

28X

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de master Académique**



Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Génie électrique
Spécialité : Télécommunications

**Contribution à l'étude des antennes patch plus
compacte par l'utilisation des SHI**

Présenté par :

-----Belkahla Ibtissem et Boukabène Khadidja -----

Sous la direction de :

-----M^{me} GUEBGOUB- Nassima-----

Juin 2015

Remerciement

Avant de commencer la présentation de ce travail, nous profitons de l'occasion pour remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet de fin d'études.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements pour notre collègue Hezil Hidjaz qui nous a accompagné de près durant tout ce travail, pour sa disponibilité, pour la confiance qu'il a su nous accorder et les conseils précieux qu'il nous a prodigués tout au long de la réalisation de ce projet

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements pour notre encadreur, d'avoir accepté de nous encadrer pour notre projet de fin d'études, ainsi que pour son soutien, ses remarques pertinentes et son encouragement.

Nos remerciements vont aussi à tous nos professeurs, enseignants et toutes les personnes qui nous ont soutenus jusqu'au bout, et qui nous ont pas cessé de nous donner des conseils très importants en signe de reconnaissance.



Khadidja +ibtissem.....



Remerciement

Louanges à dieu le tout puissant de nous avoir donné courage, espoir et abnégation de réussir dans ce parcours d'érudition et de savoir.

*Je remercie mon père, ma mère, mes frères et sœurs, ma faïencier
Et toutes amies pour leur aide et leur soutien moral.*

Je remercie chaleureusement M^{eme} guabgoub Nassima

Je remercie à mes de groupe de télécommunication une grande salutation pour tous les étudiants de 2^{eme} année master de télécommunication.

Dédicace

« L'éducation a des racines amères, mais ses fruits sont doux »

Que ce travail témoigne de mes respects :

A mes parents.....

Aucune dédicace ne pourrait exprimer mon respect, ma considération et Mes profonds sentiments envers eux.

Je prie le bon Dieu de les bénir, de veiller sur eux, en espérant qu'ils seront toujours fiers de moi.

A mes sœurs.....

A tous mes professeurs.....

A tous mes amis et mes collègues.....

Ils vont trouver ici le témoignage d'une fidélité et d'une amitié infinie.

Boukabene Khadidja.....

Sommaire

Chapitre I : Etude Générale sur les Antenne Imprimées

Introduction.....	04
I.1 Structure.....	04
I.2 Principe de fonctionnement.....	05
I.2.1 L'antenne patch rectangulaire vue comme une large ligne micro ruban.....	05
I.2.2 L'antenne patch vue comme une cavité résonnante avec pertes.....	06
I.3 Caractéristiques.....	08
I.4 Méthode d'alimentation.....	12
I.5 Méthode d'analyses.....	13
I.5.1 Méthode analytiques.....	13
I.5.2 Comparaison des deux modèles analytiques.....	14
I.5.3 Méthodes numériques exactes (full-wave).....	14
I.5.4 Caractéristiques des méthodes numériques.....	15
I.6 Propriétés et Applications	15
I.6.1 Propriétés	15
I.6.2 Applications.....	16
I.7 Antennes miniatures.....	17
I.7.1 Technique de miniaturisation de l'antenne patch.....	17
I.8 Dimensionnement d'un patch rectangulaire.....	21
Conclusion.....	22

Chapitre II : Etas de l'air des Métas Matériaux et les HIS

Introduction.....	24
II.1 Classification des matériaux en fonction de leurs Permittivité et perméabilité.....	24
II.2 Les Métas Matériaux.....	26
II.2.1 Caractéristiques des Métas Matériaux.....	26
II.2.2 Applications potentielles.....	29
II.3 Les Surfaces à Haute Impédance (SHI)	30
II.3.1 Caractéristiques des surfaces à haute impédance.....	31
II.3.2 Les différents types des SHI	33

II.3.3 Application des surfaces à haute impédance.....	34
II.3.4 Modélisation des SHI.....	35
Conclusion.....	47
Chapitre III : Conception d'une HIS appliquée à une antenne WIFI à 2.4GHz	
Introduction.....	50
III.1 Description du logiciel HFSS.....	50
III.2 Conception du modèle de base à 2.4GHz.....	51
III.2.1 Etude paramétrique	52
III.2.1.1 l'influence de la hauteur du substrat	52
III.2.1.2 l'influence de la largeur du patch.....	53
III.2.1.3 l'influence de la longueur du patch	54
III.2.2 Caractéristiques de l'antenne de base	56
III.3 Antenne patch entourée par HIS.....	59
III.3.1 l'influence de l'espacement entre le patch et les pavés de la HIS.....	60
III.3.2 l'influence dimension des pavés de HIS.....	62
III.3.3 l'influence de l'espacement entre les pavés	64
III.3.4 l'influence des couches de la HIS entourant l'antenne.....	65
III.4 Antenne dont les HIS est au-dessus du patch	66
III.5 Antenne dont SHI est au-dessus du patch	68
III.6 Antenne avec SRR carré au même niveau du patch	70
Conclusion	73

Liste de Figures :

Chapitre I : Etude Générale Sur les Antenne Imprimés

Figure I.1 : Structure d'une antenne patch rectangulaire.....	04
Figure I.2 : Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.....	05
Figure I.3 : Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.....	08
Figure I.4 : signaux aux bornes d'une antenne patch.....	09
Figure I.5 : Polarisation du champ électromagnétique.....	11
Figure I.6 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes..	12
Figure I.7 : Différents types d'alimentation d'une antenne imprimée.....	13
Figure I.8 : Exemples de miniaturisation par introduction de fente.....	18
Figure I.9 : Exemple d'antenne PIFA repliée.....	18
Figure I.10: Structures fractals.....	19
Figure I.11 : Exemples de miniaturisation par effet de charge capacitif ou inductif.....	19
Figure I.12 : Antenne patch imprimée à bande interdite électromagnétique.....	21

Chapitre II : Etas de l'art des Métas-Matériaux et les HIS

Figure II.1 : Représentation des matériaux en fonction des parties réelles de leurs paramètres constitutifs.....	25
Figure II.2 : évolution typique de la perméabilité effective (partie réelle) d'un résonateur en anneau fendue (SRR) en fonction de la pulsation présenté à gauche.....	26
Figure.II.3 : a) réseau de fils métalliques cylindriques à permittivité négative ; b) réseau de résonateurs circulaires coupés à perméabilité négative.....	27
Figure II.4 : a) prototype de matériau à indice négatif à base de résonateurs à anneaux fondus en formes de C (SRR)et de réseaux de fils conducteurs proposé par le groupe de Smith ; b) un méta matériau bidimensionnel doublement négatif.....	27
Figure II.5 : Représentation du Main gauche.....	28
Figure. II.6 : a) résolution d'une super lentille ; b) résolution avec une lentille classique.....	29
Figure II.7: Schéma théorique du contournement des ondes électromagnétiques dans un matériau à indice négatif dans un but de camouflage.....	30
Figure II.8: a) surface à haute impédance (SHI) ; b) surface corruguée.....	31

Figure II.9: Modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire de HIS.....	31
Figure II.10: Amélioration du champ électromagnétique d'une antenne patch après l'utilisation d'une SHI de Sievenpiper ; a) le champ dans le plan H ; b) dans le plan E..	32
Figure II.11: Explication de la contribution de la surface SHI au rayonnement antennaire ;a) l'emplacement d'une antenne par la méthode classique ; b) l'emplacement adjacent de l'antenne à la SHI.....	32
Figure II.12: SHI parcelllement réfléchissante.....	33
Figure II.13: SHI complètement réfléchissante.....	33
Figure II.14: Motifs élémentaires utilisés dans les SHI.....	34
Figure II.15: a) Croix de Jerusalem ;b) de SIEVENPIPER: Mushroom.....	37
Figure II.16: a) Cellule élémentaire de la SHI ; b) Circuit équivalent d'une cellule de la SHI.....	37
Figure II.17: Impédance de circuit parallèle LC.....	39
Figure II.18: Variation de la phase de réflexion de la HIS en fonction de la fréquence (la HIS de Sievenpiper) Figure II.18: Variation de la phase de réflexion de la HIS en fonction de la fréquence (la HIS de Sievenpiper).....	41
Figure II.19: Diagramme de dispersion des ondes de surface dans la SHI de Sievenpiper donné par le modèle des milieux effectifs.....	43
Figure II.20: Modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire d'une SHI proposé par Tavallae et al.....	44
Figure II.21: Modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire d'une SHI proposé par Elftheriades et al.....	44
Figure II.22: Modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire d'une HIS proposé par Russer et al.....	45
Figure II.23: Diagrammes de dispersion ; a) Modèle de Tavallae et al; b) Modèle D'Elftheriades et al; c) Modèle de Russer et al.....	45
Figure II.24: Diagramme de bande de la SHI (modèle de Sievenpiper) calculé par la méthode des éléments finis.....	46
Figure II.25: Diagrammes de transmission en mode TM et TE de la SHI de Sievenpiper ; a) mode TM ; b) mode TE.....	47

Figure III.24 représentation de la troisième structure.....	68
Figure III.25 variation du S11 en fonction de la fréquence.....	69
Figure III.26 représentation du gain en dB en fonction de l'angle d'élévation.....	69
Figure III.27 représentation d'une antenne entourée des SRR carrée	71
Figure III.28 variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	71
Figure III.29 variation du coefficient de la réflexion en fonction de la fréquence.....	73
Figure III.30 représentation du gain en dB en fonction de l'angle d'élévation ; b) représentation de la directivité.....	73

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation.....	13
Tableau II.2 : Comparaison des deux modèles analytiques	14
Tableau II.3 : Méthode numériques des antennes imprimées.....	15
Tableau II.4 : Applications typiques de l'antenne patch	16
Tableau III.1 : Interprétation u resultat e la simulation pour différente valeur de h	53
Tableau III.2 : Interprétation u resultat e la simulation pour différente valeur de largeur de W.....	54
Tableau III.3 : Interprétation u resultat e la simulation pour différente valeur de longueur de L.....	55
Tableau III.4 : Paramètres de l'antenne modèle de base à 2.4 GHz.....	56
Tableau III.5 : Présentation des résultats de gain ; de directivité et S11 obtenus par la simulation avec HFSS.....	62
Tableau III.6 : Variation du gain et de directivité bande passante et paramètre S11 de l'antenne seul et avec les HIS en fonction des dimensions des pavés.....	63
Tableau III.7 : Variation du gain ; de directivité ; bande passante et paramètre S11 e l'antenne seul en fonction de l'espacement es pavés.....	65
Tableau III.8 : Comparaison entre patch simple et patch avec SHI (une et double couche).....	66
Tableau III.9 : Comparaison entre patch simple et antenne de la 2eme structure.....	68
Tableau III.10 : Comparaison entre patch simple et antenne de la troisième structure.	70
Tableau III.11 : Comparaison entre patch simple et antenne à base de métamatériau.	73

GLOSSAIRE DES TERMES TECHNIQUES

LHM : Left Handed Material.

EBG : Electromagnetic Band Gap

CMA : Conducteur Magnétique Artificiel.

MMG : Matériaux Main Gauche.

BIP : Bande Interdite Photonique.

SHI : Surface à Haute Impédance

SPR : Surface Partiellement Réfléchissante

.

Via : Vertical Interconnect Access.

SRR : Split Ring Resonator.

FDTD : Finite-Différence Time-Domain.

FEM : Finite Elément Method.

FIT : Finite Integration Technique.

HFSS : High Fréquence Structure Simulator.

PEC : Perfect Electric Conductor

GLOSSAIRE DES SYMBOLES

K : vecteur d'onde.

E : Vecteur champ électrique.

H : Vecteur champ magnétique.

n : Indice de réfraction.

TE : transverse Electrique.

TM : Transverse Magnétique.

ε : Permittivité.

C : Célérité de la lumière.

λ : Longueur d'onde.

μ : Perméabilité

μ_0 : perméabilité du vide.

ε_{eff} : permittivité effective du matériau ou métamatériau.

ε_0 : permittivité du vide.

INTRODUCTION GENERALE

Pour répondre à l'explosion des applications multimédia, la prochaine génération des réseaux de communication sans fil devra être en mesure de transmettre des signaux très haut débit, avec différentes qualités de services, tout en permettant un déploiement rapide et une forte pénétration du marché, ce qui implique la nécessité d'améliorer les performances des systèmes et d'augmenter leurs capacité spectrales.

Dans le cadre d'un système de communications hertziennes, l'antenne est un élément incontournable pour assurer l'émission et la réception aux fréquences centimétriques et millimétriques, ce type de liaison nécessite des antennes fort gain pour permettre des communications longue portée et de larges bandes passantes pour assurer le haut débit. Les exigences se portent également sur un faible coût en particulier lorsque l'on envisage des dispositifs grand public. C'est ainsi que les technologies modernes se sont orientées vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures performances, ces antennes sont communément appelées antennes « patch » ou « antennes imprimées ».

L'antenne patch est conçue pour satisfaire ces besoins, son caractère en miniature offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission / réception.

Au début de ce siècle, la technologie des Métamatériaux fait l'objet de nombreuses études dans les laboratoires de recherche et les universités, en but d'améliorer les caractéristiques des antennes.

Les principaux avantages de cette technologie sont: un rayonnement très directif et un gain évalué ; l'utilisation des Métamatériaux de types des « surfaces à haute impédance » introduit par D.F.SIEVENPIPER en 1999, permet de réduire le rayonnement arrière (latéral) des antennes et d'augmenter les deux paramètres précédents. Ces surfaces présentent une haute impédance en réflexion normale et une bande interdite en propagation dans une gamme de fréquence ; on utilise ces deux paramètres pour augmenter les performances des antennes patch.

Notre but dans ce projet est d'améliorer les performances de l'antenne patch en y ajoutant des différents motifs de SHI, un SRR carré, pour des endroits différents : autour du patch, entre plan de masse et patch et en dessus de l'élément rayonnant.

Pour atteindre nos objectifs notre travail est structuré comme suite :

Un premier chapitre sur l'état de l'art des antennes imprimées dans lequel on expliquera leurs fonctionnement ; leurs caractéristiques ; leurs application; les méthodes d'excitations et les méthodes d'analyse utilisées. Ensuite nous rappellerons les différentes

technologies utilisées pour la miniaturisation, et les différentes formules pour le dimensionnement d'un patch rectangulaire.

le deuxième chapitre sur l'état de l'art des Métamatériaux et les SHI en donnant une vue globale des matériaux à main gauche et les surfaces à haute impédance, les applications dans différents domaines, surtout dans le domaine antennaire. Nous rappellerons aussi la modélisation analytique d'une cellule élémentaire, et les modèles numérique utilisée par les chercheurs pour déterminer les caractéristiques électromagnétiques des SHI (les phases de réflexions, les ondes de surfaces).

Enfin notre troisième et dernier chapitre sera sur la conception et la simulation de différentes structures d'antennes avec SHI et SRR en étudiant l'influence sur les caractéristiques du modèle de base (patch simple) pour la fréquence WIFI: 2.4GHz.

CHAPITRE I

Etude générale sur les antennes imprimées

Introduction

L'avènement des antennes patchs depuis les années 1950 a révolutionné le monde des communications. Leurs faibles poids, Leurs formes miniatures ainsi que Leur faible cout font de ces antennes un bon compétiteur aux antennes classiques.

La technologie actuelle qui vise de plus en plus la miniaturisation des composants a permis de mettre en évidence l'importance et l'utilité des antennes imprimée. Suite à ça, beaucoup d'application ont vu le jour, à savoir, les missiles intelligents, les communications sans fils, les applications radar etc [1].

Le but de ce chapitre est de faire un état de l'art de l'antenne imprimée et de présenter les différentes techniques de miniaturisation existant dans la littérature.

I.1 Structure

Une antenne patch consiste en un élément métallique de forme quelconque (rectangulaire, circulaire, à fente, ou formes plus élaborées) déposé sur la surface d'un substrat diélectrique qui présente sur l'autre face un plan conducteur (plan de masse). Une antenne patch rectangulaire est l'antenne patch la plus courante, sa structure est détaillée ci-dessous.

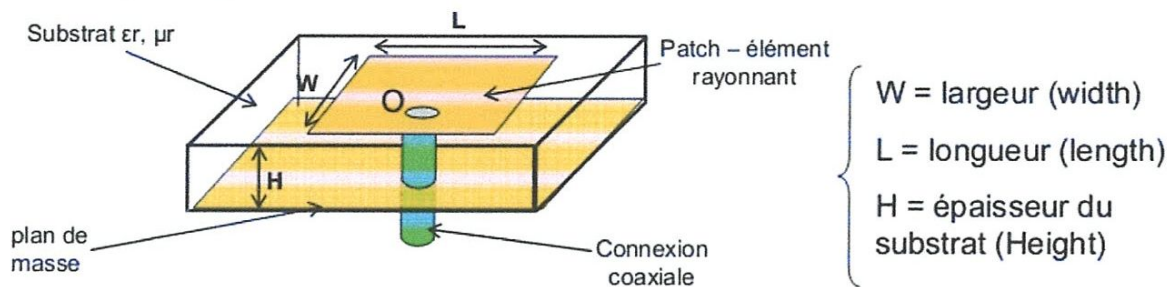


Figure I.1 : Structure d'une antenne patch rectangulaire

Les dimensions du patch sont généralement de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Le choix de la longueur est guidé par la fréquence de résonance à donner à l'antenne. Le plan de masse ne pouvant pas être infini, il peut être égal à 3 ou quatre fois la longueur d'onde, ce qui représente parfois un encombrement trop important. Un plan de masse plus petit conduira à une modification des propriétés de l'antenne. Les caractéristiques du substrat influent sur celles de l'antenne. En général, sa permittivité doit être faible, il doit être d'épaisseur négligeable devant la longueur d'onde et présenter de faibles pertes [2] (on caractérise les pertes d'un diélectrique par la tangente des pertes notée $\tan \delta$, une valeur typique se situe aux alentours de 10^{-3}). Différentes méthodes existent pour polariser une antenne patch sur la figure I.1, l'antenne est alimentée par une connexion coaxiale, le connecteur étant placé à l'intérieur de l'élément rayonnant.

L'alimentation peut être apportée par une ligne micro ruban connectée sur un côté de l'antenne. La position du point de l'alimentation aura un impact non négligeable sur l'impédance

d'entrée de l'antenne et donc sur son adaptation [8]. En outre, on peut trouver d'autres éléments gravés autour de l'élément rayonnant tels que des lignes d'alimentation, des structures d'adaptation, de contrôle de la phase.

I.2 Principe de fonctionnement

Différents modèles (modèle de la ligne de transmission, modèle de la cavité) il est cependant utile dans une première approche d'expliquer, à partir d'une ligne de transmission, le mécanisme de rayonnement de l'antenne imprimée.

I.2.1 L'antenne patch rectangulaire vue comme une large ligne micro ruban [1]

L'élément rayonnant le plus classique est un rectangle et nous ne nous concentrerons que sur ce type d'antennes. Pour plus d'informations sur des antennes patch de formes différentes. Deux modèles sont utilisés pour comprendre le fonctionnement d'une antenne patch et déterminer des formules analytiques de leur rayonnement et de leur impédance d'entrée. Une antenne patch peut être vue comme une ligne de transmission (ligne micro ruban) ouverte à chacune de ses extrémités. Ces 2 discontinuités se comportent comme deux extrémités rayonnantes ce modèle est appliqué seulement pour l'antenne patch rectangulaire.

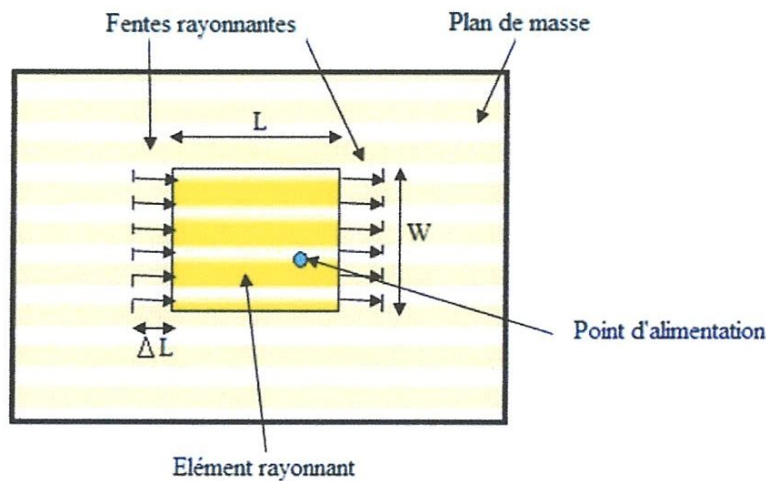


Figure I.2 : Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.

Dans une ligne imprimée rectiligne, l'énergie n'est rayonnée qu'au niveau des transitions. Supposons que les composantes horizontales du champ électrique *débordant* de la ligne constituent les sources secondaires de rayonnement (théorème de Huygens).

Alors, les contributions au rayonnement des de part et d'autre de la ligne se compensent dans toutes les directions, puisqu'elles sont en opposition de phase et que la largeur de la ligne est faible. En revanche, le champ au niveau d'une transition (aux deux fentes rayonnantes : figure I.2) n'est pas compensé au rayonnement.

Ce rayonnement est indésirable et parasite dans le cas de lignes de transmission ou de circuit micro-ondes, mais il devient utile si on désire réaliser une antenne. Une antenne imprimée peut donc être vue comme une ligne très large en circuit ouvert présentant sera d'autant plus important que les lignes de champ seront étalées, ce qui sera le cas pour des extrémités larges et des substrats épais présentant de faibles permittivités.

Si on considère à présent un tronçon de ligne ouvert à ses deux extrémités, alors l'énergie fournie à cette structure est susceptible de rayonner à chaque extrémité. Si la longueur de tronçon de ligne est $L=\lambda/2$, alors les champs rayonnés par les deux extrémités présenteront des interférences constructives à l'infini.

Le fait que la structure fonctionne effectivement comme une antenne et non comme une cavité résonante à perte peut se visualiser en imaginant une impulsion de courant ou de champ se propageant dans la structure.

Au niveau de chaque extrémité, une partie de l'impulsion est rayonnée, le reste étant réfléchi. Lors de la propagation sous le patch, la partie réfléchie perd une partie de son intensité sous forme de chaleur dans les métaux et substrats à perte constituant la structure.

Après chaque aller-retour, une fraction de l'impulsion est réémise en phase avec la fraction précédente, le nombre d'allers retours nécessaire à l'atténuation complète de l'impulsion augmentant avec le facteur de qualité de l'antenne. La réalité du rayonnement de la structure dépendra du rapport entre l'énergie perdue sous forme d'effet joule et l'énergie rayonnée.

I.2.2 L'antenne patch vue comme une cavité résonnante avec pertes [1]

La deuxième manière de traiter une antenne patch est de la considérer comme une cavité résonante, formée par le patch, le plan de masse (deux murs électriques au-dessus et au-dessous) et les 4 bords (murs magnétiques latéraux à pertes); dans le cas d'un patch rectangulaire. En basse fréquence, la cavité peut être considérée comme une capacité qui stocke des charges et dans laquelle un champ électrique uniforme est créé entre le patch et le plan de masse. Tant que l'épaisseur du substrat est faible, le champ électrique est orienté selon l'axe z et indépendant de z. En pratique, l'épaisseur doit rester telle que :

$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r-1}} \quad (I.1)$$

C : la vitesse de lumière et f est la fréquence de résonance.

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, la distribution des charges sur le patch n'est plus uniforme, et celle du courant et du champ électrique dans le plan xy aussi. Un champ magnétique apparaît aussi. La distribution du champ électrique dans la cavité rectangulaire est donnée par l'équation suivante :

$$E_X = E_Y = 0 \quad (I.2)$$

$$E_Z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \quad (I.3)$$

Pour des fréquences particulières (fréquences de résonance de cavité(équation I.4) liées aux dimensions de la cavité rectangulaire, la distribution du champ électrique est telle que le rayonnement est optimisé.

$$F_{m,n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad (I.4)$$

Où m et n sont des entiers supérieurs ou égaux à 0, qui représentent les modes de cavités. Ces modes caractérisent la distribution du champ électrique le long d'un axe de la cavité. Le mode fondamental est le mode (m,n) = (0,1) si $W > L$, indiquant que le champ électrique présente un minimum le long de l'axe parallèle à la largeur, et (m,n) = (1,0) si $L > W$, indiquant que le champ électrique présente un minimum le long de l'axe parallèle à la longueur. Cette formule est valable uniquement si la hauteur de la cavité est négligeable. Si ce n'est pas le cas, il faudra prendre en compte une troisième composante dans le mode de résonance.

Prenons le cas où $L > W$ et étudions la distribution du champ électrique dans la cavité (Fig. I.3). Lorsque la longueur L de la cavité est environ égale à $\lambda/2$, l'antenne entre en résonance, à la manière d'un dipôle demi onde. Le champ électrique est maximal et en opposition de phase aux 2 extrémités séparées par L. Le long de l'axe Y (parallèle à W), le champ électrique est quasiment uniforme. Par contre, le champ électrique n'est pas uniforme le long de l'axe X (parallèle à L). Il présente un minimum et un maximum et passe par un zéro le long des extrémités séparées par W.

