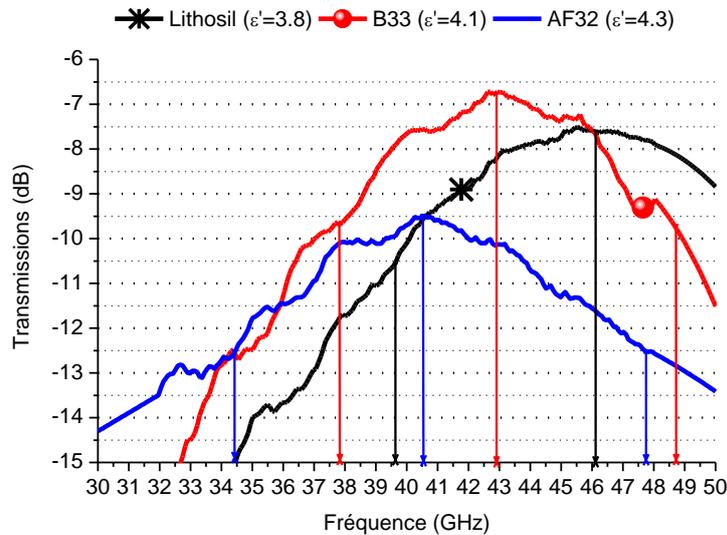


Figure 4-20. Agilité expérimentale de la structure "coplanaire".

Si l'on considère une atténuation de -3dB par rapport au maximum, les bandes fréquentielles sont comprises selon les cas entre 34 et 48 GHz, entre 38 et 49 GHz et entre 39.5 et au-delà de 50 GHz respectivement pour les permittivités 4.3, 4.1 et 3.8. Les bandes passantes se chevauchent, ce qui révèle une faible sélectivité fréquentielle. La diminution de la taille des motifs améliore théoriquement ce phénomène; ce que nous allons vérifier avec les motifs omégas d'épaisseurs 100 μ m.

Permittivités à 1MHz	Agilité du matériau	Permittivités mesurées	Agilité du matériau	Agilité de la structure
$\epsilon' = 5.1 \rightarrow \epsilon' = 4.6$	10%	$\epsilon' = 4.3 \rightarrow \epsilon' = 4.1$	5%	6%
$\epsilon' = 4.6 \rightarrow \epsilon' = 3.8$	17.5%	$\epsilon' = 4.3 \rightarrow \epsilon' = 3.8$	7%	7%
$\epsilon' = 5.1 \rightarrow \epsilon' = 3.8$	25.5%	$\epsilon' = 4.3 \rightarrow \epsilon' = 3.8$	12%	14%

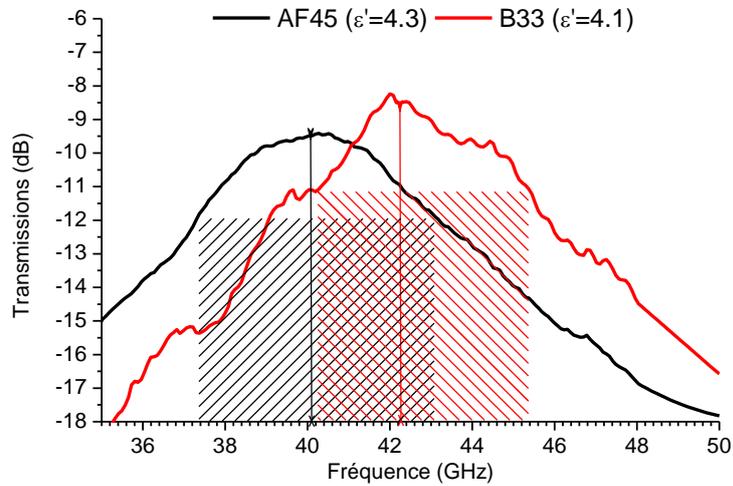
Tableau 4-8. Données chiffrées de l'agilité expérimentale de la structure "coplanaire".

II.4.3.ii. Structure basée sur les motifs omégas

De la même manière, les mesures réalisées sur les structures basées sur les motifs omégas révèlent un décalage en fréquence lorsque la permittivité du substrat change. Les deux matériaux utilisés sont des verres de permittivité 5.1 et 4.6 d'épaisseur 500 μ m, ce qui correspond alors à une hypothèse d'agilité sur le matériau de 10%. Les fréquences de résonance obtenues se situent autour de 40 et 42 GHz, soit une agilité expérimentale de 5%. Ce chiffre est sensiblement identique à la valeur calculée pour la structure coplanaire.

Comme pour la structure FSS précédente, des bandes passantes ont été dessinées en prenant en compte une diminution de 3dB autour de la fréquence de résonance. La sélectivité fréquentielle

pour cette structure est nettement améliorée par rapport à celle précédentes. Ainsi, les fréquences de travail balayent une gamme fréquentielle moindre (5 GHz). En contrepartie, même pour une accordabilité sur le matériau de seulement 5%, les bandes passantes se chevauchent beaucoup moins.



Ainsi, les objectifs expérimentaux que nous nous étions fixés ont été en partie atteints. Les structures FSS fabriquées présentent bien des aptitudes de filtrage fréquentielle pour des fréquences qu'il était possible de prédire avant expérimentation. Une agilité fréquentielle par changement de valeur de permittivité a été constatée qualitativement et évaluée approximativement de manière quantitative. Les modélisations et simulations concordent avec les résultats expérimentaux, ce qui permet de valider notre travail de modélisation réalisé en amont.

Conclusion & Perspectives

La mise en œuvre expérimentale a donc abouti avec l'étude de six échantillons. A partir de techniques de photolithographie qu'il a fallu optimiser pour nos spécificités de réalisations, quatre structures de type « coplanaire », de taille de motif 200 μm , et deux structures de type « omégas », de dimension 100 μm , ont été créées. Pour chaque type de structure, la photolithographie a été globalement bien menée, puisque tous les échantillons sont identiques entre eux.

Ceci était une condition essentielle dans l'objectif de mesurer une agilité fréquentielle. Les mesures ont été effectuées dans la bande Q des micro-ondes et ont débuté par la caractérisation des verres. Les pertes diélectriques, assez élevées, et les permittivités ont été mesurées. Quelques écarts avec les données constructeurs ont été relevés et ils ont été intégrés dans des modélisations. Enfin, la transmission des dispositifs FSS a été mesurée et malgré une amplitude de signal généralement assez faible, qui est explicable par le nombre déterminé des cellules FSS, les principaux objectifs ont été atteints:

- L'aspect filtre passe-bande des prototypes a été clairement identifié.
- La sélectivité du filtre a été améliorée par diminution de la taille des motifs.
- Une agilité potentielle fréquentielle par changement de permittivité a été constatée.

