

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 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 : Science et technologie

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des télécommunications

**Etude et conception d'une antenne reconfigurable à base des
métamatériaux**

Présentée par :

Derghoum soufyane

Sous la direction de :

Pr. Boualleg Ahcene

Juin 2024

Remerciements

*Au terme de ce travail, je tiens à remercier **Allah** de m'avoir donné le courage, la volonté et la patience pour achever ce travail.*

*J'ai l'honneur et le plaisir de présenter ma profonde gratitude et mon sincères remerciements à mon encadrant **Pr Boualleg Ahcene**, de m'avoir laissé une large autonomie dans ce travail, pour me diriger sur des pistes de réflexions riches et porteuses.*

Pour sa précieuse aide, ses orientations ainsi pour son engagement sérieux, responsable et le temps qu'il m'a accordé pour mon encadrement : Merci.

Je remercie également les membres de jury qui ont accepté d'examiner ce travail.

Mes sincères remerciements vont aussi à mes enseignants pendant mon cursus universitaire.

J'adresse également tout ma reconnaissance à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu pendant cette période et que je ne peux toutes les énumérer.

Dédicace

Au nom d'Allah le Clément et le Miséricordieux,

Je dédie ce mémoire :

À mes deux êtres les plus précieux et chers au monde : mon père (Miséricorde de dieu sur lui) et ma mère, sources de mes joies et secrets de ma force. Merci pour vos prières incessantes et vos sacrifices pour que vos enfants grandissent et prospèrent. Merci de travailler sans relâche, malgré les péripéties de la vie, pour le bien-être de vos enfants. Merci d'être tout simplement mes parents. C'est grâce à vous que j'ai pu affronter les difficultés. C'est à vous que je dois cette réussite et je suis fier de vous l'offrir.

À ma sœur, en témoignage de l'attachement, de l'amour et de l'affection que je te porte. Je te dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur, de santé et de réussite.

À toutes ma famille, mes cousins, ma cousine Marwa, mes chers oncles : Ramzi, Yacine, je tiens à vous remercier pour votre amour inconditionnel, votre soutien indéfectible et votre patience infinie. Vous êtes ma famille et je suis tellement fier de vous avoir dans ma vie.

À mes chers amis : Mohammed, Wassim, Houssam, chipa. Baha, Sayed, Hamdi, Bassem, la Wise, Hamouda, Iyed, chemsou, Amir, Midou, Haithem, avec qui j'ai passé des moments merveilleux.

À Nor El Malak qui m'a beaucoup aidé dans ce travail.

À tous qui m'aiment.

SOUFYANE

ملخص

قد حظيت الهوائيات القابلة لإعادة التشكيل باهتمام كبير بسبب تنوع خصائصها وقدرتها على الوفاء بفعالية بمتطلبات نظم الاتصالات السلكية واللاسلكية الحديثة.

في هذا العمل، درسنا هوائي مستطيل قابل لإعادة التشكيل في التردد بناءً على المواد الخارقة. أولاً، أنشأنا خلية RAF المربعة، ووضعنا الخلية على الجانب العلوي من العنصر المشع كبنية دورية لتحسين أداء الهوائي. تعطينا نتائج المحاكاة بواسطة برنامج CST تردد رنين 4.82 جيجاهرتز.

يتم تحقيق إعادة التشكيل عن طريق إضافة فتحتين على المستوى الأرضي وعن طريق التعديلات الهندسية باستخدام $diode\ PIN$ الذي وضعناه على الفتحات في المستوى الأرضي. نظرًا لعدم توفر $diode\ PIN$ في مختبرنا، فقد استبدلناه بمربط معدني، لأنه يؤدي نفس وظيفة $diode\ PIN$ ، اختبرنا قابلية إعادة التشكيل باستخدام نوع الفاراكتور $MA46H120$ الموضوع على الفتحة في المستوى الأرضي.

تشير نتائج المحاكاة إلى أن وظيفة إعادة تشكيل التردد قد تم إنجازها بشكل مثالي، مع الحصول على ترددات الرنين الموجودة في نطاق ISM .

الكلمات المفتاحية: هوائي مطبوع، هوائي قابل لإعادة التشكيل، نطاق ISM ، ثنائي $Varactor$ ، ثنائي PIN ، ترصيع معدني، تصغير، مواد خارقة

Abstract

Reconfigurable antennas have received considerable attention due to their diverse characteristics and ability to effectively meet the requirements of modern telecommunications systems.

In this work, we studied a rectangular antenna reconfigurable in frequency based on metamaterials. First we created our square RAF cell, we placed the cell on the upper side of the radiant element as a periodic structure to improve the performance of the antenna. The simulation results by the CST software give us a resonance frequency of 4.82 GHz.

Reconfigurability is achieved by adding two slits on the ground plane and by geometric modifications using a PIN diode that we placed on the slits in the ground plane. Given the unavailability of the PIN diode in our laboratory, we have replaced it with a metal stud, because it performs the same function as a PIN diode, we tested the reconfigurability using the varicap diode type MA46H120 placed on the slot in the ground plane.

The simulation results indicate that the frequency reconfigurability function is perfectly accomplished, with the obtaining of resonance frequencies located in the ISM band.

Keywords : Printed antenna, reconfigurable antenna, ISM band, Varactor diode, PIN diode, metal studs, miniaturization, metamaterials

Résumé

Les antennes reconfigurables ont reçu une attention considérable en raison de leurs diverses caractéristiques et de leur capacité à répondre efficacement aux exigences des systèmes de télécommunications modernes.

Dans ce travail, nous avons étudié une antenne rectangulaire reconfigurable en fréquence à base des métamatériaux. Tout d'abord nous avons conçu une cellule RAF carré, puis cette cellule a été placée sur la face supérieure de l'élément rayonnant sous forme d'une structure périodique pour améliorer les performances de l'antenne. Les résultats de simulation par le logiciel CST nous donne une fréquence de résonance de 4.82 GHz.

La reconfigurabilité a été réalisée par l'ajout de deux fentes sur le plan de masse en effectuant des modifications géométriques à l'aide d'une diode PIN que nous avons placée sur les fentes dans le plan de masse. Étant donné l'indisponibilité de la diode PIN dans notre laboratoire, nous l'avons remplacée par un plot métallique qui remplit la même fonction qu'une diode PIN, nous avons testé la reconfigurabilité en utilisant la diode PIN de type 4005HPND placée sur la fente au plan de masse.

Les résultats de la simulation indiquent que la fonction de reconfigurabilité en fréquence est parfaitement accomplie, avec l'obtention de fréquences de résonance situées dans la bande ISM.

Mots-clés : Antenne imprimée, antenne reconfigurable, bande ISM, diode Varactor, diode PIN, plots métalliques, miniaturisation, métamatériaux.

Table des matières

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
ملخص.....	III
Abstract.....	IV
Résumé.....	V
Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées	
I.1 Introduction.....	5
I.2 Historique.....	5
I.3 Description de l'antenne imprimée.....	5
I.4 Caractéristiques des antennes imprimées.....	7
I.4.1 Caractéristiques électriques.....	7
I.4.1.1 Impédance d'entrée de l'antenne.....	7
I.4.1.2 Coefficient de réflexion.....	7
I.4.1.3 Le taux d'onde stationnaire (TOS).....	8
I.4.1.4 La bande passante.....	8
I.4.2 Caractéristiques de rayonnement.....	9
I.4.2.1 Diagramme de rayonnement.....	9
I.4.2.2 Angle d'ouverture.....	10
I.4.2.3 La directivité.....	10
I.4.2.4 Le gain.....	11
I.4.2.5 Le rendement.....	11
I.4.2.6 La polarisation.....	11
I.5 Mécanisme de rayonnement des antennes imprimées.....	12
I.6 Techniques d'alimentation des antennes imprimées.....	13
I.6.1 Alimentation par ligne micro-ruban.....	13
I.6.2 Alimentation par sonde coaxiale.....	14
I.6.3 Alimentation couplée par ligne micro-ruban.....	14
I.6.4 Alimentation par couplage à travers une fente.....	15
I.6.5 Alimentation par guides d'ondes coplanaires.....	16
I.7 Méthodes d'analyses des antennes imprimées.....	16
I.7.1 Méthodes analytiques.....	16
I.7.1.1 Modèle de la ligne de transmission.....	17

I.7.1.2 Modèle de la cavité	17
I.7.2 Méthodes numériques	18
I.7.2.1 Méthode des éléments finis.....	18
I.7.2.2 Méthode des différences finies	19
I.7.2.3 Méthode des moments (MOM).....	20
I.8 Applications des antennes imprimées.....	20
I.9 Avantages et limitations des antennes imprimées	21
I.9 Conclusion	22

Chapitre II : Les techniques de reconfigurabilité

II.1 Introduction	24
II.2 Les antennes reconfigurables	24
II.2.1 Historique	24
II.2.2 Définition des antennes reconfigurables.....	24
II.2.3 les types des antennes reconfigurables	25
II.2.4 Intérêts et application des antennes reconfigurables	26
II.3 Les techniques de reconfigurabilité.....	27
II.3.1 Diode Varactor	28
II.3.2 Diode PIN	30
II.3.3 Les transistors FET	31
II.3.4 Les RF-MEMS	32
II.3.5 Les matériaux agiles	33
II.4 Les types de reconfigurabilité	35
II.4.1 Reconfigurabilité en fréquence.....	35
II.4.2 Reconfigurabilité en diagramme de rayonnement.....	36
II.4.3 Reconfigurabilité en polarisation.....	37
II.5 Avantages et inconvénients	39
II.6 Conclusion.....	40

Chapitre III : Etat de l'art des métamatériaux

III.1. Introduction	42
III.2. Historique.....	42
III.3. Définition des métamatériaux	43
III.4. Classification des matériaux	43
III.5. Caractéristiques des métamatériaux.....	45
III.5.1. Métamatériaux a permittivité négative « ENG »	45
III.5.2. Métamatériaux a perméabilité négative « mng »	46

III.5.3. Métamatériaux doublement négatifs « dng »	49
III.6. Applications des métamatériaux	50
III.6.1 lentilles parfaites	51
III.6.2. Cape d'invisibilité	52
III.6.3. Domaine des antennes	53
III.7. Conclusion.....	54
Chapitre IV : Conception d'une antenne reconfigurable en fréquence à base de MMA	
IV.1 Introduction.....	56
IV.2 Présentation du logiciel de simulation CST	56
IV.3 Modélisation De La Diode PIN	57
IV.3.1 Modélisation par un plot métallique	57
IV.3.2 Modélisation par un circuit RLC équivalent.....	57
IV.4 Conception et simulation d'une cellule SRR carré (RAF) à 2 anneaux	58
IV.4.1 Extraction des paramètres effectifs par la Méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW)	58
IV.4.2 Configuration de la cellule RAF carré	61
IV.4.3 simulations de la cellule élémentaire	63
IV.5 Conception d'une antenne reconfigurable en fréquence à base de MMA	66
IV.5.1 La géométrie de l'antenne de base proposée	66
IV.5.2 Résultats de simulation	67
IV.5.2.1 Structure de base	67
IV.5.2.2 antennes à base de métamatériaux	68
IV.5.2.3 Création des fentes et insertion des diodes PIN et varicap et des plots métalliques sur le plan de masse.....	69
IV.6 Réalisation et validation expérimentale	80
IV.6.1 Description de la machine LPKF ProtoMat E44	80
IV.6.2 Appareil de mesure analyseur de réseaux	81
IV.6.3 Le prototype réalisé.....	81
IV.6.4 Mesures expérimentales	82
IV.6.4.1 Mesure du coefficient de réflexion :	82
IV.7 Conclusion	84
Conclusion générale	85
Bibliographie.....	87
Annexe	93

Liste des figures

Figure I.1: Structure d'une antenne imprimée	6
Figure I.2 : Différentes formes d'antennes patches	6
Figure I.3 : Exemple d'une bande passante d'une antenne	9
Figure I.4 : Les différents types de représentations d'un diagramme de rayonnement.....	9
Figure I.5 : Exemples de diagramme de rayonnement d'antenne	10
Figure I.6 : Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture.....	10
Figure I.7 : Différentes formes de polarisation de l'onde électromagnétique	12
Figure I.8: Distribution des charges et densité du courant sur une antenne micro-ruban [13].....	12
Figure I.9 : Alimentation par ligne micro-ruban.....	13
Figure I.10 : Les types de la ligne micro-ruban.....	14
Figure I.11 : Alimentation par sonde coaxiale.....	14
Figure I.12 : Alimentation couplée par ligne micro-ruban	15
Figure I.13 : Alimentation couplée par fente	15
Figure I.14 : Alimentation par ligne guide d'onde coplanaire.....	16
Figure I.15 : Modèle de la ligne de transmission.....	17
Figure I.16 : Modèle de la cavité	17
Figure I.17 : Volume de calcul et cellule élémentaire	19
Figure II.1 : Exemple sur la reconfiguration géométrique d'antenne	25
Figure II.2 : antenne patch reconfiguré par fente ou ligne commutable.....	26
Figure II.3 : différentes techniques adoptées pour réaliser des antennes reconfigurables.....	28
Figure II.4 : Le symbole de diode varicap	28
Figure II.5 : exemples des diodes Varicap commercialement.....	29
Figure II.6 : circuit équivalent d'une diode varicap	29
Figure II.7 : Capacité de jonction variable du varactor MA46H120 correspondant au changement de tension de polarisation inverse	30
Figure II.8 : la structure et le symbole d'une diode PIN	30
Figure II.9 : circuit équivalent d'une diode PIN dans les états ON et OFF.....	31
Figure II.10 : Schéma équivalent d'un transistor FET	31
Figure II.11 : Commutateur MEMS RF	32
Figure II.12 : circuit équivalent et de commutateur MEMS RF.....	32
Figure II.13 : (a) Cristal liquide (PVA : PolyVinyl Alcohol) et (b) métamatériau	34
Figure II.14 : Illustration de l'agilité fréquentielle	35
Figure II.15: Coefficients de réflexion d'une antenne reconfigurable en fréquence Indiquant les paramètres permettant d'évaluer les performances de l'antenne	36
Figure II.16 : Photographie du composant MEMS assemblé sur le circuit.....	37
Figure II.17 : diagrammes de rayonnement en simulation et en mesure pour les différents états de deux commutateurs	37
Figure II.18 : (a) Prototypes de configuration d'antenne à fente en anneau fendu pour polarisation linéaire et circulaire.....	38
Figure III.1 : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et de leur perméabilité μ	44
Figure III.2 : trièdre indirect (règle de la main gauche)	45
Figure III.3 : Structure fils fins présentant ϵ négative/ μ positive quand $E \parallel z$	45

Figure III.4 : Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (introduit par Pendry).....	47
Figure III.5 : Structure RAF présentant μ négative/ ε positive quand $H // y$	47
Figure III.6 : Modèle du circuit équivalent du SRR(a) configuration d'un SRR double,	49
(b) configuration d'un simple SRR [45].	49
Figure III.7 : Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques.....	49
Figure III.8 : (a) cellule DNG- "SRR+Tige". (b) perméabilité et permittivité de la cellule "SRR+Tige"	50
Figure III.9 : Cellule DNG sous forme de « Ω ».....	50
Figure III.10 : Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG	51
Figure III.11 : Amplification de l'onde évanescente	52
Figure III.12 : (a) La cape d'invisibilité de J.Pendry. (b) . Invisibilité par réfraction qui consiste à dévier (réfracter) les rayons lumineux	53
Figure III.13 : un motif " LHM " planaire sur un antenne patch rectangulaire.....	54
Figure IV.1: L'interface graphique de logiciel CST Microwave Studio 2019	57
Figure IV.2 : Structure périodique considérée comme un milieu homogène	58
Figure IV.3 : Procédure d'extraction des paramètres effectifs	59
Figure IV.4 : Représentation d'une unité de cellule du RAF carré	61
Figure IV.5 : les premières étapes de conception	63
Figure IV.6 : Vue en perspective de la cellule RAF carré proposé en cst studio	64
Figure IV.7 : les conditions aux limites de la cellule RAF proposé	64
Figure IV.8 : la définition des deux portes (Waveport1, Waveport2) selon l'axe des x	64
Figure IV.9 : Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un RAF carré.....	65
Figure IV.10 : (a) Partie réelle de la perméabilité effective, (b) Partie imaginaire	65
Figure IV.11 : La géométrie de l'antenne proposée	66
Figure IV.12 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base.....	67
Figure IV.13 : Géométrie de l'antenne avec des cellule RAF	68
Figure IV.14 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne MMA.....	68
Figure IV.15 : l'influence de l'espace entre les cellules sur le coefficient de réflexion S11 de l'antenne MMA.....	69
Figure IV.16 : Géométrie du plan masse avec une seule fente.....	70
Figure IV.17 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne MMA avec une seule fente	70
Figure IV.18 : Géométrie du plan masse avec deux fentes.....	70
Figure IV.19 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne MMA avec deux fentes	71
Figure IV.20 : Antenne MMA avec une diode PIN insérée sur la fente.....	72
Figure IV.21 : Coefficient de réflexion de l'antenne MMA dans deux états de la diode.....	72
Figure IV.22 : (a) plan de masse avec un plot métallique (état ON-OFF) (b) Coefficient de réflexion S11 à l'état (ON-OFF) avec un plot métallique.....	73
Figure IV.23 : (a) plan de masse avec deux plots métalliques (état ON-ON) (b) Coefficient de réflexion S11 à l'état (ON-ON) avec un plot métallique.	74
Figure IV.24 : (a) plan de masse avec un plot métallique (état OFF-ON) (b) Coefficient de réflexion S11 à l'état (OFF-ON) avec un plot métallique.....	75
Figure IV.25 : L'impédance d'entrée de l'antenne à l'état OFF-OFF.....	76
Figure IV.26 : L'impédance d'entrée de l'antenne à l'état ON-ON.....	76
Figure IV.27 : Le taux d'onde stationnaire à l'état OFF-OFF.....	77
Figure IV.28 : Le taux d'onde stationnaire à l'état ON-ON.....	77
Figure IV.29 : Antenne MMA avec une diode varicap insérée sur la fente.	77

Figure IV.30 : Coefficient de réflexion de l'antenne MMA reconfigurable en fréquence avec cinq tensions de polarisations différentes	78
Figure IV.31 : La machine LPKE ProtoMap E44.....	80
Figure IV.32 : L'analyseur de réseau 'R&S ®ZNB20'.....	81
Figure IV.33 : prototype réalisé.....	82
Figure IV.34 : Comparaison du S11 simulé et mesuré à l'état OFF-OFF	83
Figure IV.35 : Comparaison du S11 simulé et mesuré à l'état ON-ON.	83

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1 : Avantages et inconvénients du Méthode des différences finie

Tableau I.2 : avantages et Inconvénients de Méthode des moments.

Tableau I.3 : Avantages et limitations des antennes imprimées.

Chapitre II

Tableau II.1 : valeurs des paramètres du diode varactor MA46H120

Tableau II.2 : Comparaison entre les différents éléments de la commutation

Tableau II.3 : Comparaison des performances de différents matériaux agiles

Tableau II.4 : Les Avantages et les inconvénients des antenne reconfigurable

Chapitre IV

Tableau IV.1 : Paramètres de la cellule du RAF carré proposée.

Tableau IV.2 : Paramètres géométriques de l'antenne proposée

Tableau IV.3 : Les résultats de simulation des trois cas correspondants

Tableau IV.4 : les résultats de simulation des trois états correspondants

Tableau IV.5 : les résultats de simulation des quatre états (OFF-OFF, ON-OFF, OFF-ON, ON-ON).

Tableau IV.6 : Les résultats de simulation en utilisant la diode Varactor.