Cette distribution de champ électrique est liée à une accumulation de charges de signes opposées sur les bords séparées par L et un courant orienté le long de l'axe X. Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné : ceux générés par les bords séparés par L étant maximum et en opposition de phase vont avoir tendance à s'additionner de manière constructive et optimale, et générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ. Ces 2 bords sont donc appelés bords rayonnants.

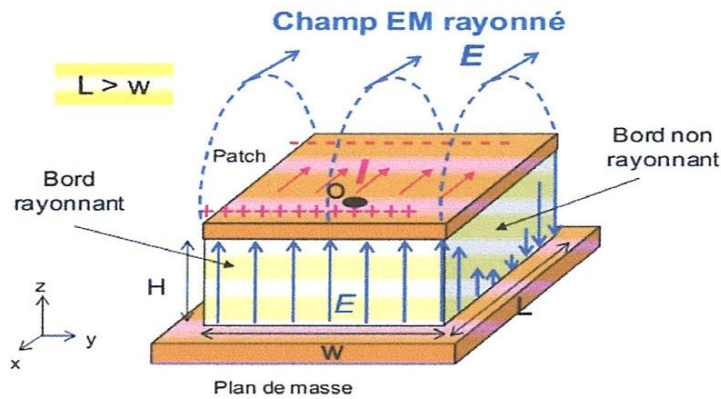


Figure I.3 : Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

Ceux générés par les bords séparés par W présentant un zéro, ils ne vont pas contribuer au rayonnement. Cependant, en raison de ce débordement du champ électrique, la résonance ne se fait pas parfaitement lorsque la fréquence est telle que la longueur du patch est égale à la demi longueur d'onde, mais lorsque $L \approx 0,49 \lambda$.

Le calcul des performances de l'antenne n'est pas trivial et repose sur soit sur un calcul analytique et plusieurs hypothèses simplificatrices, soit sur l'utilisation de méthodes numériques exactes. Pour des géométries simples, les méthodes analytiques sont facilement utilisables. Pour des géométries plus complexes, il est nécessaire d'employer des méthodes numériques.

I.3 caractéristiques

Dans les communications sans fil, chaque application met en relief certaines caractéristiques des antennes. D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres. Une antenne est définie de manière générale, comme un élément qui radie et capte des ondes, c'est donc un élément d'interface entre une source d'onde et vide. [1] Plusieurs types d'antenne existent et on peut les caractériser avec différents paramètres afin de les classer. [2]

I.3.1 Paramètres S :

Une autre façon de quantifier la puissance réfléchie est l'utilisation des paramètres S en effet, les paramètres S définissent les paramètres de réflexion et de transmission entre l'onde réfléchie et incidente aux bornes d'une composante. En fait ils décrivent le comportement d'une composante dans le spectre micro-ondes. La Figure I.5 permettra de définir les paramètres S.

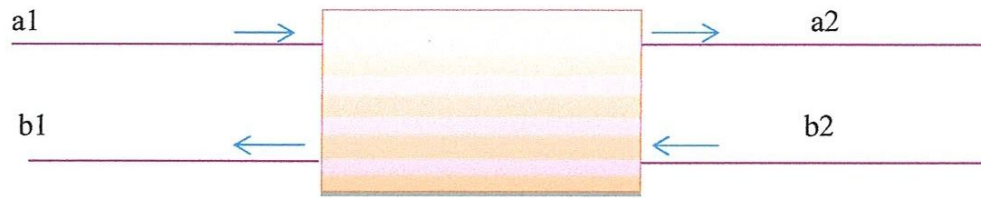


Figure I.4 : signaux aux bornes d'une antenne patch.

a_1 : champs électriques de l'onde entrante à l'entrée de la composante.

a_2 : champs électriques de l'onde entrante à la sortie de la composante.

b_1 : champs électriques de l'onde sortante à l'entrée de la composante.

b_2 : champs électrique de l'onde sortante à la sortie de la composante.

A partir de ces variable on définit les paramètres, l'entrée et la sortie sont adaptées à une impédance $d_0 \sqrt{\epsilon_r} \Omega$.

- ❖ $S_{11} = \left[\frac{b_1}{a_1} \right]$ si $a_2 = 0$ C'est le facteur de réflexion à l'entrée.
- ❖ $S_{21} = \left[\frac{b_2}{a_1} \right]$ si $a_2 = 0$ C'est le facteur de transmission d'entrée sortie.
- ❖ $S_{22} = \left[\frac{b_2}{a_2} \right]$ si $a_1 = 0$ C'est le facteur de réflexion en sortie entrée.
- ❖ $S_{12} = \left[\frac{b_1}{a_2} \right]$ si $a_1 = 0$ C'est le facteur de transmission en sortie.

I.3.2 Coefficient de réflexion S11:

Donc comme on peut le constater le paramètre S11 devra être minimal dans la conception de l'antenne parce qu'il caractérise directement la quantité de signaux réfléchis par la composant étudiée.

I.3.3 Diagramme de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement représente la répartition de la puissance rayonnée par l'antenne à grande distance (champ lointain). Le diagramme de rayonnement change d'une antenne à une autre, il peut être omnidirectionnel comme dans le cas d'une antenne isotrope ou directif, comme dans le cas d'une antenne parabolique.

I.3.4 Directivité :

Elle indique la concentration du rayonnement dans une direction donnée.

Considérons deux antennes, la première est isotrope idéale et la deuxième est quelconque, caractérisées respectivement par $J_0(\theta, \phi)$ et $J(\theta, \phi)$, les intensités de rayonnement pour la même puissance rayonnée. Alors la directivité de la deuxième antenne est :

$$D(\theta, \phi) = J(\theta, \phi) / J_0(\theta, \phi) \quad (I.5)$$

avec θ et ϕ sont l'azimut et l'élévation.

I.3.5 Rendement de l'antenne :

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit :

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (I.6)$$

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne.

I.3.6 Gain :

Le gain est le résultat de deux effets : la directivité et la perte.

Si G est le gain, alors :

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad \text{en dBi} \quad (I.7)$$

I.3.7 Impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne.

Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (I.8)$$

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation, en générale égale 50Ω .

I.3.8 Le ROS ou Le VSWR :

Le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments (l'antenne et le circuit de l'émetteur).

Le VSWR est donné par:

$$\text{VSWR} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (I.9)$$

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_{in} + Z_s}{Z_{in} - Z_s} \quad (I.10)$$

Où ; Γ : est appelé le coefficient de réflexion (S_{11}).

V_r : est l'amplitude d'onde réfléchie.

V_i : est l'amplitude d'onde incidente.

Z_s : L'impédance caractéristique de circuit d'émetteur.

Le VSWR minimale correspond à une adaptation parfaite. Une conception pratique de l'antenne doit avoir une impédance d'entrée égale à 50Ω , car la plupart des équipements radio sont construit pour cette impédance.

Donc l'antenne résonne si la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle. Idéalement pour $\Gamma = 0 \Rightarrow R_e\{Z_{in}\} \approx Z_s$ (absence d'onde réfléchi). (Pratiquement on prend le minimum de la partie imaginaire). Dans la pratique, l'adaptation est caractérisée par le module du coefficient de réflexion.

I.3.9 La polarisation :

La polarisation est définie comme étant l'orientation du champ électrique E d'une onde électromagnétique. Si E garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne. Si la direction varie avec le temps de telle sorte, l'extrémité du vecteur représentatif de E décrit un cercle ou une ellipse. On dit que l'on a une polarisation circulaire ou elliptique.

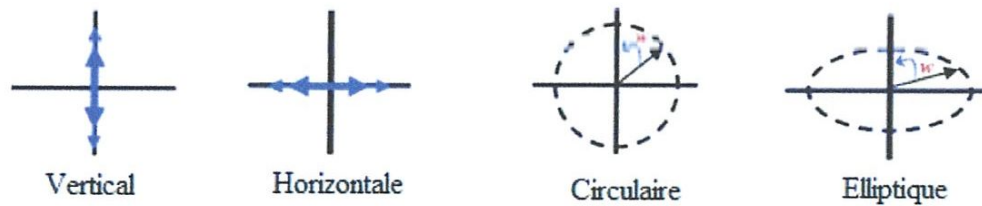


Figure I.5 : Polarisation du champ électromagnétique

I.3.10 La bande passante (BP) :

La bande passante correspond à la plage de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur de -10dB. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ce qui permet relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne, c'est le cas, par exemple, pour certaines antennes de téléphone mobile. Il est cependant communément admis que si le seuil auquel est considéré la bande passante n'est pas précisé, il s'agit de la bande passante pour un S11 inférieur à -10dB.

La bande passante en % est donnée par :

$$BP(\%) = \left[\frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \right] 100 \quad (I.11)$$

Où f_{max} : La fréquence maximale; f_{min} : La fréquence minimale ; f_c : La fréquence centrale ou de résonnance.

Une antenne est dite à large bande si $f_{max}/f_{min} = 2$. Une méthode pour juger l'efficacité de l'antenne qui fonctionne sur toute la gamme de fréquence est la mesure du VSWR. Un VSWR < 2 assure une bonne performance.

I.3.11 Angle de rayonnement (Angle d'Ouverture):

L'angle de rayonnement est défini comme l'angle (en degré) pour lequel une antenne directive va fournir un gain à 3dB près de la valeur du gain dans la direction de rayonnement maximale. [3]

La figure ci-dessous présente un exemple de diagramme de rayonnement bidimensionnel en Coordonnées cartésiennes.

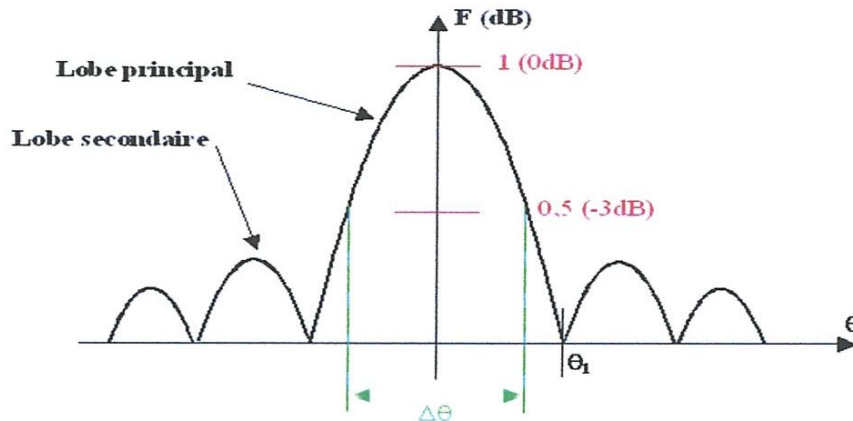


Figure I.6 : Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes.

I.3.12 Unité utilisée :

Dans le domaine de la micro-onde, on utilise les dB, les dBm et les dBi pour caractériser les composantes. Les dB sont principalement utilisés pour les ratios entre les 2 puissances et les dBm (1mW=0dBm) sont utilisés pour quantifier la puissance. La raison pour laquelle on utilise les dB des antennes est que la majorité des équipements fonctionne à des puissances de l'ordre des mW pour leur part, les dBi sont le ratio en décibel du gain effectif d'une antenne comparé au gain d'une antenne isotrope.

$$\text{dB} = 10 \log N \quad \text{avec : } N = \text{ratio de puissance} \quad (\text{I.12})$$

$$\text{dBm} = 10 \log N \quad \text{avec : } N = \text{puissance en mW} \quad (\text{I.13})$$

$$\text{dBi} = 10 \log G \quad (\text{I.14})$$

I.4 Méthode d'alimentation

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière ou on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

Les méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être classées en deux catégories :

- Les alimentations par contact ou alimentation directe par exemple : la ligne micro-ruban et câble coaxial.
- Les alimentations par proximité ou couplage électromagnétique par exemple : alimentation couplée par ouverture et alimentation couplée par proximité.

Les quatre méthodes les plus utilisées sont représentées sur la figure I.8. [10] Les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes sont résumés dans le tableau I.1.

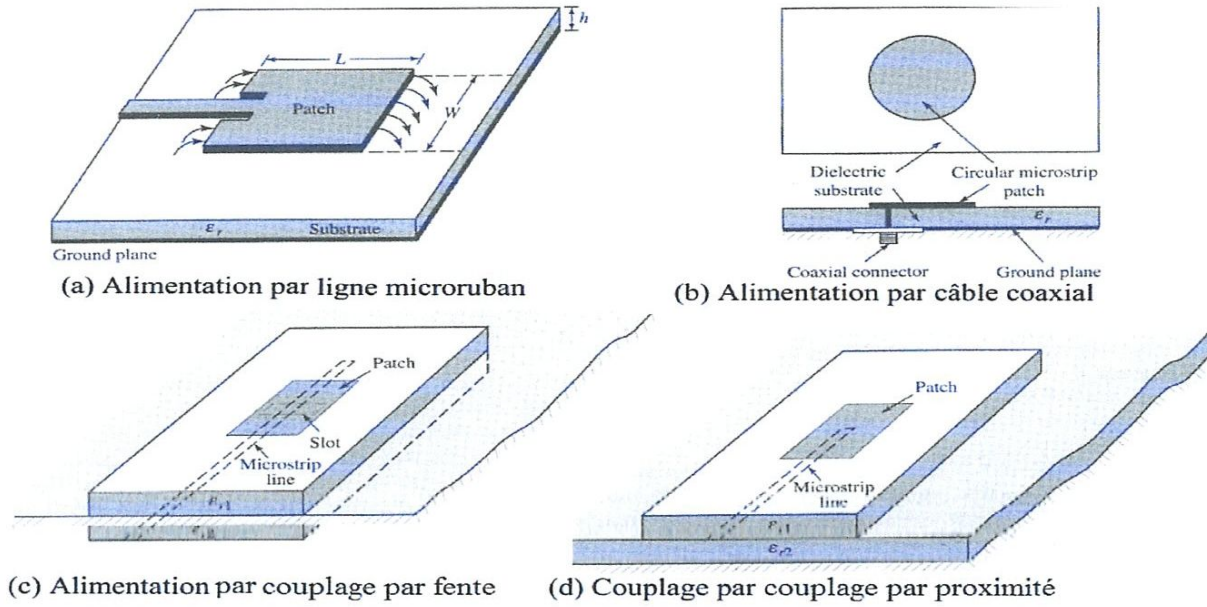


Figure I.7 : Différents types d'alimentation d'une antenne imprimée.

Caractéristiques	Alimentation par ligne Micro Ruban	Alimentation Coaxiale	Alimentation couplée par ouverture	Alimentation couplée par proximité
Rayonnement parasite de l'alimentation	Plus	Plus	Moins	Minimum
Fiabilité	Meilleur	Pauvres à cause de soudure	Bon	Bon
Facilité de fabrication	Facile	Soudure et forage requis	Alignement requis	Alignement requis
Adaptation d'impédance	Facile	Facile	Facile	Facile
Bande passante	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau I.1 : Comparaison entre les différentes techniques d'alimentations.

I.5 Méthode d'analyses [7]

Depuis l'avènement des antennes microbandes, plusieurs méthodes d'analyses ont été utilisées, allant des modèles analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses.

I.5.1 Méthode analytiques :

Les modèles analytiques permettent une bonne compréhension du fonctionnement et fournissent de manière rapide des valeurs pour les principaux paramètres (fréquence de travail,

impédance, gain, rendement et bande passante). Au fil des ans, deux modèles, chacun comprenant de nombreuses variantes, ont été développés : le modèle dit « de la ligne de transmission » et le modèle dit « de la cavité ».

I.5.2 Comparaison des deux modèles analytiques :

Le modèle de la cavité fournit un formalisme décrivant les champs dans l'antenne et les champs rayonnés; contrairement au modèle de la ligne de transmission limité au patch rectangulaire. La comparaison des deux modèles est donnée au tableau suivant :

Application	Modèle de ligne de transmission	Modèle de cavité
Formes de plaques analysées	Rectangulaire seulement	Forme régulières
Epaisseur du substrat	Mince	Epais
Application au réseau	Oui	Non

Tableau I.2: Comparaison des deux modèles analytiques.

I.5.3 Méthodes numériques exactes (full-wave) :

Il existe principalement quatre familles de méthodes numériques pour analyser les antennes imprimées. Elles sont issues des méthodes utilisées en électromagnétisme : [I.4] [I.5] [I.6] la méthode des moments (MoM).

- la méthode des éléments finis (FEM).
- la méthode des différences finies (FDTD).
- la méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes permettent d'obtenir des résultats très précis au détriment de temps de calculs longs car il s'agit de discrétiser le volume ou la surface à analyser mais aussi le temps selon la méthode utilisée, ce qui conduit à un très grand nombre d'inconnues. Les temps de calculs peuvent cependant être réduits si l'on possède une puissance de calcul conséquente [7]

Dans les années 1980 et 1990, beaucoup de laboratoires académiques et privés ont développé leurs propres codes de calcul mais aujourd'hui, on trouve de très nombreux logiciels commerciaux performants, les uns étant responsables des autres. Cependant l'emploi de ces logiciels ne dispense pas d'une bonne connaissance de l'électromagnétisme et en particulier de la méthode d'analyse utilisée. L'ingénieur novice doit notamment faire l'effort de l'appréhender.

Aujourd'hui, les efforts de recherche se portent sur le fait de combiner ces différentes méthodes pour constituer des méthodes dites hybrides et multi échelles et ainsi obtenir de meilleurs résultats en termes de vitesse de calcul et de précision : MoM-FDTD, MoM-FEM, multipôle GMT.

I.5.4 Caractéristiques des méthodes numériques :

Le tableau I.3 résume les principales caractéristiques des méthodes rigoureuses utilisées [7]

Méthode	MOM	FEM	FDTD
Méthode de discrétisation	Surfaces, Fils	Tétraèdres, polyèdres, arbitraires.	Cubes ou parallélépipèdes.
Effort de discrétisation	Objet rayonnant	Domaine entier	Domaine entier
Conditions aux limites	—	Parois absorbants	Parois absorbants
Méthodes	Domaine fréquentiel 2D ou 2.5D, équations linéaires	Domaine fréquentiel 3D, équations linéaires	Domaine temporel 3D calcul itératif
Points forts	Fils, surfaces métalliques, couplages	Formes arbitraires, matériaux arbitraires	Formes orthogonales, matériaux arbitraires, large bande
Limitations	Matériaux diélectriques finis, matériaux inhomogènes, investigations large bande	Grandes structures, couplage entre structure, investigation large bande	couplage entre structure, formes courbes, structure à fort coefficient de qualité Q
Logiciel commerciaux	IE3D Zelend Ensemble Ansoft Momentum ADS FEKO (hybride) Sonnet EMSight (AWR) Microwave office WIPL-D CONCEPT II	HFSS CSTMicrowaveStudio FEMLAB	Fidelity Zelend XFDTD Remcom EMA3D Empire SEMCAD CONCERTO

Tableau I.3 : Méthodes numériques pour l'analyse des antennes imprimées.

I.6 Propriétés et Application

I.6.1 Propriétés :

Les antennes imprimées présentent un intérêt dans toutes les applications requérant l'une ou l'autre des propriétés suivantes :

- Faible cout.
- Production de masse grâce à la technologie des circuits imprimés.
- Légèreté.
- Robustesse mécanique.
- Conformabilité sur des surfaces non planaires (cylindres, etc...).

Propriétés que l'on retrouve aussi dans les communications sans fil que dans les applications embraquées (avions, missiles, etc...). De plus, le potentiel d'intégration de circuit MMIC ou de composants sur le substrat de l'antenne permet d'envisager:

- Une miniaturisation de la tête de réception RF.
- Une réduction des pertes dans les lignes de transmission.

- Des capacités de reconfiguration en diagramme, polarisation ou fréquence de fonctionnement.
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes micro ruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles :

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques) ;
- Généralement faible gain (6 dB).
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
- Supportent uniquement des faibles puissances (100 W).
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes.

I.6.2 Applications [11]:

Les avantages de l'antenne patch a permis de trouver de nombreuses applications. Certaines des applications de l'antenne patch sont énumérées dans le tableau I.4.

Système	Application
Antennes d'avion et de navire	La communication et la navigation, les altimètres, des systèmes aveuglent d'atterrissages
Missiles	Le radar, les fusibles de proximité et la télémétrie
Communications par satellites	La télédiffusion domestique directe, les antennes au bord des véhicules, la communication
Radio mobile	Les téléphones portables, la téléphonie mobile dans les véhicules
La télédétection	Grandes ouvertures légères
Biomédical	Les applicateurs dans le four à micro-ondes
Autre	Les alarmes d'intrusion, la communication personnelle, etc.....

Tableau I.4 : Applications typiques de l'antenne patch.

I.7 Antennes miniatures[10]:

Aujourd'hui, l'antenne est au centre des préoccupations dans les applications sans fil telles que la téléphonie mobile, les ordinateurs, le Wi-Fi, le Wi-Max, Bluetooth et le GPS pour ne citer que ceux-là. Les contraintes sur l'intégration se font de plus en plus fortes. L'antenne devient un composant à part entière et doit trouver sa place dans des dispositifs dont les dimensions ne cessent de décroître, diminuant d'autant la place qui lui est réservée dans des proportions parfois critiques. Cette diminution ne devant évidemment en aucun cas réduire les performances radioélectriques de l'élément rayonnant. De plus, l'antenne n'est plus isolée dans son espace qui devient restreint, mais se retrouve à proximité de nombreux composants électroniques présents dans l'appareil. La proximité des éléments métalliques tels que le plan de masse et les lignes d'alimentation se traduit par l'existence de couplages. De plus, la multiplicité des standards de communications actuels (GSM à 880-960 GHz, DCS à 1.710-1.880 GHz et UMTS à 1.920-2.170 GHz, à titre d'exemple pour les télécommunications mobiles) impose de concevoir des antennes de types bi-bande, tri-bande et parfois même quadri-bande. On pourrait conclure en précisant qu'il existe parfois des contraintes d'ordres esthétiques ou ergonomiques qui ne font que compliquer la tâche des concepteurs d'antennes.

La course à l'intégration s'est traduite par l'apparition d'antennes miniatures. L'antenne imprimée sur substrat diélectrique en est un exemple. Dans la recherche d'antennes hyper compactes, les structures rayonnantes électriquement petites (AEP) ont été développées. La caractéristique principale de ces antennes vient de leurs dimensions bien inférieures à la longueur d'onde de travail.

On classe les antennes dans cette catégorie lorsque les dimensions ne dépassent pas $\lambda / 2 \Pi$. Certaines structures permettent cependant un fonctionnement multi bandes et multi polarisations. Malheureusement, les antennes miniatures présentent des qualités en termes de gain, de bande passante et de rendement qui se dégradent d'autant plus que les dimensions géométriques diminuent. En effet, cette diminution se traduit par une augmentation du coefficient de qualité de la structure et donc par une concentration importante du champ électromagnétique au voisinage de l'antenne augmentant ainsi les pertes par effet Joule et dans le diélectrique [8].

I.7.1 Technique de miniaturisation de l'antenne patch:

Il existe plusieurs techniques différentes permettant d'obtenir une réduction de taille plus ou moins significative. Et en fonction du type d'antenne toutes ces techniques de miniaturisation ne sont pas applicables. Nous allons ici présenter les techniques de miniaturisation les plus courantes pour l'antenne patch.

I.7.1.1 Miniaturisation par introduction des fentes :

Une première façon de réduire significativement la taille des antennes consiste à modifier sa forme, son design. Sur les antennes planaires comme les patches, en introduisant des fentes ou des méandres latéraux sur le contour de l'antenne, le courant va être forcé de les contourner [9][10]. Cela va avoir pour conséquence de rallonger la longueur électrique, donc d'abaisser la fréquence de résonance de la structure. Une réduction de la fréquence de la résonance est équivalente à une réduction de la taille de l'antenne si on se ramène toujours à la même fréquence de travail. La mise en œuvre de cette technique peut réduire la taille d'une antenne patch de 50% mais la largeur de bande est diminuée ainsi que l'efficacité de rayonnement de l'antenne. La figure I.8 montre des exemples de mise en œuvre de cette technique de miniaturisation.

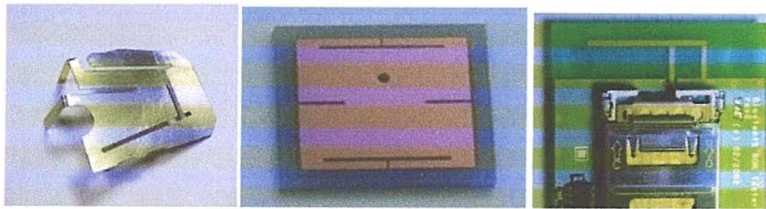


Figure I.8 : Exemples de miniaturisation par introduction de fente

I.7.1.2 Miniaturisation par repliement (PIFA):

Pour les antennes filaires comme les dipôles ou monopoles, imprimés ou non, le repliement est également une modification de la forme originale de l'antenne qui permet de réduire son encombrement. Le repliement peut également être appliqué sur des structures planaires comme des PIFA Figure I.9 ou non seulement le repliement du plan rayonnement réduit le volume de la structure mais crée en plus en effet capacitif qui contribue à la diminution de la fréquence de résonance.