Toutes ces mesures s'appuient sur des comparaisons avec les simulations EM qui confirment la validité de notre travail de modélisation.

Un point non établi dans ces travaux est la réalisation de l'intégration du matériau accordable dans les structures FSS fabriquées. De nombreux problèmes restent posés pour métalliser le matériau accordable, que ce soit un ferroélectrique ou un polymère ferroélectrique. Déposer une couche de métal par évaporation sous vide sur un matériau de ce type est faisable, mais dessiner des motifs inductifs métalliques est une autre affaire.

Comme nous l'avons vu, la méthode que nous avons retenue est la photolithographie. Elle nécessite plusieurs cuissons, certes de température peu élevées et des traitements chimiques de produits corrosifs, qui risquent fortement d'altérer les propriétés du matériau, notamment celles du polymère. L'étude du matériau en lui-même, ses réactions face aux différents stress de la photolithographie (absorption d'UV, augmentation de la température, traitements chimiques), ainsi que son intégration dans des types de structure multicouche, comme celles étudiées dans cette thèse, peuvent faire l'objet d'une étude complète.

Par ailleurs, une possibilité pour soustraire le matériau accordable aux traitements de la photolithographie, est d'évaporer sous vide directement le métal sur le matériau. Nous avons précisé qu'il n'était pas réalisable de créer des motifs inductifs comme ceux que nous avons dessiné ces travaux. Néanmoins, il est possible d'avoir des motifs plus simples composés d'agencements de lignes creuses et qui pourrait, de la même manière, servir d'électrodes. Ainsi, l'évaporation sous

vide pourrait s'envisager en utilisant plusieurs rubans de largeur arbitraire en tant que masque. Le métal se déposerait partout sur le substrat sauf au niveau de ces lignes. Une seconde métallisation partielle sur un côté du réseau de lignes connecterait les rubans métalliques les uns autres et formerait ainsi une possibilité d'appliquer un champ électrique sur toute la surface. La manœuvre est recommencée de l'autre côté et les deux électrodes sont ainsi placées pour polariser le matériau.

Une fois les électrodes FSS déposées sur le matériau accordable, il reste à mesurer la transmission de la structure avec et sans champ électrique externe. Les perspectives de travaux sur le sujet sont donc très fournies, que ce soit en termes d'études expérimentales sur le matériau accordable en lui-même (comment le métalliser ?), qu'en termes de mesures de la transmission de la structure sous action d'un champ électrique.

Par ailleurs, une autre orientation à ces travaux peut être envisagée en considérant ces structures FSS comme un métamatériau à partir duquel les paramètres effectifs tels que la permittivité et la perméabilité pourraient être étudiés. Quelques analyses de ce type ont été menées au cours de ce doctorat et un exemple de résultat est présenté en annexe.

Conclusion Générale

Ces travaux de doctorat s'inspirent de réalisations scientifiques existantes. L'étude bibliographique a permis de considérer un panel de dispositifs actifs à partir des cristaux photoniques, des métamatériaux et des techniques d'agilité. La solution, en espace libre, que nous avons retenue parmi tous ces travaux est la solution matériau ferroélectrique associé à des FSS. En effet, le matériau accordable de type ferroélectrique est un bon candidat pour l'objectif d'agilité, en raison notamment de sa forte permittivité. Sa facilité d'intégration permet de l'envisager en système multicouche entre deux Surfaces Sélectives en Fréquences (FSS) ou entre 1FSS et un substrat diélectrique. Les FSS sont des structures largement connues pour leur utilisation en espace libre et sa composition métallique est un avantage pour les utiliser comme électrodes dans le but d'appliquer le champ électrique externe qui modifie la permittivité du matériau ferroélectrique.

Ainsi, deux types de structures actives ont été développés. Elles se basent toutes les deux sur les propriétés EM des FSS. Le deuxième chapitre a permis de se familiariser avec ce type de surface périodique. Il existe des FSS capacitatives, formées par une périodicité de motifs métalliques imprimés sur un substrat, mais ce sont les FSS inductives qui nous intéressent de part leur comportement de filtre passe-bande.

Une analyse par modélisations a été menée sur les principaux motifs FSS simples. Deux logiciels de simulation EM étaient à notre disposition et des comparaisons ont révélé des résultats identiques. A partir de modifications des paramètres géométriques, l'influence sur le spectre fréquentiel du filtre passe-bande a été évalué. Cela a notamment permis de vérifier des équations connues pour prédire la position de la fréquence de résonance de FSS de motifs simples dipôles et anneaux.

L'idée nous est alors venue d'analyser un motif inductif composé d'une association de ces deux motifs simples : le motif oméga. Ce motif bien connu sous sa forme métallique dans les études des matériaux chiraux, est moins étudié sous sa forme inductive. Grâce à des recoupements entre les résultats de simulation des trois types de motifs (dipôle, anneau et oméga), il a été possible d'extraire une équation approchée donnant la position de la fréquence de résonance en fonction des paramètres géométriques du motif oméga. En outre, ce motif, initialement anisotrope, a été étendu à un motif isotrope, indépendant de la polarisation de l'onde électromagnétique incidente, par rotation de 90° et duplication sur une cellule élémentaire de la FSS.

Ce motif FSS complexe, de cellule élémentaire formée par quatre omégas tournés à 90° les uns des autres, a été choisi pour réaliser la première structure active en raison de ses réponses en

transmission très sélectives. Une étude en incidence oblique a permis de valider l'invariance de la réponse fréquentielle de la structure pour des incidences de l'onde EM inférieure à 20° .

Le dispositif se présente alors comme un système multicouche avec le matériau accordable entre 2 FSS. Le matériau ferroélectrique de type BST est plutôt envisagé en couches minces sur un substrat, car la forte permittivité du ferroélectrique en couches épaisses réduit la transmission de la structure. Des hypothèses d'accordabilité sur le matériau ont été extraites de mesures précédentes et les résultats des simulations EM fournissent des agilités structurelles allant de 5 à 11% selon la puissance du champ électrique externe appliqué (de l'ordre de plusieurs centaines de kV/cm).

Cependant une importante limitation dans la polarisation du matériau existe à cause de la présence du substrat. La majorité de l'énergie électrique était perdue dans celui-ci. Cela nous a conduit à imaginer deux solutions : une solution matériau en supprimant le substrat et une solution FSS en dessinant un dispositif avec deux électrodes sur une seule FSS.