Tableau IV.7: Tableau comparatif entre les trois techniques utilisées

Tableau IV.8 : Comparaison des résultats simulés et mesurés.

LISTE DES ABRIVIATION

TOS : Le taux d'onde stationnaire

VSWR : Voltage Standing Waves Ratio

CPW : CoPlanar Waveguide

Full-wave : Méthodes numérique exactes

MOM : La méthode des moments

FDTD : Finit Time Différence Domain

FEM : Méthode des éléments finis

TLM : La méthode de la matrice des lignes de transmissions

SDR : Software Defined Radio

CST : Computer Simulation Technology

RF : Radio frequency

MEMS : Micro Eletco Mechanical system (Système Micro Electromécanique)

PIN : Positive Intrinsic Negative

Varicap : Variable capacitor

3D : Trois dimensions

OOK : On Off Keying

BST : Barium Strontium Titanate

LaTiON : Lanthanum Titanium Oxynitride

KNT : Potassium Sodium Niobate

CoNb : Cobalt Niobium

CoZr : Cobalt Zirconium

FeMB : Fer Métal-Bore

PU : primary user

SU : second user

LHM : Left-Handed Material

RAF : Résonateur en Anneau Fendu

SRR : Split Ring Resonator

MMA : Métamatériau

ISM : industriel, scientifique et médical

Introduction Générale

Introduction Générale

Au fil des dernières années, les communications sans fil ont progressé rapidement. Elles sont désormais devenues un élément essentiel de notre quotidien, offrant une connectivité omniprésente et jouant un rôle central dans de nombreux aspects de notre vie moderne [1].

Au cœur des systèmes de communication sans fil, les antennes jouent un rôle essentiel. Elles assurent la conversion des signaux électriques en ondes électromagnétiques, permettant ainsi la transmission et la réception des informations. Parmi les différents types d'antennes, les antennes imprimées, également connues sous le nom d'antennes patch, se distinguent par leur légèreté, leur faible coût de production et leur facilité d'intégration dans les circuits électroniques. Ces antennes sont largement utilisées dans les appareils modernes tels que les téléphones mobiles [2]. Cependant, les antennes imprimées traditionnelles présentent des limitations, notamment leur capacité à fonctionner efficacement uniquement sur des bandes de fréquence étroites et prédéfinies [3]. Cette contrainte devient problématique à mesure que les applications de communication sans fil évoluent, nécessitant des systèmes d'antennes capables de s'adapter à des besoins variés et changeants. C'est dans ce contexte que les antennes reconfigurables émergent comme une solution innovante. Les antennes reconfigurables sont conçues pour modifier leurs caractéristiques de fonctionnement, telles que la fréquence, le diagramme de rayonnement et la polarisation, de manière flexible. Cette capacité permet de répondre à des besoins de communication variés, améliorant ainsi la performance et la flexibilité des systèmes sans fil [4]. Les antennes reconfigurables trouvent des applications dans de nombreux domaines, y compris les réseaux de communication sans fil, les radars, les systèmes de communication satellite et les technologies émergentes de l'Internet des objets [5]. La reconfiguration des antennes peut être réalisée en utilisant des composants spéciaux tels que des diodes PIN, des diodes Varactor, des dispositifs RF-MEMS ou encore des matériaux intelligents [6].

En outre, les métamatériaux offrent une autre approche pour améliorer les performances des antennes. Ces matériaux artificiels ont des propriétés électromagnétiques inhabituelles qui ne se trouvent pas dans la nature. En les intégrant dans la conception des antennes, on peut obtenir des fonctionnalités avancées telles que la focalisation des ondes, l'invisibilité et la miniaturisation [7].

Ce mémoire vise à étudier et concevoir une antenne reconfigurable en fréquence à base des cellules métamatériaux en utilisant des composants actifs. La simulation et l'analyse de l'antenne seront réalisées à l'aide du logiciel CST MWS.

Dans le but de réaliser cet objectif, on a devisé notre travail en cinq chapitres, chacun étant brièvement présenté ci-dessous :

Le premier chapitre sera consacré de l'état de l'art sur les antennes imprimées. Nous allons présenter leur structure, caractéristiques et le mécanisme de rayonnement. Nous expliquons les techniques d'alimentations ainsi que les méthodes d'analyses. Enfin du chapitre nous allons citer quelques avantages et limites.

Dans le deuxième chapitre nous allons commencer par la définition des antennes reconfigurable en mettant en avant leur importance et leurs applications. Nous examinerons ensuite les diverses techniques de reconfigurabilité et les différents types de reconfiguration. Pour conclure ce chapitre, nous présenterons les avantages et les inconvénients de ces antennes.

Le troisième chapitre traite de l'état de l'art des métamatériaux. Nous commencerons par un historique à, suivi de leurs définitions et classifications. Nous détaillerons ensuite leurs principales caractéristiques, telles que la perméabilité et la permittivité négatives. Pour conclure ce chapitre, nous explorerons diverses applications des métamatériaux dans les domaines de l'optique, en mettant particulièrement l'accent sur les antennes planes.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception d'une antenne imprimée rectangulaire reconfigurable à base des cellules métamatériaux. Dans la première partie, nous définirons d'abord l'outil de simulation. Nous présenterons ensuite une simulation de la cellule RAF carré que nous allons placer sur notre antenne, ensuite dans la deuxième partie nous allons voir les simulations avec les diodes PIN, plots métalliques, avec les diodes varicap aussi et leur impact sur l'antenne.

Dans la troisième partie et pour conclure, nous réaliserons et caractériserons le modèle simulé, en détaillant les instruments utilisés au cours de cette étape.

- [1] Sanjay Kumar, "1 Introduction to Wireless Communication," in *Wireless Communication*, River Publishers, 2015, pp.1-20.
- [2] K. L. Wong, "Compact and Broadband Microstrip Antennas," John Wiley & Sons, 2002.
- [3] J. R. James, P. S. Hall, and C. Wood, "Microstrip Antenna Theory and Design," IET, 1981.
- [4] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250-2261, July 2012.
- [5] J. Costantine, Y. Tawk, A. R. Albrecht, and C. G. Christodoulou, "Reconfigurable Antennas: Design and Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 3, pp. 424-437, March 2015.
- [6] G. H. Huff and J. T. Bernhard, "Reconfigurable Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 12, pp. 546-553, Dec. 2005.
- [7] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, "A Positive Future for Double-Negative Metamaterials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1535-1556, April 2005.

Chapitre I

Généralités sur les antennes imprimées

I.1 Introduction

De nos jours, les antennes sont présentes dans divers objets usuels et sont utilisées dans de nombreuses applications liées aux télécommunications sans fil.

Avec la généralisation des systèmes de communication sans fil, il est de plus en plus nécessaire de réduire la taille des antennes pour les intégrer sur de petits objets, Parmi les antennes les plus populaires **les antennes imprimées**, qui assurent beaucoup d'exigences par leurs excellentes caractéristiques, telles que leur légèreté et la facilité de leur fabrication. Elles peuvent être adaptées et intégrées dans différents types d'objets sans fil.

Ce chapitre sera consacré à la présentation des antennes imprimées, d'abord par la Description des antennes imprimée, leurs différentes formes, nous exposeront leurs caractéristiques et les différentes techniques d'alimentations utilisées. Nous clôturons ce chapitre par les avantages et limitations de ces antennes.

I.2 Historique

Le concept d'antennes imprimées ou micro ruban est apparu dans les années 50, exacte en 1953 par l'Américain Georges Deschamps qui a proposé ce concept pour la première fois, Le premier brevet couvrant ce concept a été déposé en 1956 par Henri Gutton et Georges Boissinot [1].

Au cours de la même année, Wheeler, Purcel et Al ont développé les méthodes et les concepts pour les lignes de transport de microbande. En 1969, Denlinger a découvert que les micro-résonateurs rectangulaires et circulaires peuvent émettre plus efficacement, expliquant le mécanisme de rayonnement [2]. Mais il n'a été possible de les réaliser efficacement qu'à partir de 1970 (Howel et Munson) grâce à l'arrivée sur le marché de diélectrique à faibles pertes [3].

Les utilisations initiales étaient principalement militaires, et la transition vers la phase industrielle a eu lieu en 1990 Howel et Munson ont réalisé un véritable passage au stade industriel [3].

I.3 Description de l'antenne imprimée

Une antenne imprimée (également appelée micro-ruban ou microbande) est constituée d'une pièce métallique de toute forme (Cuivre, Or etc..) connue sous le nom d'élément rayonnant (patch), qui est placée sur un substrat qui est défini comme étant un diélectrique caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r , les conducteurs sont considérés comme parfaits et de faible épaisseur, avec le plan de masse situé sous le substrat électrique comme il est représenté dans la Figure (I.1) [4].

La conception d'antennes patches peut être réalisée en utilisant divers substrats, avec des constantes diélectriques généralement entre $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ pour opérer aux fréquences allant de 1 à 100 GHz [5].

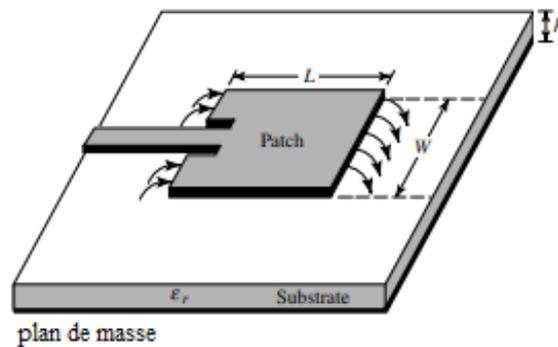


Figure I.1: Structure d'une antenne imprimée [5]

L'élément rayonnant peut se présenter sous différentes formes telles que circulaire, carré, rectangulaire, car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication [5].

Les formes des éléments rayonnants les plus utilisés sont montrés sur la **Figure I.2**

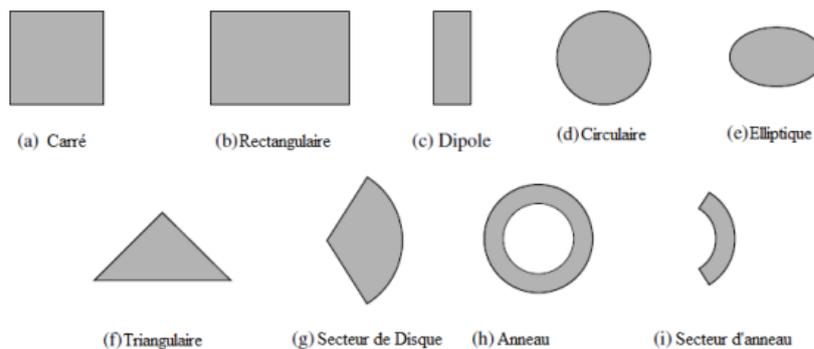


Figure I.2 : Différentes formes d'antennes patches [5]

I.4 Caractéristiques des antennes imprimées

La performance d'une antenne peut être évaluée à partir de ces paramètres qui sont présentés en deux catégories : **les caractéristiques électriques** qui sont l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, le TOS et la bande passante, et **les caractéristiques de rayonnement** comme le diagramme de rayonnement, angle d'ouverture, la directivité, le gain, rendement et la polarisation.

I.4.1 Caractéristiques électriques

I.4.1.1 Impédance d'entrée de l'antenne

On définit l'impédance d'entrée comme étant la valeur de l'impédance fournie par une antenne entre ses bornes, Afin de mesurer l'impédance d'une antenne, on prend en compte une antenne à l'émission. L'antenne correspond à une charge dont l'entrée contient un courant I_{IN} et une tension V_{IN} , Le rapport de ces deux quantités donne l'impédance Z_{IN} [6].

$$Z_{IN} = \frac{V_{IN}}{I_{IN}} = R_{IN} + jX_{IN} \quad (\text{I. 1})$$

Z_{IN} = impédance d'entrée aux bornes

R_{IN} = résistance de l'antenne aux bornes

X_{IN} = réactance de l'antenne aux bornes

I.4.1.2 Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion ou le paramètre S_{11} de la matrice de répartition représente l'absorption de l'énergie par l'antenne, d'une manière générale c'est le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies [4].

Il dépend de l'impédance caractéristique de la ligne et l'impédance d'entrée de l'antenne et exprimé par l'équation :

$$\Gamma = S_{11} = \frac{Z_{IN} - Z_C}{Z_{IN} + Z_C} \quad (\text{I. 2})$$

Où :

Z_{IN} : l'impédance caractéristique de la ligne

Z_C : l'impédance d'entrée de l'antenne

On peut exprimer le coefficient de réflexion aussi en décibel :

$$S_{11} = 20 \log (|\Gamma|) \quad (\text{I. 3})$$

I.4.1.3 Le taux d'onde stationnaire (TOS)

Le taux d'onde stationnaire TOS ou bien Le VSWR (Voltage Standing Waves Ratio). On le définit comme le rapport entre la tension maximale et la tension minimale, ce qui nous permet d'avoir une meilleure compréhension de la qualité d'adaptation de l'antenne. Il varie de 1 lorsque la chaîne est parfaitement adaptée à l'infini lorsque la chaîne est totalement désadaptée [7].

Il est défini par :

$$\text{TOS} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (\text{I. 4})$$

I.4.1.4 La bande passante

La bande passante d'une antenne correspond à la plage de fréquences où elle est capable d'émettre ou de recevoir l'énergie électromagnétique souhaitée. Les limites de fonctionnement de l'antenne déterminent un intervalle de fréquences compris entre une valeur minimale F_{\min} et une valeur maximale F_{\max} .

Afin de garantir un bon déroulement de l'antenne, les chercheurs ont considéré que la valeur du coefficient de réflexion $S_{11} \leq -10$ dB est la valeur minimale à prendre en compte pour mesurer la bande passante. En revanche, dans le domaine industriel, ils ont la possibilité de travailler avec une valeur de S_{11} inférieure à -6 dB [7].

La bande passante est représenté par :

$$\text{BP (\%)} = \frac{(F_{\max} - F_{\min})}{F_c} \cdot 100 \quad (\text{I. 5})$$

Où :

- **Fmax**: la fréquence maximale.
- **Fmin** : la fréquence minimale.
- **Fc** : la fréquence centrale.

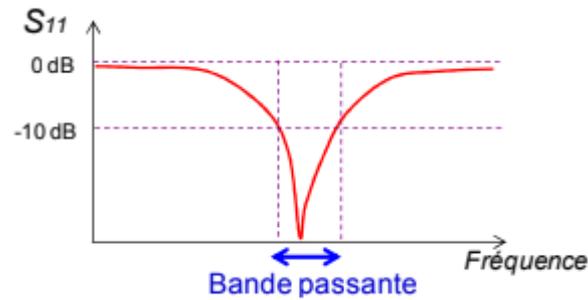


Figure I.3 : Exemple d'une bande passante d'une antenne [7]

I.4.2 Caractéristiques de rayonnement

I.4.2.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement montre les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il détermine les directions où la puissance rayonnée est maximale, et est repérée par les coordonnées angulaires θ_0, ϕ_0 [8].

La fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne est :

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)} \quad (\text{I. 6})$$

Où :

- $r(\theta, \varphi)$: La fonction caractéristique de rayonnement.
- $P(\theta, \varphi)$: la puissance rayonnée par unité d'angle solide.
- $P_0(\theta_0, \varphi_0)$: la puissance maximale.

La représentation des diagrammes peut être faite sur des figures en 2D (polaire ou cartésien) ou en 3D (Figure I.4).

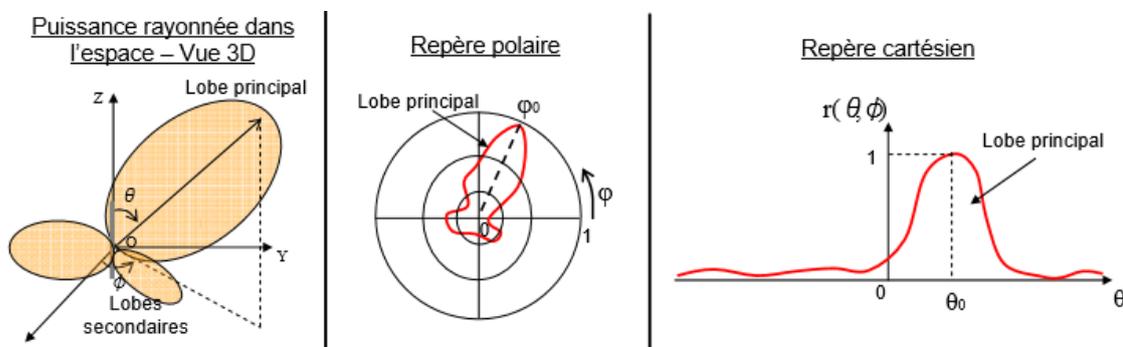


Figure I.4 : Les différents types de représentations d'un diagramme de rayonnement [7]

Il est possible de différencier trois formes typiques de diagramme de rayonnement : isotrope, omnidirectionnel et directif (**Figure I.5**).

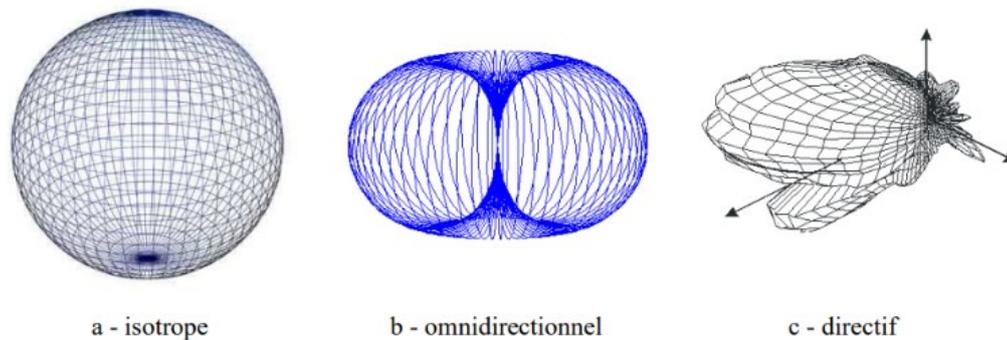


Figure I.5 : Exemples de diagramme de rayonnement d'antenne [9]

I.4.2.2 Angle d'ouverture

L'ouverture angulaire à mi-hauteur, aussi connue sous le nom d'ouverture à -3 dB, est la partie de l'espace où la puissance rayonnée est majoritaire. Il s'agit de l'angle entre deux points dont la densité de puissance de rayonnement est égale à la moitié de la puissance de rayonnement maximale. [9].

La (**Figure I.6**) présente un exemple d'un diagramme de rayonnement avec son angle d'ouverture :

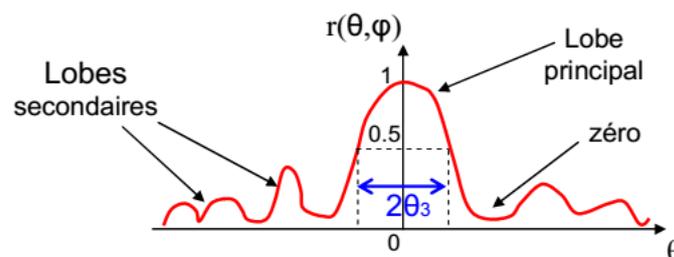


Figure I.6 : Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture [7]

I.4.2.3 La directivité

La directivité d'une antenne $D(\theta, \phi)$ correspond à l'intensité de rayonnement dans une direction par rapport à celle d'une antenne isotrope qui émet en total la même intensité [8].

Elle est donnée par :

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_{total}}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \phi)}{P_{total}} \quad (I. 7)$$

I.4.2.4 Le gain

Le gain de l'antenne $G(\theta, \phi)$ dépend de la directivité et porte sur les mêmes directions de rayonnement. Il prend en compte le rendement de transformation entre la puissance d'alimentation P_a et la puissance rayonnée [4].