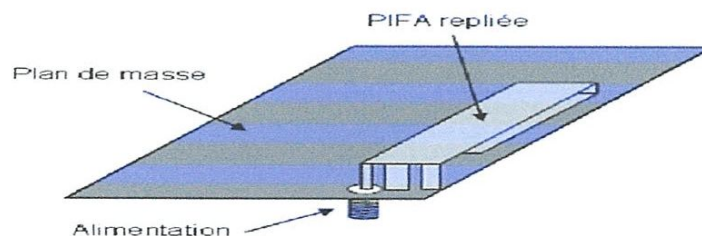


Figure I.9 : Exemple d'antenne PIFA repliée

I.7.1.3 Miniaturisation par les structures fractales:

Un autre type de modification de design est l'utilisation de structures fractales, on parle alors d'antenne fractales. Il s'agit d'antenne classiques planaires ou filaires dont le design est issu d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives. Parmi les formes fractales les plus utilisées, il y a celles de Von Kock, de Hilbert et de Sierpinski. [11]

La Figure I.11 (A), Présente une structure de Von Kock appliquée à un dipôle à l'ordre un et à l'ordre deux. La structure présente la propriété suivante: à mesure que l'on augmente le nombre d'itérations (donc la longueur du dipôle à hauteur constante), la fréquence de résonance diminue. Ce qui revient à diminuer la hauteur du dipôle pour travailler à fréquence constante. Les structures fractales peuvent également être appliquées à des structures imprimées ou planaires comme le montre l'antenne de la Figure I.11(B) qui présente un patch fractal.



Figure I.10: Structures fractales.

Les structures fractales permettent de réduire la taille des antennes entre 20% et 40% mais elles sont aussi intéressantes dans le cas d'applications multi-bandes.

I.7.1.4 Miniaturisation par L'utilisation de court-circuit ou de charge:

Une autre technique permettant de réduire la taille de certaines antennes repose sur l'utilisation de charge ou de court-circuit à des endroits appropriés en fonction de la structure. Par exemple une antenne monopole peut être raccourcie, tout en conservant la même fréquence de résonance, en introduisant une charge capacitive ou inductive dans la structure de l'antenne comme le montre la Figure I.12. La réactance introduite par les effets capacitif ou inductif compense la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du monopole raccourci, ce qui permet d'obtenir un bon niveau d'adaptation. Cette technique permet d'obtenir des réductions de taille de l'ordre de 50% mais une diminution de la bande passante et de l'efficacité de rayonnement est généralement observée et l'adaptation de la structure reste délicate.

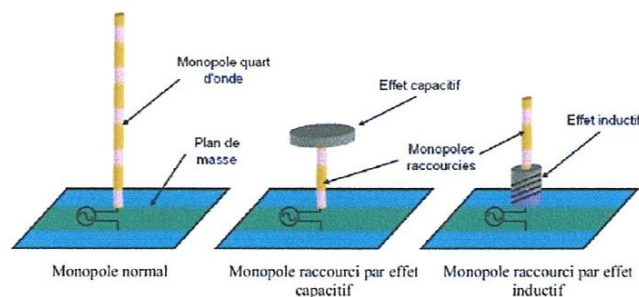


Figure I.11 : Exemples de miniaturisation par effet de charge capacitif ou inductif.

Une autre méthode pour réduire les dimensions d'antenne consiste à placer des courts circuits plans ou filaires entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Les antennes PIFA ou IFA présentées précédemment sont des exemples de mise en œuvre de ce type de technique qui permet une réduction de taille de l'ordre de 50% sans que la dégradation au niveau de l'efficacité de rayonnement ou de la bande passante soit significative. Ceci contribue à rendre attractif ce type de structure dans les objets communicants où il est largement utilisé.

I.7.1.5 Miniaturisation par les méta-matériaux ou matériaux BIE :

Il s'agit de structures à motifs périodiques constitués de lignes de transmission imprimées à sections variables qui sont assimilées à des capacités et inductances distribuées. Des variantes 3D avec fils de court-circuit entre deux plans métalliques et régulièrement espacés entre eux ont aussi été développées. L'utilisation des méta-matériaux pour la miniaturisation des structures d'antenne est très certainement la méthode la plus récente. Les méta-matériaux sont des matériaux artificiels homogènes possédant des caractéristiques électromagnétiques inhabituelles obtenues par la mise en œuvre de structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d'onde. Ce type de matériau qui présente une permittivité et une perméabilité négative est également appelé matériau main gauche car le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche. L'idée d'un tel matériau a été introduite par le russe V. G. Veselagoen 1968 [35] mais ce n'est qu'en 2000 que les premières structures de ce type ont été réalisées. Ces méta-matériaux offrent de nouvelles propriétés physiques dont l'inversement de la loi Snell-Descartes (indice de réfraction négatif) qui permet de confiner les ondes électromagnétique et donc de miniaturiser des structures d'antennes.

D'une certaine façon, ces structures périodiques peuvent être alors considérées comme des filtres à réjection de fréquence (on parle communément ici de bande interdite). En effet, à l'intérieur de cette bande, la structure présente une surface haute impédance souvent mise à profit pour réduire les ondes de surface qui dégradent le rayonnement principal dans les antennes imprimées. Initialement utilisés en tant que plan de masse, ces dispositifs ont été également développés pour des éléments rayonnants imprimés. Figure I.13 représente un exemple d'antenne qui utilise un matériau à bande interdite électromagnétique [10]. Les lignes à faibles largeurs représentent les parties inductives et la succession de pavés carrés les parties capacitatives. Le diagramme de dispersion, pour des fréquences situées en dessous de la bande interdite, montrerait la nature à ondes lentes de la structure périodique, ce qui se traduit par une diminution des dimensions physiques de l'antenne. À dimensions égales, il a été montré que la fréquence de résonance du mode fondamental de l'antenne à bande interdite électromagnétique est diminuée de 16 % par rapport à celle du patch plein.

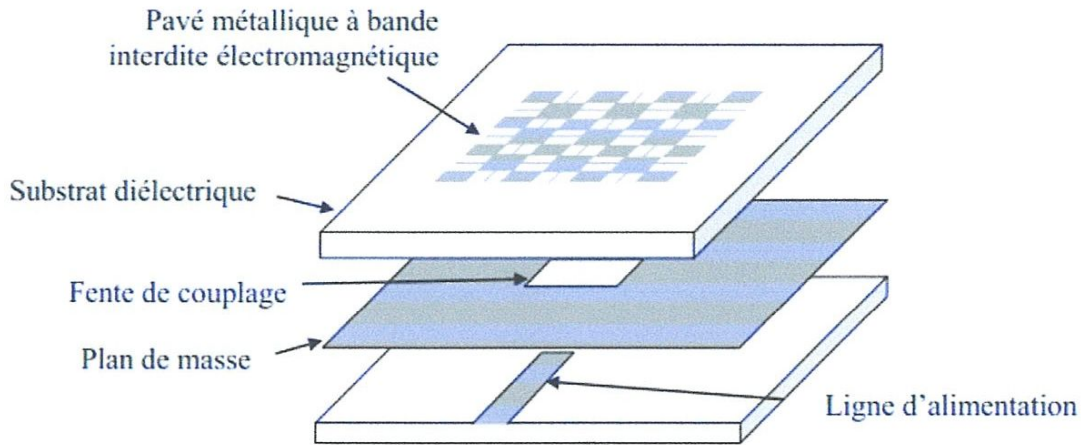


Figure I.12 Antenne patch imprimée à bande interdite électromagnétique [10].

I.8 Dimensionnement d'un patch rectangulaire

Le dimensionnement des éléments utilisés n'est pas un hasard. En se basant sur le modèle de la ligne de transmission pour faire une conception géométrique d'un patch rectangle; ce modèle peut être modélisé et simulé par une des logiciels de simulation électromagnétique tels que HFSS; afin de concevoir un modèle numérique originale et générique d'une autre configuration d'antenne; répondants aux plusieurs spécifications telles que: les multibandes, élargissement de la bande passante, amélioration le rayonnement et l'adaptation, réduire les dimensions,...etc.

Ces dimensions sont obtenues selon le modèle de la Figure I.2; Noter bien qu'on a utilisé les équations du modèle de la ligne de transmission mentionnées dans

➤ Etape à suivre [8]

Les données d'entrée sont : la fréquence de fonctionnement, les caractéristiques du substrat (permittivité électrique, tangente de pertes, épaisseur). On considère un plan de masse parfait et infini.

a/ calcul de la largeur (w) :

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \sqrt{\frac{2}{1+\epsilon_r}}, \lambda_0 = \frac{c}{F_{res}} \quad (I.15)$$

b/ calcul du constant diélectrique effectif :

$$\epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left(1 + 12 \frac{w}{h}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (I.16)$$

c/ calcul de la longueur effective:

$$L_{eff} = \frac{1}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (I.17)$$

d/ calcul de l'extension en longueur (ΔL) :

$$\Delta L = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8\right)} \quad (I.18)$$

e/ calcul de la longueur réelle du patch (L) :

$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L \quad (\text{I.19})$$

f/ Calcul du point d'alimentation ($x_0 ; y_0$)

y_0 est calculé par rapport au centre du patch ; et il est obtenu par équation :

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1}(\sqrt{100 \cdot G_1}) \quad (\text{I.20})$$

avec :

$$\begin{cases} G_1 = \frac{1}{120} \left(\frac{w}{\lambda_0}\right)^2 & \text{Lorsque } w \gg \lambda_0 \\ G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{w}{\lambda_0}\right)^2 & \text{Lorsque } w \ll \lambda_0 \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

$$\text{Donc } y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1}(\sqrt{100 \cdot G_1}) \quad (\text{I.33})$$

et

$$X_0 = \frac{L}{2} - y_0 \quad (\text{I.34})$$

CONCLUSION

L'étude des antennes imprimées est très complexe; cependant il faut bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant même la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes.

Le but de ce chapitre est de faire une étude sur l'état de l'art des antennes imprimées dans lequel on a expliqué le fonctionnement; les caractéristiques générales; les applications, les techniques d'alimentation et les méthodes d'analyse des antennes patch. Ensuite on a rappelé les différentes technologies utilisées pour la miniaturisation. On a rappelé aussi les différentes équations utilisées pour le dimensionnement de l'antenne patch rectangulaire excitée par câble coaxiale.

Vue la nouveauté des méta-matériaux de type surfaces hautes impédance (SHI) et ces performances très intéressants; nous proposons des structures d'antenne patch avec SHI, basée sur un modèle d'un patch rectangulaire alimenté par câble coaxiale, réalisé par le logiciel HFSS, dont l'objectif de trouver une antenne miniaturisée et plus compacte.

CHAPITRE II

Etat de l'art des Métamatériaux et les SHI

Introduction

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour présenter des propriétés physiques qui ne sont pas rencontrées dans la nature. Les métamatériaux électromagnétiques possèdent une structure périodique de dimensions inférieures à celles des ondes électromagnétiques dont ils affectent la propagation. Les métamatériaux sont devenus une nouvelle discipline de la physique et de l'électromagnétisme. Leurs applications potentielles sont très diverses : les micro-ondes avec les antennes et les composants guidés, les télécommunications, la défense (antennes implantables, absorbants et radômes), la santé avec les capteurs intelligents et les systèmes acoustiques.

Dans ce chapitre nous allons présenter deux grandes familles de Métamatériaux et leurs principales propriétés, commençant par les matériaux à indice de réflexion négatif, avant d'énumérer quelques applications de ce dernier type dans les domaines d'optique et de micro-onde, ensuite on va parler du deuxième type de Métamatériaux qui est la surface à haute impédance en citant les principales caractéristiques et les avantages qu'apporte aux antennes patch, en s'intéresse à l'analyse et à l'étude de ces surfaces qui a été développés par les chercheurs tel que la SHI de Sievenpiper

II.1 Classification des matériaux en fonction de leurs Permittivité et perméabilité

En électromagnétisme, tout matériau homogène peut être décrit par ses paramètres constitutifs que sont la permittivité et la perméabilité. Les caractéristiques de propagation des ondes électromagnétiques diffèrent suivant le milieu environnant, comme l'illustre la figure (1-1).

En électromagnétisme classique, les ondes se propagent dans un milieu doublement positif correspondant au premier cadran de la figure (II-1). On parle dans ce cas de milieu main droite dans la mesure où la propagation peut être décrite par le trièdre direct avec les vecteurs champs électrique et magnétique et le vecteur d'onde dans le prolongement des trois doigts de la main droite. L'onde qui se propage dans le vide, présente des valeurs de ϵ_r et μ_r égales à 1 et la plupart des milieux de propagation auront des paramètres constitutifs relatifs du même ordre de grandeur. A titre d'exemple, les polymères fréquemment utilisés comme matériau diélectrique ont des permittivités relatives voisines de 2. En revanche, cette valeur est plus élevée dans le cas des semi-conducteurs non dopés (de l'ordre de 10).

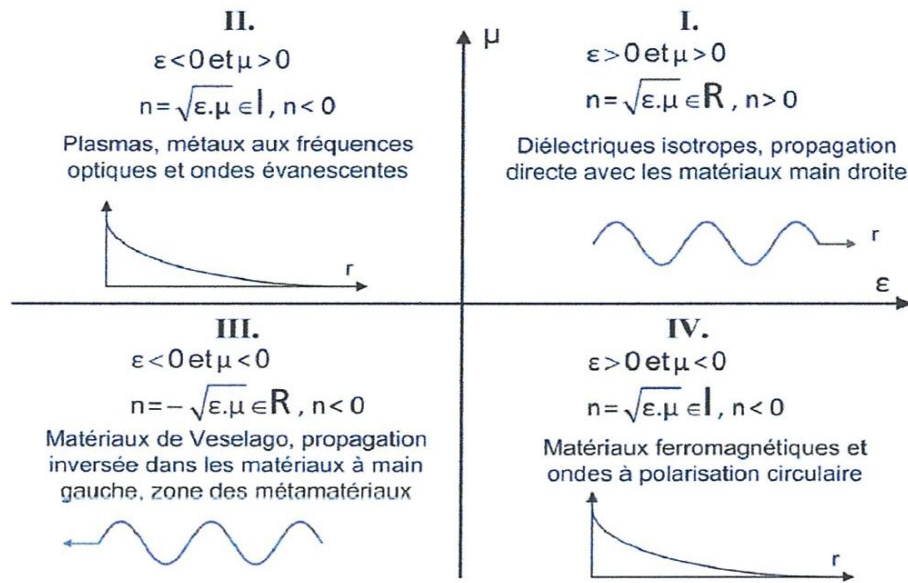


Figure II.1 : Représentation des matériaux en fonction des parties réelles de leurs paramètres constitutifs.

Le quatrième cadran regroupe les milieux à permittivité relative négative. Il est connu que l'ionosphère, qui se comporte comme un plasma, présente des valeurs d'inférieures à zéro. De la même manière, J. B. Pendry [12] a proposé de substituer au métal un réseau de fils métalliques afin d'abaisser la fréquence plasma qui se traduit par des perméabilités négatives très importantes par effet de dilution. Ceci revient à définir un milieu effectif dont le comportement reste régi par la loi de Drude, avec une valeur de fréquence plasma essentiellement liée aux paramètres géométriques du réseau. Cette possibilité permet de disposer d'une plage fréquentielle de fonctionnement très large associée à un niveau de perte relativement faible jusqu'aux frontières de l'infrarouge. En effet, l'onde se propage entre les fils qui, en micro-ondes, peuvent être assimilés à des conducteurs parfaits. Du point de vue de la transmission, en considérant le champ électrique parallèle à l'orientation des fils, le comportement observé est de type passe-haut avec une fréquence de coupure qui correspond à la fréquence plasma.

Le troisième cadran regroupe les matériaux à perméabilité négative. Des valeurs négatives de perméabilité peuvent être observées dans certains alliages.

La perméabilité négative est obtenue par magnétisme artificiel sur des motifs d'anneaux fendus qui seront appelés par la suite Split Ring Résonateurs (SRR), excité par un champ magnétique parallèle à son axe, la caractéristique typique de ce phénomène en fonction de la fréquence suit une évolution de Lorentz (Figure I-2) ou correspond à la pulsation de résonance pour laquelle la perméabilité effective devient négative et repasse par

zéro à la pulsation désignée comme la pulsation plasma magnétique. par analogie avec la pulsation plasma électrique .Lorsque l'on s'éloigne de cette résonance, la perméabilité effective tend vers zéro.

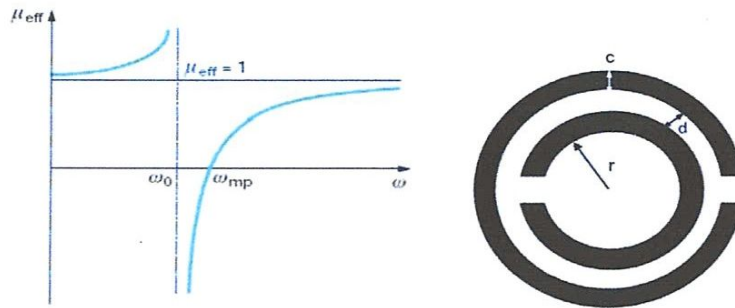


Figure II.2 : évolution typique de la perméabilité effective (partie réelle) d'un résonateur en anneau fendue (SRR) en fonction de la pulsation présentée à gauche.

II.2 Les Métamatériaux

Quasi-périodiques de période très faible devant la longueur d'onde. Le terme « méta » vient du grec et est traduit par « au-delà » ou « un niveau au-dessus » en français [13] [14]. En d'autres mots, ces Méta matériaux sont des matériaux présentant des propriétés que l'on ne rencontre pas a priori dans la nature [15] [16].

Il existe deux types de Méta matériaux présentant une réfraction négative. Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques. Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction est positif.

Le deuxième type est obtenu par une perméabilité magnétique et une permittivité électrique simultanément négatives et a été proposé d'après une étude théorique de Veselago en 1967 [16].

II.2.1 Caractéristiques des Métamatériaux

➤ matériaux à main gauche

Un matériau à indice de réfraction négatif est un matériau où la réfraction négative se produit à son interface avec un matériau classique. Il est également possible de trouver la terminologie à « main gauche », car à l'intérieur de celui-ci l'onde électromagnétique est décrite par des champs électrique et magnétique et où la propagation est régit par le vecteur d'onde. Ces trois grandeurs vectorielles forment un trièdre indirect : la direction du vecteur d'onde est dans le sens inverse du vecteur de Poynting. Une représentation schématique sera portée ultérieurement pour préciser cette particularité.

➤ **permittivité négative**

Dans la première représentation (Fig. II.3.a), il est montré un réseau de fils métalliques parallèles dont le comportement est de type plasma et présente ainsi une permittivité négative.

➤ **perméabilité négative :**

La deuxième géométrie (Fig. II.3.b) présente un arrangement de résonateurs coupés en anneau (Split Ring Résonateur (SRR)) qui ont des réponses du type de celles des matériaux magnétiques et donc révèlent une perméabilité négative.

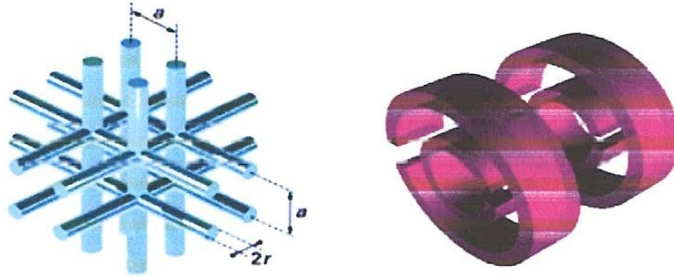


Figure.II.3 : a) réseau de fils métalliques cylindriques à permittivité négative ; b) réseau de résonateurs circulaires coupés à perméabilité négative.

➤ **doublement négatif :**

L'association de ces deux formes constitue un matériau (Fig. II.4) pouvant être «doublement négatif», c'est-à dire affichant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives au niveau de la résonance des SRR. Les années 2000, il a été débuté l'élaboration des matériaux à « main gauche » ainsi structurés et le premier prototype a été expérimentalement testé avec succès par l'équipe de D.R. Smith. L'élaboration de ce type de matériau a été rapidement étendue à d'autres formes; c'est-à-dire une Structure 2D. Une autre étendue 3D a été également élaborée donnant lieu à la réalisation d'un méta matériau qui se comporte de la même manière dans les trois directions de l'espace.

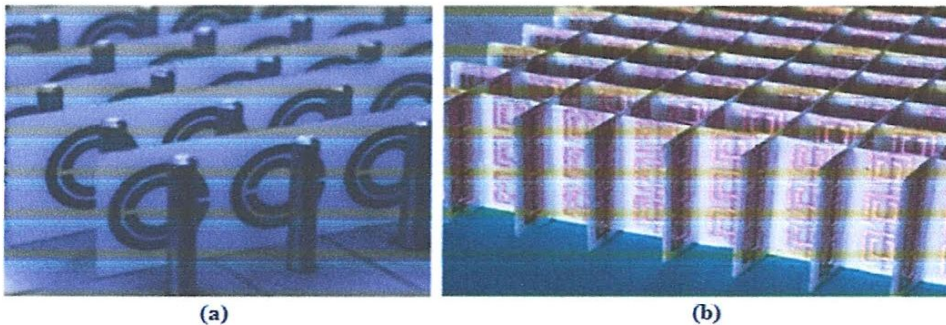


Figure II.4 : a) prototype de matériau à indice négatif à base de résonateurs à anneaux fondus en formes de C (SRR) et de réseaux de fils conducteurs proposé par le groupe de Smith ; b) un méta matériau bidimensionnel doublement négatif.

➤ Indice de réfraction négatif

Pour qu'un matériau présente un indice de réfraction négatif, il doit révéler à la fois une permittivité ϵ et une perméabilité μ relatives négatives. Pour le créer, il a fallu associer deux structures que J. Pendry explicite (en 1998) à travers ces travaux sur les matériaux à indice de réfraction négatif.

L'indice négatif du Métamatériau implique que la vitesse de groupe et la vitesse de phase ont des directions opposées et la direction de propagation des ondes est inversée par rapport à la direction du flux d'énergie, lorsque la permittivité et la perméabilité sont négatives [17] [18], 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. Donc le trièdre vecteur d'onde \vec{k} - champ électrique \vec{E} - champ magnétique \vec{H} est inversé comme il est montré dans la Figure suivante :

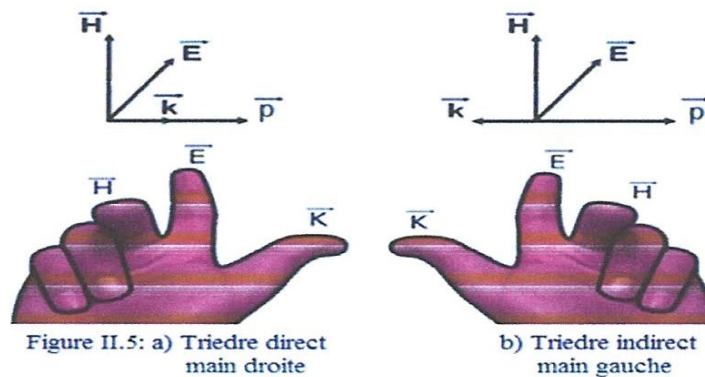


Figure II.5 : Représentation du Main gauche.

Le déterminant P détecte si le milieu est caractérisé par la règle de la main droite ou de la main gauche. Si $P = +1$, le triplet de vecteurs (E, H, k) est direct donc le milieu est dit milieu « Main droite », par contre, si $P = -1$, le triplet de vecteurs (E, H, k) est indirect donc le milieu est dit milieu « Main gauche ».

À 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 [19].

II.2.2 Applications potentielles

➤ Dans le domaine de l'optique

PENDRY a proposé la réalisation de lentilles parfaites focalisant les ondes (focalisent toutes les composantes fréquentielles des images) à base des matériaux à indice 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. L'augmentation du pouvoir de résolution sous la limite de diffraction est alors obtenue par l'amplification des ondes évanescentes dans le méta matériau. 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.

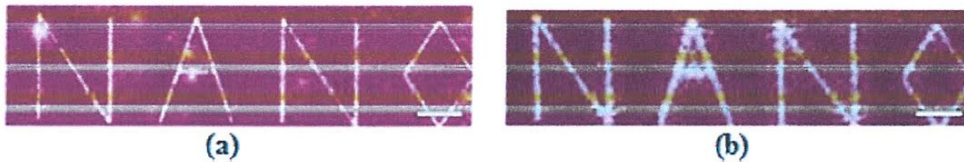


Figure. II.6 : a) résolution d'une super lentille ; b) résolution avec une lentille classique. [13]

➤ dans le domaine micro-onde

En micro-onde, Les applications sont principalement vouées au domaine des télécommunications. Ainsi, G. Eleftheriades propose 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 [19]. Et Engheta proposée un résonateur à cavité sub-longueur d'onde « subwavelength cavity resonator » en anglais et les radômes transparents construit à partir de diélectrique conjugué et des dalles DNG [17].