Ainsi, un deuxième matériau accordable a été intégré dans le dispositif à 2 FSS à la place du BST. Il s'agit d'un terpolymère ferroélectrique commercialisé par la société Piézotech. L'avantage est que sa faible permittivité permet de l'intégrer entre les FSS en film mince sans substrat. Ainsi, la totalité du champ électrique est disponible pour la modification de la permittivité du matériau. Les résultats de simulations mènent, selon les hypothèses d'accordabilité et d'épaisseur du matériau P(VDF-TrFe-CFE), à des agilités du dispositif allant jusqu'à 50% pour 2MV/cm de champ électrique.

La deuxième partie du chapitre 3 est dédiée à l'étude de la solution FSS qui nous a conduit à élaborer une autre structure FSS. Elle est née du souci d'optimisation de la quantité de champ électrique externe appliqué sur le matériau BST en couches minces. Il s'agissait alors de placer les deux électrodes sur une unique FSS déposée sur le matériau. Un nouveau motif FSS inductif a alors été dessiné. Il est constitué d'une boucle carré creuse et le patch métallique ainsi formé est relié à son voisin par une ligne coplanaire.

Un avantage est de pouvoir utiliser un matériau déposé sur un substrat de n'importe quelle épaisseur. Par ailleurs, l'onde EM traverse la structure par les trous de la surface métallique et il suffit de changer la permittivité à ce niveau. Comme il est possible de changer les distances inter-électrodes en fixant la taille des motifs FSS, l'énergie électrique destinée à la polarisation du BST est grandement augmentée. Un compromis est néanmoins nécessaire entre une diminution des dimensions des motifs qui entraîne une augmentation de l'agilité du dispositif mais diminue l'amplitude de la transmission. Des simulations nous ont indiqué que jusqu'à $10\mu\text{m}$ de largeur percée, la transmission pouvait être satisfaisante.

L'agilité de cette structure à 1FSS a été testée pour des dimensions de motifs égales à $25\mu\text{m}$, en gardant les hypothèses d'accordabilité du BST utilisée pour la structure à 2FSS. Les résultats de simulations fournissent des accordabilités allant jusqu'à 18% pour un BST de 500nm d'épaisseur et

jusqu'à 45% pour un BST d'épaisseur $3\mu\text{m}$. Une rapide comparaison des agilités des deux structures a été exposée à titre indicative. Pour une même hypothèse d'accordabilité sur le matériau, la structure à 2FSS semble plus efficace, puisqu'elle mène à des accordabilités de 35% quand la structure coplanaire présente 20% d'agilité. Cependant, l'important est la polarisation réelle du matériau accordable sous champ électrique externe et, à ce niveau, la structure à 1FSS a un avantage certain : celui de pouvoir appliquer un très fort champ électrique contrairement à la structure à 2 FSS qui est limitée par l'épaisseur du substrat.

Après, de nombreuses analyses réalisées par modélisations et simulations EM, le dernier chapitre de ce manuscrit porte sur les considérations expérimentales. Celles-ci se sont basées sur les résultats des simulations pour envisager la fabrication des deux structures FSS : celle formée par le motif oméga et celle constituée de motifs coplanaire. La difficulté était principalement de construire une FSS inductive. La solution technologique s'est dirigée vers la photolithographie avec des contraintes chimiques qui nous ont poussées à effectuer dans un premier temps le dépôt métallique sur un substrat de verre. L'accordabilité du dispositif était alors envisagée en considérant plusieurs structures FSS identiques, mais de permittivité de substrat différentes.

L'objectif de la photolithographie était de réaliser les deux types de structures de largeur de motifs différente (100 et $200\mu\text{m}$) et pour chaque type de structure, réaliser plusieurs prototypes identiques en utilisant différents verres. Après quelques essais où les paramètres de fabrication ont été optimisés, la photolithographie a alors abouti avec l'étude de six échantillons (quatre pour la structure de type coplanaire et deux pour la structure de type oméga). La fabrication a été globalement bien menée, puisque les échantillons d'un même type de structure sont identiques entre eux.

Les caractérisations des prototypes ont alors été effectuées dans la bande Q des micro-ondes avec pour objectif d'identifier le comportement de filtre passe-bande des structures et de constater un déplacement de la fréquence de résonance lorsque la permittivité du verre est modifiée. Avant cela, il était nécessaire de contrôler les constantes diélectriques de chaque verre aux fréquences d'étude. Enfin, la transmission des dispositifs FSS a été mesurée et malgré une amplitude de signal généralement assez faible, explicable par l'aspect fini de la structure FSS, des bandes passantes autorisant la transmission sur une bande de fréquences définie et une agilité fréquentielle ont été relevées. Les résultats de mesures ont été comparés avec des résultats de simulations menées en intégrant les paramètres mesurés des dispositifs (taille des motifs, permittivité du substrat, pertes). Les résultats sont tout à fait similaires et même identiques pour deux prototypes.

En somme, les expérimentations ont permis de retrouver de nombreux aspects des structures actives préalablement obtenus par modélisations. Ceci donne une légitimité au travail de simulation et valide les principaux objectifs fixés au cours de la thèse. Ces résultats ouvrent la voie à une étude

plus précise et plus applicative de ce genre de dispositif. Un conséquent travail sur le matériau accordable et sur son intégration technologique serait notamment intéressant à traiter. Il débouchera probablement sur des observations allant dans le sens des résultats développés dans ce manuscrit et augmentera le poids et la visibilité de tels systèmes actifs dans le monde de l'industrie.