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{P(\theta, \phi)}{P_a} \quad (I. 8)$$

I.4.2.5 Le rendement

Le rendement η d'une antenne Il s'agit du rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie. Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants [10], avec la présence des pertes nous aurons donc :

$$PR < Pa \quad (I. 9)$$

Ce qui implique que : $\eta < 1$.

Sans pertes : $\eta = 1$.

On peut constater que relie le gain et la directivité par la relation suivante :

$$G = \eta \cdot D \quad (I. 10)$$

I.4.2.6 La polarisation

La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est donnée par la direction du champ électrique E . Il existe trois types de polarisation du champ électromagnétique :

- Polarisation linéaire ou rectiligne : c'est quand le champ E garde une direction constante dans le temps, elle peut être verticale ou horizontale.
- La polarisation elliptique : se produit lorsque le champ E forme une ellipse sur le plan d'onde. On peut également observer deux sens de polarisation :

Si le champ E tourne dans le même sens que les aiguilles d'une montre, elle est considérée comme elliptique gauche, sinon, elle est considérée comme elliptique droite.

- Polarisation circulaire : c'est un cas particulier de la polarisation elliptique obtenue quand le champ E forme un cercle sur le plan d'onde. Elle peut également avoir deux sens soit : polarisée à droite ou à gauche [11].

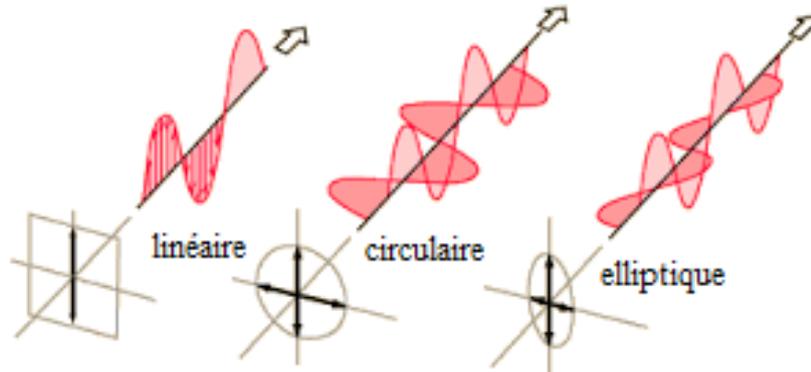


Figure I.7 : Différentes formes de polarisation de l'onde électromagnétique [12]

I.5 Mécanisme de rayonnement des antennes imprimées

En général, les mécanismes de rayonnement sont influencés par la géométrie et les propriétés électriques des structures imprimées sur le substrat, ainsi que par les propriétés diélectriques du substrat lui-même.

Dans ce paragraphe, nous allons résumer le principe de fonctionnement d'une antenne imprimée rectangulaire :

Considérons une antenne rectangulaire à micro-ruban alimentée par sonde, fonctionnant en mode fondamental et conduite par une tension entre la sonde d'alimentation et le plan de masse, ce qui va provoquer l'apparition et la distribution de charges qui s'établit au-dessus et en dessous de l'élément, entre le plan de masse et le substrat (**figure I.8**) et crée un champ électrique vertical entre le patch et le plan de masse [13].

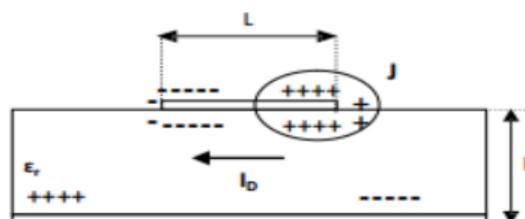


Figure I.8: Distribution des charges et densité du courant sur une antenne micro-ruban [13]

I.6 Techniques d'alimentation des antennes imprimées

Les techniques d'alimentation des antennes imprimées font référence aux différentes méthodes utilisées pour fournir l'énergie à l'élément rayonnant d'une antenne imprimée. Le choix de la méthode d'alimentation a un effet direct sur le rayonnement de l'antenne et peut permettre de modifier ses performances. Une bonne conception de l'alimentation permet d'optimiser le rayonnement de l'antenne et d'assurer une performance optimale dans l'application spécifique [14].

On peut classer ces techniques en deux catégories :

1. Les méthodes d'alimentation avec contact :
 - Alimentation par ligne micro-ruban
 - Alimentation par sonde coaxiale
2. Les méthodes d'alimentation sans contact (par proximité) :
 - Alimentation couplée par ligne micro-ruban
 - Alimentation par couplage à travers une fente
 - Alimentation par guides d'ondes coplanaires

I.6.1 Alimentation par ligne micro-ruban

Cette technique est largement utilisée dans les antennes imprimées, la ligne micro-ruban (est connectée directement au bord du patch rayonnant comme dans la **Figure I.9**). La bande conductrice a une longueur inférieure à celle du patch [15].

Ce genre d'alimentation a l'avantage que l'alimentation peut être gravée sur le même substrat que l'élément rayonnant. Elle est facile à fabriquer, et simple à adapter, elle a l'inconvénient de rayonnement parasite d'alimentation, qui pour des conceptions pratiques limite la largeur de bande (généralement de 2 à 5 %) [5].

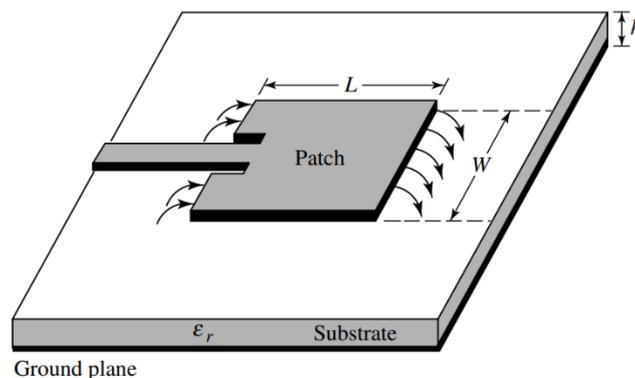


Figure I.9 : Alimentation par ligne micro-ruban [5]

L'alimentation par ligne micro-ruban a trois positions (**Figure I.10**) :

- a. Axiale
- b. Décalée
- c. Axiale avec une encoche

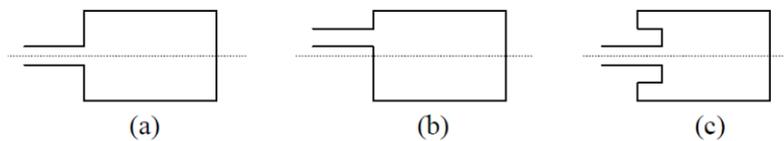


Figure I.10 : Les types de la ligne micro-ruban

I.6.2 Alimentation par sonde coaxiale

Les alimentations par sonde coaxiale, où le conducteur intérieur du coaxial est attaché au patch alors que le conducteur externe est connecté au plan de masse.

Ce genre d'alimentation a l'avantage qu'elle peut être utilisée à n'importe quel endroit sélectionné à l'intérieur du patch, il a également l'inconvénient de la bande passante étroite et il est plus difficile à modéliser [5].

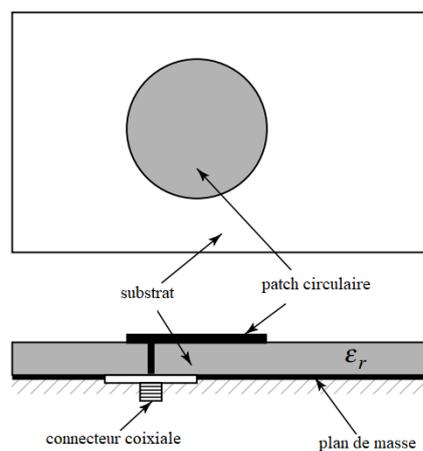


Figure I.11 : Alimentation par sonde coaxiale [5]

I.6.3 Alimentation couplée par ligne micro-ruban

Alimentation couplée par ligne micro-ruban ou bien couplage électromagnétique. Cette méthode illustrée dans la **Figure I.12** utilise un ensemble de deux substrats diélectriques, avec une ligne d'alimentation située entre les deux substrats et un patch de rayonnement situé sur le substrat supérieur.

Cette méthode présente l'avantage d'éliminer le rayonnement de parasites provenant de l'alimentation et de fournir une bande passante très large avec l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne et Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation Difficulté de réalisation à cause des deux substrats [13].

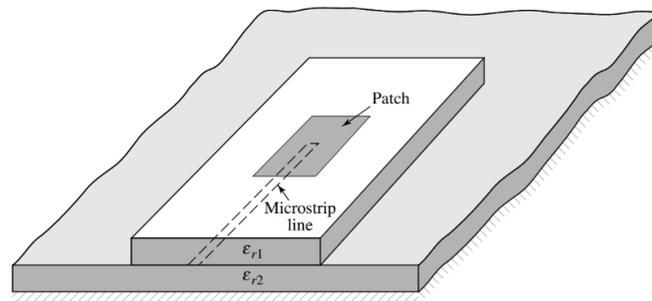


Figure I.12 : Alimentation couplée par ligne micro-ruban [5]

I.6.4 Alimentation par couplage à travers une fente

L'alimentation par couplage à travers une fente est un type d'alimentation constitué de deux substrats séparés par un plan de masse. Sur le côté inférieur du substrat inférieur, se trouve une ligne d'alimentation de micro-ruban dont l'énergie est connectée au patch par une fente sur le plan de masse (**Figure I.13**) [5]. La permittivité du matériau du substrat inférieur est élevée ce qui réduit les pertes par rayonnement et améliore le transfert d'énergie des lignes de transmission contrairement au substrat supérieur qui possède une faible permittivité et une épaisseur plus importante pour augmenter la largeur de la bande passante ainsi que le gain de l'antenne. Cette méthode a l'inconvénient de difficulté à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur de l'antenne [16].

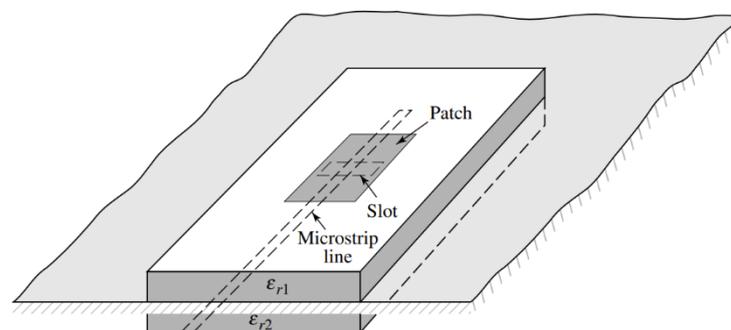


Figure I.13 : Alimentation couplée par fente [5]

I.6.5 Alimentation par guides d'ondes coplanaires

D'abord les guides d'ondes coplanaires appelé en anglais coplanar waveguide feed (CPW), ce sont des lignes de transmissions efficaces largement utilisée pour alimenter les antennes imprimées, ils ont l'avantage de positionner la ligne d'alimentation au même niveau que le plan de masse. La structure est composée d'un ruban central en métal qui se trouve entre deux planes de masse parallèles, déposées sur la même face d'un substrat diélectrique comme dans la (Figure I.14) [13].

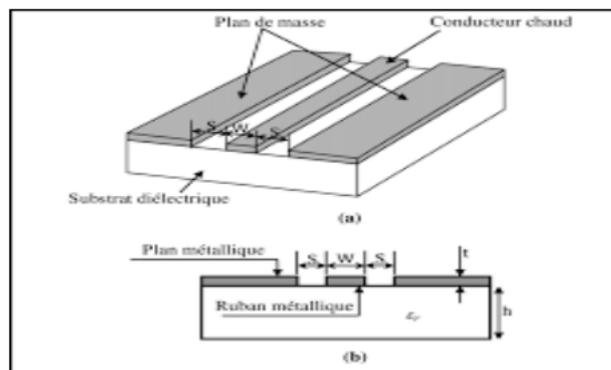


Figure I.14 : Alimentation par ligne guide d'onde coplanaire [13]

I.7 Méthodes d'analyses des antennes imprimées

Différentes méthodes sont utilisées pour analyser les antennes imprimées, allant des **méthodes analytiques** simples aux **méthodes numériques**.

I.7.1 Méthodes analytiques

Ces méthodes basées sur l'utilisations des hypothèses simplificatrices pour réduire la complexité de l'analyse de l'antenne. Les modèles les plus populaires et qui fournissent des résultats suffisamment concis sont le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité [17].

Les modèles les plus couramment utilisés et qui offrant des résultats des résultats suffisamment concis sont les suivants :

- Le modèle de la ligne de transmission
- Le modèle de la cavité.

I.7.1.1 Modèle de la ligne de transmission

Ce modèle d'analyse est le plus simple et le plus utilisé pour analyser les antennes imprimées. Il est plus adapté aux patches rectangulaires mais il a été élargi pour inclure des formes de patches plus généralisées.

Le modèle de ligne interprète l'antenne micro-ruban comme étant deux fentes séparées par une ligne de transmission de longueur L et de faible impédance caractéristique. Ce modèle offre une interprétation physique satisfaisante, mais il est difficile de modéliser le couplage entre les fentes [18].

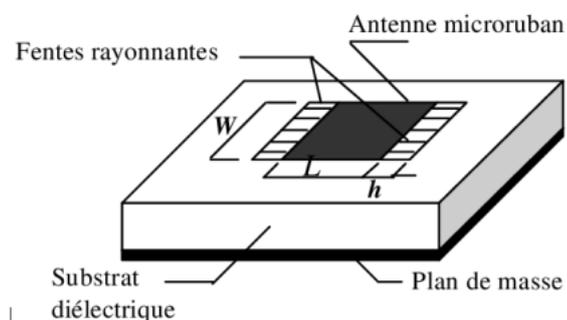


Figure I.15 : Modèle de la ligne de transmission [18]

I.7.1.2 Modèle de la cavité

Le modèle de la cavité est plus complexe que celle de la ligne de transmission, mais elle est plus précise. Dans ce modèle, l'antenne imprimée est définie par une cavité résonnante ouverte constituée de quatre murs latéraux magnétiques et de deux murs horizontaux électriques.

Cet modèle assure la modélisation des antennes avec plusieurs éléments de patch (arrangement des patches) et aussi permette la modélisation des plusieurs types d'antenne imprimée [19].

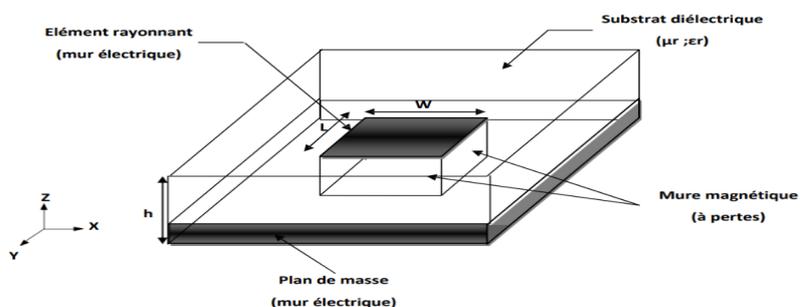


Figure I.16 : Modèle de la cavité

I.7.2 Méthodes numériques

Les méthodes numériques (full-wave) ce sont des méthodes utilise la résolution des équations de dérivée partielle inspirée par les équations différentielles de Maxwell et un temps de calcul plus élevé que les méthodes analytiques pour Donner des résultats plus précis [19].

Elles sont basées sur la répartition du courant électrique à travers l'élément rayonnant et le plan de masse. Grâce à ces méthodes, il est possible d'analyser des antennes de différentes formes [13].

Il existe plusieurs méthodes, parmi ces méthodes nous citons :

- Méthode des éléments finis.
- Méthodes des différences finies.
- Méthode des moments.

I.7.2.1 Méthode des éléments finis

La méthode des Éléments Finis (**FEM**) offre la possibilité de calculer une approximation de la solution des équations aux dérivées partielles de Maxwell dans le domaine fréquentiel et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle implique de deviser l'espace en petits éléments homogènes mais dont la taille est pratiquement très variable.

HFSS est un code commercial très connu qui utilise cette méthode [20].

Les étapes de base d'une analyse par éléments finis des problèmes aux limites sont principalement les suivantes [13] :

- Déterminer les équations différentielles appropriées et des conditions aux limites.
- Génération de maillages FEM appropriés.
- Sélection des fonctions de pondération et interpolation et de transformer les équations différentielles en équation matricielles par la méthode variationnelle de Ritz ou la méthode de Galerkin.
- Résoudre le système linéaire.
- Traitements des résultats

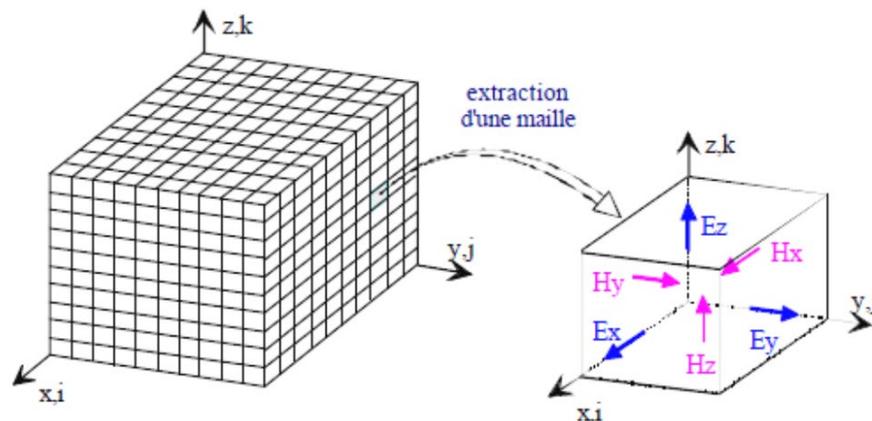


Figure I.17 : Volume de calcul et cellule élémentaire

I.7.2.2 Méthode des différences finies

Méthode des différences finies dans le Domaine Temporel (**FDTD**), En utilisant cette méthode, il est possible d'obtenir les valeurs des champs électriques et magnétiques dans un volume parallélépipédique à mailler [20]. L'objectif de cette méthode est d'approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui sont présentes dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. Les éléments du champ électromagnétique sont décalés d'une demi-cellule spatiale et calculés d'une manière alternative et itérative à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel [21].

Parmi les avantages et les Inconvénients [13][22], on peut citer :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Formulation relativement simple - Le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence - Le traitement de problèmes géométriques liés aux structures - Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues 	<ul style="list-style-type: none"> - Le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents

Tableau I.1 : Avantages et inconvénients du Méthode des différences finie

I.7.2.3 Méthode des moments (MOM)

La méthode des moments est une technique numérique permet de résoudre de manière efficace le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par un ordinateur, utilisé dans le domaine fréquentiel. Son principe repose sur le critère de nullité d'une fonctionnelle composée d'une intégrale des résidus, due à la différence entre la solution approximative et la solution exacte, évaluée en fonction de fonctions de test. La fonction d'essai est exprimée sous forme de fonctions de bases dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le système linéaire. La procédure de Galerkin qui consiste à choisir des fonctions de test identiques aux fonctions de base est applicable aussi dans cette méthode [23].

Parmi les avantages et les Inconvénients de cette méthode, on peut citer :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - La souplesse - La précision - Peut traiter un élément seul ou plusieurs éléments en réseau ou empilés - Les formes arbitraires et le couplage 	<ul style="list-style-type: none"> - Permet moins l'interprétation physique et nécessite un temps de calculs considérable - Très complexe

Tableau I.2 : avantages et Inconvénients de Méthode des moments.