T. Itoh et ces collaborateurs. De l'université de Californie, ont démontré la possibilité de réaliser un coupleur très compact permettant les ondes rétrogrades, ou « backward Wave » en anglais, basé sur des lignes de transmission à indice négatif en microstrip. L'utilisation des lignes à indice négatif a permis d'avoir un couplage très proche de celui d'un coupleur parfait (0 dB) [13].

➤ Dans le domaine antennaire

Dans le domaine antennaire, S. Enoch et ces collaborateurs ont développé un Métamatériau améliorant nettement la directivité de l'antenne rayonnant à 14 GHz. Shalaev lui, affirme que le meilleur avenir pour ces matériaux sera dans le domaine optique. Ainsi après avoir démontré que les matériaux à main gauche permettent de diminuer la taille des composants, il envisage de réaliser de nouveaux types de fibres passe bande, des modulateurs, des antennes et bien d'autres composants fonctionnant dans ce domaine de fréquences. Les antennes nanoscopiques, par exemple, pourraient devenir plus sensibles de manière à détecter et distinguer

les molécules des agents chimiques ou biologiques. Ces matériaux peuvent ainsi améliorer d'une manière importante l'imagerie biomédicale et la nano-lithographie.

➤ Métamatériaux et l'invisibilité

Parmi les applications : la plus intéressante est le camouflage d'un objet par un matériau à indice de réfraction négatif. En 2006, Pendry et ses collaborateurs 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 [19]. 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. Comme le trajet lumineux ne subit pas de réfractons sur l'objet, il est indétectable.

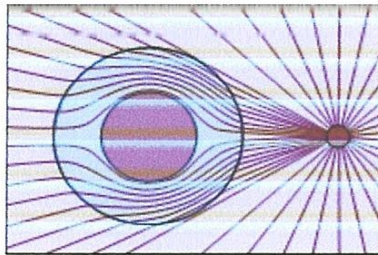


Figure II.7: Schéma théorique du contournement des ondes électromagnétiques dans un matériau à indice négatif dans un but de camouflage.

II.3 Les Surface à Haute Impédance (SHI)

Les surfaces à haute impédance (SHI) (High-Impédance Electromagnetic Surface «HIES», en anglais) sont des Méta matériaux de structures métalliques à motifs périodiques fixés ou imprimés sur un plan de masse en forme de punaise. Comme montre la Figure II.8.a, un réseau de pavés métalliques déposés sur un substrat diélectrique et connecté à un plan de masse par des vias métalliques.

Historiquement, la première surface à hautes impédances était une surface dite corruguée, «corrugated surfaces» en anglais. Celles-ci sont des structures unidimensionnelles, comme montre la Figure II.8.b. Elles présentaient une bande interdite pour les ondes de surface de longueur d'onde 4 fois la profondeur des plaques métalliques [13,19]. En effet, le court-circuit en bas de la structure est vu comme un circuit ouvert quand on se met à une distance égale au quart d'onde. Par conséquent, les plaques métalliques paraissent infinies et l'onde ne peut pas se propager.

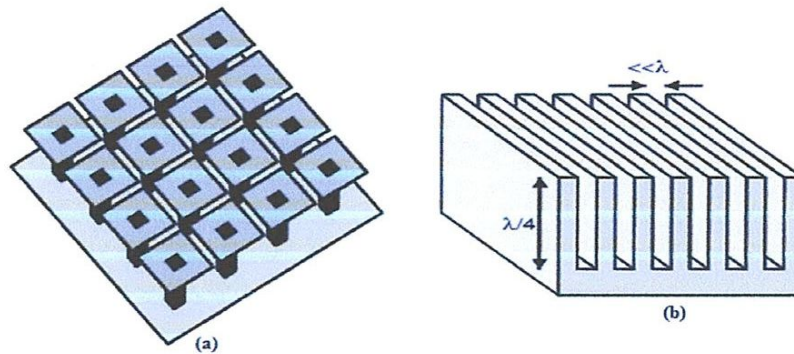


Figure II.8: a) surface à haute impédance (SHI) ; b) surface corruguée.

II.3.1 Caractéristiques des surfaces à haute impédance

Les surfaces à haute impédance possèdent deux caractéristiques très importantes.

➤ SHI ont une très haute impédance

La première caractéristique est le fait qu'elles peuvent présenter à la résonance une très haute impédance aux ondes incidentes due à la combinaison d'effets capacitifs et inductifs, comme indique la figure suivante :

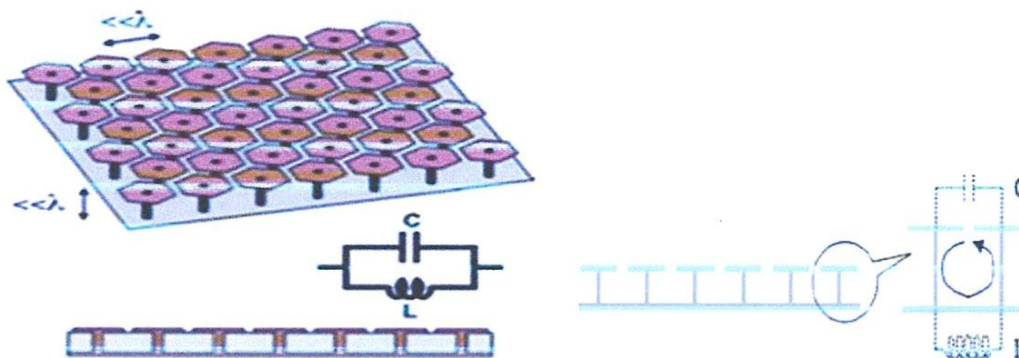


Figure II.9: Modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire de HIS.

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 réfléchi est déphasé de 180° par rapport à l'onde incidente (cette valeur est due à l'annulation du champ électrique à la surface), la forte impédance de cette surface entraîne un accord de phase entre l'onde réfléchi et l'onde incidente donc ces surfaces se comportent comme des Conducteurs Magnétiques Artificiels (CMA) qui va créer des courants images et des réflexions qui sont en phase avec la source au lieu d'être déphasés comme le cas d'une surface conductrice parfaitement continue.

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 réfléchi sur la surface sont en opposition de phase ce qui

créée des interférences destructives aux dépens du rayonnement (Figure II.10) [19, 16, 13, 20-21].

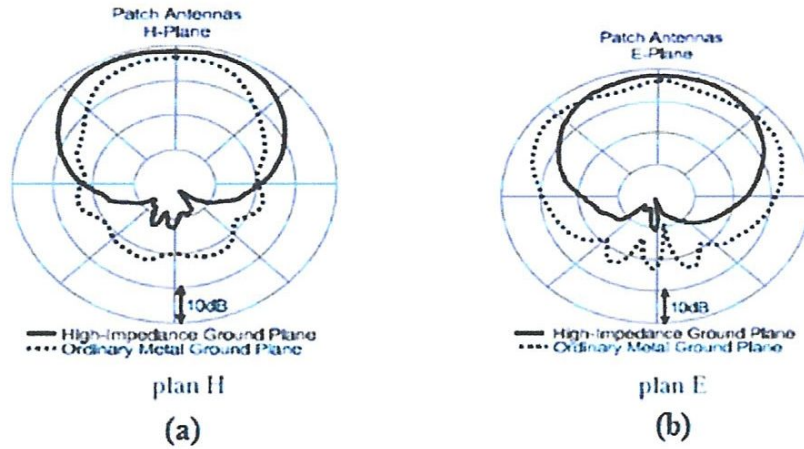


Figure II.10: Amélioration du champ électromagnétique d'une antenne patch après l'utilisation d'une SHI de Sievenpiper ; a) le champ dans le plan H ; b) dans le plan E.

➤ **la suppression des ondes de surface (filtrage des ondes EM) :**

La deuxième caractéristique correspond à la suppression des ondes de surface qui existe dans le cas d'un plan conducteur continu. Avec la suppression des ondes de surface, le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être amélioré donc un gain plus élevé.

Sievenpiper a utilisé un modèle d'impédance de surface afin de prédire quelles dimensions physiques de la surface vont créer une largeur de bande interdite désirée et la position sur le spectre électromagnétique. Il a aussi montré qu'afin d'avoir une réflexion en phase, la SHI ne nécessite pas d'être placée à une distance de $\lambda/4$ de l'élément rayonnant comme c'est le cas des plans de masse continus (la solution classique) (figure II.11). Ainsi, l'élément rayonnant peut être placé directement adjacent à la surface tout en rayonnant efficacement [16, 20].

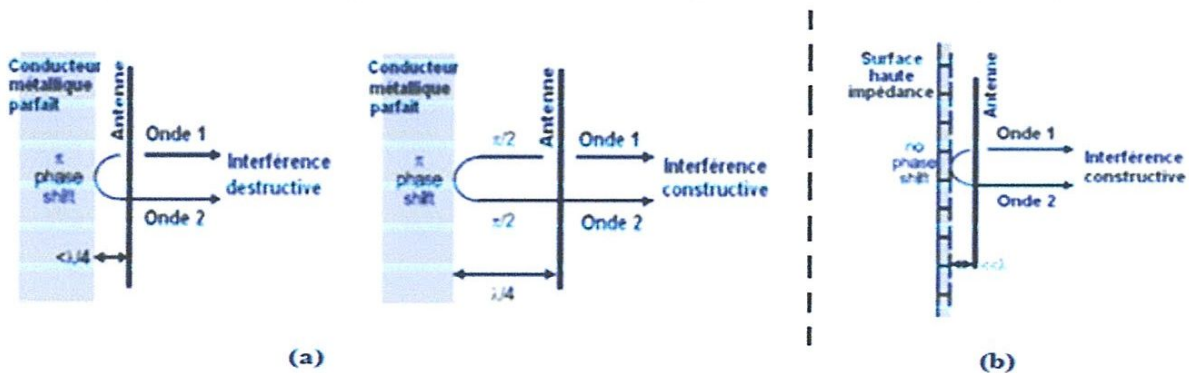


Figure II.11: Explication de la contribution de la surface SHI au rayonnement antennaire ; a) l'emplacement d'une antenne par la méthode classique ; b) l'emplacement adjacent de l'antenne à la SHI.

II.3.2 Les différents types des SHI

La SHI est constituée de motifs métalliques espacés par un gap. Ce motif est reproduit périodiquement sur une surface plane 2D. La SHI est placée au-dessus d'un plan métallique réalisant une SHI complètement réfléchissante avec/ou sans via (figure II.13). Par contre la figure II.12 représente une SHI partiellement réfléchissante.

Le motif de base de la surface périodique ainsi réalisée est appelé cellule. Les cellules peuvent prendre différents motifs (figure II.14).

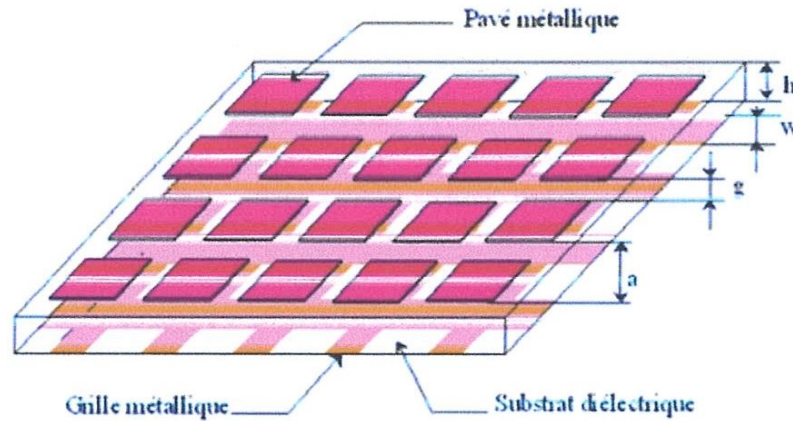


Figure II.12: SHI partiellement réfléchissante.

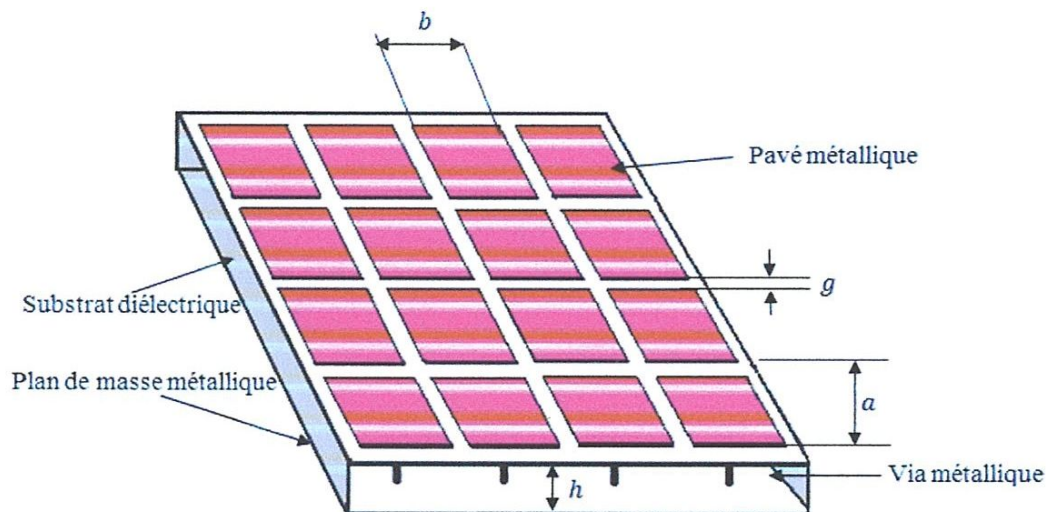


Figure II.13: SHI complètement réfléchissante

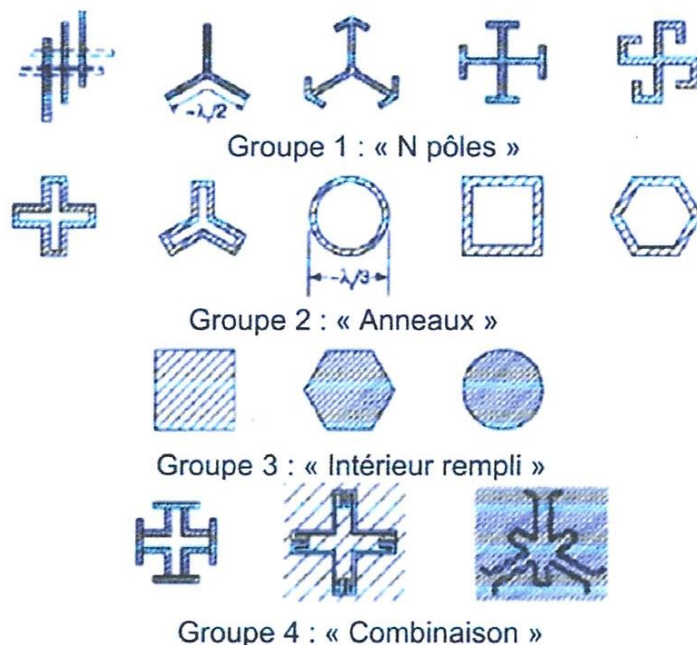


Figure II.14: Motifs élémentaires utilisés dans les SHI [22]

II.3.3 Applications des surfaces à haute impédance

Les domaines aussi bien que le type d'applications de ces surfaces sont extrêmement variés, le domaine général applicatif est celui de la propagation des ondes en espace libre ou dans des structures matérielles avec des utilisations spécifiques au filtrage et aux antennes, et les caractéristiques des surfaces à haute impédance décrites dans le paragraphe précédent sont très intéressantes pour l'amélioration du fonctionnement des antennes.

Sievenpiper a montré que la surface à haute impédance, introduite par lui-même, peut être utilisée comme réflecteur pour un élément rayonnant sans pour autant placer cette surface à $\lambda/4$ de l'élément rayonnant. Donc on peut intégrer directement une antenne au plan de masse quand ce dernier présente une surface à haute impédance pour réaliser des structures ou des circuits très compacts comme la réalisation de cavités très directives et plus compactes (une étude faite par Vardaxoglou et al [13]). Il a aussi montré que cette surface sert à supprimer les ondes surfaciques se propageant sur le support de l'antenne qui dégradent le rayonnement de l'antenne [16]. Ces surfaces permettent d'éviter les ondulations et d'augmenter la directivité de l'antenne. Les travaux réalisés par A. De Lustrac améliorent nettement la directivité et le gain d'une antenne patch. 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 travaillent à des fréquences allant de 7.5 GHz à 10 GHz suivant la dimension de la cavité [19].

L'utilisation de Métamatériaux tels que les SHI permet de réduire significativement les niveaux de couplage entre des éléments rayonnants de types patchs constituant une antenne réseau [21]. Il est donc possible de contracter les distances inter-éléments tout en gardant des niveaux de couplage acceptables pour l'application. S. Rogers et al [13], ont réduit le couplage entre antennes et ont réussi à avoir une isolation d'environ 45 dB pour une antenne « Bluetooth » dans la bande ISM (2.4 GHz).

Les surfaces à haute impédance peuvent représenter une solution pour la réalisation des GPS à haute précision. En effet, ces surfaces empêchent l'antenne d'exciter les ondes de surface ce qui permet de garder à un niveau très faible les ondes rétrogrades (backward radiated field) et par la suite la connaissance précise de la phase du signal [13].

II.3.4 Modélisation des SHI

Une structure récente issue des travaux de recherche de D. Sievenpiper [23], peut également être utilisée pour réduire les ondes de surface. Cette nouvelle géométrie peut être considérée comme une extension des surfaces corruguée dans laquelle les motifs, de dimensions très faibles vis-à-vis de la longueur d'onde, font apparaître des éléments localisés de type inductif et capacitif. Les surfaces à haute impédance sont des structures de type « mushrooms » où des pavés sont disposés de manière périodique au-dessus d'un plan de masse métallique. Chaque pavé est relié au plan de masse par un via métallique. Les pavés sont souvent imprimés sur un substrat ou peuvent être placés dans l'air (fig.II.13).

Dans le but de l'augmentation du rendement des antennes (le gain et la directivité) [24]. Les SHI présentent des propriétés très importantes à la résonance telles que la haute impédance, la réflexion des ondes sans déphasage et la suppression des ondes de surface.

II.3.4.1 L'impédance de la SHI

On caractérise les SHI par leur impédance de surface, nous utilisons le modèle de Sievenpiper dite Modèle quasi-statique [13], qui déduit cette formule d'impédance à partir de l'impédance d'une surface plate en métal à perte [23] :

$$Z_s = \frac{E}{H} = \frac{1 + j}{\sigma\delta} \quad (\text{II.1})$$

Cette impédance est le rapport entre le champ électrique tangentiel E et le champ magnétique tangentiel H [même impédance donnée par la loi d'Ohm]. Une surface à haute impédance est parfois appelée « parfaitement magnétiquement conductrice » pour souligner le

fait que le champ magnétique tangent total à sa surface est quasiment nul. Il en résulte une impédance très élevée.

- σ est la conductivité du métal donnée par l'équation :

$$\sigma = \frac{nq^2t/m}{1 + j\omega t} \quad (\text{II. 2})$$

t est le temps moyen des électrons de collision, q est la charge de l'électron, et m et n sont la masse effective et la densité, respectivement, des électrons de conduction.

- δ la profondeur de pénétration de surface d'onde dans le métal (l'épaisseur de peau) donné par :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}} \quad (\text{II. 3})$$

Où : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$.

Cette relation devient différente pour les modes TM et TE quand on introduit des propriétés inductives et/ou capacitives à la surface. Dans le mode TM, le champ électrique E est perpendiculaire à la HIS et l'impédance de surface requise pour les ondes de surface TM :

$$Z_s(TM) = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon} \quad (\text{II. 4})$$

- α la constante de décroissance des champs dans le milieu environnant est donnée par :

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\omega\epsilon_0}{2\sigma}} (1-j) \quad (\text{II.5})$$

- c 'est la vitesse de la lumière.

Il est clair que les ondes TM ne se produisent sur une surface avec réactance positive ➔ une impédance de surface inductive [23].

En mode TE, le champ électrique est parallèle à la HIS. Pour obtenir le bon signe pour l'impédance de surface, il est important de considérer la règle de la main droite et la nature vectorielle des champs [23]. L'impédance de surface est alors donnée dans ce dernier cas par la relation suivante :

$$Z_s(TE) = \frac{-j\omega\mu}{\alpha} \quad (\text{II. 6})$$

- ω est la pulsation.

Une réactance négative \rightarrow une impédance de surface capacitive, est nécessaire pour soutenir les ondes de surface TE [20].

II.3.4.2 Formules relatives de circuit équivalent à une cellule Mushroom

Dans notre étude nous allons utiliser la plus simple surface à haute impédance figure II.13 SHI à deux couches « Two-Layer Structure », avec un motif rectangulaire qui présente les meilleurs résultats en termes de largeur de bande interdite, la stabilité et les fonctionnalités remplies pour l'application d'antenne. Dès aux résultats dans [25,26], la structure en forme de champignon rectangulaire « Mushroom » (fig.15.b) a été jugée la plus appropriée pour les applications d'antenne à gain élevé, par contre il ya d'autres motif comme Jérusalem (fig.II.15.a).



Figure II.15: a) Croix de Jerusalem ; b) de SIEVENPIPER: Mushroom.

Les propriétés électromagnétiques de la HIS peuvent être réduites à une cellule élémentaire qui représentée électriquement par un filtre LC (circuit résonnant) comme montre la figure II.16. Plusieurs propriétés des HIS peuvent être expliquées en utilisant ce simple modèle de circuit (le modèle de milieu effectif), la capacité est due à la proximité des plaques de métal supérieure, tandis que l'inductance provient de boucles de courant au sein de la structure.

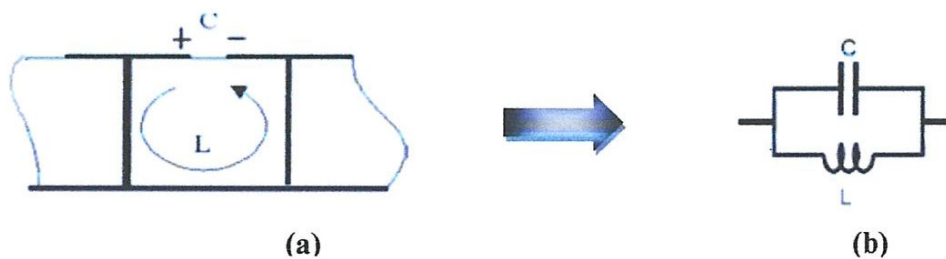


Figure II.16: a) Cellule élémentaire de la SHI ; b) Circuit équivalent d'une cellule de la SHI.

L'impédance de surface est celle d'un circuit résonnant parallèle, ce qui peut être accordé pour présenter une haute impédance sur une bande de fréquence prédéterminée donnée par :

$$Z_S = \frac{Z_C Z_L}{Z_C + Z_L} \quad (\text{II. 7})$$

Donc

$$Z_S = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (\text{II. 8})$$

Où C est la capacité équivalente qui essentiellement due à l'espacement entre les pavés métalliques. Elle est donnée par l'expression (III. 9) suivante :

$$C = \frac{b\varepsilon_0(1+\varepsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{a}{g}\right) \quad (\text{II. 9})$$

➤ b est la largeur des pavés, a est le pas du réseau, g est la largeur du gap entre deux pavés et ε_r est la permittivité du substrat diélectrique (Fig.II.13).
et L de l'équation (II. 8) est l'inductance dépend essentiellement du substrat diélectrique. Elle est donnée par la formule (II. 10) :

$$L = \mu_0 \mu_r h \quad (\text{II. 10})$$

➤ Dans cette relation, h est l'épaisseur du substrat, μ_0 et μ_r sont respectivement la perméabilité du vide et la perméabilité relative du substrat diélectrique.

L'impédance d'un circuit LC résonnant parallèle, donné par l'équation (II. 8), elle est inductive aux basses fréquences, et soutient ainsi les ondes de surface TM. Elle est capacitive à des fréquences élevées, et soutient les ondes de surface TE. Dans une bande étroite autour de la résonance LC, l'impédance est très élevée comme montre la Figure II.17. Dans cette gamme de fréquences, les courants à la surface rayonnent de manière très efficace, et la structure supprime la propagation des deux types d'ondes de surface. Ayant une impédance de surface élevée, elle reflète aussi les ondes électromagnétiques externes sans l'inversion de phase qui se produit sur un conducteur plat [20]. On voit que l'impédance traverse l'infini à la fréquence de résonance.