Bibliographie

CHAPITRE 1 ETAT DE L'ART

- [1] W. L. Bragg, «The diffraction of short electromagnetic waves by a crystal.» *Proc. Cambridge Phil. Soc.*, 17, 43, 1913.
- [2] E. Yablonovitch, «Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics.» *Phys. Rev. Lett.*, 58, 2059, 1987.
- [3] K.M. Ho, C. T. Chan, C. M. Soukoulis. «Existence of a photonic gap in periodic dielectric structures.» *Phys. Rev. Lett.*, Vol.65, 1990: 3152 - 3155.
- [4] E. Yablonovitch, T. J. Gmitter, K. M. Leung. «Photonic band structure: The face-centered-cubic case employing nonspherical atoms.» *Phys. Rev. Lett.*, Vol.67, 1991: 2295 - 2298.
- [5] L. Oyhenart, «Modélisation, réalisation et caractérisation de cristaux photoniques tridimensionnels en vue d'applications à la compatibilité électromagnétique.» *Thèse de doctorat, N°3114*, 2005.
- [6] G. Tayeb, D. Maystre. «Rigorous theoretical study of finite-size two dimensional photonic crystals doped by microcavities.» *J. Opt. Soc. Am. A. – Vol. 14, N°12*, 1997.
- [7] R. Costa, A. Melloniand, M. Martinelli. «Bandpass resonant filters in photonic-crystal waveguides.» *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(3) , 2003: 401–403.
- [8] H. Takeda, K. Yoshino. «Tunable light propagation in Y-shaped waveguides in two-dimensional photonic crystals utilizing liquid crystals as linear defects.» *Phys Rev B*, Vol.67, 073106 , 2003.
- [9] E. R. Brown, C. D. Parker, E. Yablonovitch. «Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate.» *J. Opt. Soc. Am. B.*, 10(2), 1993.
- [10] H-Y. D. Yang, N. G. Alexopoulos, E. Yablonovitch. «Photonic band gap materials for high-gain printed circuit antennas.» *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, 45(1) , 1997.
- [11] A. R. Weily, K. P. Esselle, B.C. Sanders, T.S. Bird. «High gain 1D EBG resonator antenna.» *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.47, N°2, 2005.
- [12] M. Qiu, S. He. «High directivity patch antenna with both photonic bandgap substrate and photonic bandgap cover.» *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.30, N°1, 2001.
- [13] M. Thevenot, C. Cheypre, A. Reineix, B. Jecko. «Directive photonic band gap antennas.» *IEEE trans. On Microwave theory and Techniques*, 47(11), 1999.
- [14] S. Enoch, G. Tayeb, P. Saboureaux, N. Guérin, and P. Vincent. «A metamaterial for directive emission.» *Physical Review Letters*, 89(21) :213902, 2002.
- [15] M. Thevenot, C. Cheype, A. Reineix, B. Jecko. «a dielectric photonic parabolic reflector.» *Microwave And Optical Technology Letters*, Vol. 21, No. 6, 1999.
- [16] S. Collardey, G. Poislane, A.C. Tarot, P. Pouliguen, C. Terret, K. Mahdjoubi. «Metallic Photonic Band Gap Propagation Modes characterization.» *Microwave and optical technology letters*, 28, 434-440:

- 2001.
- [17] T. Brillat, A. De Lustrac, F. Gadot, E. Akmansoy, J.M. Lourtioz. «Electrically controllable photonic bandgaps in the microwave domain: variable conductances versus variable capacitances.» *PECS, Sendai, Japan*, 2000.
- [18] G. Poilasne, P. Pouliguen, K. Mahdjoubi, C. Terret, L. Desclos «Study of beam splitting using aperiodic metallic photonic bandgap materials.» *Microwave Opt. Tech. Lett.* 25, 36, 2000.
- [19] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. «Low frequency plasmons in thin-wire structures.» *J. Phys. Cond. Matter.* 10, 1998: 4785-4809.
- [20] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart. «Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena.» *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 47, 1999: 2075-2084.
- [21] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S. Schultz. «Composite medium with simultaneously negative permability and permittivity.» *Phys. Rev. Lett.* 84, , 2000: 4184-4187.
- [22] P.G. Balmaz, O. J. F. Martin, «Efficient isotropic magnetic resonators.» *Applied Physics Letters*, 81(5), 2002: 939-941.
- [23] S. Zhang, W. Fan, N. C. Panoiu, K. J. Malloy, R. M. Osgood, S. R. J. Brueck. «Experimental Demonstration of Near-Infrared Negative-Index Metamaterials.» *Phys. Rev. Lett.* 95, 137404, 2005.
- [24] V. G. Veselago, «The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of permittivity and permeability.» *Sov. Phys. Usp.*, 10, 1968: 509-514.
- [25] J.B. Pendry, «Negative refraction makes perfect lens.» *Phys. Rev. Lett.*, Vol.85, N°18, 2000: 3966-3969.
- [26] S. Enoch, G. Tayeb, Boris Gralak. «The richness of the dispersion relation of electromagnetic band gap materials.» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10), 2003: 2659-2666.
- [27] G.V. Eleftheriades, A. Grbic. «Subwavelength focusing using a negative-refractive-index transmission line lens.» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 82(2), 2003: 1536-1225.
- [28] G.V. Eleftheriades, A. Grbic. «Experimental verification of backward-wave radiation from a negative refractive index metamaterial.» *Journal of Applied Physics*, 92(10), 2002: 5930-5935.
- [29] C. Caloz, A. Sanada, Tatsuo Itoh. «Microwave circuits based on negative refractive index material structures.» *11th GAAS Symposium, Munich*, 2003.
- [30] J. B. Pendry, D. Schurig, D. R. Smith. «Controlling Electromagnetic Fields.» *Science DOI: 10.1126/science.1125907*, 2006.
- [31] D. F. Sievenpiper, « High-Impedance Electromagnetic Surfaces.» *Thèse de doctorat, University of California, Los Angeles*, 1999.
- [32] D. Sievenpiper, L. Zhang, R.F.J. Broas, N.G. Alexopolous, E. Yablonovitch. «High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band.» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* , Vol. 47, No. 11 2059-2074.
- [33] F.R. Yang, Qian, R. Coccioli, T. Itoh. «Novel 2-D Photonic Bandgap Structure for Microstrip Lines.» *IEEE Microwave and guided wave letters*, Vol. 8, N°2, 1998: 69-71.
- [34] C. Caloz, T. Itoh. «Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave

- applications.» ISBN: 0-471-66985-7, Wiley-IEEE Press, 2005.
- [35] A. de Lustrac, « Métamatériaux .» *Techniques de l'ingénieur, AF 3 713*, 2009.
- [36] A. Ourir, A.de Lustrac. «All metamaterial based subwavelength cavities $1/60$ for ultrathin directive antennas.» *Applied Physics Letters, Vol.88*, 2006.
- [37] Marconi, C.S. Franklin. «reflector for use in wireless telegraphy and telephony.» *United States Patent/1,301,473*, 1919.
- [38] B.A. Munk, «Periodic surface for large scan angles.» *United States Patent/3,789,404*, 1974.
- [39] B.A. Munk, «Space Filter.» *United States Patent/4,125,841*, 1978.
- [40] R.W. Davies, I.L. Morrow, J.F. Cooper, I. Youngs. «Frequency selective surface composed of aperture coupled high-impedance surfaces.» *Microwave and Optical Techn. Lett., Vol.48, DOI 10.1002*, 2005: 1022-1025.
- [41] S. Uckun, T.Ege. «Tree concentric ringe as frequency selective surfaces on isotropic chiral slabs.» *Journ. of Optoelectronics and Advanced Materials, Vol.8, N°1*, 2006: 345-349.
- [42] B. A. Munk, «Frequency Selective Surfaces : Theory and Design.» *J. Wiley Interscience, US*, 2000.
- [43] J. Hirai, I. Yokota. «Electromagnetic shielding glass of frequency selective surfaces.» *Proceedings of th International Symposium on Electromagnetic Compability*, 1999: 314-316.
- [44] J.S. Yee, «Frequency selective surface.» *US Patent N°5,208,603*, 1993.
- [45] E.G. Pelton, B.A. Munk. «A streamline metallic radome.» *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, 1974: 799-803.
- [46] W.E. Mc. Kinzie, «Electrically thin multilayer bandpass radome.» *US Patent, n° 6,476,771 B1*, Nov.2002.
- [47] F. Yang, Y. Rahmat-Samii. «A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity .» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.12, n°3,*, 2002: 96-98.
- [48] J.C.Vardaxoglou, S. Chandran. «Performance of two single-layer frequency-selective surfaces as spatial filters.» *Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 6*, 1993: 339-342.
- [49] A.de Lustrac, F. Gadot, E. Akmansoy, T. Brillat. «High-directivity planar antenna using controllable photonic bandgap material at microwave frequencies .» *Appl. Phys.Lett., Vol.78*, 2001: 4196-4198.
- [50] A.de Lustrac, F. Gadot,S. Cabaret, J.M. Lourtioz, A. Priou, E. Akmansoy, T. Brillat. «Experimental demonstration of electrically controllable photonic crystals at centimeter wavelengths.» *Applied Physics Letters, Vol.75, N°11*, 1999: 1625-1627.
- [51] A. Djermoun, A.de Lustrac, F. Gadot, J.M. Lourtioz, E. Akmansoy. «Negative refraction device with electrically permittivity and negative permeability.» *Electronics Letters, Vol.42, N°4*, 2006.
- [52] T.K. Chang, R.J. Langley, E.A. Parker. «Active frequency-selective surfaces.» *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag, Vol. 143, N°1*, 1996: 62-66 .
- [53] L. Mercier, E. Rodes , J. Drouet , L. Léger , E.Arnaud, M. Thevenot, T. Monédière, B. Jecko. «Steerable and tunable “EBG resonator antennas” using smart metamaterials.» *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* , 2006: 406-409.

- [54] C. Mias, «Varactor- tunable FSS with resistive lumped element biasing grids.» *IEEE Microwave and wireless components letters*, Vol.15, N°9, 2005.
- [55] S. Sievenpiper, «Tunable Frequency Selective Surface .» *US Patent/0085757*, 2007.
- [56] H. Chen, B.-I. Wu, L. Ran, T. M. Grzegorzczuk, J. A. Kong. «Controllable left-handed metamaterial and its application to a steerable antenna.» *Applied physics letters*, Vol. 89, 053509, 2006.
- [57] K.E. Peterson, «Micromechanical membrane switches on silicon.» *IBM J. Res. Develop.*, Vol.23, n°4, 1979: 376-385.
- [58] A.S. Barlevy, Y. Rahmat-Samii. «Control of resonant bandwidth in frequency-selective surfaces by tilting the periodic elements.» *Microw. Opt. Technol. Lett.*, Vol.21, 1999: 114-117.
- [59] J.P. Gianvittorio, J. Zendejas, Y. Rahmat-Samii, J. Judy. «Reconfigurable MEMS-enabled frequency selective surfaces .» *Electronics Letters*, Vol. 38, No. 25, 2002 : 1625-1626.
- [60] L. Mercier, «synthèse de propriétés d'agilité électromagnétique par des matériaux artificiels périodiques intégrant des microcomposants. Application à la conception d'antennes à résonateur BIE configurables.» *Thèse de l'université de Limoges, N°70-2005*, 2005.
- [61] G. Poilasne, P. Pouliguen, K. Mahdjoubi, L. Desclos, C. Terret. «Active Metallic Photonic Band-Gap Materials (MPBG): Experimental Results on Beam Shaper.» *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 48, no. 1, 2000.
- [62] D. Dolfi, M. Labeyrie, P. Joffre, J.P. Huignard. «Liquid crystal microwave phase shifter.» *Electronics Letters*, Vol.29, n°10, 1993: 926-928.
- [63] P. Pochat, «Propriétés diélectriques de la nouvelle phase cristal liquide TGBA. Application hyperfréquences des cristaux liquides.» *Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux 1*, 1996.
- [64] S. John, K. Busch. «Liquid-crystal photonic-band-gap materials: the tunable electromagnetic vacuum.» *Physical Review Letters*, vol. 83, no. 5, 1999: 967-970.
- [65] H. Takeda, K. Yoshino, «Tunable photonic band schemes of opals and inverse opals infiltrated with liquid crystals.» *Journal of Applied Physics*, vol. 92, no. 10, 2002: 5658-5662.
- [66] L.-W. Chen, C.-Y. Liu «Tunable photonic crystal waveguide coupler with nematic liquid crystals.» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 8, 2004: 1849-1851.
- [67] K. Chang, T.-Y. Yun. «Analysis and optimization of a phase shifter controlled by piezoelectric transducer.» *IEEE Trans. On MTT*, Vol.50, no.1, 2002: 105-111.
- [68] K.M. Johnson, «variation of dielectric constant with voltage in ferroelectrics.» *Journal of Applied Physics*, Vol.33, N°9, 1961.
- [69] H. Kassem, «caractérisation et applications hyperfréquences de matériaux ferroélectriques en couches minces.» *Thèse de l'université de Bordeaux, N°* , 2009.
- [70] D. Kuylenskierna, A. Vorobiev, G. Subramanyam, S. Gevorgian. «Tunable Electromagnetic Bandgap Structures Based on Ferroelectric films.» *IEEE*, 2003.
- [71] Y. Yashchyshyn, J. W. Modelski. «Rigorous Analysis and Investigations of the Scan Antennas on a Ferroelectric Substrate.» *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 53, no. 2, 2005.