I.8 Applications des antennes imprimées

Les antennes imprimées peuvent être utilisées dans de nombreux domaines en fonction des besoins spécifiques grâce à leurs performances et leur fabrication et conception.

Voici les domaines d'application des antennes imprimées [24] :

- Télécommunications mobiles :
 - Les téléphones portables, les tablettes et autres dispositifs mobiles.
- Réseaux sans fil :
 - Wi-Fi, Bluetooth, WLAN et les réseaux de capteur sans fil (WSN)
- Radiodiffusion et télévision :
 - Les antennes de réception dans les radios et les téléviseurs.
 - Les antennes de transmission dans les émetteurs.

- Radars :
 - La détection, la localisation et le suivi des objets.
- Systèmes de navigation :
 - Les systèmes de navigation par satellite tels que le GPS (Global Positioning System).
 - Le GNSS (Global Navigation Satellite System).
- Systèmes de surveillance :
 - Les systèmes de surveillance sans fil, tels que les caméras de sécurité sans fil et les systèmes de surveillance environnementale.
- Aérospatiale et défense :
 - Utilisées dans les avions, les satellites, les drones et les systèmes de communication militaires pour des applications de communication, de surveillance et de collecte de renseignements.

I.9 Avantages et limitations des antennes imprimées

Les antennes imprimées présentent de nombreux avantages par rapport aux antennes microondes classiques et elle présente aussi certains inconvénients limitant son efficacité.

On les résume dans ce tableau [23] :

Avantages	Limitations
<ul style="list-style-type: none"> - Faible poids, encombrement réduit, faible Profile et structure plane. - S'adapte facilement aux surfaces planes et non planes. - Facile à fabriquer en masse en utilisant les techniques des circuits imprimés dont le faible coût. - Facile à intégrer avec les circuits MMICs sur un même substrat. - Polarisation linéaire et circulaire possibles. - Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne. - Antennes multibandes multipolarisations possibles. 	<ul style="list-style-type: none"> - Bande passante étroite. - Faible gain - Supporte uniquement des faibles puissances. - Faible efficacité de rayonnement - Faible pureté de polarisation.

Tableau I.3 : Avantages et limitations des antennes imprimées.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit brièvement le concept général et l'essentiel des antennes imprimées. Nous avons parlé de leur description, leurs caractéristiques et nous y avons présenté les différentes techniques d'alimentation de ce type d'antennes ainsi que les méthodes d'analyses. Finalement on a parlé sur les domaines d'applications et quelques avantages et limitations.

Chapitre II

Les techniques de reconfigurabilité

II.1 Introduction

Les antennes reconfigurables font l'objet de recherches intensives depuis plusieurs années. Ce domaine, particulièrement prometteur, attire de plus en plus l'attention de l'industrie en raison de la nécessité d'intégrer des fonctionnalités supplémentaires et de rendre les propriétés des antennes de plus en plus flexibles, tout en réduisant ou en maintenant leur volume physique [25].

Une antenne reconfigurable est une antenne dont les caractéristiques peuvent être modifiées, comme la fréquence, le diagramme de rayonnement et la polarisation, pour s'adapter à l'environnement. La reconfiguration ne se limite pas à une caractéristique unique, mais peut être une combinaison de caractéristiques différentes selon l'application.

Ce chapitre sera consacré à la présentation des antennes reconfigurables et leurs dispositifs de commutations de manière générale. On commence tout d'abord par l'historique de ces antennes et leur définition, ensuite, nous expliquons les techniques de reconfigurabilité pour chaque type de reconfigurations, puis nous parlons sur les dispositifs de commutations et on clôture le chapitre par quelques avantages et inconvénients des antennes reconfigurables.

II.2 Les antennes reconfigurables

II.2.1 Historique

Au début des années 1930, le concept d'antennes reconfigurables est proposé pour la première fois. Une antenne reconfigurable a été créée en 1979 pour être utilisée dans les communications par satellite. L'antenne proposée peut être configurée pour avoir six angles de faisceau distincts. La reconfiguration du faisceau pour la communication par satellite a également été rapportée [26]. Le terme d'une antenne reconfigurable a été utilisé pour la première fois par Brown dans son article apparu en 1998 [27]. Une antenne patch reconfigurable avec une diode PIN a été présentée dans 1999, et depuis cette année jusqu'à aujourd'hui, l'antenne micro-ruban a été utilisé comme plate-forme pour concevoir une antenne reconfigurable [26].

II.2.2 Définition des antennes reconfigurables

La reconfigurabilité au niveau des antennes est définie comme la modification dynamique d'une ou plusieurs caractéristiques essentielles de l'antenne après sa fabrication, telles que la fréquence, la polarisation et le diagramme de rayonnement selon les exigences et le contexte environnemental. La modification des caractéristiques de l'antenne est obtenue par le changement dans l'un de ses paramètres électriques, optiques, physiques ou l'intégration de matériaux

commandables. Grâce à ces modifications, l'antenne peut s'adapter aux changements de l'environnement et aux contraintes associées aux systèmes de communications [28].

On peut envisager l'agilité des paramètres en utilisant des composants discrets qui peuvent être commutés ou accordés (diodes PIN, RF MEMS, diodes varicap, commutateurs photoconducteurs...). Les matériaux commandables (ferrites, cristaux liquides) peuvent être intégrés ou modifiés dans la structure physique de l'antenne [29].

II.2.3 les types des antennes reconfigurables

Il est possible classer les antennes reconfigurables en trois catégories différentes (Reconfigurable en fréquence, Reconfigurable en diagramme de rayonnement et la dernière Reconfigurable en polarisation) :

➤ **1ère catégorie** : Antennes reconfigurable en fréquence

L'antenne reconfigurable en fréquence peut être réalisée la reconfiguration de plusieurs façons, soit par la modification géométrique de l'antenne soit l'insertion de fentes ou de lignes commutables. Les antennes accordables en fréquence permettent d'effectuer une variation continue d'une ou plusieurs fréquences de résonance [30].

❖ **La modification géométrique :**

La modification géométrique est utilisée par de nombreuses antennes reconfigurables pour ajuster leurs caractéristiques de performance. Le principe fondamental repose sur la modification de la longueur électrique de l'élément rayonnant. Cette technique est adaptable à diverses configurations d'antennes, telles que les dipôles, les antennes patch et les antennes fractales. Ce type d'antennes intègre des motifs aux dimensions variées [27].

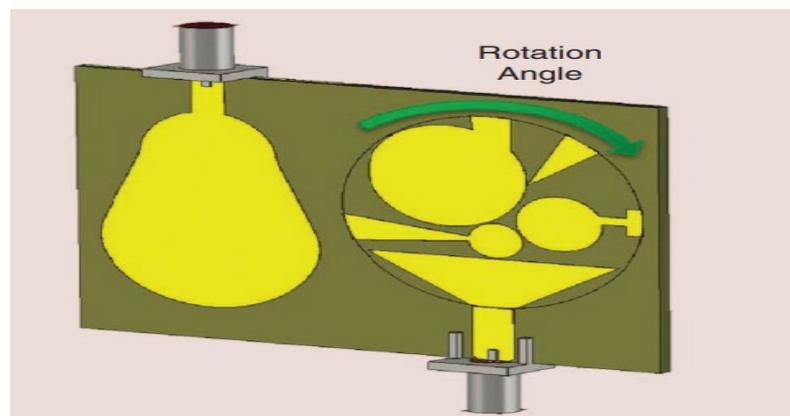


Figure II.1 : Exemple sur la reconfiguration géométrique d'antenne [25]

❖ **Fente ou ligne commutables :**

Les fentes et les lignes commutables sont également très utilisées pour rendre une antenne reconfigurable (reconfigurées électriquement). En effet l'ajout des fentes ou des lignes chargées par des composants (diode PIN, diode Varactors, MEMS...etc.) permettent de modifier le trajet des courants surfaciques ainsi que la longueur électrique de l'antenne [27].

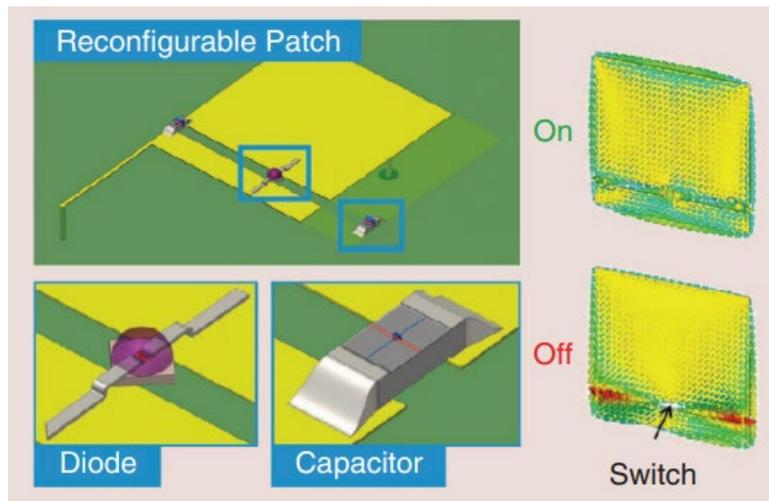


Figure II.2 : antenne patch reconfiguré par fente ou ligne commutable [25].

➤ **2ème catégorie :** Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

Dns ce type, l'antenne peut adapter son diagramme de rayonnement et de maintenir sa fréquence de fonctionnement, et le diagramme de rayonnement de l'antenne change en termes de forme, de direction ou de gain [28].

➤ **3ème catégorie :** Antennes reconfigurables en polarisation

Ce type de configuration permet de changer les caractéristiques de polarisation entre différentes polarisations (linéaires, polarisation circulaire à droite, polarisation circulaire gauche) et n'importe quel nombre d'elliptiques polarisations [31].

II.2.4 Intérêts et application des antennes reconfigurables

Les antennes reconfigurables présentent principalement l'avantage de leurs capacités à apporter des fonctionnalités et des degrés de liberté supplémentaires aux systèmes de communication et de télédétection, afin d'améliorer leurs performances. Par exemple, dans le cas d'une liaison entre un dispositif portable et une station de base, l'antenne du dispositif portable est fortement contrainte dans sa conception par l'énergie et la place disponible, ainsi que par les

restrictions de coût, et il n'est pas courant que plusieurs antennes puissent être utilisées pour accroître la diversité. Typiquement, le dispositif se trouve dans des conditions imprévisibles ou difficiles et la liaison n'est pas optimale. Dans ce contexte, des antennes reconfigurables peuvent être particulièrement utiles : une antenne agile va permettre de changer de bande d'opération ou sa fréquence de résonance, de filtrer les interférences afin de tenir en compte les propriétés d'un nouvel environnement.

Une reconfiguration du diagramme de rayonnement peut permettre de diriger le faisceau vers la station de base, par conséquent une puissance d'émission réduite et donc des économies d'énergie au niveau de la batterie.

Les antennes reconfigurables trouvent aussi leur intérêt dans des systèmes complexes et exigeants en reconfiguration comme la radio logicielle (ou SDR : Software Defined Radio) qui est défini comme une technologie qui apporte la flexibilité, la rentabilité et la puissance nécessaires pour piloter les communications vers l'avant. Plus avancée encore, la radio cognitive permet de rajouter de l'intelligence artificielle et de la conscience de son environnement aux SDRs. La radio cognitive peut éventuellement dialoguer avec une autre radio cognitive, optimiser les liaisons en limitant des interférences avec des utilisateurs proches, ou prendre en compte l'encombrement spectral à un instant donné, en « scannant » une large bande [32].

II.3 Les techniques de reconfigurabilité

Afin d'obtenir les performances promises par l'utilisation d'antennes reconfigurables, il est essentiel de pouvoir trouver de manière efficace les paramètres de configuration optimaux. Il existe différents types de techniques de reconfiguration des antennes. Ils sont principalement [31] :

- Reconfiguration électrique
- Reconfiguration optique.
- Reconfiguration physique.
- Antennes reconfigurables avec des matériaux intelligents.

La technique la plus courante est la reconfiguration électrique, qui utilise des éléments actifs comme :

- Les diodes Varactor.
- Les diodes PIN.
- Les transistors FET.

- Les MEMS.
- Les matériaux agiles.

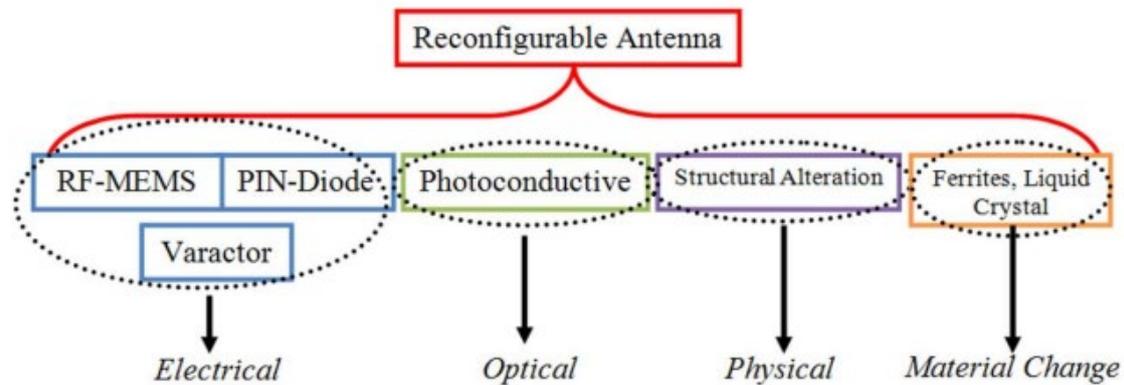


Figure II. 3 : différentes techniques adoptées pour réaliser des antennes reconfigurables [28]

II.3.1 Diode Varactor

Une diode varactor (acronyme de variable reactor) appelée aussi varicap, c'est une diode fonctionne comme un condensateur dont la valeur de capacité varie avec la tension inverse appliquée à ses bornes. **Figure II.4.** La valeur de cette capacité est modifiée lorsque la tension de polarisation est modifiée. Même si les diodes varicap offrent une intégration aisée et une grande agilité continue, les pertes causées par ce composant peuvent parfois être considérables et Le réseau de polarisation devient de plus en plus complexe avec le nombre de diodes varicap utilisées [33].



Figure II.4 : Le symbole de diode varicap [33]



Figure II.5 : exemples des diodes Varicap commercialement

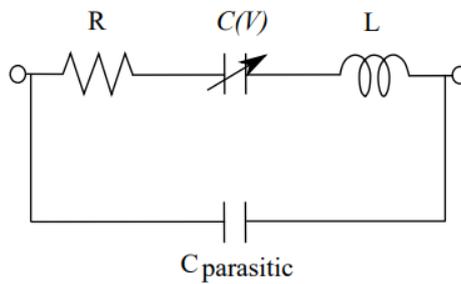


Figure II.6 : circuit équivalent d'une diode varicap [35]

La formule pour calculée la capacité de jonction variable $C(v)$ est [34] :

$$C(V) = \frac{C_{JO}}{\left(1 + \frac{V}{V_J}\right)^M} + C_{par} \quad (II.1)$$

R	L	C_{JO}	V_J	M	C_{par}
2 Ω	0.05 nH	1.2 pF	4.155 V	1.97	0.1044 pF

Tableau II.1 : valeurs des paramètres du diode varactor MA46H120 [34]

Avec :

- C_{JO} : la capacité des jonctions hyperabruptes.
- V_J : la tension potentielle intégré.
- M : le paramètre de la jonction abrupte.
- C_{par} : la capacité parasite du varactor.

La capacité varactor $C(V)$ varie de 1,304 à 0,149 pF lorsque la tension de polarisation inverse est portée de 0 à 18 V, comme illustré dans la **Figure II.7**.

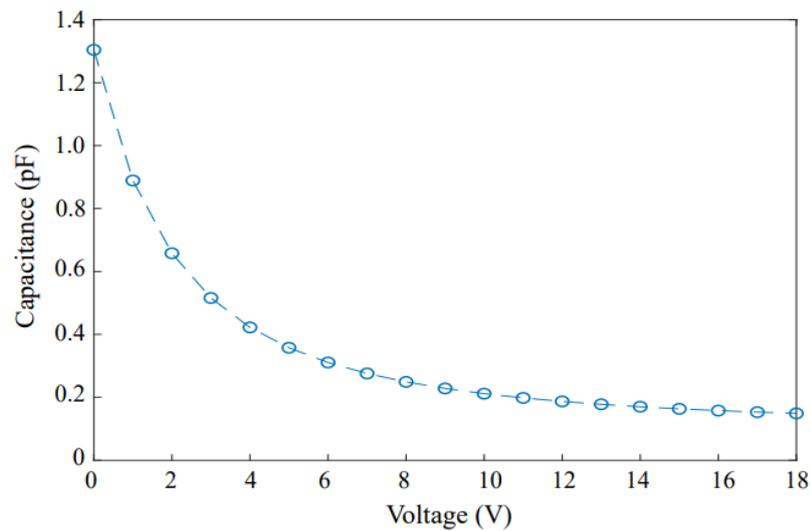


Figure II.7 : Capacité de jonction variable du varactor MA46H120 correspondant au changement de tension de polarisation inverse [35].

II.3.2 Diode PIN

La diode PIN (Positive Intrinsèque Négative diode) est un dispositif semi-conducteur est utilisé comme une résistance variable ou comme un interrupteur rapide pour les signaux de haute fréquence (**Figure II.8**). Elle présente une très grande impédance et surtout une très faible capacité, elle se comporte comme un condensateur de très faible valeur [33].

Lorsque la polarisation est inverse, une diode PIN est non passante (état OFF) et passante (état ON) lorsque la polarisation est dans le sens direct [29].

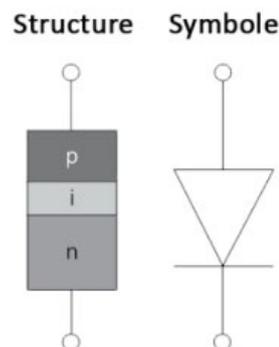


Figure II.8 : la structure et le symbole d'une diode PIN [35]

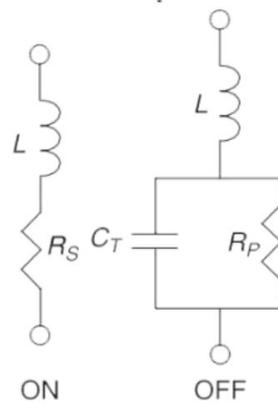


Figure II.9 : circuit équivalent d'une diode PIN dans les états ON et OFF.

II.3.3 Les transistors FET

Le transistor FET (transistor à effet de champ) un composant unipolaire fonctionne avec un seul type de porteur de charge, présente comme une résistance variable commandée par une tension extérieure. La structure de ce transistor est composée d'un canal situé entre la source et le drain où un courant est régulé par un champ électrique appliqué sur la grille (**Figure II.10**).

Elément actif à 3 accès [37] :

- Grille (G) : électrode de commande.
- Source (S) : électrode par laquelle les porteurs majoritaires entrent dans le canal.
- Drain (D) : électrode par laquelle les porteurs majoritaires quittent le canal.