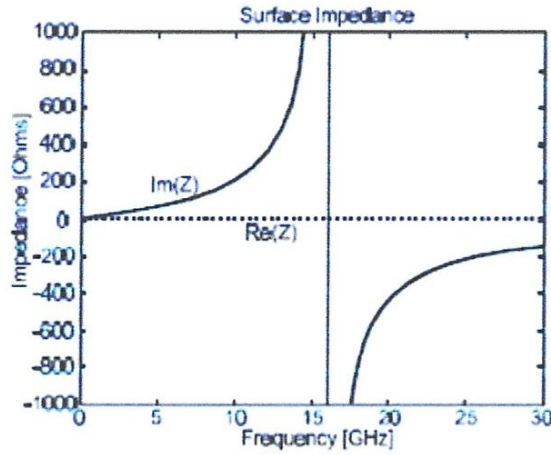


Figure II.17: Impédance de circuit parallèle LC [28].

Le coefficient de réflexion Γ peut être par la suite déduit sous la forme de la relation (II.11).

$$\Gamma = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (\text{II. 11})$$

➤ Z_0 est l'impédance caractéristique de l'espace libre.

Et la phase de Γ peut être exprimée par L et C comme suit:

$$\Phi_\Gamma = \pi - 2 \tan^{-1} \left[\frac{\omega L}{Z_0(1 - \omega^2 LC)} \right] \quad (\text{II. 12})$$

La phase de ce coefficient permet de décrire le comportement d'une HIS et de déduire sa fréquence de résonance en fonction des paramètres (L, C) du circuit électrique équivalent.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{II. 13})$$

On note que le coefficient de réflexion d'une surface à haute impédance idéale doit être l'unité à n'importe quelle fréquence.

Simovski et al ; ont proposé un modèle dynamique pour l'étude des SHI réactives, c'est un modèle analytique assez simple qui tient compte des interactions électromagnétiques dans les réseaux infinis. Ce modèle considère des structures en métal parfait et aboutit à l'expression de l'impédance de surface donnée par la relation (III.14). Dans cette relation η est l'impédance du vide et k représente le vecteur d'onde dans le vide [13].

$$Z_S = \frac{Z_{imp}}{\eta} = \frac{\frac{j}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(k\sqrt{\epsilon_r}h)}{1 - \frac{ka(\epsilon_r+1)}{\pi\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{2a}{\pi g}\right) \tan(k\sqrt{\epsilon_r}h)} \quad (\text{II. 14})$$

L'impédance est donc parfaitement réactive (et la partie réelle de cette impédance, la résistance, est nulle).

Les expressions de l'inductance et la capacité équivalente, est comme suit :

$$L = \mu_0 h \quad (\text{II. 15})$$

$$C = \frac{a\varepsilon_0(1 + \varepsilon_r)}{\pi} \log\left(\frac{2a}{\pi g}\right) \quad (\text{II. 16})$$

Pour une meilleure estimation, il est préférable d'utiliser les formules de Simovski [15].

II.3.4.3 La phase de réflexion

La phase de réflexion est définie comme la phase du champ électrique réfléchi qui est normalisée à la phase du champ électrique incident à la surface réfléchissante (la phase de réflexion est la différence de phase entre le champ réfléchi et l'incident) [27]. Et donnée par l'équation :

$$\Phi = \text{Im} \left\{ \ln \left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \right) \right\} \quad (\text{II. 17})$$

Lorsque Z_s est faible, la phase de réflexion est de $\pm \pi$. Et si Z_s est très élevé, la phase de réflexion est égale à zéro. La phase traverse $\pm \pi/2$ lorsque Z_s est égale à l'impédance de l'espace libre. Cette phase peut être mesurée en utilisant deux antennes cornet à micro-ondes, dans une chambre anéchoïque. Les deux cornes sont placées à côté de l'autre, visant à la surface. Deux fenêtres sont découpées dans la chambre, un pour les antennes, et un pour la surface à tester.

Une mesure de référence est prise d'une surface avec des propriétés de réflexion connue, comme une plaque de métal, et toutes les mesures ultérieures sont divisées par cette référence, et un facteur de π est ajouté à la phase des données pour tenir compte du balayage de référence de la tôle, ce qui est connu pour avoir une phase de réflexion de π .

La phase de réflexion de la surface à haute impédance est variée de façon continue à partir de $+180^\circ$ à -180° par rapport à la fréquence centrale, comme montre la figure II.18 [20].

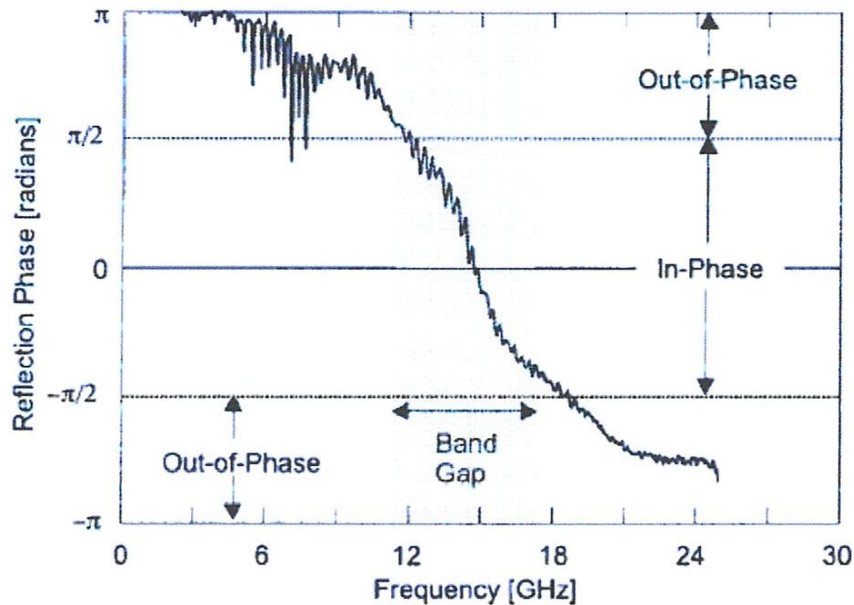


Figure II.18: Variation de la phase de réflexion de la HIS en fonction de la fréquence (la HIS de Sievenpiper) [29].

Aux basses fréquences, il reflète avec un décalage de phase π , comme le cas d'une surface métallique, avec l'augmentation de la fréquence, la pente de phase descend, et passe par zéro à une seule fréquence (pour un mode de résonance). Aux fréquences plus élevées, elle continue de descendre, et approche par la suite a $-\pi$. Dans la région, entre $\pi/2$ et $-\pi/2$, indiqué sur la figure II.18 par des flèches (In-Phase), des ondes planes sont réfléchies en phase, et si on utilise une antenne sur la HIS le courant sur l'antenne et son image actuelle sur le plan de masse sont en phase, ce qui renforce le rayonnement. Plutôt que de l'extérieur de la phase. Cette gamme correspond également à la bande interdite mesurée aux ondes de surface, a indiqué sur le graphique par une zone ombragée [23], et donnée par l'équation [20,28] :

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\sqrt{LC}}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}} \quad (\text{II. 18})$$

Donc :

$$BW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{Z_0}{\eta} \quad (\text{II. 19})$$

La bande passante totale est à peu près égale à l'impédance caractéristique de la surface divisée par l'impédance de l'espace libre.

II.3.4.4 Les ondes de surface dans les SHI

Les ondes de surface sont des ondes électromagnétiques qui se propagent sur l'interface de deux matériaux différents (métal-diélectriques ou diélectriques-diélectriques) [30]. A des fréquences optiques, elles sont appelées « Plasmons » et en micro-onde, sont des courants alternatifs qui peuvent se produit sur n'importe quel conducteur [23].

Ces ondes de surface se propagent jusqu'à ce qu'ils atteignent un bord où ils peuvent rayonner dans l'espace libre, et le résultat de ce rayonnement des interférences multiples, ces dernières sont représentées comme des ondulations dans le diagramme de rayonnement [20 ,23]. Les structures qui empêchent la propagation des ondes de surface telles que les HIS sont appelées « Cristaux Photoniques ».

On commence par les équations de Maxwell pour déterminer la relation de dispersion pour les deux ondes TM et TE dans le cadre de ce modèle de milieu effectif.

$$k_{TM} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\left(1 - \frac{Z^2}{\eta^2}\right)} \quad (\text{II. 20})$$

$$k_{TE} = \frac{\omega}{c} \sqrt{\left(1 - \frac{\eta^2}{Z^2}\right)} \quad (\text{II. 21})$$

Dans les expressions ci-dessus, η est l'impédance de l'espace libre, et c 'est la vitesse de la lumière dans le vide.

La figure II.19 présente le diagramme de dispersion des ondes de surface, dans le cadre du modèle d'impédance de surface efficace. Au-dessous de la fréquence de la résonance « Aux basses fréquences », les ondes de surface TM sont prises en charge “ TM_0 ” [30] se propage à partir de la fréquence zéro, l'impédance de surface est inductive, ils se trouvent très près de la ligne de lumière, et si la fréquence augmente la courbe de dispersion TM se rapproche de la fréquence de résonance.

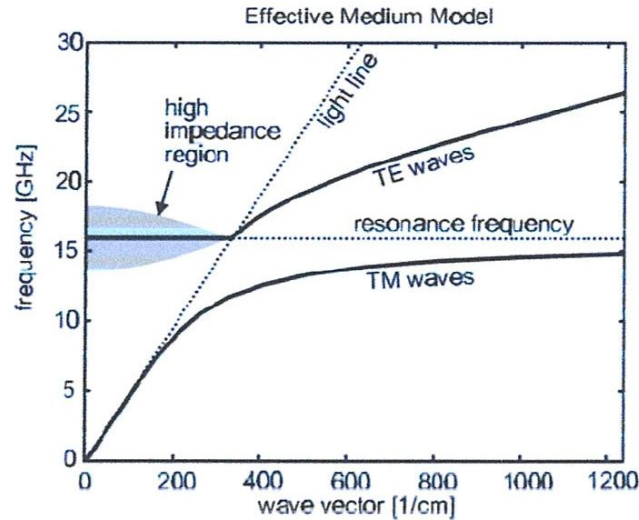


Figure II.19: Diagramme de dispersion des ondes de surface dans la SHI de Sievenpiper donné par le modèle des milieux effectifs [29].

Dessus de la fréquence de résonance, la surface est capacitive, et les ondes TE sont prises en charge "TE₁" [30]. L'extrémité inférieure de la courbe de dispersion est proche de la ligne de lumière, et les ondes sont faiblement liées à la surface, qui s'étend loin dans l'espace. Comme la fréquence augmente, la courbe dévie de la ligne de lumière, et les ondes sont plus étroitement liées à la surface [23].

Les ondes TE qui se trouvent à gauche de la ligne de lumière (présentée comme une zone d'ombre) existent comme des ondes de fuite qui sont amorties par rayonnement (les modes de fuite se produisent à la fréquence de résonance). Ce mode de fuite TE, est modélisé comme une résistance en parallèle avec la surface haute impédance, ce qui brouille la fréquence de résonance. Ainsi, les ondes qui fuient font rayonner au sein d'une largeur de bande finie, comme le montre la figure II.19.

Nous avons vu que les bords de la bande interdite des ondes de surface se produisent lorsque la phase de réflexion est égale à $\pm\pi/2$, donc, ce qui correspond généralement à la largeur de la bande interdite des ondes de surface. Le calcul basé sur le modèle des milieux effectifs ne tient pas compte de la périodicité de la structure, en plus, aucune bande interdite n'apparaît dans le diagramme qui utilise ce calcul (Fig. II.19), par contre il y a des modèles qui montrent l'existence d'une telle bande autour de la fréquence de résonance.

➤ **Modèle de TAVALLAEE et al**

La modélisation électrique est comme suit :

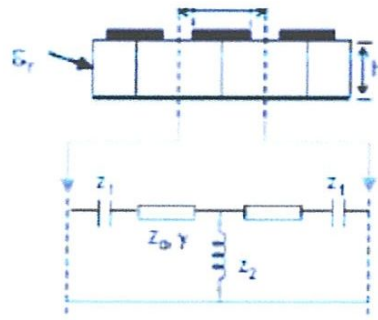


Figure II.20: Modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire d'une SHI proposé par Tavallae et al.

Et l'équation de dispersion [31]:

$$\cosh \gamma_x a + \cosh \gamma_y a = \left(2 + \frac{\bar{Z}_1}{2\bar{Z}_2} \right) \cosh \gamma a + \left(2\bar{Z}_1 + \frac{1}{2\bar{Z}_2} \right) \sinh \gamma a + \frac{\bar{Z}_1}{2\bar{Z}_2} \quad (III. 22)$$

➤ **Modèle D'Elftheriades et al**

Il est basé sur les matrices de transmission reliant les courants et les tensions d'entrée à ceux de la sortie.

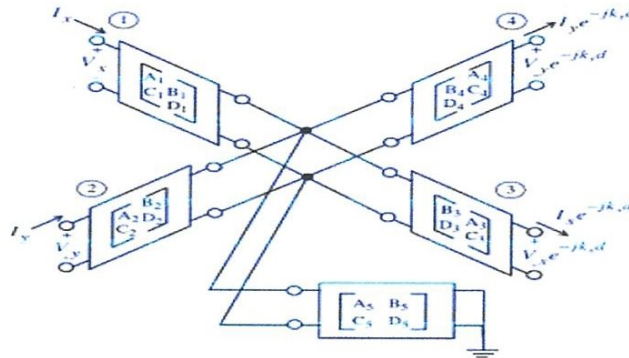


Figure II.21: Modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire d'une SHI proposé par Elftheriades et al.

Et l'équation de dispersion [31]:

$$\sin^2 \frac{k_x d}{2} + \sin^2 \frac{k_y d}{2} = \frac{1}{2} \left[2 \sin \frac{\beta d}{2} - \frac{1}{Z_0 \omega C} \cos \frac{\beta d}{2} \right] \left[2 \sin \frac{\beta d}{2} - \frac{Z_0}{2 \omega L} \cos \frac{\beta d}{2} \right] \quad (II. 23)$$

➤ **Modèle de Russer et al**

L'équation de dispersion [29]:

$$\sin^2 \left(\frac{1}{2} k_x \Delta l \right) + \sin^2 \left(\frac{1}{2} k_y \Delta l \right) = - \frac{1 Z_1(\omega)}{2 Z_2(\omega)} \quad (II. 24)$$

La modélisation électrique :

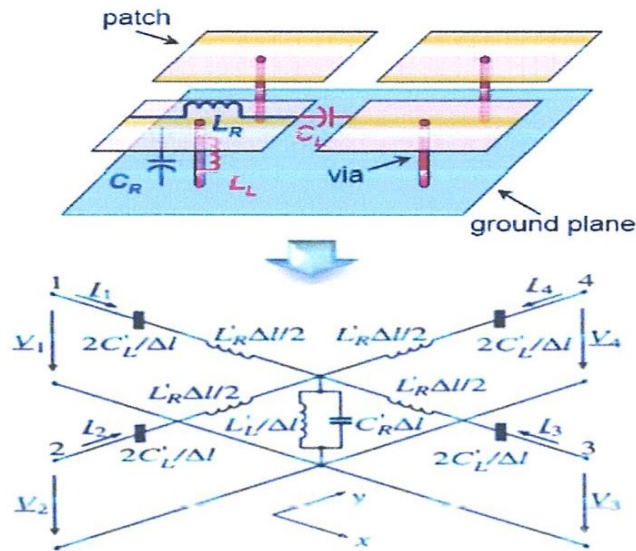


Figure II.22: Modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire d'une HIS proposé par Russer et al.

Les diagrammes de dispersion des différents modèles et ceux obtenus par la simulation électromagnétique [31].

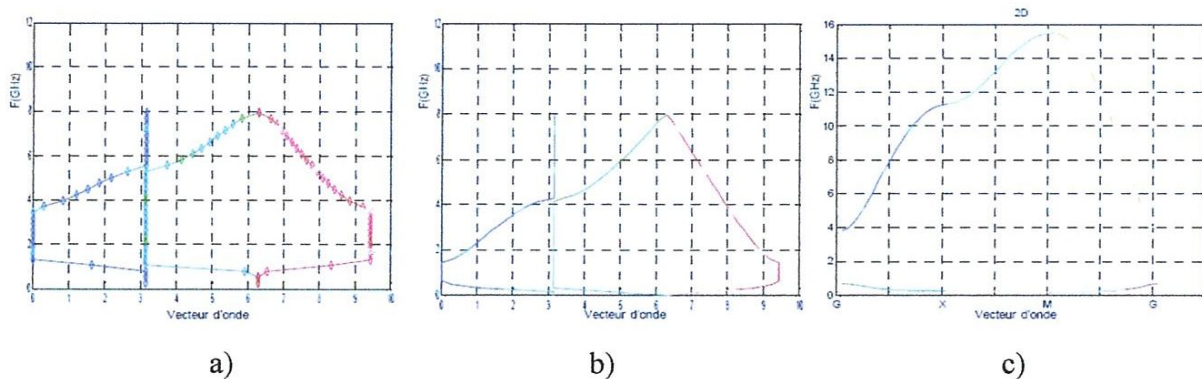


Figure II.23: Diagrammes de dispersion ; a) Modèle de Tavallae et al; b) Modèle D'Elftheriades et al; c) Modèle de Russer et al.

On retrouve dans les diagrammes respectivement la première bande TM et celle des ondes TE, la bande interdite en dessus de la bande TM. Le calcul de Sievenpiper est fait par le modèle D'Eleftheriades qui présente l'avantage de tenir compte de la périodicité de la structure et de fournir un diagramme de bande pour toutes les directions de la zone de Brillouin. Elle permet de faire une conception grossière, mais très rapide d'une HIS [13].

II.3.4. 5 Le diagramme de bande

Avant de parler sur le diagramme de bande, il faut déterminer les méthodes numériques pour la modélisation des SHI, elles sont nombreuses et variées et peuvent être classées suivant le domaine dans lequel elles opèrent, fréquentiel ou temporel. On peut citer

comme exemples, la méthode des éléments finis, et la méthode La méthode des différences finies (FDTD) qu'est la plus générale et la plus répandue. On note ici que Sievenpiper à utiliser dans ces travaux la méthode des éléments finis.

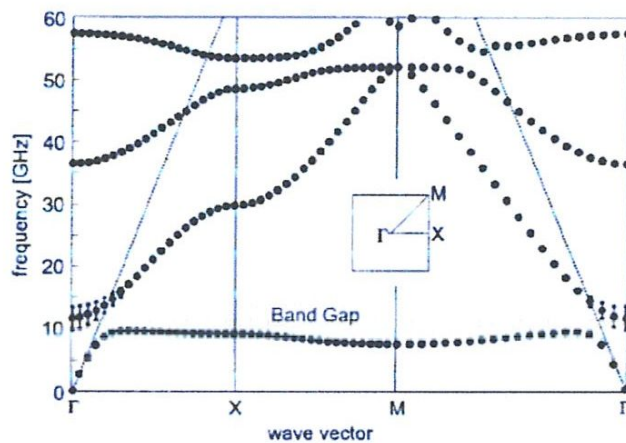


Figure II.24: Diagramme de bande de la SHI (modèle de Sievenpiper) calculé par la méthode des éléments finis [29].

À partir de ce diagramme, on remarque que la bande TM n'atteint pas le bord de la bande TE, mais s'arrête en dessous, formant une bande interdite. La pente TE monte lors du franchissement de la ligne de lumière. La méthode d'éléments finis prédit une bande interdite à ondes de surface qui s'étend du bord de la bande TM, au point où le TE franchit la ligne de lumière. La fréquence de résonance est centrée dans la bande interdite [23], et les points existant à l'intérieur de cette bande interdite et qui sont au-dessus du cône de lumière représentent les ondes TE de nature radiative (ondes de fuite) [13].

Aux fréquences micro-ondes, on utilise une sonde très petite afin de coupler les ondes de surface et de les mesurer. En ondes de surface TM, le champ électrique forme une boucle qui s'étend verticalement sur la surface. Les ondes TM peuvent être mesurées à l'aide d'une paire de petites antennes monopôle orientées normalement à la surface, et en TE, le champ électrique est parallèle à la surface. Ils peuvent être mesurés avec une paire de petites sondes monopôle orientées parallèlement à la surface.

La figure II.25 présente les résultats de mesures réalisées par SIEVENPIPER pour la structure étudiée. Il s'agit des diagrammes de transmission en mode TM et TE, typiques pour ce genre de structures.

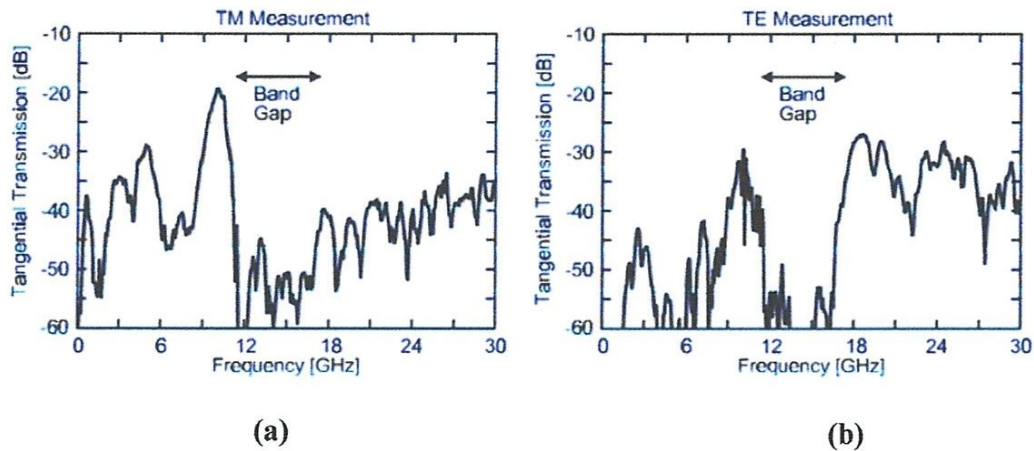


Figure II.25: Diagrammes de transmission en mode TM et TE de la SHI de Sievenpiper ;
a) mode TM ; b) mode TE.

Les données des ondes TM a des variations entre 10 et 15 dB, produites par des interférences multiples, la transmission est forte dans les basses fréquences, et présente les multiples interférences et faible à des fréquences élevées. Et une mesure de transmission de TE de la même surface, la transmission est faible dans les basses fréquences, et fort à des fréquences élevées, le profil inverse des données TM.

La région correspondant à la largeur de bande interdite à ondes de surface est indiquée sur le graphique par une flèche, où les courants ne peuvent se propager à la surface et les ondes dues aux courants induits à la surface sont alors rapidement rayonnées dans l'espace.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a rappelé brièvement l'état de l'art des grandes familles de Méta matériaux : les matériaux à indice de réflexion négatif et les SHI, leurs propriétés et les applications qui apportent des innovations dans plusieurs domaines de l'électromagnétisme et des télécommunications.

Dans un premier temps, nous avons présenté les métamatériaux, et leurs applications. Ensuite, on a donné, un bref rappel sur les propriétés des surfaces à haute impédance, leurs types; leurs caractéristiques et leurs modélisation, en rappelant les formules relatives à une surface, et les formules de circuit équivalent à une cellule élémentaire, données par D. Sievenpiper. Enfin, on a complété notre chapitre par l'explication des caractéristiques de ces surfaces par les modèles analytique et numérique, qui intéresse les chercheurs à travers le monde, travaillent dans le domaine des antennes tel que la phase de réflexion et la suppression des ondes de surface.

CHAPITRE III

Conception d'une HIS appliquée à une antenne

WIFI à 2.4GHz

INTRODUCTION

Nous avons montré dans le chapitre précédent que les surfaces à haute impédance ont deux propriétés importantes et intéressantes qui ne se produisent pas dans la nature et ont conduit à une large gamme d'applications de circuit à micro-ondes. Parmi les bénéfiques potentiels de ces structures dans le domaine des antennes imprimées, la miniaturisation des antennes, l'élargissement de leur bande passante, la réduction du couplage inter-élément au sein d'un réseau ou encore l'augmentation de l'efficacité (rendement) des antennes miniatures.

Notre but dans ce projet est d'améliorer les performances d'une antenne imprimée en y ajoutant des différents motifs de la SHI, dans trois endroits différents : autour du patch, entre plan de masse et patch et en dessus de l'élément rayonnant. Pour atteindre notre objectif nous avons fait une étude générale sur les antennes imprimées et les méta-matériaux dans les chapitres précédant, ce qui nous a permis de comprendre les phénomènes qui permettent l'amélioration des performances de l'antenne imprimée à l'aide des SHI.

Nous avons fait de nombreuses simulations avec le logiciel HFSS qui nous a aidé de trouver les meilleurs paramètres des structures proposées. On a d'abord construit une antenne patch carrée, alimentée par câble coaxiale à la fréquence WIFI (2.4GHz). Afin de concevoir un modèle de base générique ; répondant aux plusieurs spécifications telle que : l'amélioration de l'adaptation et la réduction de taille,.....etc.

III.1 DESCRIPTION DU LOGICIEL HFSS

HFSS (High Fréquence Structure Simulator) est un des outils d'analyse électromagnétique 3D basé sur la méthode des éléments finis (FEM) parmi les plus aboutis. C'est un logiciel développé par la société américaine Ansoft. Il présente une interface graphique avancée et de nombreuses fonctionnalités, il a bénéficié de nombreuses optimisations pour accélérer les calculs. Il se révèle relativement bien adapté pour décrire les cartes électroniques de manière précise mais nécessite des temps de calculs importants [32]

HFSS est un logiciel qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis [33].