- [72] D.A. Whelan, «Ferro-electric frequency selective surface radome.» *United States Patent, n°5,600,325*, 1997.
- [73] E.A. Parker, T.K.Chang R.J.Langley «Active frequency selective surfaces with ferroelectric substrates.» *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 143, No. 1*, 1996.
- [74] X.Hu, P. Jiang, Q. Gong. «Tunable multichannel filter in one-dimensional nonlinear ferroelectric photonic crystals.» *Journal of Optics*, 2007.
- [75] T. Hidaka, H.Minamide, H. Ito, J. Nishizawa, K. Tamura, S. Ichikawa. «Ferroelectric PVDF Cladding Terahertz Waveguide.» *Journal Of Lightwave Technology, Vol. 23, No. 8*, 2005.
- [76] A.M. Hermann, R.M. Yandrofski, J.F. Scott, A. Naziripour, D. Galt, J.C. Price, J. Cuchario, and R.K.Ahrenkiel. «Oxide Superconductors and Ferroelectrics- Materials for a New Generation of Tunable Microwave Devices.» *J. Supercond., vol. 7, no. 2*, 1994: 463-469.
- [77] J.D. Adam, L.E. Davis, G.F. Dionne, E.F. Schloemann & S.N. Stitzer. « Ferrite devices and materials .» *IEEE Trans. On MTT, Vol.50, n° 3*, 2002: 721-737.
- [78] D.M. Pozar, «A magnetically switchable ferrite radome for printed antennas.» *IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.3, n°3*, 1993: 67-69.
- [79] T.K. Chang, R.J. Langley, E.A. Parker. «Frequency Selective Surfaces on biased Ferrite Substrates.» *Electronics Letters, Vol.30, N°15*, 1994.
- [80] R. Jakoby, P. Scheele, S. Muller, C. Weil. «Nonlinear dielectrics for tunable microwave components.» *IEEE* 369-378.

CHAPITRE 2 MODELISATION DE SURFACES SELECTIVES EN FREQUENCES

- [81] B. Hooberman, «Everything You Ever Wanted to Know About Frequency-Selective Surface Filters but Were Afraid to Ask.» calvin.phys.columbia.edu/group—web/filter.pdf, May 2005: pp. 1-22.
- [82] R.C. Compton, L.B.Whitbourn. «Equivalent-Circuit Formulas for Metal Grids Reflectors at a Dielectric Boundary.» *Applied Optics, Vol. 24, Issue 2, doi:10.1364/AO.24.000217*, 1985: 217-220.
- [83] R. L. Courant, «Variational Methods for the Solution of Problems of Equilibrium and Vibration.» *Bulletin of the American Mathematical Society* 49: 1-23., 1943.
- [84] P.B. Johns, «A symmetrical condensed node for the TLM method.» *IEEE Trans. MTT vol. 35, n°4*, 1987: pp. 370-377.
- [85] D.H. Kim, J.I. Choi. «Design of a multiband frequency selective surface.» *ETRI Journal, Vol.28,N°4*, 2006.
- [86] Y.E. Erdemli, K. Sertel, R.A. Gilbert, D.E. Wright, J.L. Volakis. «Frequency-Selective Surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays.» *IEEE Transactions on antennas and Propagation, Vol.50, n°12, , Dec.2002*: 1716-1724.
- [87] S. W. Schneider, J.F. McCann. «Frequency Selective Surfaces.» *Antenna Engineering Handbook*, 2007: 56-20,56-21.

- [88] M.M.I. Saadoum, N. Engheta. «A reciprocal phase shifter using noel pseudochiral or Omega medium.» *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.5, 1992: 184-188.
- [89] C.R. Simovski, S.A. Tretyakov, A. A Sochava, B. Sauviac, F. Mariotte, T.G. Kharina. «Antenna model for conductive omega particles.» *Journal of Electromagnetic Waves Applications*, Vol.11,n°11, 1997: 701-705.
- [90] F. Mariotte, S.A. Tretyakov, B. Sauviac. «Modelling effectiev properties of chiral composites.» *IEEE Antennas Prop. Mag.*, Vol.38,n°2, 1996: 22-32.
- [91] F. Mariotte, B. Sauviac, S.A. Tretyakov. «Chapitre 18, Artificial bianisotropic composites.» *Frontiers of Mathematical methods in Electromagnetics*, IEEE Press 2000.
- [92] S.A. Tretyakov, F. Mariotte, C.R. Simovski, T.G. Kharina, J.P. Heliot. «Analytical antenna model for chiral scatterers: comparaisn with numerical and experimental data.» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.44, N°7, Juill.1996.

CHAPITRE 3 LA STRUCTURE ACTIVE

- [93] Nguyen, «Analysis Methods for RF, Microwave, and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures.» *John Wiley and Sons, Inc. Print*, 2000.
- [94] B.A. Munk, «Frequency Selective Surfaces, Theory and Design.» *John Wiley*, ISBN 0-471-37047-9, 2000: 393-399.
- [95] V. Reymond, «Nouvelles couches minces et multicouches dérivées de BaTiO₃ : optimisation des propriétés diélectriques.» *Thèse de doctorat, Université de Bordeaux, N° d'ordre : 2858*, 2004.
- [96] H. Kassem, V. Vigneras, G. Lunet. «Non destructive dielectric characterization of thin ferroelectric films materials using coplanar line structure.» *Integrated Ferroelectrics*, 94 (01), 2007: 82 - 93.
- [97] C.S. Liang, M.H. Wu, J. M. Wu. «Frequency tunable device.» *US Patent n°US2005/0212615A1*, 2005.
- [98] B. Chu, X. Zhou, K.Ren, B.Neese, M.Lin, Q.Wang, F.Bauer, Q.M.Zhang. «A Dielectric Polymer with High Electric Energy Density and Fast Discharge Speed.» *Science*, Vol.313, 2006: 334-336.
- [99] F. Bauer, E. Fousson, Q.M.Zhang,, L.M. Lee. «Ferroelectric copolymers and terpolymers for electrostrictors: synthesis and properties.» *IEEE Trans. on Dielec. and Elec. Insul.*, Vol.20, 2004: 293-297.
- [100] Q.M. Zhang, V. Bharti, X. Zhao. «Giant electrostriction and relaxor ferroelectric behavior in electron-irradiated Poly(vinylidene fluoride-trifluoroethylen) copolymer.» *Science*, Vol.280, 1998: 2101-2104.

CHAPITRE 4 LES EXPERIMENTATIONS

- [101] E. Chung, *These de l'Université de Bordeaux*, 1999.
- [102] P.D. Potter, «A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidths.» *Microwave Journa*, 1963: pp. 71-78.