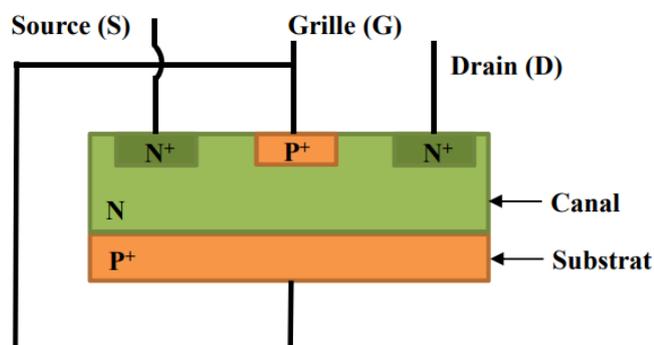


Figure II.10 : Schéma équivalent d'un transistor FET [37]

II.3.4 Les RF-MEMS

Les RF-MEMS (Radio-Frequency Micro ElectroMechanical System) est un composant microsysteme, Les antennes reconfigurables avec des commutateurs de MEMS utilisent un mouvement mécanique pour créer un court-circuit (CC) ou un circuit ouvert (CO) sur une ligne de transmission [33]. Il existe diverses configurations possibles pour les commutateurs MEMS, en fonction du chemin de signal (série ou shunt), du mécanisme d'actionnement (électrostatique, thermique ou magnétostatique), le type de contact (ohmique ou capacitif) et type de structure (en porte-à-faux ou pont).

Différents mécanismes d'actionnement peuvent générer la force nécessaire au mouvement mécanique, tels que l'action électrostatique et l'action magnétostatique. Les commutateurs RFMEMS, capables de gérer jusqu'à 20 W et fonctionnant à un cycle de 10¹², ont été utilisés dans le domaine du radar, de l'analyseur de réseau et des systèmes de communication par satellite [31].

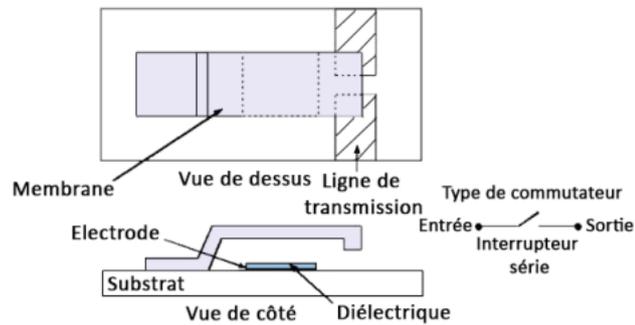


Figure II.11 : Commutateur MEMS RF [36]

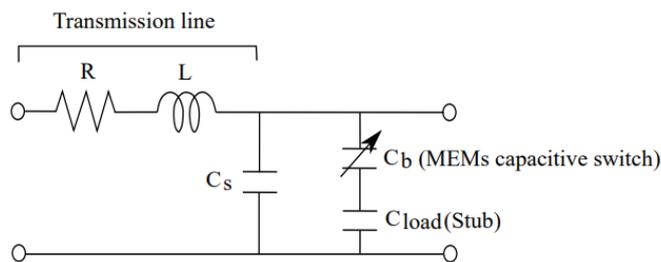


Figure II.12 : circuit équivalent et de commutateur MEMS RF [34]

Tous ces composants mentionnés précédemment ont des avantages et des inconvénients ont les cite dans le **Tableau II.2** [33][35][36].

L'élément	Avantages	Inconvénients
Diode Varactor	<ul style="list-style-type: none"> - Facilité d'intégration - Grande agilité continue - Facteur de qualité relativement élevé - Faible consommation de puissance 	<ul style="list-style-type: none"> - La complexité du circuit de polarisation augmente avec le nombre de diodes - Un composant non linéaire - Capacité de puissance RF limitée
Diode PIN	<ul style="list-style-type: none"> - Grande facilité d'intégration - Un très faible coût - Fiables - Nécessitent une faible tension de polarisation 	<ul style="list-style-type: none"> - Consommation de puissance dans l'état ON - Les pertes d'insertions - La puissance RF que la diode ne supporte pas
Transistors FET	<ul style="list-style-type: none"> - Faible tension de polarisation - Courant de commande très faible. 	<ul style="list-style-type: none"> - Pertes élevées - Implémentation difficile - Consommation de puissance élevé.
RF-MEMS	<ul style="list-style-type: none"> - Faible consommation de puissance - Faible perte d'insertion - Simple fabrication 	<ul style="list-style-type: none"> - La non-garantie de sa fiabilité - Coût de fabrication élevé

Tableau II.2 : Comparaison entre les différents éléments de la commutation

II.3.5 Les matériaux agiles

Pour atteindre la reconfigurabilité elle existe une autre technique plus innovante consiste à utiliser des matériaux agiles.

Les matériaux dits « agiles » ou encore « intelligents » sont utilisés le plus souvent comme substrat dont les propriétés électromagnétiques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées via une commande externe (par l'application d'un champ électrique et/ou magnétique) assurant ainsi l'agilité des antennes [33]. Les avantages de ces matériaux restent le faible encombrement et la faible consommation d'énergie nécessaire à la commande. Ces matériaux ont des inconvénients tels

que la complexité de fabrication, les réseaux d'alimentation sont complexes, et le temps de réponse est élevé [36].

Dernièrement, de nombreuses recherches ont été réalisées afin d'utiliser des matériaux agiles pour réaliser la reconfigurabilité, tels que les métamatériaux, les cristaux liquides, les ferromagnétiques et les ferroélectriques.

- **Les matériaux ferroélectriques** : Les matériaux ferroélectriques sont des matériaux non linéaires dont la permittivité relative varie en fonction du champ électrique qu'on leur applique, comme le BST, LaTiON, KNT.
- **Les matériaux ferromagnétiques** : Les matériaux sont des matériaux dont la perméabilité peut être modifiée en fonction du champ magnétique appliqué comme le CoNb, CoZr, FeMB.
- **Les cristaux liquides** : les cristaux liquides, On les appelle « cristaux liquides » car ils traversent des phases intermédiaires, ou mésophases, entre un état liquide et un état solide [38].

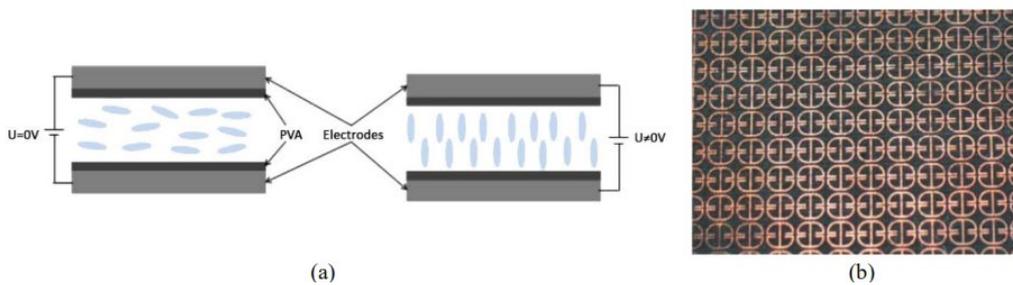


Figure II.13 : (a) Cristal liquide (PVA : PolyVinyl Alcohol) et (b) métamatériau [36]

On a comparé les performances de différents matériaux agiles dans le **Tableau II.3** [38] :

	Facteur d'agilité	Temps de réponse (s)	Pertes diélectriques ou magnétique	Intégration de la commande	Intégration du matériau	Potentiel d'amélioration du matériau
Ferromagnétiques	Jusqu'à 10	10^{-10}	$10^{-4} - 10^{-3}$	Difficile	Aisée	Moyen
Cristaux liquides	1,1 – 1,5	$T_{on} = qq.ms$ $T_{off} = qq. s$	$\geq 10^{-2}$	Aisée	Moyenne	Elevé
Ferroélectriques	1.5 - 4	10^{-10}	$10^{-3} - 10^{-2}$	Aisée	Aisée	Moyen

Tableau II.3 : Comparaison des performances de différents matériaux agiles

II.4 Les types de reconfigurabilité

Comme indiqué précédemment, il y a trois types principaux de reconfiguration : reconfiguration en fréquence, reconfiguration de diagrammes de rayonnement, et reconfiguration de la polarisation.

II.4.1 Reconfigurabilité en fréquence

La reconfigurabilité de fréquence est définie comme l'adéquation de la bande de fréquences de fonctionnement avec une correspondance acceptable, et est généralement décrite par la variation de la fréquence de résonance centrale. En général, il est nécessaire d'obtenir cette fonctionnalité pour une ou plusieurs fréquences de résonance sans apporter de modification substantielle au diagramme de rayonnement de l'antenne et aux propriétés de polarisation dans la bande d'opération [35].

On obtient l'agilité fréquentielle en modifiant la longueur de résonance du résonateur. Pour cela, l'antenne est alimentée par des éléments actifs dont la réactance peut être contrôlée électroniquement. Ces éléments intégrés peuvent être des condensateurs variables (diode varactor ou condensateurs à base de matériaux dont les propriétés électriques peuvent être modifiées). Les antennes qui incluent ces éléments ont la possibilité de modifier la fréquence d'opération de manière continue sans effectuer des sauts de fréquence.

Une autre technique est basée sur des composants jouant le rôle d'un commutateur (diode PIN, les transistors FET ou MEMS). La commutation de fréquence permet à l'antenne de faire une transition discrète entre différentes fréquences distinctes et séparées. Cette technique offre la possibilité d'atteindre des fréquences élevées [36][38].

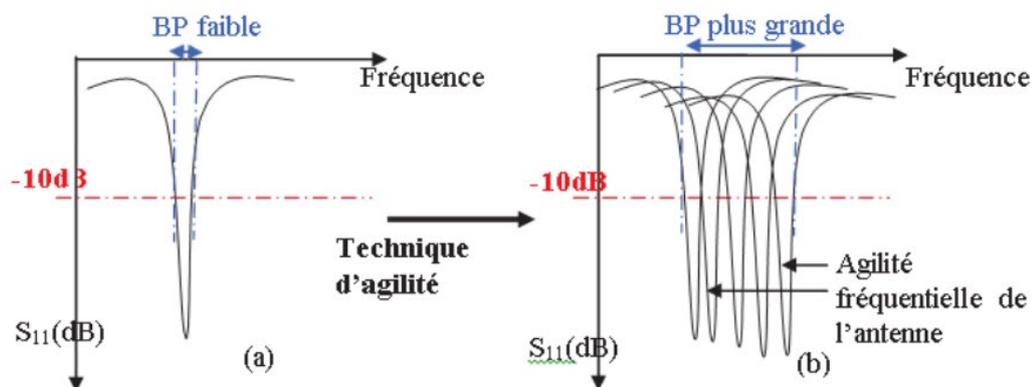


Figure II.14 : Illustration de l'agilité fréquentielle [39]

Plusieurs critères permettent d'évaluer les performances d'une antenne reconfigurable en fréquence. Il est possible d'extraire certains de ces critères en utilisant le coefficient de réflexion [38] :

- Le premier critère est l'accordabilité fréquentielle TR (Tuning Rang) qui définit le déplacement maximum de la fréquence de résonance de l'antenne.
- Le spectre TS (Total Spectrum) qui mesure les fréquences maximales et minimal à un niveau de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.
- L'efficacité de rayonnement.
- La puissance RF injectée dans l'antenne.
- La taille électrique et le cout de fabrication de l'antenne

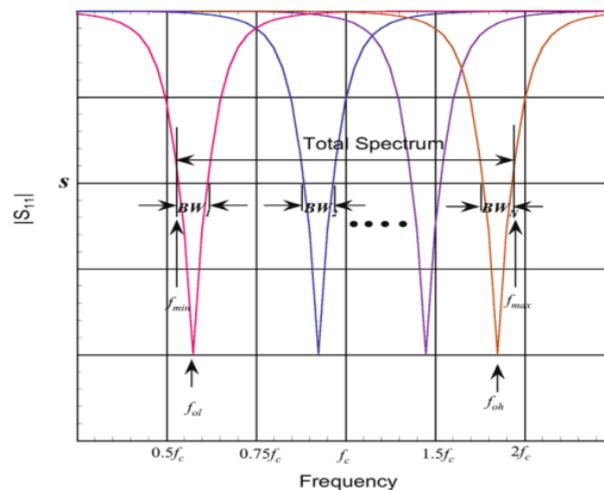


Figure II.15: Coefficients de réflexion d'une antenne reconfigurable en fréquence Indiquant les paramètres permettant d'évaluer les performances de l'antenne [38]

II.4.2 Reconfigurabilité en diagramme de rayonnement

La reconfiguration du rayonnement se fait généralement en modifiant la forme, la direction ou le gain des diagrammes de rayonnement pour atteindre ou éviter certaines directions [36]. Le réglage du diagramme de rayonnement repose principalement sur couplage mutuel entre l'élément principal et le parasite. Ainsi, on obtient des modifications dans les diagrammes de rayonnement en modifiant le couplage entre les éléments, ce qui modifie les courants d'alimentation à la fois sur l'élément principal et les éléments parasitaires.

Les interrupteurs électroniques comme les commutateurs RF-MEMS sont utilisés comme dispositif de commutation pour la variation de la longueur effective d'une antenne grâce à leurs avantages en termes de pertes et de Q élevé [32].

L'intégration des dispositifs de MEMS sur un substrat de carte de circuit imprimé a permis de commuter des schémas de rayonnement orthogonaux qui correspondent soit à l'excitation initiale de l'antenne, soit à des modes d'ordre supérieur, soit à des modes d'ordre supérieur. Vers une configuration d'antenne compacte et l'architecture de contrôle [35].

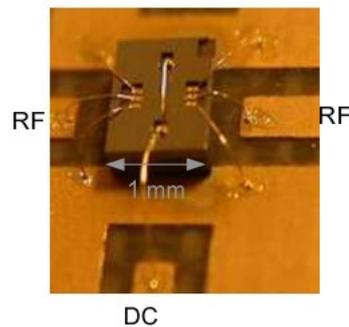


Figure II.16 : Photographie du composant MEMS assemblé sur le circuit [40]

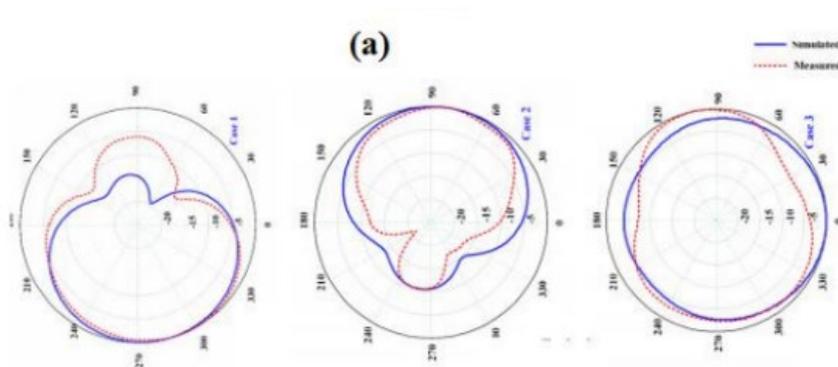


Figure II.17 : diagrammes de rayonnement en simulation et en mesure pour les différents états de deux commutateurs [32]

II.4.3 Reconfigurabilité en polarisation

Les antennes agiles en polarisation sont de plus en plus utilisées dans les systèmes de communication sans fil et par satellite, et leur utilisation est en plein essor.

En général, les antennes reconfigurables par polarisation sont fabriquées selon deux méthodes principales soit en modifiant la structure de l'antenne, soit en modifiant la propriété matérielle [35].

La reconfiguration de la polarisation implique de changer de manière dynamique la polarisation de l'antenne, qu'elle soit linéaire (verticale ou horizontale) ou circulaire (droite ou gauche). Le but principal consiste à modifier l'orientation du champ électrique émis, sans modifier ni la fréquence de fonctionnement ni la forme du diagramme de rayonnement. Ce genre de reconfigurabilité a été employé afin de réduire les phénomènes de perte de signaux causés par les propagations multi-trajets. Il peut aussi être employé pour effectuer la réutilisation de fréquences pour résoudre le problème de la rareté du spectre RF. De plus, il est employé dans les systèmes cognitifs afin d'éviter les interférences entre PU et SU ainsi que pour améliorer la qualité du signal.

Toutefois, l'intégration de différents types de reconfiguration dans un seul système antennaire permet de concevoir un système novateur et plus efficace en ce qui concerne l'amélioration de la qualité du signal, la réduction des interférences et des phénomènes d'évanouissements, et surtout la résolution du problème de la rareté du spectre RF [36].

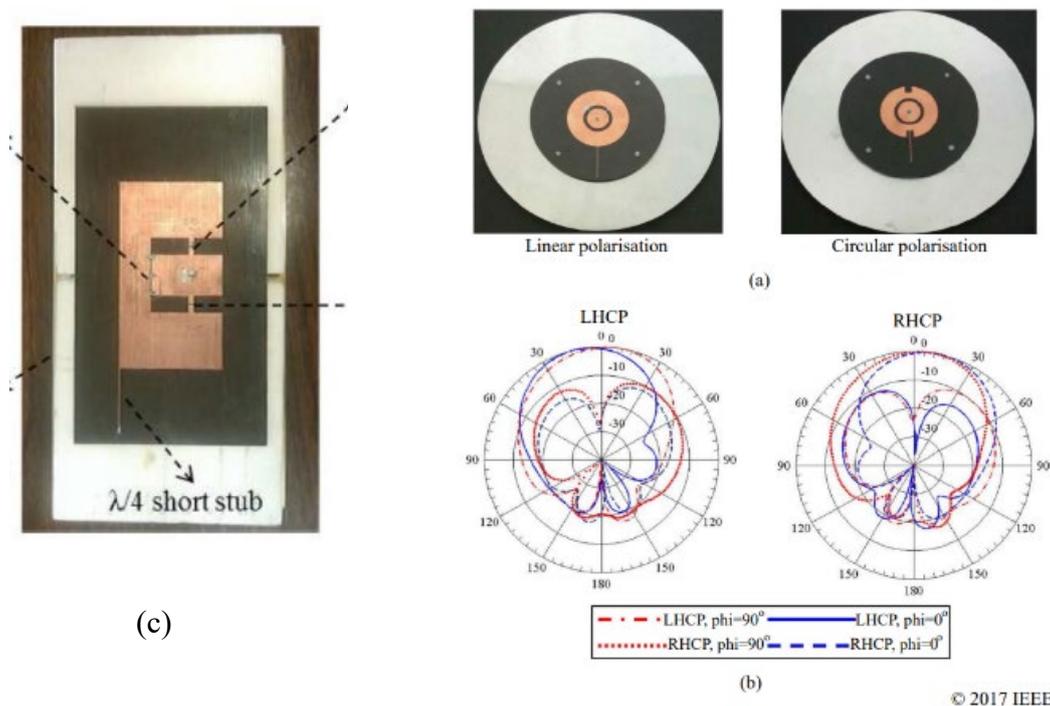


Figure II.18 : (a) Prototypes de configuration d'antenne à fente en anneau fendu pour polarisation linéaire et circulaire

(b) diagramme de rayonnement de l'antenne pilotées par les états de commutation de la diode PIN [35]

(c) Photo de l'antenne en E reconfigurable en polarisation [33]

II.5 Avantages et inconvénients

Une antenne reconfigurable, comme tous les autres types d'antennes classiques, a des avantages et des inconvénients on les résume dans le tableau :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - La réallocation et la gestion dynamique du spectre. - Offre la flexibilité et répond aux exigences de plate-forme radio sans fil (des services multiples dans un seul appareil). - Réduction du nombre d'antennes dans le système ce qui réduit la taille et le coût de l'appareil. - Une bonne isolation entre les différentes normes sans fil et les bandes. - La reconfigurabilité de rayonnement permet d'avoir une diversité spatiale. - La reconfigurabilité en fréquence est utile à l'appui de nombreuses applications sans fil. - La reconfigurabilité en polarisation permet de réduire divers problèmes tels que l'affaiblissement du signal dû à la propagation par trajets multiples, la sensibilité de l'émetteur-récepteur de signaux à l'orientation de l'antenne et la sécurité, etc. 	<ul style="list-style-type: none"> - Plus chers que les antennes classiques (introduire des composants actifs). - Consommation énergétique élevée (composants actifs à polariser en continu). - Difficultés de conception et de simulation à cause de l'intégration des composants actifs dans l'antenne (le besoin d'utiliser des packages, circuit de polarisation). - Une efficacité réduite.