Le principe de la méthode utilisée consiste à :

- diviser l'espace d'étude en un grand nombre des petites régions (tétraèdres).
- calculer localement le champ électromagnétique dans chaque élément.

En d'autre terme, les étapes de la FEM sont :

- Discrétisation en éléments finie de la région de résolution.

- Discrétisation des équations pour chaque élément.
- Assemblage de tous les éléments dans la région de résolution.
- Résolution du système d'équation.

HFSS utilise une méthode d'interpolation combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est Créé et automatiquement redéfini dans les régions critiques.

Le simulateur généré une solution basée sur le maillage initial prédéfini, Ensuite il affine le maillage dans les régions ou il existe une haute densité d'erreurs, et généré une nouvelle solution.

Le calcul des paramètres (S_{11} par exemple) de la structure hyperfréquence suit les étapes suivantes [34]:

- Division de la structure en un nombre fini d'éléments.
- Excitation de chaque port de la structure avec une onde se propagent le long d'une structure guide d'onde uniforme ou d'une ligne de transmission qui possède la même section que le port.
- Calcul de la configuration total du champ électromagnétique à l'intérieur de la structure.

On peut ajouter aussi un balayage de fréquences (fréquence sweep), de cette façon HFSS résout la structure pour plusieurs fréquences mais toujours à partir du même maillage.

Le maillage de la fréquence principale, afin d'obtenir des bons résultats pour chaque fréquence il faut que la fréquence principale soit la plus élevée.

Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) design, chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post-traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS.

III.2 CONCEPTION DU MODELE DE BASE A 2.4 GHZ

À partir de deux modèles analytiques cités précédemment, on peut obtenir une compréhension des phénomènes et établir les grandes lignes d'un design.

Il serait cependant très difficile de faire un design précis à partir de ces analyses théoriques. Il existe heureusement des logiciels de simulation (exemple HFSS) qui, comme on le verra par la suite, donnent des résultats permet de trouver les meilleurs paramètres.

Sur la base de la formulation mathématique simplifiée, la procédure de modélisation est décrite (chapitre I), ce qui conduit à des conceptions pratiques d'antenne microruban. Cette procédure suppose que les informations spécifiées incluent le diélectrique du substrat ϵ_r la fréquence de résonance f_r et la hauteur du substrat h .

On a spécifié : ϵ_r , f_r et h et on a calculé les dimensions du patch W et L , tel que [8] :

$$0.003 \lambda_0 < h < 0.05 \lambda_0$$

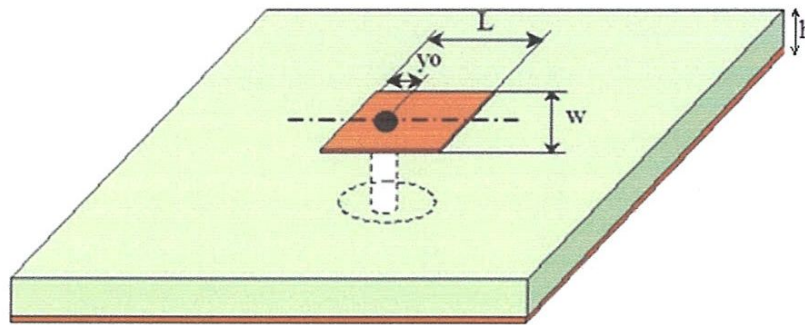


Figure III.1 : Géométrie d'antenne patch alimentée par câble coaxial

L'antenne qu'on a utilisé est une antenne patch de forme carré, alimentée par une sonde coaxiale qui traverse le plan de masse et le substrat et vient se connecter directement sur le patch (figure III.1), le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant. Ce point de contact ou d'excitation est ajustable, permettant ainsi au concepteur de contrôler l'adaptation de l'impédance entre l'alimentation et l'antenne. Généralement à 50Ω , la position plus ou moins proche du bord permet d'adapter l'antenne. Enfin, le conducteur extérieur est relié au plan de masse.

La figure III.2, présente l'antenne de base, dont les paramètres sont obtenus par une étude paramétrique, afin de trouver le meilleur cas optimisé.

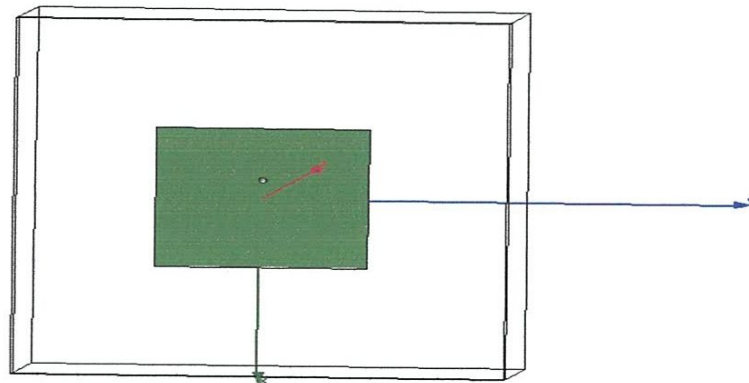


Figure III.2 : Antenne imprimée alimentée par câble coaxiale selon HFSS

III.2.1 Etude paramétrique

III.2.1.1 L'influence de la hauteur Du substrat

Le substrat utilisé dans l'antenne patch est caractérisé par son épaisseur, à cause de son influence sur la plupart des propriétés de l'antenne, l'épaisseur du substrat doit être choisie pour avoir les propriétés radioélectriques désirées. La figure III.3 montre les variations de S_{11} (coefficient de réflexion) en fonction de la fréquence de travail. Dans notre simulation on a choisi trois valeur du substrat : $h=0.16\text{cm}$, $h=0.20\text{cm}$ $h=0.32\text{cm}$ (c'est le modèle de référence)

Remarque: les paramètres d'antenne sont stables ($\epsilon_r=2.2$, $W=3.9\text{cm}$, $L=3.9\text{cm}$).

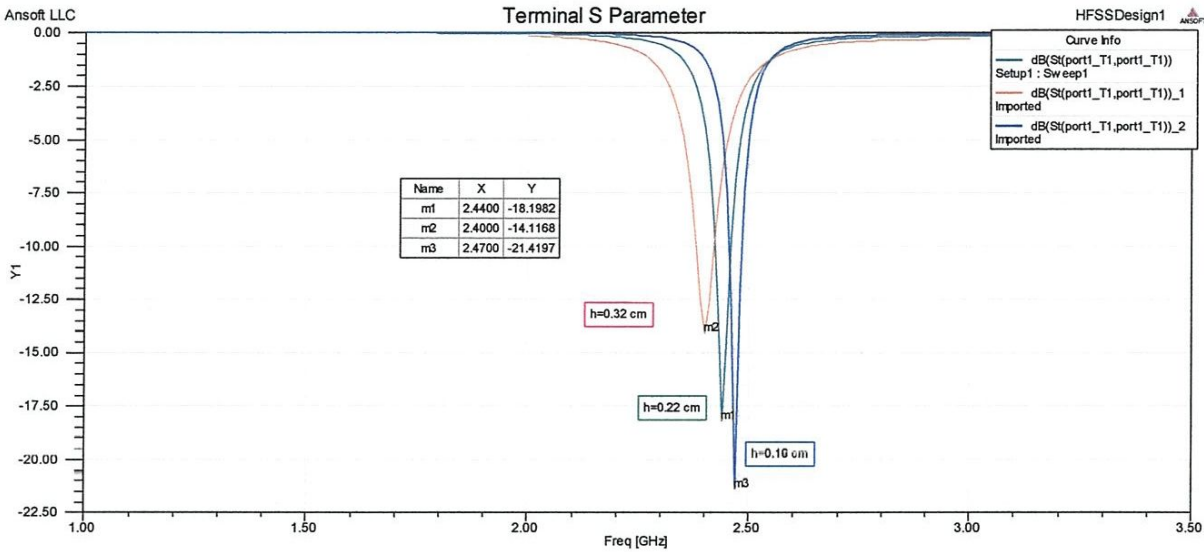


Figure III.3 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence
Pour différent valeur de hauteur h

Hauteur	h=0.16cm	h=0.22cm	h=0.32cm
Fréquence de résonance GHz	2.47GHZ	2.44GHZ	2.4GHZ
Coefficient de réflexion s_{11} en dB	-21.41	-18.19	-14.11
Etendu de la bande passante	2.4786-2.4513	2.4215-2.4563	2.3718 à 2.4140
bande passante(%)	1.10%	1.42%	1.75%

Tableau III.1 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de h

La diminution de la valeur du h produit une augmentation dans la fréquence de Résonance, une diminution de la bande passante et une augmentation du niveau de coefficient de réflexion. L'utilisation de minces substrats est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'elle minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume de l'antenne.

III.2.1.2 L'influence de la largeur du patch

Le patch utilisé dans l'antenne microruban est caractérisé par son largeur, à cause de son influence sur la plupart des propriétés d'antenne, la largeur du patch doit être choisie pour avoir les propriétés radioélectriques désirées. La figure III.4 montre les variations de S_{11} en fonction de la fréquence de travail en prenant largeur du patch comme paramétré à varier dans notre simulation. On a choisi trois valeur de la largeur du patch, $W=3.7$, $W=4\text{cm}$, $W=3.9\text{cm}$ (c'est le modèle de référence).

Remarque: les paramètres d'antenne sont stables ($\epsilon_r = 2.2$, $L=3.9\text{cm}$, $h=0.32\text{cm}$).

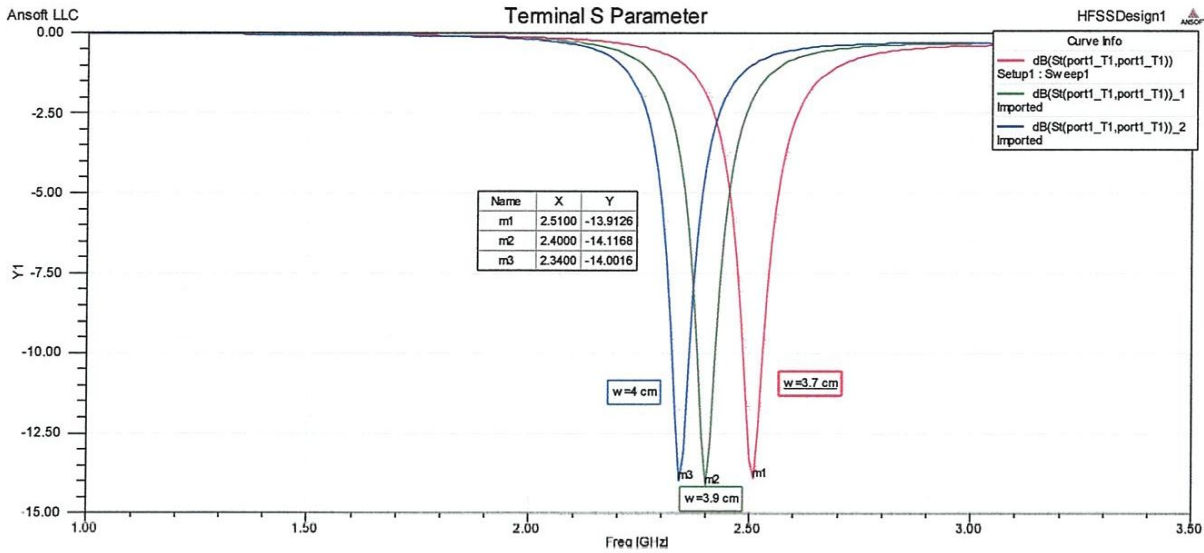


Figure III.4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence Pour différent valeur de la largeur W.

Largeur	W=4cm	W=3.7cm	W=3.9cm
Fréquence de résonance GHz	2.34GHZ	2.51GHZ	2.4GHZ
Coefficient de réflexion s_{11} en dB	-14.00	-13.91	-14.11
Etendu de la bande passante	2.3593-2.3221	2.4811-2.5283	2.4140-2.3718
bande passante(%)	1.58%	1.88%	1.75%

Tableau III.2: Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de W.

On observe que lorsque la largeur du patch démunie la fréquence de résonnance augmentation, la bande passante augmente et le niveau du coefficient de réflexion diminue.

III.2.1.3. L'influence de la longueur du patch

De même façon que la largeur, nous avons choisi trois valeur de la longueur du patch $L=2.9\text{cm}$ (c'est le modèle de référence), $L=4.5\text{cm}$, $L=3.9$. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure III.5

Remarque: les paramètres d'antenne sont stables ($\epsilon=2.2\text{cm}$, $h=0.32\text{cm}$, $W=3.9\text{cm}$).

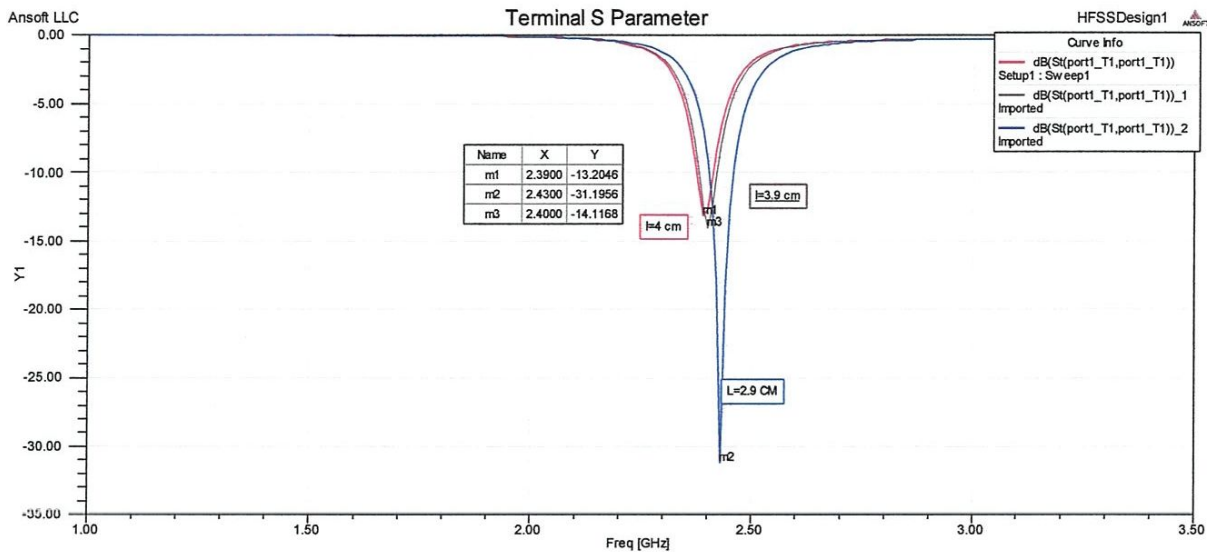


Figure III.5 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence
 Pour différentes valeurs de la longueur L

Longueur	L=2.9cm	L=3.9cm	L=4cm
Fréquence de résonance GHz	2.44GHZ	2.4 GHZ	2.39GHZ
Coefficient de réflexion s_{11} en dB	-31.19	-14.11	13.20
Etendu de la bande passante	2.4563-2.3991	2.3718-2.4140	2.3668-2.4090
bande passante(%)	2.34%	1.75%	1.76%

Tableau III.3 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de L

On observe que l'augmentation de la longueur du patch produit une diminution dans la fréquence de résonance, la bande passante et au niveau de coefficient de réflexion.

D'après cette étude paramétrique on peut maintenir les meilleures valeurs de L, W, et h. Donc nous avons fini à réaliser une antenne en cuivre de longueur et de largeur 3.9 cm et d'épaisseur 0.32cm fonctionnant à 2.4GHz. La distance du point d'alimentation par rapport au centre des axes est de 0.5 cm selon l'axe des Y. Ce patch est placé sur un substrat de type de matériau Rogers RT/ duriod 5880 et d'une permittivité $\epsilon_r = 2.2$ et un angle de perte $tg(\delta) = 0.02$, alors la fréquence de travail de notre antenne nous oblige d'utilisée ce type de substrat qui a une faible permittivité.

Le tableau suivant résume les différents paramètres de l'antenne modèle de base :

Substrat	Rogers RT/ duriod 5880 ($\epsilon_r = 2.2$) ; $h=0.32$ cm
Patch : W*L (cm)	3.9*3.9
Câble coaxial: x; y (cm)	X=0.5 ;y=0
Plan de masse W_g*L_g (cm)	10*9

Tableau III.4 : paramètres de l'antenne : modèle de base : à 2.4GHz

III.2.2 Caractéristiques de l'antenne de base

Notre simulation s'effectue dans la bande fréquence [2-3.5] GHz avec une fréquence de résonance 2.4GHz et de pas 0.01 point. On obtient la courbe suivante pour le paramètre S11 en dB:

➤ Coefficient de réflexion

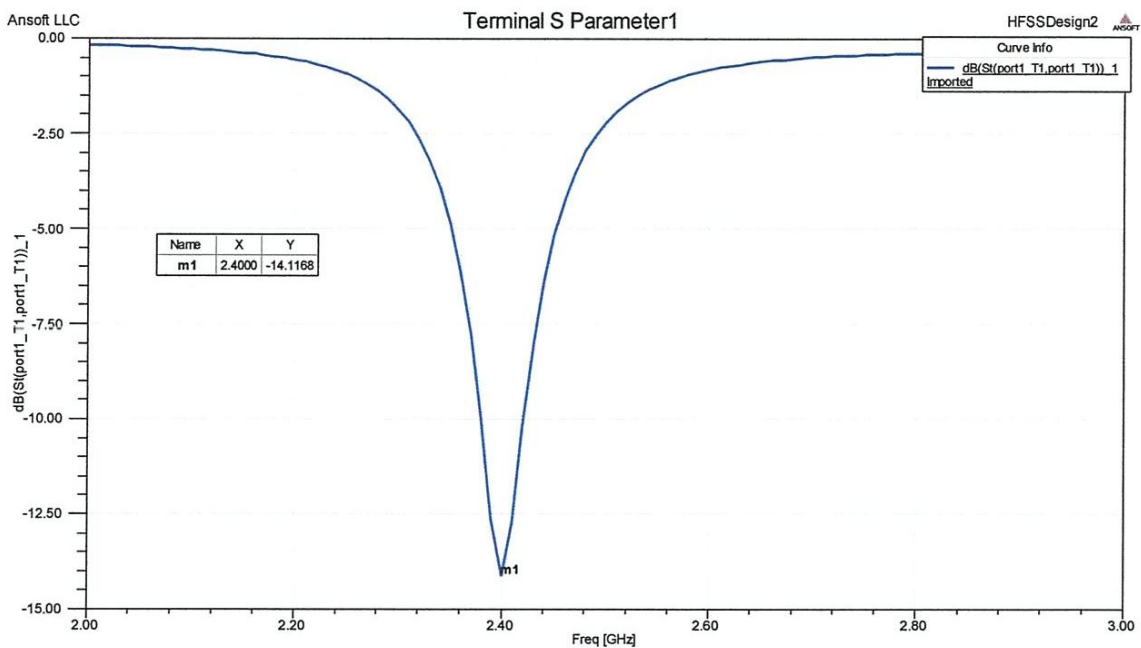


Figure III.6 : Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Cette figure présente le résultat de simulation donnant la variation du coefficient de réflexion de l'antenne patch en fonction de la fréquence. On remarque que la fréquence de résonance est ($f_0=2.4$ GHz) et le coefficient de réflexion égale à -14.11dB.

La bande passante pour $s_{11} = -10$ dB s'étende de 2.3718 à 2.4140 GHz 1.75%

On peut dire que l'adaptation de notre modèle de base est moyenne.

➤ le stationnaire d'onde

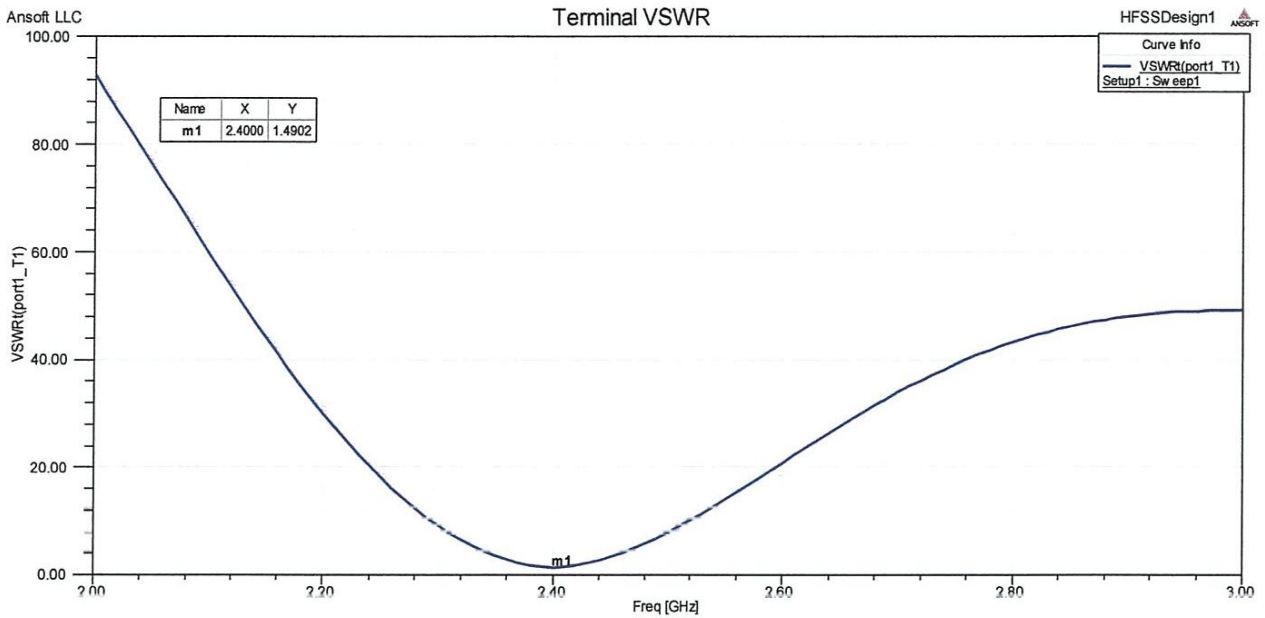


Figure III.7 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence.

La valeur du ROS est minimale à la fréquence de résonance il est environ de 1.49, d'autre terme quand le coefficient de réflexion est proche de (0 dB) le ROS est élevé et vice versa.

➤ Le Gain en 3D



Figure III.8 : Représentation 3D du Gain total en dB.

➤ Le diagramme de rayonnement 2D

La représentation en coordonnées polaires du gain et directivité en dB nous montre bien son variation en fonction des angles d'Euler θ et ϑ .

Il était intéressant d'étudier l'effet de la SHI sur les différentes caractéristiques de l'antenne. Un défaut est alors introduit dans la SHI en enlevant un certain nombre de pavés métalliques afin d'insérer l'antenne. La surface du défaut a une forme en carrée symétrique par rapport au centre de l'antenne.

III.3.1 Influence de l'espacement entre le patch et les pavés de la SHI

La structure simulée avec la SHI de deux couches dont les paramètres suivantes est représentée par la figure III.14:

- Dimensions de pavés (b) = 0.5×0.5 cm.
- Espace entre les pavés (g) = 0.4 cm
- Période de pavés (a) = 0.9 cm

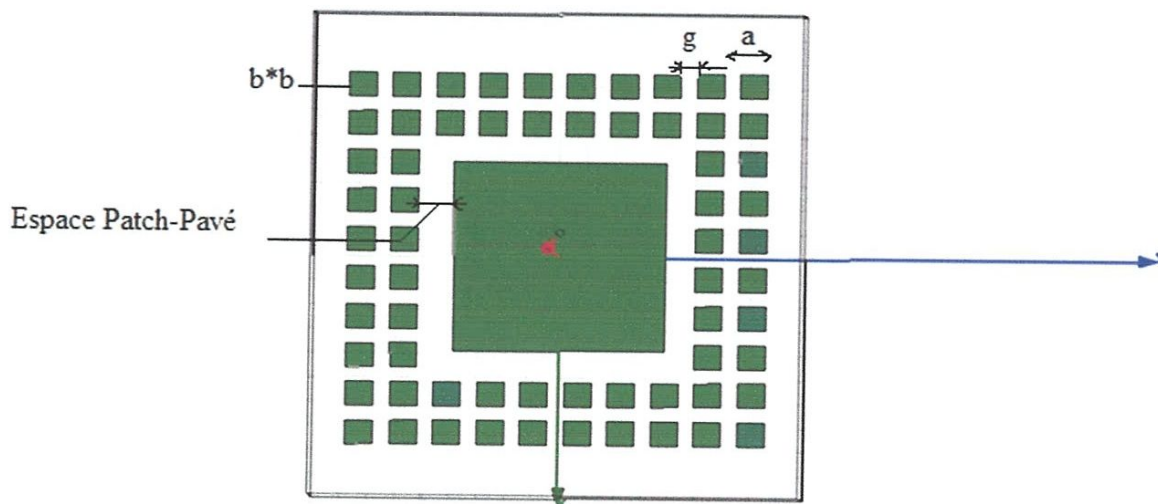


Figure III.12: Structure d'antenne entourée de deux couches de la SHI

Et à chaque fois on change l'espace entre l'antenne et les pavés.