- [103] L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan, V.K. Varadan. «Microwave Electronics: measurement and metamaterial characterization.» *John Wiley and Sons, Ltd ISBN: 0-470-84492-2*, 2004: pp195-197.
- [104] A.Savitzky, M.J.E.Golay. «"Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures".» *Analytical Chemistry* 36 (8), doi:10.1021/ac60214a047, 1964: 1627–1639.
- [105] D.R.Smith, S. Schultz, P. Markos, C.M. Soukoulis. «Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients.» *Phys. Rev. B* 65 195104, 2002.
- [106] P. Markos, S. Foteinopoulou, C. M. Soukoulis. «Negative refraction and Left-handed behavior in Photonic Crystals: FDTD and Transfer matrix method studies.» esperia.iesl.forth.gr/~soukouli/temp/LHM_Pavia.ppt.

Annexe : Extraction des paramètres effectifs

Le genre de structure réalisée au cours de ces travaux peut rentrer dans le cadre des métamatériaux (Chapitre 1.1.2). Ces matériaux artificiels formés d'inclusions métalliques périodiques sont développés pour leurs propriétés EM remarquables. Ainsi, certains matériaux présentent une permittivité et une perméabilité effectives négatives sur une gamme de fréquences précises.

En identifiant les structures FSS développées comme des métamatériaux, il peut être intéressant d'extraire les paramètres EM effectifs (permittivité et perméabilité). A cet effet, de nombreuses études ont été menées, au cours de cette thèse, à partir des résultats de simulation et de mesures. Cependant aucune n'a réellement été satisfaisante et ce genre d'étude est une perspective, un peu différente du travail réalisé dans cette thèse, aux applications prometteuses.

Le principe est d'intégrer les données relatives aux modules et à la phase de la transmission et de la réflexion dans des calculs adaptés aux structures partiellement métalliques. Des essais ont été menés à partir des travaux de Smith et Soukoulis qui développent des formules permettant d'en tirer les paramètres effectifs [105]. Ils montrent ainsi qu'il est possible de déterminer des permittivités ϵ_{eff} et des perméabilités μ_{eff} à partir des coefficients de réflexion et de transmission obtenus pour une onde plane en incidence normale sur une couche de métamatériau. En fait, ils inversent la matrice de diffusion pour déterminer l'indice de réfraction n et l'impédance z , à partir desquels ils en tirent ϵ_{eff} et μ_{eff} . Les principales conditions à leurs formules sont la positivité de $\text{Re}(z)$ et $\text{Im}(n)$. Comme le métamatériau est une structure passive, la partie réelle de l'impédance et la partie imaginaire de l'indice de réfraction sont obligatoirement positifs. On a alors:

$$\epsilon = \frac{n}{z} \quad \langle \text{A.1} \rangle$$

$$\mu = n.z \quad \langle \text{A.2} \rangle$$

En suivant ce protocole, des tentatives d'extraction des paramètres effectifs ont été effectuées à partir des données issues des mesures. Les parties réelles des permittivités et perméabilités effectives sont exposées à titre indicative, puisqu'aucune confirmation n'a été fournie (Figure 0-1). Une validation des résultats demande une plus grande étude, notamment en traitant le problème inverse, i.e. intégrer ces paramètres effectifs et vérifier qu'ils amènent aux données de transmission et de réflexion de départ.

Néanmoins, l'allure des courbes ressemble à des modèles existants. Ainsi, les modèles de Lorentz et de Drude sont utilisés pour prédire respectivement les perméabilités et permittivités effectives d'un plasma. Ces modèles et les résultats connus dans le cas de SRR ou de réseau de tiges métalliques révèlent des courbes similaires (Figure 0-2). Ainsi, la permittivité effective débute dans

des valeurs très faibles à basses fréquences, ce qui est révélateur de la présence de métal, et croît jusqu'à des valeurs positives. Pour la perméabilité, comme la structure ne présente aucun signe de magnétisme, elle doit débuter à une valeur égale à 1 pour les basses fréquences. A peu près constante jusqu'à un saut où elle passe négative, elle augmente pour repasser ensuite positive. Dans notre cas, la courbe liée à la permittivité suit bien cette allure. Pour la perméabilité, l'allure générale est la même. Elle ne commence pas à 1 (à 7), mais elle l'est peut être à plus basses fréquences. De plus, après le changement de signe, celle-ci reste négative jusqu'à 50GHz au lieu de repasser positive. Cela a pour conséquence, que la structure présenterait une gamme de fréquences pour laquelle, elle aurait à la fois une permittivité et une perméabilité négatives (entre 36 et 38GHz).

Tout cela est à confirmer et de nombreuses questions restent en suspens. Toutes ces interrogations méritent de plus amples approfondissement sur un sujet compliqué mais potentiellement très attractif.

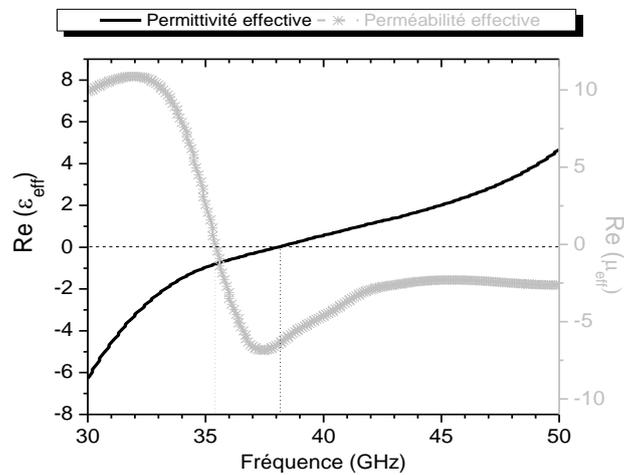


Figure 0-1. Extraction des paramètres effectifs pour une structure basée sur les motifs « coplanaires ».

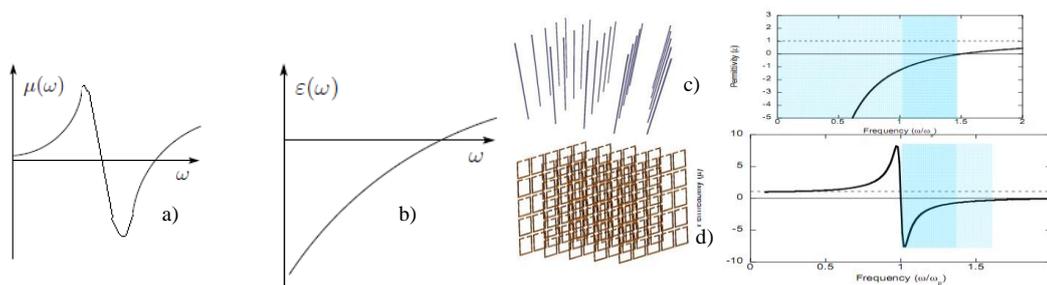


Figure 0-2. Courbes de perméabilités et permittivités effectives habituelles: a) Modèle de Lorentz b) Modèle de Drude c) Cas d'un réseau de tiges métalliques d). Cas des SRR [106]

Communications Scientifiques

Revues internationales

Hussein Kassem, Valérie Vigneras, **Guillaume Lunet**,

"Non destructive dielectric characterization of thin ferroelectric films materials using coplanar line structure", *Journal of Integrated Ferroelectrics*, volume 94(01), pp. 82 - 93. DOI:10.1080/10584580701756268, Taylor & Francis, 20 décembre 2007.