Tableau II.4 : Les Avantages et les inconvénients des antenne reconfigurable

II.6 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre nous avons présenté les concepts de base des antennes reconfigurables qui se présente comme candidate potentielle pour les nouveaux systèmes de communication sans fil. On a commencé par les types des antennes reconfigurables et leurs Intérêts et application, ensuite nous avons exposé les différentes techniques de reconfigurations comme les diodes (varicap et PIN), les transistors FET et les RF-MEMS.

Enfin, nous avons présenté les différents types d'antennes reconfigurables (en fréquence, en diagramme de rayonnement et en polarisation) ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Chapitre III

Etat de l'art des métamatériaux

III.1. Introduction

La science et la technologie sont en quête constante de matériaux meilleurs et plus performants, qui peuvent repousser les limites du possible, Un matériau est un élément solide ou un objet conçu pour assurer une fonction, déterminée par une propriété qui dépend du stimulus utilisé et l'un de ces matériaux 'le métamatériaux'.

Les métamatériaux c'est une structure artificielle qui possède des propriétés que l'on ne trouve pas dans un matériau naturel. Ils sont utilisés pour optimiser les performances des antennes, des filtres et des coupleurs. Ils présentent principalement l'avantage de la miniaturisation des dispositifs grâce à un indice de réfraction assez facilement ajustable qui peut même être négatif à certaines fréquences [41].

Le but de ce chapitre est de présenter en générales les métamatériaux, on a commencé par l'historique puis leurs définitions, ses classifications, ses caractéristiques ainsi que la permittivité et perméabilité négatives et doublement négatifs, On terminera ce chapitre par leurs applications tels que lentilles parfaites, Cape d'invisibilité et le domaine des antennes.

III.2. Historique

En 1966, le physicien théoricien russe Victor Georgievich Veselago, professeur à l'institut de physique et de technologie de Moscou, a théoriquement expliqué la propagation des ondes électromagnétiques dans des matériaux ayant une constante diélectrique et une perméabilité négative.

Les métamatériaux ont émergé suite aux travaux théoriques de Victor Veselago en 1967, qui a envisagé des matériaux avec des propriétés électromagnétiques négatives. L'utilisation et l'amélioration des matériaux magnétiques artificiels ont continué dans les années 70 et 80. Cependant, J. Pendry et ses collègues présenteront le premier anneau résonnant double en 1999.

Au début des années 2000, des chercheurs tels que John Pendry, David R. Smith, et David Schurig ont proposé des conceptions pratiques de métamatériaux, ouvrant la voie à des expériences concrètes.

En 2001, Smith et son équipe à l'Université Duke ont réalisé la première démonstration expérimentale de réfraction négative, suivie par d'autres avancées majeures telles que les lentilles parfaites proposées par Pendry en 2004 et la réfraction négative dans la lumière visible démontrée par Xiang Zhang en 2006.

Au fil des années, des progrès significatifs ont été réalisés dans diverses applications, allant des télécommunications à l'imagerie médicale, grâce à des chercheurs comme Andrea Alù, Federico Capasso et Jason Valentine. Les travaux continuent à ce jour, avec des perspectives prometteuses pour l'évolution des métamatériaux et leurs applications dans divers domaines scientifiques et technologiques [42][43].

III.3. Définition des métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels conçus pour présenter des structures artificielles pseudo-homogènes qui ont des caractéristiques électromagnétiques non disponibles dans la nature. Le terme « méta » vient du grec et est traduit par « au-delà ». La notion de pseudo-homogène implique que la taille de la cellule de base qui constituant le matériau « p » doit être considérablement inférieure à la longueur d'onde guidée λ_g .

Les métamatériaux sont généralement fabriqués à partir de structures périodiques microscopiques ou nanoscopiques, soigneusement conçues pour manipuler la lumière, les ondes radio, les micro-ondes et d'autres formes d'ondes électromagnétiques d'une manière unique.

La caractéristique la plus intéressante est la possibilité de contrôler ou de modifier la permittivité et la perméabilité du matériau pour obtenir un comportement adapté à une application spécifique.

Les métamatériaux utilisés pour optimiser les performances des antennes, des filtres et des coupleurs. L'un de leurs principaux avantages est la miniaturisation des appareils grâce à un indice de réfraction relativement facile à ajuster, voire négatif à certaines fréquences [41][42].

III.4. Classification des matériaux

Les métamatériaux sont classés en fonction des valeurs de permittivité ϵ et de perméabilité μ , ainsi que de l'indice de réfraction n et de la constante de phase β , définies par les deux relations suivantes respectivement :

$$n = \sqrt{\epsilon \cdot \mu} \quad (\text{III. 1})$$

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon \cdot \mu} \quad (\text{III. 2})$$

Il est possible de constater, à partir de l'équation (III.1), que l'indice d'un matériau peut prendre différents signes en fonction du signe de ϵ et μ . Les options du couple (ϵ, μ) sont les suivantes : (+,+), (+,-), (-,+) et (-,-). Toutes les configurations sont récapitulées dans la **Figure III.1** [42].

Les diélectriques avec une permittivité positive $\epsilon > 0$ et une perméabilité positive $\mu > 0$ et ($n > 0$). Ce matériau est appelé (Right-handed material), favorise la propagation des ondes dans le sens du vecteur de Poynting.

Dans le 2eme cas ($\epsilon < 0, \mu > 0$) et le 3eme ($\epsilon > 0, \mu < 0$) Il n'est pas possible de propager les ondes dans les plasmas ($\omega < \omega_{pe}$) ou les matériaux ferromagnétiques ($\omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}$), car ils sont caractérisés par une constante de propagation complexe k imaginaire pure. ω_{pm} et ω_{0m} sont respectivement la fréquence plasma magnétique et la fréquence de résonance magnétique du milieu. ω_{pe} est la fréquence plasma électrique du milieu.

Les métamatériaux « Left-Handed Material (LHM) » qui sont caractérisés par leur permittivité négative $\epsilon < 0$ et leur perméabilité négative $\mu < 0$, offrent également la possibilité de propager les ondes dans le sens contraire au vecteur de Poynting. Ce type de propagation est causé par le fait que le champ électrique, le champ magnétique et la constante de propagation forment un trièdre gauche (**Figure III.2**) [44].

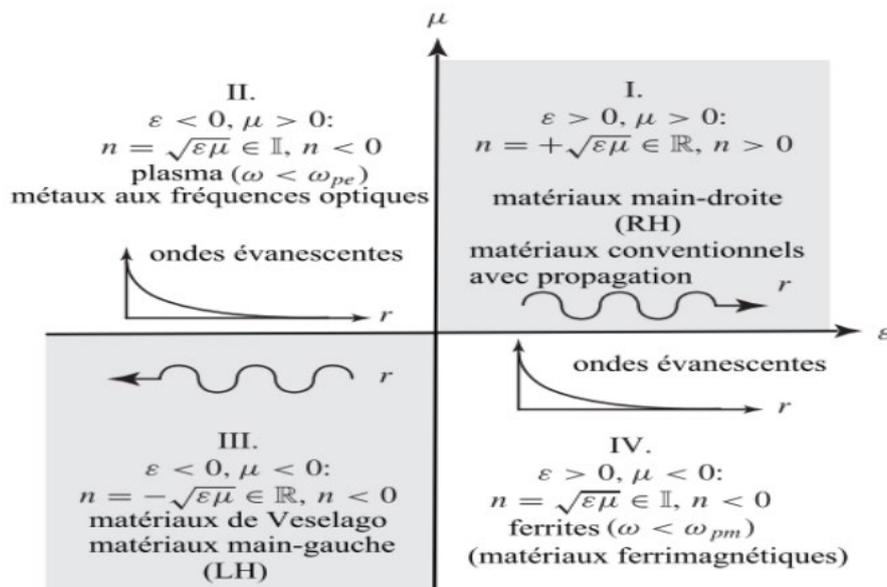


Figure III.1 : Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et de leur perméabilité μ [45]

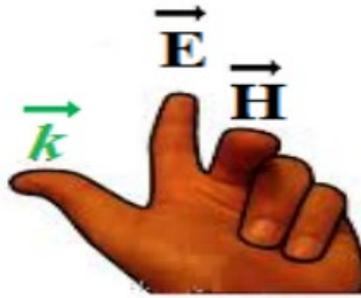


Figure III.2 : trièdre indirect (règle de la main gauche) [44]

III.5. Caractéristiques des métamatériaux

Les métamatériaux en électromagnétisme sont de nombreux types, les plus connus étant ceux qui peuvent avoir à la fois une permittivité et une perméabilité négatives.

III.5.1. Métamatériaux a permittivité négative « ENG »

La permittivité négative peut être observée dans le domaine des micro-ondes pour l'élément de base composé d'un arrangement périodique des tiges métalliques. La structure fil fin en métal (metalthin –wirestructure) présente une permittivité négative sous certaines conditions (**Figure III.3**).

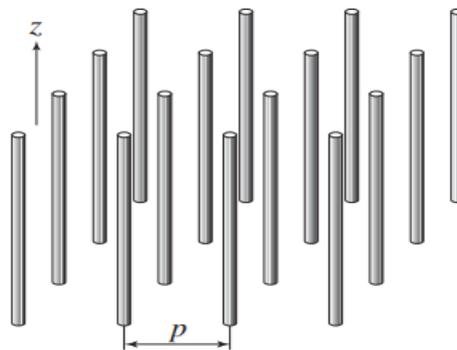


Figure III.3 : Structure fils fins présentant ϵ négative/ μ positive quand $E \parallel z$ [45]

La longueur d'onde des ondes guidées dans le milieu est plus faible que la distance entre chaque cellule p . Ainsi, le milieu créé par cet assemblage peut être considéré comme homogène.

Effectivement, lorsque le champ électrique E est excité de manière parallèle à l'axe des fils ($E \parallel z$), cela provoque un courant le long de ces fils et crée des moments de dipôle électrique

équivalents. La permittivité est calculée en fonction de la fréquence de plasma ω_{pe} et de la fréquence d'excitation ω . et elle est donnée par la formule suivante :

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (\text{III. 3})$$

Avec :

ω_{pe} : Fréquence de plasma électrique des fils métalliques.

ω_c : Fréquence d'excitation de la source.

Selon la relation (III. 3) la permittivité du plasma est négative pour les fréquences en-dessous de la fréquence plasma. Par conséquent, pour avoir une permittivité négative, il faut que le champ électrique soit parallèle à l'axe z et la fréquence du plasma soit supérieure à la fréquence de la source d'excitation [44].

La fréquence de plasma est donnée par [46] :

$$\omega_p^2 = \frac{\rho e^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{III. 4})$$

Avec : ρ : La densité des électrons.

e : La charge des électrons.

m_{eff} : La masse effective des électrons.

III.5.2. Métamatériaux a perméabilité négative « mng »

Les travaux de Pendry ont permis de concevoir des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique. Ces recherches étudient le magnétisme généré par une inclusion métallique connue sous le nom de résonateur en anneau fendu (RAF) ou split ring resonator (SRR). La perméabilité négative du résonateur en anneau fendu "RAF est observée dans certaines conditions [45].

Ce résonateur est composé de deux cylindres avec une fente sur chacune et imbriqués l'un dans l'autre, il se comporte comme un résonateur LC. L'excitation se fait par un champ magnétique externe axial variant dans le temps, cela induit des courants sur les anneaux, ayant un fort

diamagnétisme au-dessus de la première résonance. Ce champ magnétique est dirigé selon l'axe des cylindres et transverse la direction de propagation de l'onde électromagnétique k [46].

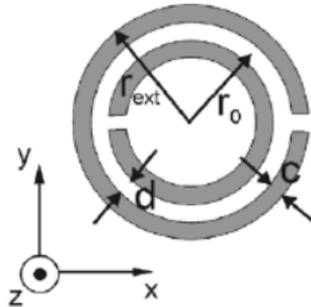


Figure III.4 : Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (introduit par Pendry) [46]

En plus de sa résonance, cet élément génère une perméabilité effective négative dans une bande de fréquence étroite autour de sa résonance. L'avantage de ce résonateur réside dans sa petite taille, ce qui permet son intégration dans les systèmes de télécommunications [47].

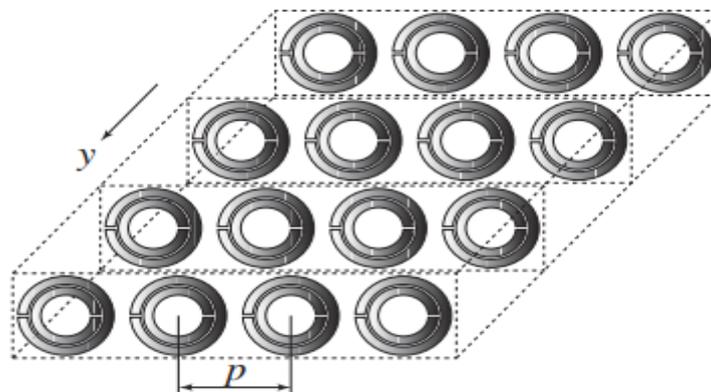


Figure III.5 : Structure RAF présentant μ négative/ ε positive quand $H // y$ [45]

La taille moyenne de p cellule de cette structure est bien inférieure à la longueur d'onde guidée λ_g ($p \ll \lambda_g$), ce qui en fait une structure parfaitement homogène [45].

Quand un champ d'excitation magnétique H est parallèle au plan des anneaux ($H // Y$), cela génère un moment de dipôle magnétique. La perméabilité est donnée par :

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_{0m}^2 + j\omega\zeta} \quad (\text{III. 5})$$

Où :

$$F = \pi(a/p)^2$$

Avec a : rayon intérieur du petit anneau.

ω_{0m} : est la fréquence de résonance magnétique réglée à la gamme des GHz.

ζ : facteur d'atténuation due aux pertes du métal.

Dans le cas sans perte ($\zeta = 0$), il semble que :

$$\mu < 0, \quad \omega_{0m} < \omega < \frac{\omega_{0m}}{\sqrt{1-F}} = \omega_{pm} \quad (\text{III. 6})$$

Où :

ω_{pm} : La pulsation magnétique de plasma

On peut donc représenter les inclusions métalliques du SRR en utilisant des éléments localisés tels que la capacité (C) et l'inductance (L) (Circuit équivalent RLC : **Figure III.6**).

Chaque élément périodique joue le rôle d'une connexion parallèle L et C qui peut modifier la fréquence de résonance du matériau artificiel.

En utilisant une configuration en anneau double, le couplage capacitif et le couplage inductif entre le grand et le petit anneau sont représentés respectivement par une capacité de couplage C_m et un transformateur (rapport de transformation n).

En anneau seul, le modèle de circuit est plus simple avec une fréquence de résonance :

$$f_r = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad (\text{III. 7})$$

Lors de cette fréquence, on considérera l'impédance du circuit comme un circuit ouvert : Si le matériau n'a pas de pertes, la structure se comportera comme un matériau magnétique l'inclusion de deux anneaux au lieu d'un seul anneau permet d'augmenter le couplage capacitif au sein de la structure, et par conséquent, une abaisse de fréquence de résonance des anneaux. Ainsi, le réseau

constitué de tels résonateurs peut être assimilé à un matériau homogène décrit par une perméabilité effective négative [48].

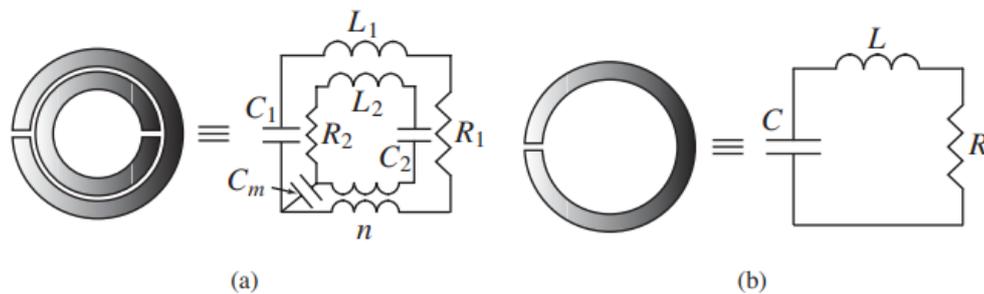


Figure III.6 : Modèle du circuit équivalent du SRR(a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR [45].

III.5.3. Métamatériaux doublement négatifs « dng »

La **Figure III.7** présente le premier modèle de matériau main gauche (HLM) développé par Smith et Al en 2001.

Les particules combinées de fils métallique mince et de SRR ont produit une gamme de fréquences se chevauchant ayant à la fois une permittivité et une perméabilité négative. Une fois que l'onde électromagnétique a été appliquée à travers cette structure composite, la bande passante est exposée à la gamme de fréquence d'intérêt afin que les paramètres constitutifs soient en simultanément négatifs [42].

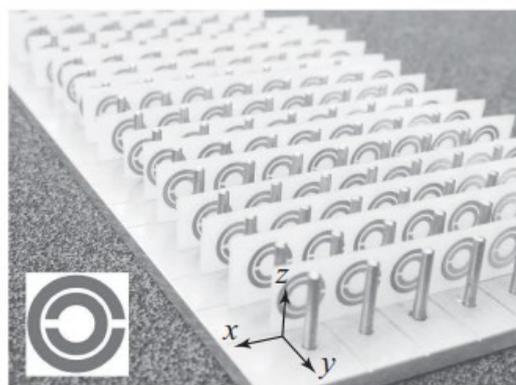


Figure III.7 : Association d'un réseau de tiges avec des SRR périodiques [45].

Ces métamatériaux peuvent être réalisés par des cellules imbriquées afin que deux cellules unitaires basiques sont imbriquées : une cellule de type MNG et l'autre de type ENG. Cette cellule

composite présente un phénomène doublement négatif lors de la résonance, l'exemple de ce type, réalisé par l'équipe de D.R.Smithse, se présente comme une cellule (SRR+Tige) (**Figure III.8.a**)

Cette cellule composite présente un phénomène doublement négatif lors de la résonance (**Figure III.8.b**).

Ou peuvent être réalisés par des cellules combinées qui sont est basé sur unique motif responsable sur une double activité simultanément. Comme exemple, la cellule DNG qui ressemble à la lettre grecque « Ω » (**Figure III.9**) [47].

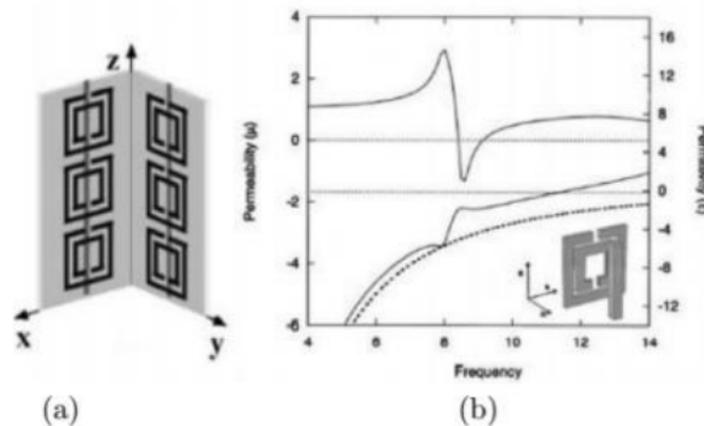


Figure III.8 : (a) cellule DNG- "SRR+Tige". (b) perméabilité et permittivité de la cellule "SRR+Tige" [47]

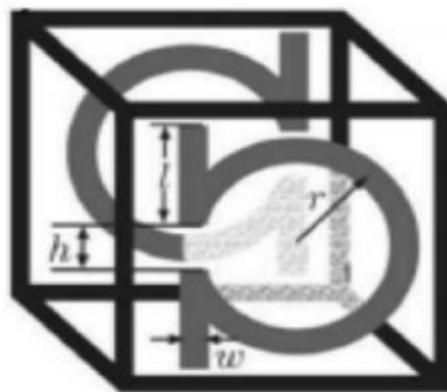


Figure III.9 : Cellule DNG sous forme de « Ω » [47]

III.6. Applications des métamatériaux

Les applications des métamatériaux sont vastes et diverses, offrant un potentiel révolutionnaire dans de nombreux domaines technologiques. Ces matériaux nouveaux et fascinants, dotés de propriétés électromagnétiques uniques telles qu'un indice de réfraction négatif, une

propagation des ondes inversée et une amplification des ondes évanescentes, suscitent un vif intérêt pour leurs applications innovantes. Nous allons mis en lumière quelques applications des métamatériaux tels que " Lentilles parfaites", " Cape d'invisibilité" et " Domaine des antennes".