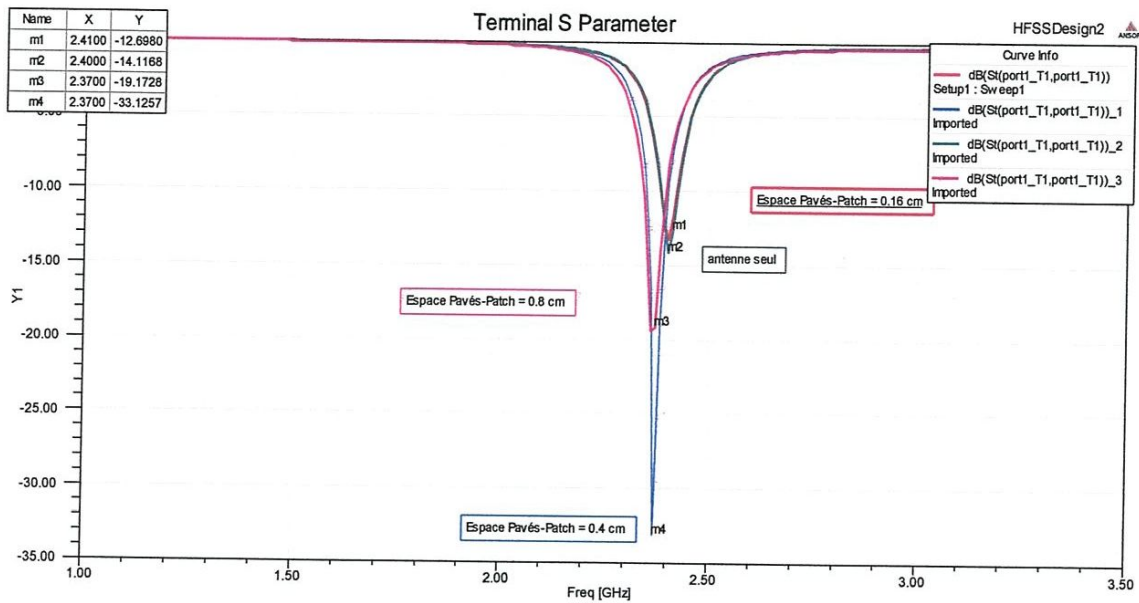


Figure III.13: Variation de l'adaptation en fonction de la fréquence pour différentes espace entre le patch et les pavés pour deux couches de la HIS



Figure III.17 : Représentation 3D du Gain total en dB.

D'après la figure III.15 nous observons une bonne adaptation pour Espace Patch-Pavé=0.4cm. Le tableau III.5 présente les résultats de gain, la directivité et S11 obtenus par la simulation avec HFSS, en fonction de l'Espace Pavés-patch comparés avec l'antenne seul.

	Gain [dB]	Directivité [dBi]	Paramètre S11 [dB]
Espace Pavés-patch 0.4cm	7.36	7.43	-33.12à (f = 2.37 GHz)
Espace-pavé-patch0.8cm	7.56	7.71	-19.17à (f = 2.37 GHz)
Espace-pavé-patch 0.16cm	7.60	7.62	-.12.69 à (f=2.42 GHz)
Antenne seul	7.41	7.34	-14.11 à (f=2.4Ghz)

Tableau III.5: présentation des résultats de gain, de directivité et S11

Obtenus par la simulation avec HFSS.

Nous remarquons tout d'abord que toutes les structures présentent une augmentation de gain et de directivité par rapport à l'antenne de référence. Mais cette augmentation est varié d'un cas à l'autre. Nous observons aussi l'amélioration de l'adaptation, le meilleur cas est pour 0.4cm.

III.3.2 Influence de dimension des pavés de SHI (b)

La structure simulée avec la SHI par une seule couche est représentée par la figure III.16, avec:

- l'espacement entre le patch et les pavés de la SHI = 0.4cm
- espace entre les pavés change à chaque fois qu'on change les dimensions des pavés.

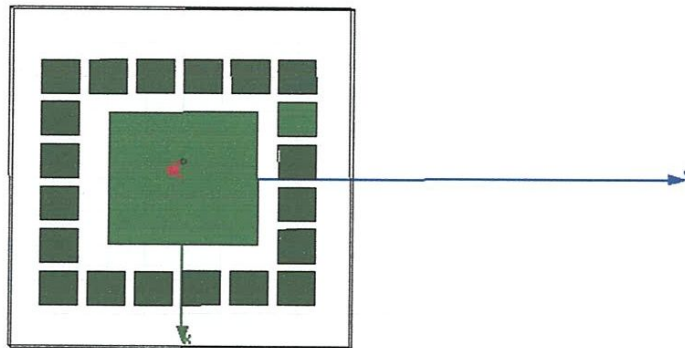


Figure III.14: Structure d'antenne entourée par une seule couche de la HIS à étudier

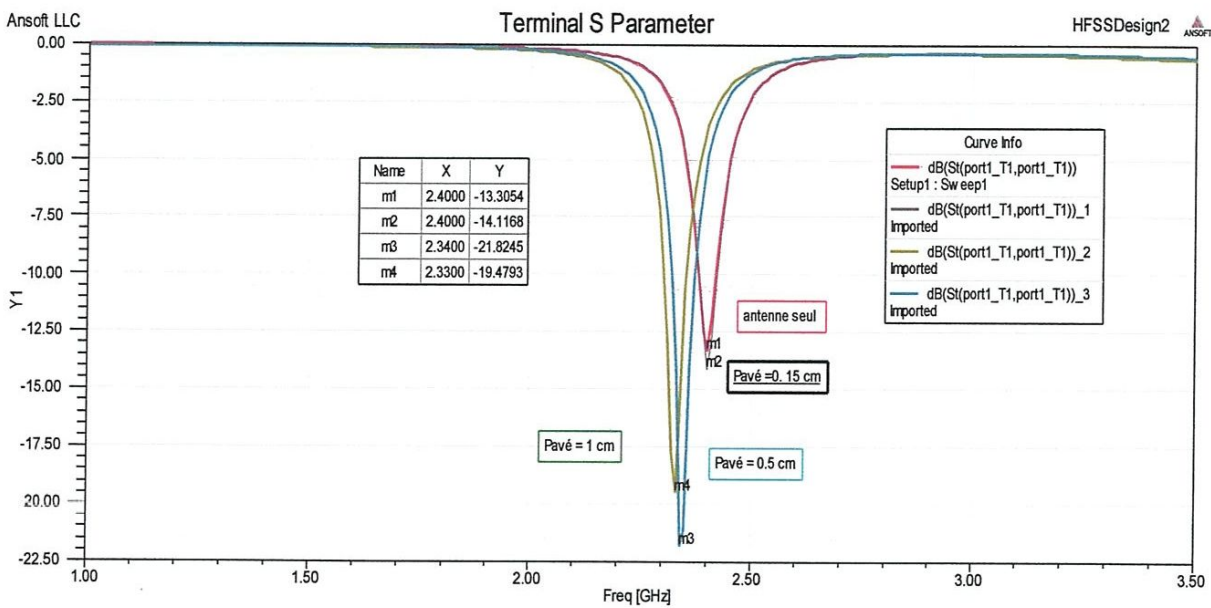


Figure III.15 : Variation de l'adaptation en fonction de la fréquence pour différentes dimensions des pavés métalliques pour une seule couche de la HIS entourant l'antenne.

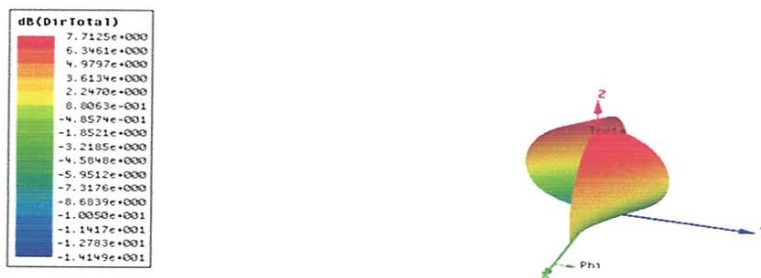


Figure III.16 : Représentation 3D du Gain total en dB.

	Gain [dB]	Directivité [dBi]	La bande passante %	S11 [dB]
Pavé = 0.5 cm	7.56	7.60	2.35	-21.82à (f = 2.34 GHz)
Pavé = 1 cm	7.71	7.74	2.38	-19.47 à (f =2.33GHz)
Pavé=0.15cm	7.68	7.71	2.35	-13.30 à (f =2.33GHz)
Pavé=2cm	7.31	7.34	-	-6.64 à (f=2.29GHZ)
Antenne Patch seule	7.41	7.43	2.36	-14.11 à (f = 2.37GHz)

Tableau III.6: Variation de gain, directivité, bande passante et paramètre S11 de l'antenne seule et avec HIS en fonction des dimensions des pavés.

D'après la figure III.17 et le tableau si dessus nous remarquons que le pavé de 1*1cm donne le bon résultat en termes de gain et directivité, plus une légère augmentation de la BP. le pavé de 0.5*0.5cm adapte mieux l'antenne.

III.3.3 l'influence de l'espacement entre les pavés

La figure III.18 présente la variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de g de la SHI de la figure III.14 dont les dimensions sont :

- $b = 1 * 1 \text{ cm}$
- Espace patch-pavés = 0.4 cm

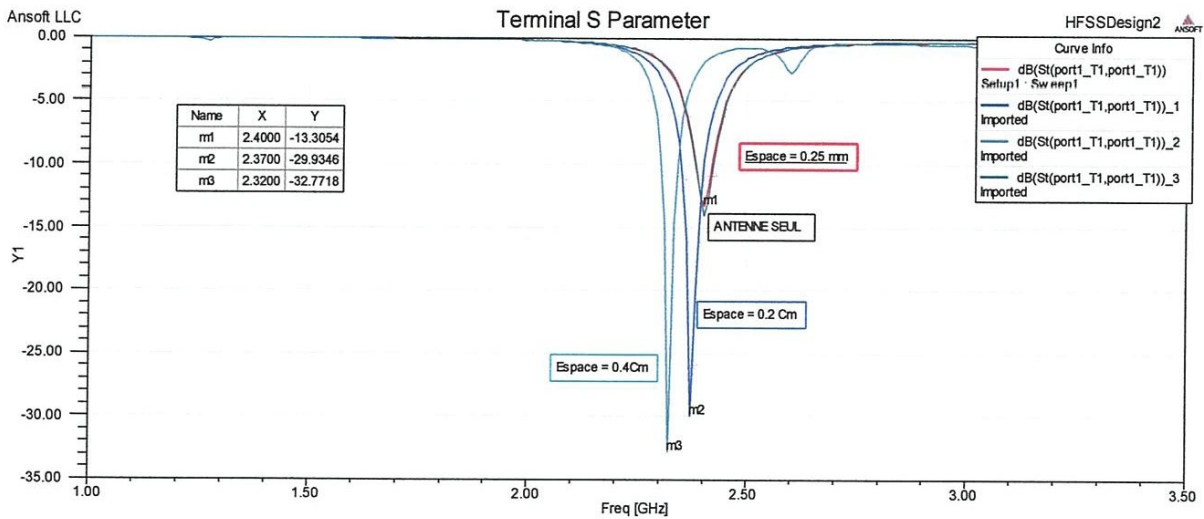


Figure III.17 : Variation de l'adaptation en fonction de la fréquence pour différentes espaces entre les pavés métalliques pour deux couches de la HIS entourant l'antenne.



Figure III.18 : Représentation 3D du Gain total en dB.

	Gain [dB]	Directivité [dBi]	La bande passante %	S11 [dB]
Espace = 0.2cm	7.44	7.50	2.28	-29.93 à (f=2.37Ghz
Espace=0.4cm	7.68	7.49	2.33	-32.77 à (f=2.32Ghz
Espace=0.25cm	7.50	7.55	2.35	-13.30 à (f=2.4Ghz
Antenne	7.41	7.43	2.36	-14.11 à (f=2.4Ghz

Tableau III.7 : Variation de gain, directivité, bande passante et paramètre S11 de l'antenne seule et avec HIS en fonction d'espacement des pavés

On remarque à partir des résultats de la figure III.18 et le tableau comparatif que tous les résultats présentent une bonne adaptation par rapport à l'antenne seule, malgré le petit décalage de la fréquence de résonance, mais ce dernier reste toujours dans notre bande de fréquence, l'espace entre les pavés (g) de 0.4 cm donne le bon résultat en termes de gain, directivité et aussi la bande passante. L'espacement entre les pavés métalliques impose la valeur de la capacité du circuit électrique équivalent. La réduction d'espace implique une augmentation de la valeur de la capacité du circuit.

III.3.4 Influence des couches de la SHI entourant l'antenne

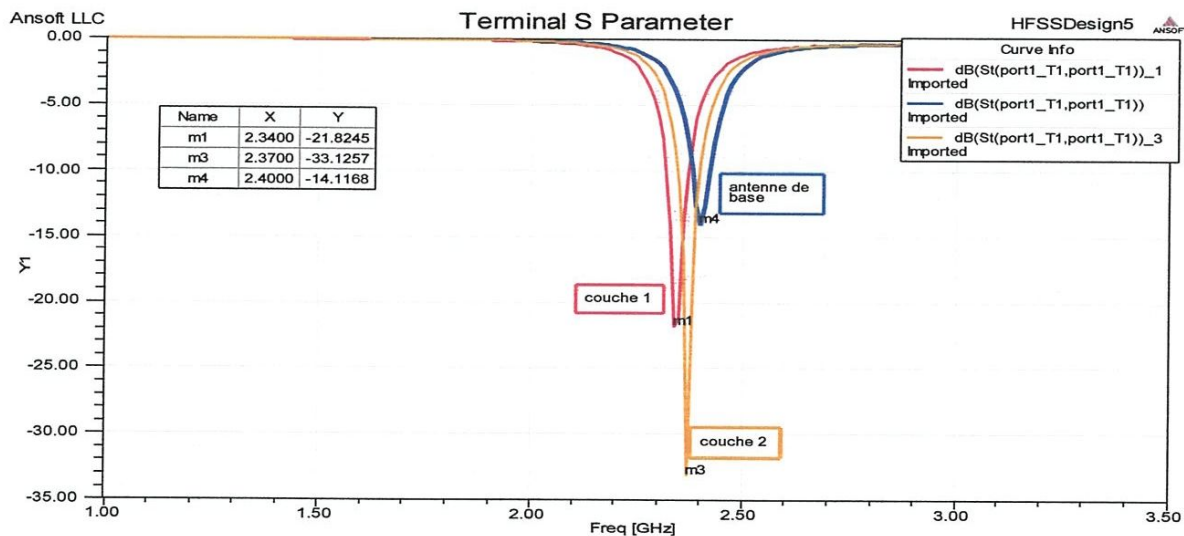


Figure III.19 : Variation de l'adaptation en fonction de la fréquence pour Influence des couches pour deux couches de la HIS entourant l'antenne.

En se basant sur les résultats précédents, le tableau suivant présente la comparaison en termes de gain et directivité et S11 entre patch seul et entourés par SHI (une seule et double couche)



Figure III.20 : Représentation 3D du Gain total en dB.

	Gain [dB]	Directivité [dBi]	S11 [dB]
Couche1	7.56	7.60	-21.82 à (f=2.34Ghz)
Couche2	7.36	7.43	-33.12 à (f=2.37 GHz)
Antenne Patch Seul	7.41	7.43	-14.13 à (F=2.4 GHz)

Tableau III.8 : comparaison entre patch simple et patch Avec SHI (une seule et double couche)

Pour mieux adapter l'antenne le choix tombe sur deux couches, par contre il tombe sur une seule couche si on veut augmenter le gain

III.4 ANTENNE DONT LA SHI ENTRE PATCH ET PLAN DE MASSE

Nous proposons une deuxième structure, où en introduisant la SHI motif anneau entre le patch et le plan de masse, comme elle est représentée par la figure suivante :

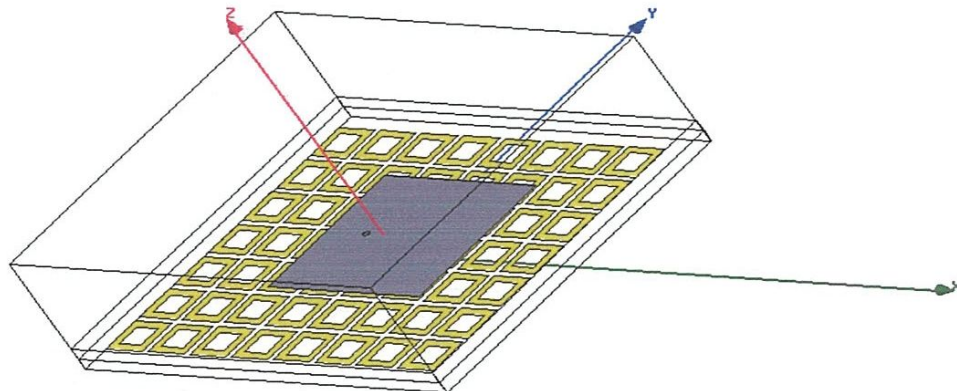
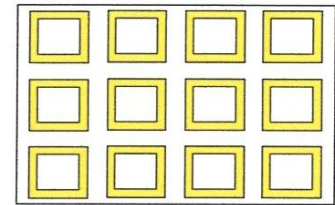


Figure III.21: Représentation de la deuxième structure

Les surfaces hautes impédance ont une forme d'anneau.

- Dimensions des pavés (b) = 1cm x 1 cm en cuivre.
- Espace entre les pavés (g) = 0.4 cm.
- Période de pavés (a) = 1.4 cm.

La bande passante 2.1183 à 1.9965 égale 5.91%



Motif utilisé pour la SHI

➤ Comparaison entre antenne de base et antenne de la 2ième structure

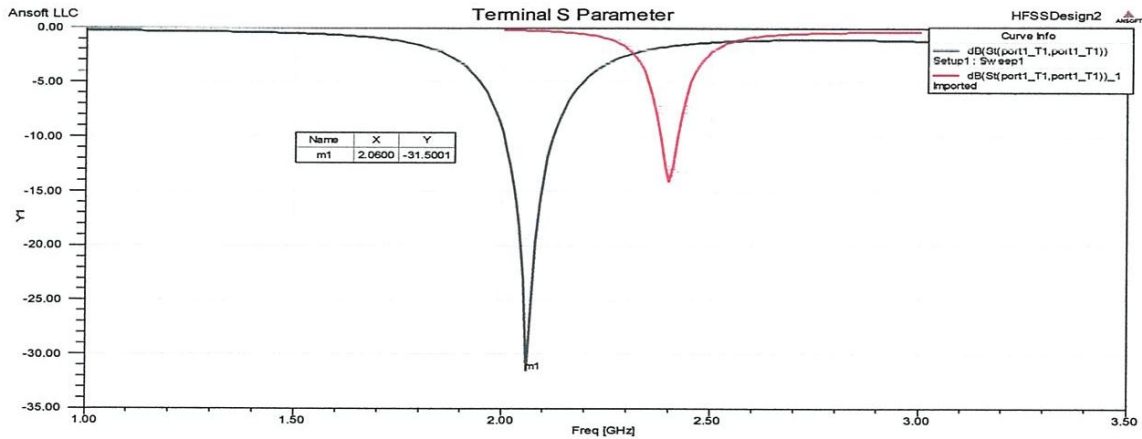


Figure.III.22: variation du paramètre S₁₁ en fonction de fréquence.

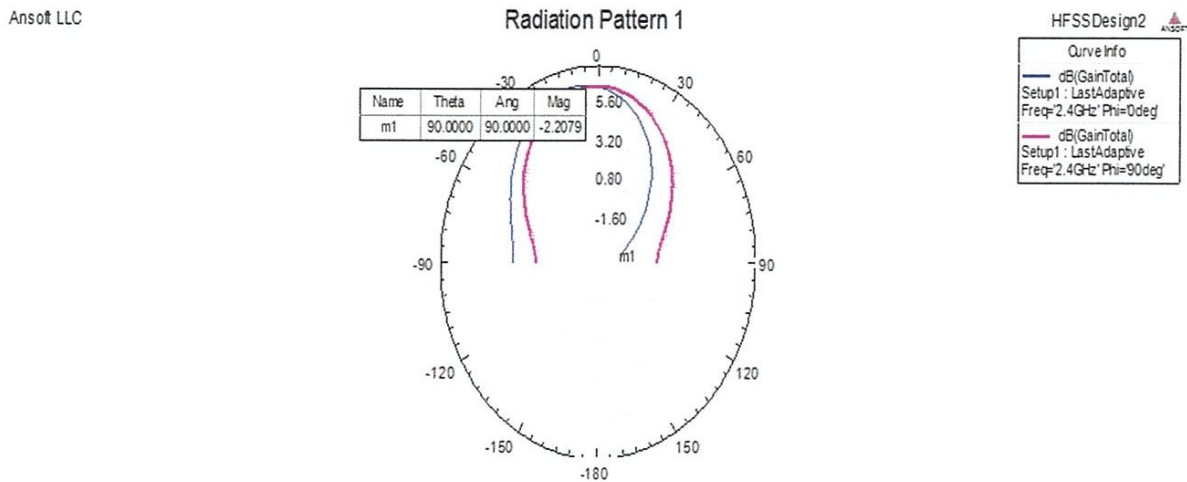


Figure III.23 : Représentation du gain en dB en fonction de l'angle d'élévation θ

paramètre \ antenne	Antenne de base	Avec méta-matériaux
Fréquence de résonance (f_0 GHZ)	2.4GHZ	2.06GHZ
Coefficient de réflexion (S_{11} en dB)	-14.11	-31.50
Taux d'onde stationnaire (ROS)	1.49	1.16
Bande passante en%	1.75%	5.91%
Gain dBi	7.41dB	6.92dB

Tableau III.9 : comparaison entre patch simple et antenne de la 2ième structure

On constate d'après le tableau et la figure ci-dessus que les SHI permettent d'améliorer considérablement l'adaptation, avec un décalage fréquentiel vers la gauche ce qui montre bien la diminution de la taille du patch. Nous constatons aussi une augmentation considérable de la BP (plus que le double).

III.5 ANTENNE DONT LA SHI EST AU-DESSUS DU PATCH

Nous proposons une troisième structure, où en introduisant la SHI motif carré au-dessus du patch, comme elle est représentée par la figure suivante

Les surfaces hautes impédance ont les paramètres suivants:

- Dimensions des pavés (b) = 1 cm x 1 cm.
- Espace entre les pavés (g) = 0.4 cm.
- Période de pavés (a) = 1.4 cm.

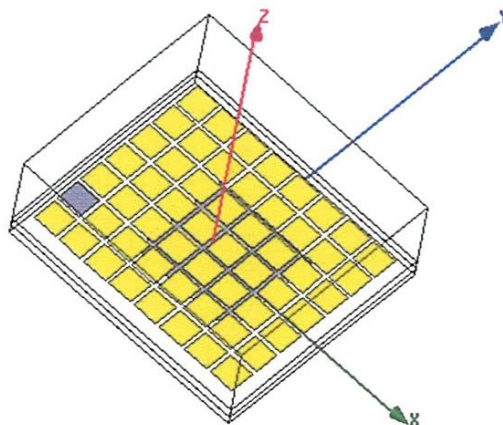


Figure III.24 : Représentation de la troisième structure

➤ Comparaison avec l'antenne de base

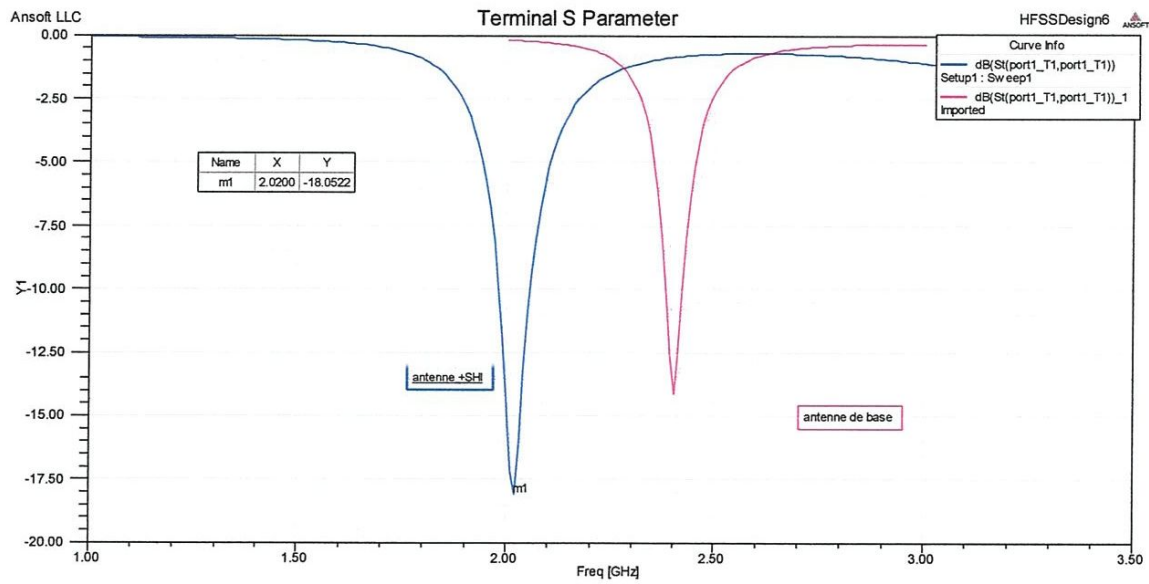


Figure III.25: Variation du S11 en fonction de la fréquence.