Communications internationales avec comité de lecture

Guillaume Lunet, Valérie Vigneras, Hussein Kassem, Laurent Oyhenart,

« Meta-material With Tunable Thin Film Material for the Conception of Active Radome », *European Microwave Conference EuMC 2009, Rome, Italie, octobre 2009*.

Hussein Kassem, Valerie Vigneras, Ahmed Ziani, C. Le Paven-Thivet, **Guillaume Lunet**,

"LTON Ferroelectric Thin Film, Measurement and Application to Microwave Device", *European Microwave Conference EuMC 2008, Amsterdam, Hollande, 27-31 octobre 2008*.

Guillaume Lunet, Valérie Vigneras, Hussein Kassem, Laurent Oyhenart,

"Modelisation Of Metamaterials For An Active Radome", *Meta 08, NATO Advanced Research workshop, Metamaterials for secure information and communication technologies, Marrakech, Maroc, 7-10 mai 2008*.

Hussein Kassem, Valérie Vigneras, **Guillaume Lunet**,

"Non Destructive Dielectric Characterization Of Thin Ferroelectric Films Materials Using Coplanar Line Structure", *19th International Symposium on Integrated Ferroelectrics ISIF, Bordeaux, France, 8-12 mai 2007*.

Communications nationales avec comité de lecture

Guillaume Lunet, Valérie Vigneras, Hussein KASSEM, Laurent Oyhenart,

"Conception d'un radôme actif en bande K utilisant des matériaux accordables", *16èmes Journées Nationales Microondes, Grenoble 27-28-29 Mai 2009*.

Hussein KASSEM, Valérie Vigneras, **Guillaume Lunet**,

"Matériaux Intelligents pour la Réalisation de Dispositifs Accordables à Micro-ondes", *TELECOM 2009 6èmes journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA), Agadir, Maroc, 11-13 Mars 2009*.

Guillaume Lunet, Valérie Vigneras, Hussein KASSEM, Laurent Oyhenart,

"Etude micro-ondes d'un dispositif FSS omégas actif applicable au radome", *TELECOM2009 6èmes Journées Franco-Maghrébines des Micro-ondes et leurs Applications (JFMMA)*, Agadir, Maroc, 11-13 Mars 2009.

Hussein Kassem, Valérie Vigneras, **Guillaume Lunet**,

"Caractérisation fréquentielle et dynamique des matériaux Ferroélectriques", *10èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, Limoges, 2-4 avril 2008.

Guillaume Lunet, Valérie Vigneras, Hussein Kassem, Laurent Oyhenart,

"Modélisation de métamatériaux anisotropes et isotropes pour la création d'un radôme accordable", *10èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM)*, Limoges, 2-4 avril 2008.

Hussein Kassem, Valérie Vigneras, **Guillaume Lunet**,

"Films Minces BST: Comportement à Hautes Fréquences", *8èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques (JCF)*, Calais, 25-26 octobre 2007.

Guillaume Lunet, Valérie Vigneras, Hussein Kassem, Laurent Oyhenart,

"Etude d'un filtre agile: intégration d'un matériau ferroélectrique dans une structure à surfaces sélectives en fréquences, *8èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques (JCF)*, Calais, 25-26 octobre 2007.

Autres Communications

Guillaume Lunet, Valérie Vigneras, Hussein Kassem, Laurent Oyhenart,

"Contrôle de la transmission d'ondes planes par une structure accordable à surfaces sélectives en fréquence", *Réunion 2007, GDR Interférence d'Ondes, Bordeaux*, 21-23 novembre 2007.

Titre « RADOME ACTIF UTILISANT DES MATERIAUX ET STRUCTURES A PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUES CONTROLEES »

Résumé Les recherches que nous présentons dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre du développement de nouvelles structures et de l'étude de matériaux accordables en vue d'une intégration industrielle comme radôme actif. Plus particulièrement, ils consistent en la réalisation d'un dispositif micro-onde actif permettant à la fois un filtrage et une agilité fréquentiels en espace libre. Des structures basées sur des surfaces sélectives en fréquences, pour l'aspect filtrage, et sur des matériaux de type ferroélectrique, pour l'aspect accordabilité, ont été développées. Des modélisations numériques montrent que le changement de permittivité du matériau, obtenu par application d'un champ électrique externe, permet le pilotage fréquentiel de la transmission de la structure. Une mise en oeuvre expérimentale complète ces travaux, au cours de laquelle des prototypes ont été fabriqués par des techniques de photolithographie, puis caractérisés en espace libre grâce à un banc ABmm. Les mesures micro-ondes valident ainsi les résultats de simulations menées en amont.

Mots clés Surfaces sélectives en fréquences, accordabilité, Métamatériau, Radôme actif, Permittivité, Matériaux ferroélectrique, Films minces, BST, P(VDF-TrFE-CFE)...

Title « ACTIVE RADOME USING ELECTROMAGNETIC TUNABLE MATERIALS AND STRUCTURES »

Abstract The research we present in this memory registers within the framework to develop new structures and to study tunable materials for an industrial integration as an active radome. Specifically, they consist of achieving a free space microwave device for both a filtering behaviour and a frequency agility behaviour. Structures based on frequency selective surfaces, for the filtering aspect, and on ferroelectric materials for the tuning aspect, are developed. Modeling and simulations show that the change of the material permittivity, obtained by applying an external electric field, enable piloting the transmission frequency of the structure. An experimental implementation complete this work and prototypes have been fabricated by photolithography techniques and then characterized in free space with a bench ABmm. Thus, microwave measurements validate the results of simulations and show the possibility to control the frequency transmission of the radome.

Mots clés Frequency selective surfaces, tunability, Metamaterial, Active radome, Permittivity, Ferroelectric material, Thin films, BST, P(VDF-TrFE-CFE)...