III.6.1 lentilles parfaites

Une lentille parfaite est celle qui peut transmettre l'image d'un objet sans la déformé ni l'inverser, tout en permettant une résolution infinie, où chaque point de l'image est strictement un point. Les lentilles conventionnelles, telles que les lentilles convexes convergentes avec un indice de réfraction supérieur à celui du vide ($n = 1$), produisent généralement une image inversée sur le plan image, limitée par les effets de diffraction de la lumière incidente. Cependant, en 2000, J. Pendry a évoqué la possibilité de créer une "lentille plate" telle que celle imaginée par Veselago, caractérisée par un indice de réfraction égal à -1 . Bien que cette idée n'ait été réalisable que pour certaines fréquences à l'époque, des progrès significatifs ont été réalisés. En 2005, l'équipe de Xiang Zhang à l'Université de Los Angeles a réussi à expérimenter une résolution supérieure à un cinquième de longueur d'onde en utilisant un métamatériau composé d'un mince film d'argent intercalé entre deux couches de semi-conducteur, pour une fréquence dans le domaine visible. Ces avancées marquent un tournant dans la recherche sur les lentilles parfaites, ouvrant la voie à de nouvelles possibilités dans le domaine de l'optique et de l'imagerie [49].

Les ondes évanescentes sont caractérisées par une forte atténuation, les empêchant d'atteindre le plan image. Pendry a démontré que l'amplitude de ces ondes évanescentes peut être restaurée en utilisant un milieu main gauche (MG).

La restauration des harmoniques de Fourier évanescentes nécessite l'amplification de chaque harmonique de Fourier à l'intérieur du milieu main gauche (MG). **Figure III.**

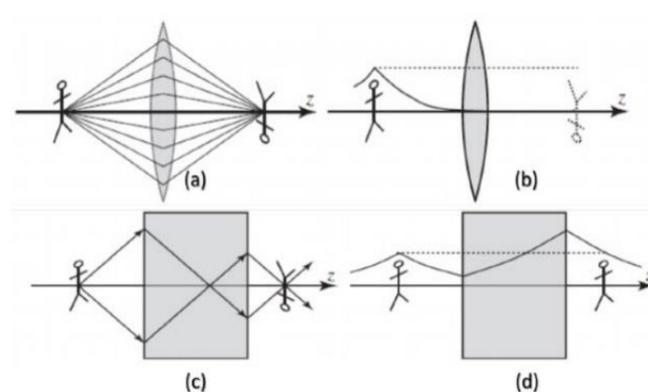


Figure III.10 : Image virtuelle reproduite pour un milieu MD et un milieu MG [44]

- (a) lentille MD pour des ondes incidentes propagées : La focalisation se produit.
- (b) lentille de focalisation pour ondes évanescentes incidentes : la source d'information n'atteint pas la source.
- (c) plaque MG avec $\varepsilon = \mu = -1$ pour des ondes incidentes propagées : la focalisation se produit.
- (d) plaque MG avec $\varepsilon = \mu = -1$ pour des ondes évanescentes incidentes : l'information atteint la source due à l'augmentation de l'énergie à l'intérieur de la plaque.

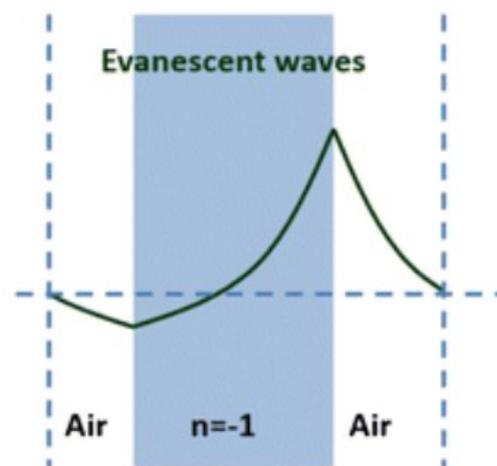


Figure III.11 : Amplification de l'onde évanescente [46]

III.6.2. Cape d'invisibilité

En 2006, John Pendry a développé la première cape d'invisibilité fonctionnant dans la gamme des micro-ondes. Son concept repose sur l'utilisation de métamatériaux, qui permettent de contrôler et manipuler les champs électromagnétiques. Cette cape d'invisibilité a la capacité de détourner les ondes centimétriques ou micro-ondes, comme illustré dans la. (**Figure III.12.a**). Cette propriété est rendue possible par la présence de mini-circuits de taille inférieure à la longueur d'onde et par une architecture en anneaux concentriques.

L'invisibilité par réfraction consiste à réfracter les rayons lumineux pour qu'ils contournent l'objet à dissimuler et reprennent en aval du dispositif comme **(Figure III.12.b)** une coque sphérique bleue de métamatériau entourant l'objet rouge, leurs directions initiales comme si l'obstacle à la lumière n'avait pas existé [49]. Ce dispositif révolutionnaire ouvre la voie à de nombreuses applications potentielles dans les domaines de la défense, de la sécurité et de la technologie de l'information.

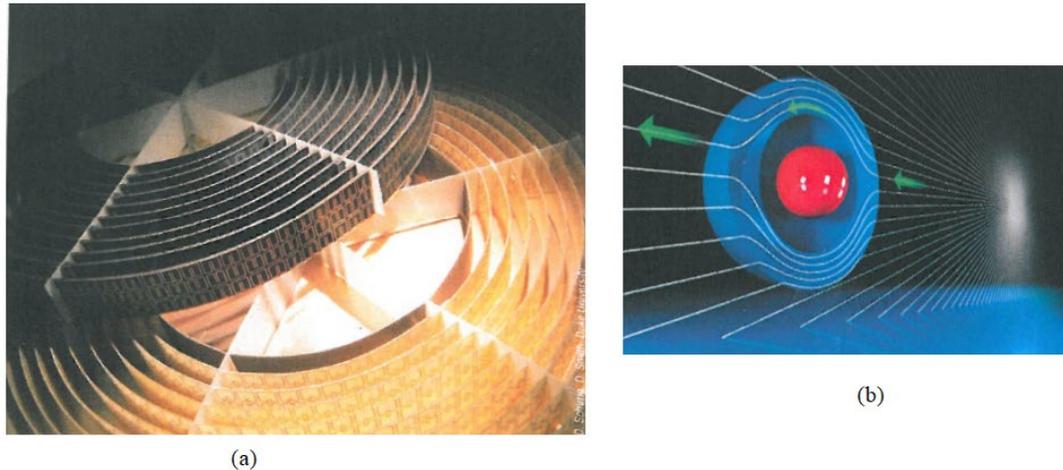


Figure III.12 : (a) La cape d'invisibilité de J. Pendry. (b) . Invisibilité par réfraction qui consiste à dévier (réfracter) les rayons lumineux [49]

III.6.3. Domaine des antennes

Les métamatériaux sont en cours d'étude pour diverses utilisations. Le déploiement en télécommunication se concentre principalement sur les antennes à métamatériaux.

Les métamatériaux ont révolutionné le domaine des antennes en offrant des possibilités innovantes pour concevoir des antennes plus efficaces et compactes. En exploitant les propriétés électromagnétiques uniques des métamatériaux, il est possible de manipuler et de contrôler et d'améliorer le rayonnement, l'élargissement de la bande passante, le rejet de bandes de fréquences, l'augmentation de la directivité, l'amélioration du gain et la miniaturisation.

Les métamatériaux offrent des possibilités novatrices pour améliorer les performances des antennes en augmentant la puissance rayonnée. Les antennes métamatériau les plus récentes parviennent à émettre jusqu'à 95% du signal radio d'entrée à une fréquence de 350 MHz, tout en conservant une taille remarquablement réduite, soit environ un cinquième de la longueur d'onde. En

outre, l'utilisation de métamatériaux dans la conception d'antennes patch avec couvercle ou d'antennes à cornet plat permet d'obtenir une directivité accrue, améliorant ainsi leur efficacité. Les métamatériaux à indice zéro offrent des avantages supplémentaires en permettant la réalisation d'antennes à haute directivité. En effet, les signaux se propageant dans ces métamatériaux stimulent une structure de champ statique dans l'espace, garantissant une phase constante et une meilleure performance une fois l'état d'équilibre atteint. De plus, l'utilisation de métamatériaux peut également améliorer le gain et réduire la perte de retour des antennes patch [47][46][50].

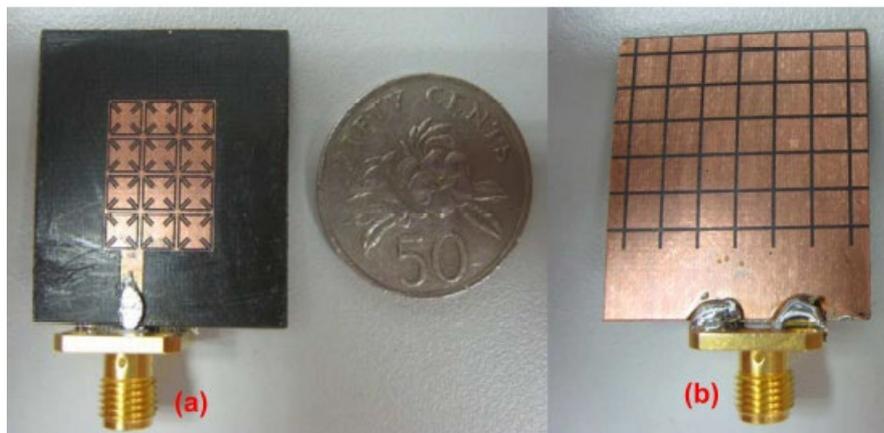


Figure III.13 : un motif " LHM " planaire sur un antenne patch rectangulaire [50]

III.7. Conclusion

En conclusion, l'état de l'art des métamatériaux révèle un potentiel révolutionnaire dans divers domaines technologiques et surtout dans le domaine de l'ingénierie des antennes, ouvrant la voie à des systèmes de communication plus avancés et plus compacts.

Dans ce chapitre on a présenté l'état de l'art des métamatériaux, on a commencé par une définition des métamatériaux, ensuite on a fait une classification du matériau et on a présenté et enfin, nous avons présenté quelques applications des métamatériaux tels que lentilles parfaites, cape d'invisibilité et domaine des antennes.

Chapitre IV

*Conception d'une antenne
reconfigurable en fréquence à base de
MMA*

IV.1 Introduction

Dans un contexte technologique où les systèmes de communication sans fil évoluent rapidement, l'optimisation des antennes devient une nécessité impérieuse. L'antenne reconfigurable, qui permet d'ajuster ses caractéristiques en fonction des besoins opérationnels, représente une avancée majeure dans ce domaine. Ce chapitre se focalise sur la conception d'une antenne à base de métamatériaux reconfigurable en fréquence utilisant la technique des fentes et la modification géométrique. Les métamatériaux, connus pour leurs propriétés électromagnétiques extraordinaires non disponibles dans les matériaux naturels, offrent des opportunités innovantes pour concevoir des antennes à haute performance et flexibilité.

Ce chapitre présente de manière détaillée les étapes de conception, de modélisation et de simulation de l'antenne reconfigurable à base de métamatériaux. Nous débuterons par une présentation du logiciel CST MICROWAVE STUDIO (MWS). Ensuite, on va présenter les étapes de création et de simulation d'une cellule RAF carrée et extraire la perméabilité négative et comparés les résultats obtenus, dans une deuxième partie, nous allons créer notre antenne proposée. Ensuite, nous avons examiné en détail les différents types de modélisation de la diode PIN et leur impact sur la reconfiguration des antennes et nous allons concentrer sur l'analyse approfondie de la reconfigurabilité en fréquence en utilisant les diodes varicap.

Enfin de ce chapitre, nous allons faire la réalisation et la caractérisation du modèle simulé précédemment.

IV.2 Présentation du logiciel de simulation CST

Le logiciel CST (Computer Simulation Technology) est une suite de logiciels de simulation électromagnétique fondée en 1992 et développée par Dassault Systèmes. CST permet de modéliser et d'analyser les comportements des champs électromagnétiques dans divers environnements, étant largement utilisé dans les domaines de l'ingénierie électrique, de l'électronique, des télécommunications et des sciences physiques. Il offre une gamme complète d'outils pour la conception et l'optimisation de dispositifs tels que les antennes, les filtres et les circuits imprimés. CST utilise la méthode des intégrales finies (FIT : Finite Integration Technique), une méthode numérique qui permet de discrétiser l'espace pour résoudre des problèmes électromagnétiques

complexes, tant en hyperfréquences que dans les domaines temporel et fréquentiel. Cette technique reformule les équations de Maxwell sous forme intégrale et définit un domaine de calcul adapté pour leur résolution. Parmi les avantages de CST, on note sa capacité de simulation en 3D, ses algorithmes avancés qui permettent de prévoir avec précision les performances des systèmes avant leur fabrication, ainsi que son interface conviviale et ses modules intégrés facilitant l'analyse multifréquence et transitoire. Cependant, ses limites incluent une courbe d'apprentissage initiale potentiellement raide pour les nouveaux utilisateurs et des exigences matérielles élevées pour les simulations complexes [51] [52].

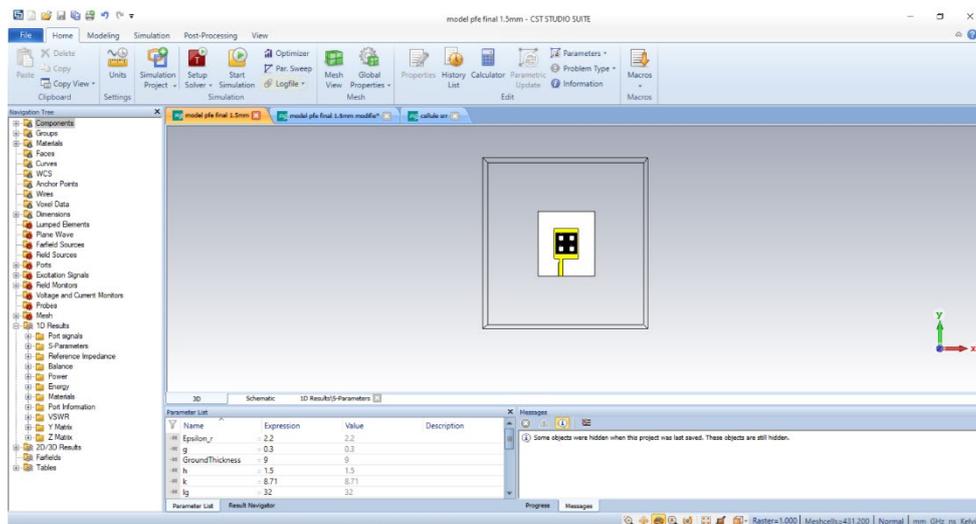


Figure IV.1: L'interface graphique de logiciel CST Microwave Studio 2019

IV.3 Modélisation De La Diode PIN

IV.3.1 Modélisation par un plot métallique

De nombreuses études utilisant des diodes PIN, comme la diode 4005HPND, ont validé cette modélisation simple mais efficace pour simuler précisément les performances des antennes. La présence ou l'absence d'un petit plot métallique représente respectivement l'état passant ou bloqué (ON et OFF) de la diode PIN, correspondant à sa connexion ou déconnexion [39].

IV.3.2 Modélisation par un circuit RLC équivalent

Le circuit équivalent RLC simplifié de la diode PIN offre une explication claire des polarités directe et inverse. En état ON, la diode est représentée par une simple résistance en série avec une inductance. En état OFF, elle est modélisée par une combinaison d'une résistance en parallèle avec une capacité, toutes deux en série avec une inductance. Ainsi, lorsqu'elle est à l'état ON, la capacité cesse d'intervenir [39].

IV.4 Conception et simulation d'une cellule SRR carré (RAF) à 2 anneaux

Comme mentionné précédemment dans [45] et [46], le magnétisme généré par une inclusion métallique connue sous le nom de résonateur en anneau fendu (RAF) ou split ring resonator (SRR), Ce résonateur est composé de deux anneaux métalliques avec une fente sur chacune et imbriqués l'un dans l'autre de manière opposée. La perméabilité négative du résonateur en anneau fendu "RAF" est observée dans certaines conditions.

Le modèle RAF sera présenté c'est le RAF carré introduit par pendry.

IV.4.1 Extraction des paramètres effectifs par la Méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW)

L'objectif de ces techniques est de définir un ensemble de paramètres adéquats pour caractériser un métamatériau d'un point de vue macroscopique. Ces paramètres peuvent être la permittivité et la perméabilité effectives, l'indice de réfraction, ou une constante de propagation équivalente et une impédance caractéristique. L'une des méthodes d'analyse implique l'utilisation de procédures d'homogénéisation.

La procédure d'homogénéisation consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, de période transverse PT , illuminée par une onde incidente plane normale (**Figure IV.2**), par un problème de transmission - réflexion sur un matériau d'épaisseur d et de paramètres effectifs ϵ_{eff} et μ_{eff} [48].

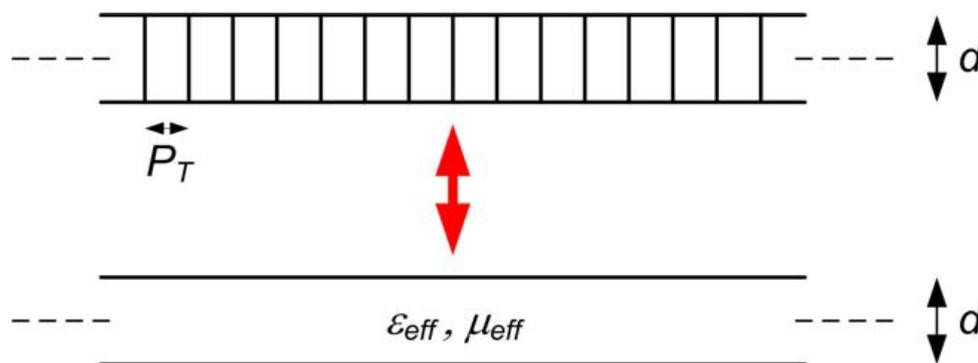


Figure IV.2 : Structure périodique considérée comme un milieu homogène [48].

L'algorithme de cette procédure d'extraction est exposé dans la **Figure IV.3** ci-dessous.

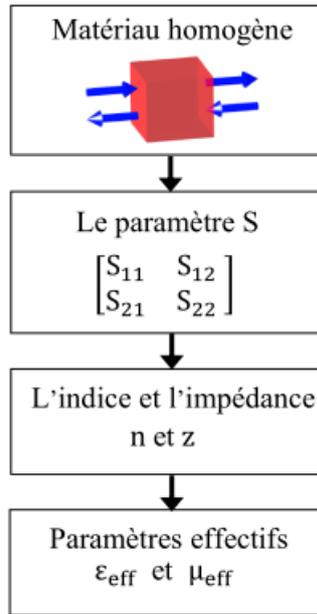


Figure IV.3 : Procédure d'extraction des paramètres effectifs [48].