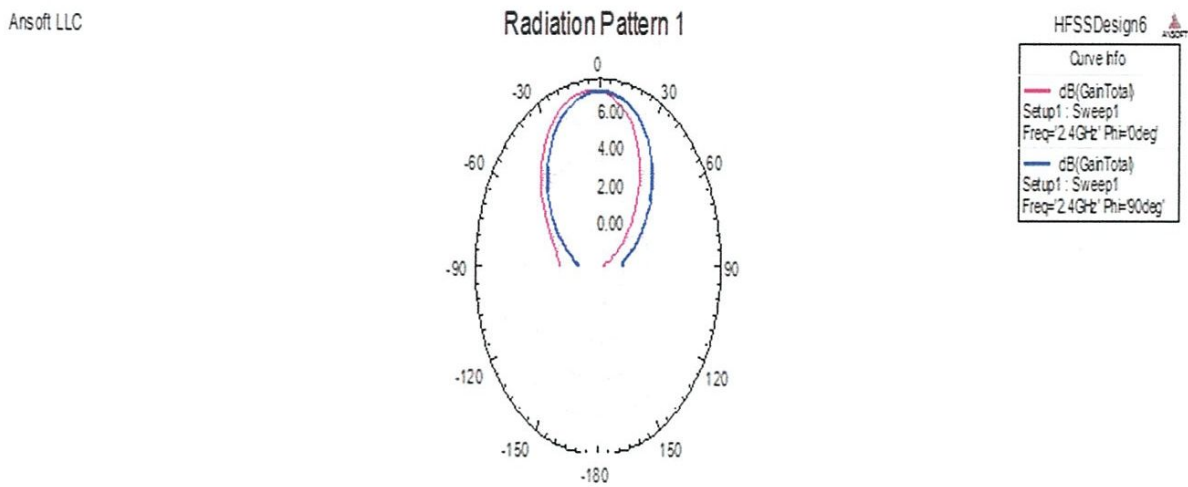


Figure III.26 : Représentation du gain en dB en fonction de l'angle d'élévation θ

Antenne	Antenne de base	Avec méta-matériaux
Paramètre		
Fréquence de résonance (f_0 GHz)	2.4GHz	2.02GHz
Coefficient de réflexion (S_{11} en dB)	-14.11	-18.05
Impédance d'entrée (Z_{11})	Re(Ω)	59.293
	Im(Ω)	15
Taux d'onde stationnaire (ROS)	1.49	1.32
Bande passante en %	1.75%	1.97%
Gain dBi	7.41dB	7.43dB

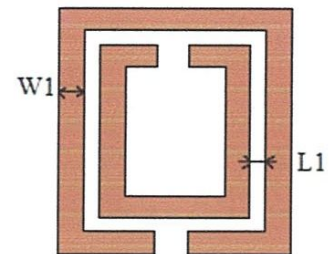
Tableau III.10 : comparaison entre patch simple et antenne de la troisième structure

On constate d'après le tableau et la figure si dessus que la SHI permet d'améliorer considérablement l'adaptation, avec un décalage fréquentiel vers la gauche ce qui montre bien la diminution de la taille du patch, avec une petite diminution de la BP et une légère augmentation du gain.

III.6 ANTENNE AVEC UN SRR CARRE AU MEME NIVEAU DU PATCH

Dans le but est toujours d'augmenter les performances de notre antenne de base on a pensé de faire un SRR carré autour de patch, dont la structure est représentés par la figure suivante :

-les paramètres du SRR sont : $W_1=0.31$ cm, $L_1=0.5$ cm.



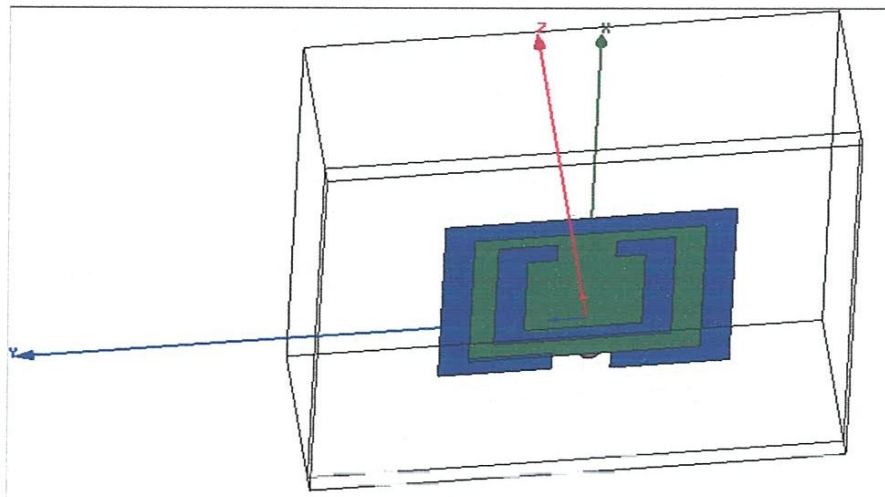


Figure III.27: Représentation d'une antenne entourée des SRR carré.

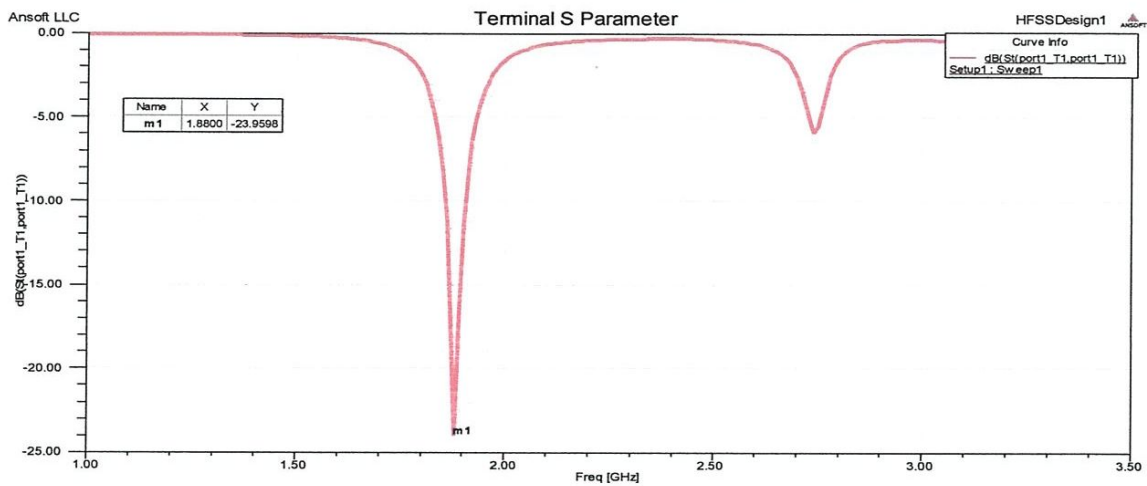


Figure III.28: variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

On remarque un décalage de la fréquence de résonance de 2.4GHZ à 1.88GHZ avec une adaptation à -23.93 dB. La bande passante pour S11 à -10 dB à la fréquence de résonance est de 1.83%

Comparaison entre antenne de base et antenne méta-matériaux

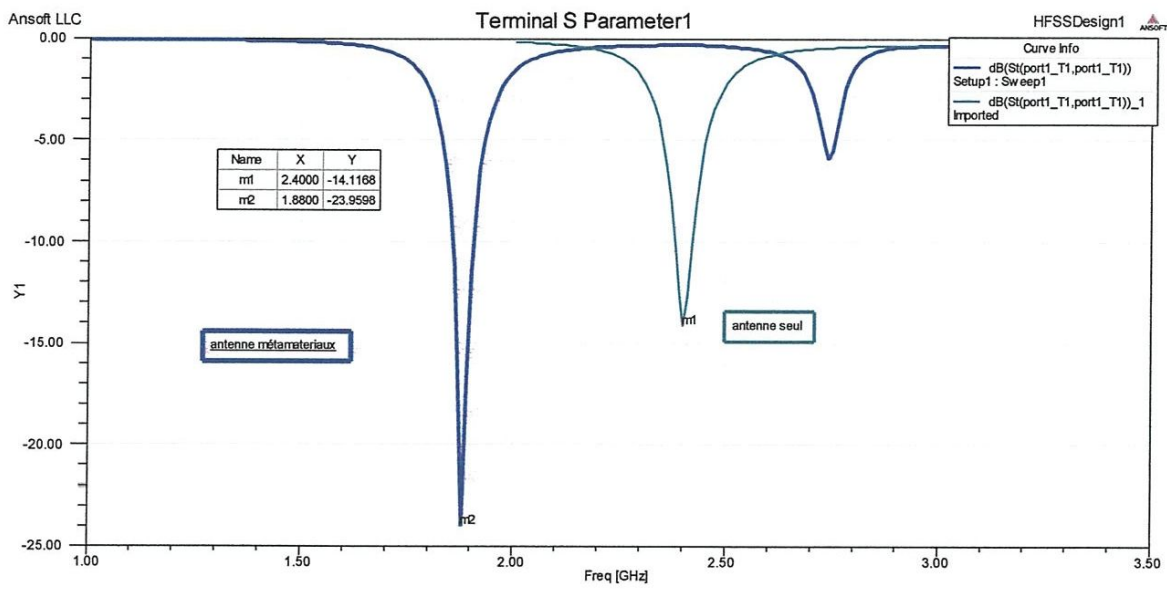
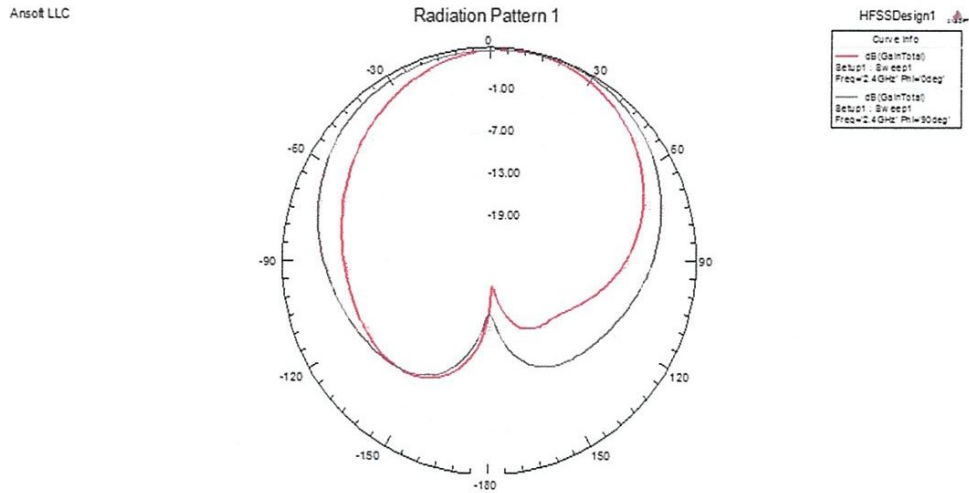


Figure.III.29: variation du coefficient de la réflexion en fonction de fréquence.



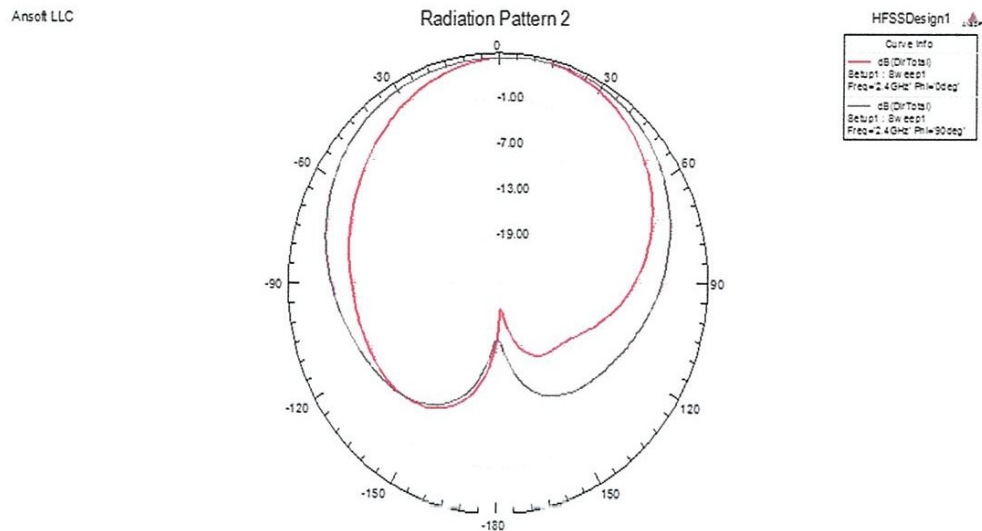


Figure III.30 : a) Représentation du gain en dB en fonction de l'angle d'élévation θ ;
 b) Représentation de la directivité.

Paramètre \ Antenne	Antenne de base	Avec méta-matériaux
Fréquence de résonance (f GHZ)	2.4	1.88
Coefficient de réflexion (S_{11} en dB)	-14.11	-23.93
Taux d'onde stationnaire (ROS)	1.49	1.13
Bande passante (BP en MHZ)	1.75%	1.83%
Gain dBi	7.41dB	4.52dB

Tableau III.11 : comparaison entre patch simple et antenne à base de méta-matériau

On constate d'après le tableau et la figure si dessus que les métamatériaux permet d'améliorer considérablement l'adaptation, avec un décalage fréquentiel très important vers la gauche ce qui montre bien la miniaturisation et la diminution de la taille du patch; avec la diminution de la BP et le gain.

CONCLUSION

Les Surfaces à Haute Impédance (SHI) ont été largement étudiées pour améliorer toutes sortes de performances des antennes, comme le gain, le facteur de qualité, les formes et dimensions. L'objectif de ce travail est de concevoir des structures de SHI en les additionnant avec l'antenne patch.

Dans ce chapitre on a d'abord servi du modèle de base d'une antenne patch simple qui résonne à 2.4GHZ (WIFI) alimentée par câble coaxiale, pour générer d'autres structures, répondants aux plusieurs spécifications telles que : l'augmentation du gain et de la directivité, élargissement de la bande passante, et la réduction de la taille. Donc ce modèle pourra servir d'élément de base pour la construction d'une antenne plus puissante.

D'après les résultats de la simulation, on peut tirer les conclusions suivantes:

- ✓ l'amélioration du gain et directivité et l'adaptation et la réduction de la taille du patch sont obtenues presque pour toutes les structures, car parmi les caractéristiques des SHI est la suppression des ondes de surface qui existe dans l'antenne patch. Avec la suppression des ondes de surface, le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être amélioré donc un gain plus élevé. Donc on peut conclure que la présence de la SHI peut supprimer les ondes de surface.
- ✓ La structure 1 avec SHI entourant du patch présente une augmentation de gain et de la directivité et une meilleure adaptation par rapport à tous les autres structures ; exemple cas des pavées $b=1*1\text{cm}$; $g=0.4\text{cm}$ et Espace Patch-Pavé= 0.4cm pour une seule couche : Gain = 7.71dBi et Directivité = 7.75dB . La même structure présente aussi la meilleur adaptation : le cas de $S_{11}=-33.12\text{dB}$.
- ✓ La deuxième structure dont la SHI, motif anneau, au-dessous de patch améliore considérablement la bande passante de notre modèle de base : BP= 5.8% (plus que le double).
- ✓ La troisième structure dont le patch au-dessous d'une SHI carrée présente aussi une augmentation de gain = 7.43 et une forte diminution de la fréquence de résonance, donc elle répond bien aux miniaturisation de notre antenne.
- ✓ La dernière structure proposée avec un SRR carrée répond bien aussi à l'adaptation et la miniaturisation de l'antenne patch.

Conclusion et perspectives

Les métamatériaux constituent une thématique de recherche prometteuse dans différents domaines, dont en particulier l'électromagnétisme, que ce soit pour des applications circuits (filtres, déphaseurs, etc.) ou pour des applications de rayonnement (antennes, diffraction, furtivité). Il s'agit de matériaux élaborés, constitués d'éléments périodiques de petites tailles (par rapport à la longueur d'onde) et apportant, dans des bandes de fréquence spécifiques, des propriétés particulières différentes de celles de matériaux naturels. Parmi les bénéfices potentiels de ces structures, citons par exemple la miniaturisation des antennes, l'élargissement de leur bande passante, la réduction du couplage inter-élément au sein d'un réseau ou encore l'augmentation de l'efficacité (rendement) des antennes miniatures.

Les antennes imprimées sont à la base des technologies sans fil ; donc les recherches dans ce domaine sont toujours prépondérantes. Les principaux axes de recherches tendent toujours à diminuer la taille pour des appareils de plus en plus petits ; augmenter la bande passante pour les applications gourmande en bande passante (visioconférence ; télévision sur mobile etc....) ; et la recherche d'antenne multi bande.

Ce mémoire est consacré à l'augmentation de gain et de directivité des antennes en choisissant des Métamatériaux planaires de type des surfaces à haute impédance de SIEVENPIPER.

Dans les chapitres théoriques nous avons rappelé les caractéristiques principales des antennes imprimés et miniatures. Ensuite nous avons rappelé les définitions et les caractéristiques et les applications des métamatériaux et les SHI. et nous nous sommes basées sur l'application des méta-matériaux de type SHI aux antennes imprimées.

Dans notre projet on a mis en évidence certains avantages de ces antennes en simulant différentes structures avec SHI. Ainsi nous avons montré la diminution de la taille de l'antenne et l'augmentation de l'adaptation et l'amélioration du gain et de la bande passante dans tout les structures proposées (patch entourée par SHI, patch au dessus d'une SHI motif anneau et patch au dessous d'une SHI motif carré) . L'augmentation de la bande passante avec la deuxième structure est très remarquable. À titre de comparaison, la première structure adapte mieux notre antenne.

Ce travail a été très bénéfique pour nous d'une part il nous a permis de maîtriser un logiciel de simulation d'antenne en occurrence HFSS ; et d'autre part d'approfondir nos connaissances sur les antennes imprimés et de comprendre une technologie d'avenir que sont les métamatériaux et les SHI.

Notre travail ouvre une perspective d'amélioration du gain, en appliquent les mêmes principes et les mêmes démarches, mais avec une modification dans le nombre d'antennes, d'où une utilisation de N antennes patchs afin de créé un réseau alimenté par une ligne microruban, qui sera ensuite entouré par une surface à haute impédance. En modifiant la forme des pavés qui constituent cette dernière, en but d'arriver à un gain faisable pour les applications qui utilisent une fréquence de 2.4GHz ; si on aura de bons résultats on ajoute une grille d'un Métamatériau à un indice de réfraction négatif au-dessus de réseau.

Résumé :

Ce travail s'inscrit dans le cadre de d'améliorer des performances des antennes qui sont utilisées dans les réseaux personnels sans fil (application WIFI) fonctionnes dans la bande millimétrique 2.4GHz. Nous avons utilisé pour cette amélioration une technique récente basée sur l'addition d'une surface à haute impédance appartient aux Méta matériaux autour de ces antennes. Nous avons alors montré expérimentalement par une simulation, l'influence de ces surfaces sur les performances des antennes en termes d'adaptation, gain et de directivité qui rendent particulièrement intéressant pour les applications antennaires.

Bibliographie :

- [1] Alexandre Boyer, « antennes, support de cours énoncé de travaux dirigés, institut national des sciences appliquées » de Toulouse, France, Octobre 2011
- [2] Maurice Bellanger, « Les antennes : Théorie, conception et application », Dunod, Paris, 2009.
- [3] Mouhouche Faiza « Analysis of small microstrip patch antennas for mobile communication » mémoire de magister en électronique de l'université de Boumerdes.
- [4] Chouli Leila « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage » Mémoire pour obtenir le diplôme de magister janvier 2009.
- [5] Hafedh ben Ibrahim Gaha « Analyse et conception des antennes fractales applications aux télécommunications large bande » Thèse de doctorat juillet 2007.
- [6] www.techniques-ingenieur.fr/base.../antennes.../antennes-imprimées-e3310/.
- [7] Boussaha Somia « Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires Application aux systèmes de communication » Thèse de master, université de Guelma, 2012.
- [8] Constantine A. Balanis, « Antenna theory: **analysis and design** », Wiley, inert science; 3^{ème} edition, 2005.
- [9] Bencheikh Lehocine Seyf Elislam, Hezil Hedjaz, « Conception d'une surface à haute impédance pour une antenne WPAN » ; Mémoire de master, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 2011
- [10] Yi Huang, Kevin Boyle, « Antennas From Theory To Practice », 1^{er} edition Wiley, 2008.
- [11] Coulibaly Bourahima, Sanogo Alassane, « La mise en œuvre des méta-matériaux aux antennes imprimées, en vue d'améliorer leurs performances », mémoire Master, université 8 Mai 45 Guelma, 2014.
- [12] J.P. Pendry, Phys. Rev. Lett. 85, 3966 (2000)

- [13] A. Ourir « Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications » Thèse de doctorat, université de Paris Sud XI, France, 2006.
- [14] Y. Hao, R. Mittra « FDTD Modeling Of Metamaterials Theory And Applications », Artech House London, UK, 2009.
- [15] M G. Barba « Resonant-type metamaterial transmission lines and their application to microwave device design ». Thèse de doctorat, université de Barcelona, Espagne 2009.
- [16] S N. Burokur « Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes ». Thèse de doctorat, université de Nantes, France, 2005
- [17] Y. Hao, R. Mittra « FDTD Modeling Of Metamaterials Theory And Applications », Artech House London, UK, 2009.
- [18] A.K. Sarychev, V.M. Shalaev « Electrodynamics of metamaterials », World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2007.
- [19] G. Lunet « Radome actif utilisant des matériaux et structures à propriétés électromagnétiques contrôlées ». Thèse de doctorat, université de Bordeaux, France, 2009.
- [20] : D.F. Sievenpiper « High-Impedance Electromagnetic Surfaces », Thèse de doctorat, université de Californie Los Angeles, USA, 1999
- [21] : N. Capet « Étude d'antennes réseaux GNSS ultra compactes et résistantes aux interférences électromagnétiques », Onera/Demr, Letters, 2010.
- [22] : Shah Nawaz Burokur « Mise en œuvre de Métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes », Thèse de doctorat, université de Nantes, 2005.
- [23] D. Sievenpiper, L. Zhang, Romulo F. Jimenez Broas, Nicholas G. Alexopolous, and ELI Yablonovitch « High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 47, NO. 11, november 1999.
- [24] G. Zheng, Z. Yuan YU and B. Zhong Wang « A Simple Theory Model of High Impedance Surface and Application » IEEE, letters, 2005.
- [25] C. Tran Manh, H. Hafdallah Ouslimani, G. Guida, A. Priou, H. Teillet, and J. Y. Daden «Metamaterial Structures for Compact Millimeter Wave Antenna Applications», Applied

Electromagnetic Group (GEA), PIERS Proceedings, Hangzhou, China, March 24-28, Letters, 2008.

[26] : J.R. Sohn, K. Y. Kim, H.-S. Tae, and J.-H. LEE « comparative study on various artificial magnetic conductors for low-profile antenna », Progress In Electromagnetics Research, PIER 61, 27–37, Korea, 2006.

[27] M. Golio « RF and Microwave Applications and Systems » édition 2, CRC Press Taylor and Francis Group, U.S.A, 2008.

[28] Romulo F. Jimenez Broas, D.F. Sievenpiper, and Eli Yablonovitch, « A High-Impedance Ground Plane Applied to a Cellphone Handset Geometry », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 49, NO. 7, July 2001.

[29] :D.F.Sievenpiper. High-Impedance Electromagnetic Surfaces. Thèse de doctorat, University of California, Los Angeles, 1999.

[30] :Dizertáční Práce, « Design and optimization of electromagnetic band gap structures », Thèse de doctorat, université de Technologie de Brno, République Tchèque, 2010.

[31] : Z. Djéffal, H. Talleb, D. Lautru et V.F Hanna « Étude critique sur la modélisation électrique de structures planaires de type Mushroom », UPMC université de Paris 06, EA 2385, L2E, F-75005, Paris, France, 2010.

[32] Sylvain Demarty « Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé » Thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'université de Limoges le 31 août 2006.

[33] Hamid Meghdadi, Jean-Charles Poux « Simulation 3D HFSS de filtres » Novembre 2005 – Mai 2006.

[34] Hatem Rmili « Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Bordeaux I, novembre 2004.