Dans l'étude des structures complexes et périodiques comme les métamatériaux, la méthode de récupération ou d'extraction des paramètres effectifs est essentielle. Selon le principe d'homogénéisation, cette méthode repose sur la simulation des paramètres de réfraction d'un milieu non homogène, peu importe sa complexité. Tous les autres paramètres effectifs restants (impédance Z , indice de réfraction n , permittivité effective : ϵ_{eff} , perméabilité effective : μ_{eff}) seront déterminés grâce à ces paramètres de réfraction (les paramètres S).

Afin de représenter la réponse électromagnétique du milieu effectif d'épaisseur d , nous prenons en compte les matrices F et F' fournies par les équations IV.1 et IV.2. La matrice F représente le champ d'excitation tandis que la matrice F' représente le champ électromagnétique après avoir traversé le milieu.

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} E \\ H_{\text{red}} \end{pmatrix} \quad \text{IV.1}$$

$$\mathbf{F}' = \mathbf{T}\mathbf{F} \quad \text{IV.2}$$

Avec $H_{\text{red}} = (i\omega\mu_0 H)$ et T : la matrice de transfert décrivant la réponse du milieu et donnée par

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} \cos(nkd) & -\frac{z}{k} \sin(nkd) \\ \frac{z}{k} \sin(nkd) & \cos(nkd) \end{pmatrix} \quad \text{IV.3}$$

Où Z représente l'impédance du milieu, n : l'indice de réfraction et $k = \omega/c$ représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

Les différents paramètres de réfraction sont donnés en fonction de T par les relations :

$$S_{21} = \frac{2}{T_{11}+T_{22}+(ikT_{12}+\frac{T_{21}}{ik})} \quad \text{IV.4}$$

$$S_{11} = \frac{T_{11}+T_{22}+(ikT_{12}-\frac{T_{21}}{ik})}{T_{11}+T_{22}+(ikT_{12}+\frac{T_{21}}{ik})} \quad \text{IV.5}$$

$$S_{22} = \frac{T_{22}+T_{11}+(ikT_{12}-T_{21}/ik)}{T_{11}+T_{22}+(ikT_{12}+\frac{T_{21}}{ik})} \quad \text{IV.6}$$

$$S_{21} = \frac{2\det(T)}{T_{11}+T_{22}+(ikT_{12}+\frac{T_{21}}{ik})} \quad \text{IV.7}$$

Pour le cas d'une structure homogène,

$$T_{11}=T_{22} \quad \text{IV.8}$$

$$\det(T)=1 \quad \text{IV.9}$$

Ainsi on obtient :

$$S_{11}=S_{22} \quad \text{IV.10}$$

$$S_{12}=S_{21} \quad \text{IV.11}$$

Une fois développés, les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétiques à travers un matériau homogène d'épaisseur d sont obtenus et sont exprimés en fonction de l'indice de réfraction n et de l'impédance Z du matériau, selon les relations suivantes :

$$S_{11} = S_{22} = i2\left(\frac{1}{z} - z\right)\sin(nkd) \quad \text{IV.12}$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{\cos(nkd) - i2\left(z + \frac{1}{z}\right)\sin(nkd)} \quad \text{IV.13}$$

Les expressions de l'indice de réfraction et de l'impédance du milieu en fonction de S_{11} et de S_{21} sont obtenues à partir des expressions (IV.12) et (IV.13) et sont données par :

$$n = \frac{1}{kd} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \right] \quad \text{IV.14}$$

$$Z = \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad \text{IV.15}$$

Dès que n et Z sont obtenus, la permittivité ϵ_{eff} et la perméabilité μ_{eff} peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes

$$\epsilon_{eff} = nZ \quad \text{IV.16}$$

$$\mu_{eff} = n.Z \quad \text{IV.17}$$

La limite de cette méthode est résumée dans les conditions où il faut qu'un seul mode propagatif existe dans le métamatériau à la fréquence considérée, l'extraction de paramètres effectifs, sera possible dans le cas où la longueur d'onde incidente est très supérieure aux tailles et aux distances entre les constituants élémentaires du milieu composite [48].

IV.4.2 Configuration de la cellule RAF carré

L'objectif de la conception de la RAF est de créer une réponse magnétique négative dans une plage de fréquences étroite. La cellule constituée de deux anneaux en cuivre d'épaisseur 0.035mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0.3mm et l'espace entre l'anneau et l'autre est de 0.3mm aussi, les deux anneaux sont gravés sur un substrat diélectrique **FR4** (lossy) avec une permittivité relative de ($\epsilon_r = 4.3$) et d'épaisseur 1.5mm et de taille 5x5mm².

La cellule est représentée dans **Figure IV.4**, et toutes les dimensions de cette cellule représentée dans **Tableau IV.1**.

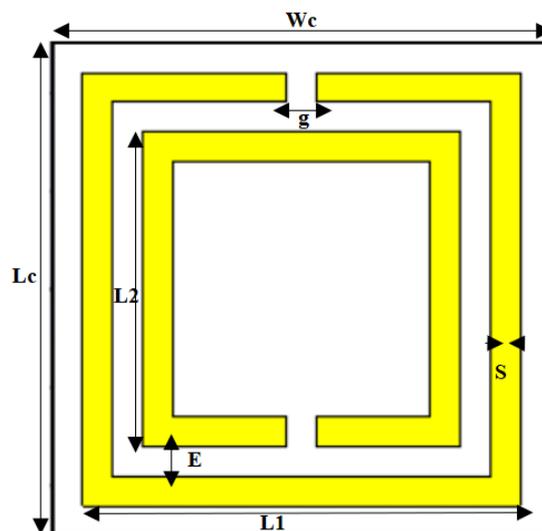
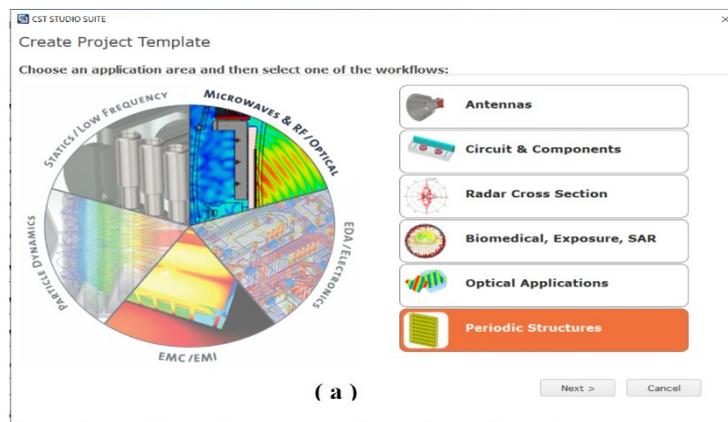


Figure IV.4 : Représentation d'une unité de cellule du RAF carré.

Paramètre	Dimension en (mm)
Wc = Lc	5
L1	4.4
L2	3.2
G	0.3
S	0.3
E	0.3
H	1.5
T	0.035

Tableau IV.1 : Paramètres de la cellule du RAF carré proposée.

La Figure IV.5 montre les premières étapes de conception pour créer la cellule élémentaire dans cst studio 2019.



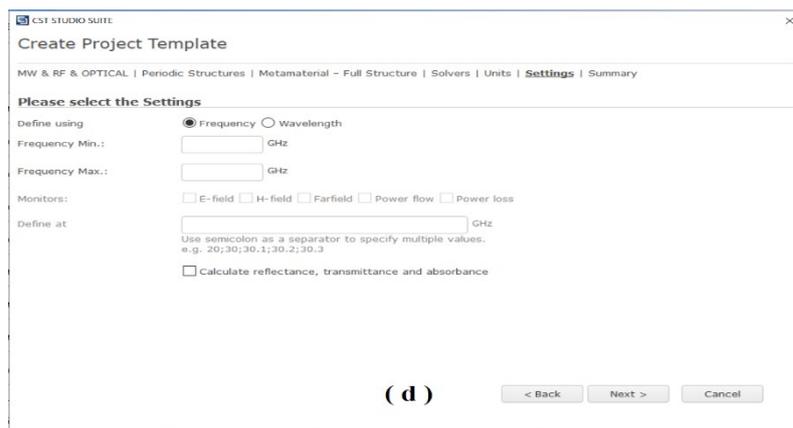
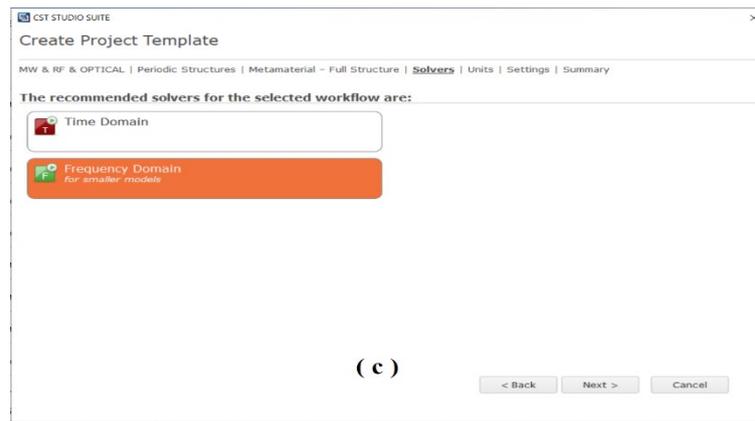


Figure IV.5 : les premières étapes de conception.

IV.4.3 simulations de la cellule élémentaire

En vue de simuler la cellule élémentaire, on définit la bande de fréquence du résonateur [1GHz : 10GHz]. La boîte de rayonnement définie par CST a un volume de $5 \times 1.5 \times 5 \text{mm}^2$ (Figure IV.6), ensuite on définit les conditions aux limites (boundaries) en d'autres termes, il est crucial de définir le comportement des champs électrique et magnétique à l'interface entre le vide et la RAF.

Pour que les valeurs de μ soient négatives (perméabilité négative) autour de la fréquence de résonance, le champ magnétique doit être aligné parallèlement à l'axe de l'anneau (H parallèle à l'axe z) ainsi que : PEC (Perfect Electric Conductor) est placé sur les deux murs perpendiculaires à l'axe y (murs haut et bas).

Donc les conditions aux limites sont les suivants (Figure IV.7) :

- Les murs électriques sont appliqués selon l'axe y, (E parallèle à l'axe y).
- Les murs magnétiques selon l'axe z, (H parallèle à l'axe z).

Ensuite on définit les Waveport1 et Waveport2 sur l'axe des x (Figure IV.8) et on lance la simulation.

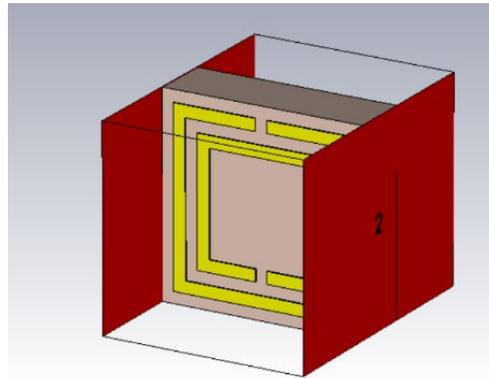


Figure IV.6 : Vue en perspective de la cellule RAF carré proposé en cst studio.

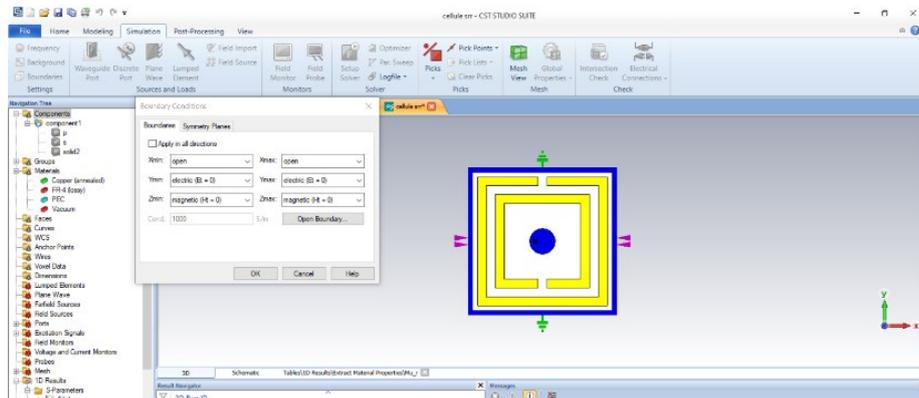


Figure IV.7 : les conditions aux limites de la cellule RAF proposé.

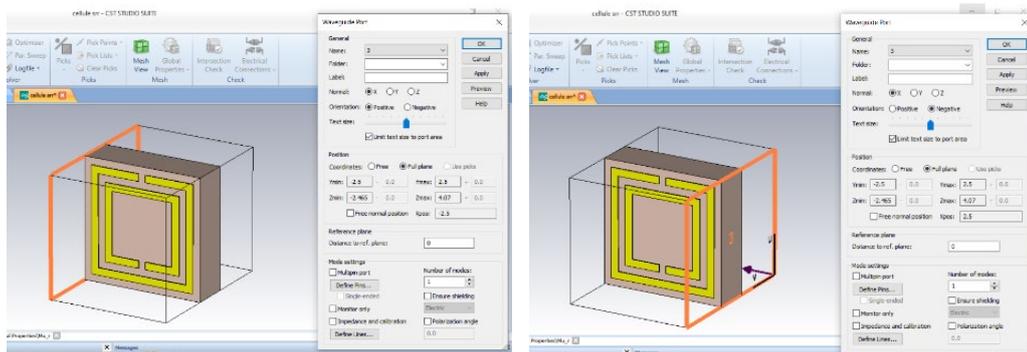


Figure IV.8 : la définition des deux portes (Waveport1, Waveport2) selon l'axe des x.

Les résultats de simulations de la cellule SRR carré sont représenté dans les Figures suivantes :

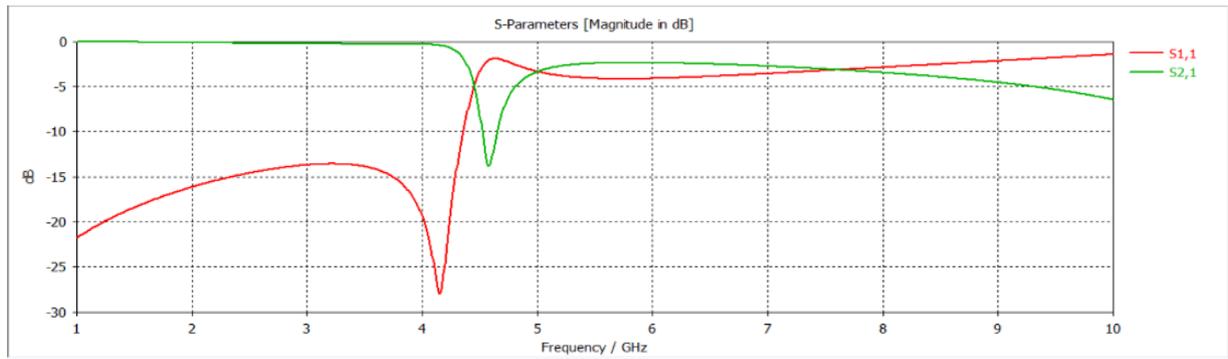


Figure IV.9 : Résultats de simulation des paramètres S11 et S21 d'un RAF carré

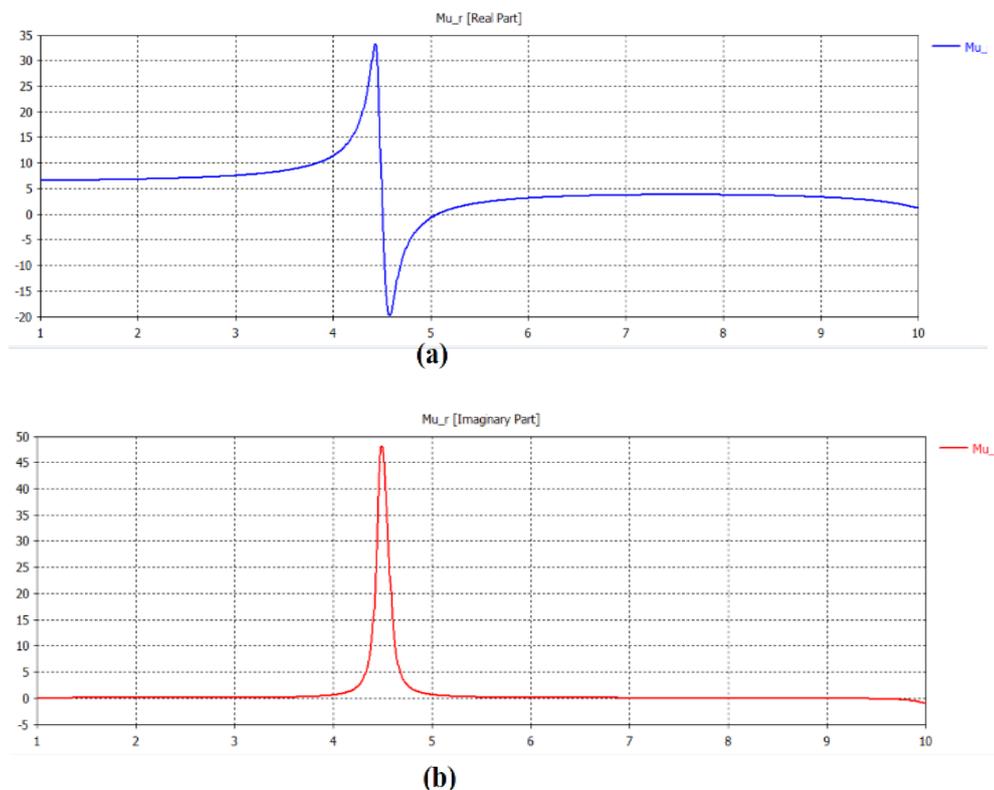


Figure IV.10 : (a) Partie réelle de la perméabilité effective, (b) Partie imaginaire

La **Figure IV.9** illustre le coefficient de réflexion (S11) et de transmission (S21) en dB. On peut observer que la fréquence de résonance égale à 4.58 GHz avec une transmission de l'ordre de -14 dB. On observe aussi que le coefficient de réflexion (S11) est de -27dB a la fréquence 4.15GHz.

La **Figure IV.10** présente les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculées à partir de la matrice S. On peut remarquer d'après la figure que la fréquence de résonance

et 4.58GHz et la perméabilité est négative varié entre 0 et -20 dans la bande [4.5GHz : 5.05GHz], et tout ce qui est en dehors de cette bande est positif.

Après l'avoir d'une perméabilité négative en peut dire qu'on a arrivé au résultat souhaitable.

IV.5 Conception d'une antenne reconfigurable en fréquence à base de MMA

IV.5.1 La géométrie de l'antenne de base proposée

Pour commencer, on a choisi un antenne patch de forme rectangulaire et un plan de masse. Et on a définis les paramètres géométriques de l'antenne proposée comme suit :

Un substrat **FR-4** (lossy) d'une dimension de $28 \times 32 \text{mm}^2$ (largeur x longueur) et d'une épaisseur h de 1.5mm avec une permittivité relative ($\epsilon_r = 4.3$) et une tangente de pertes de 0.0025. L'épaisseur de cuivre est $t = 0.035 \text{mm}$. L'antenne alimentée par une ligne micro-ruban de dimensions $2.32 \times 6.5 \text{mm}^2$ (largeur x longueur) adaptée à une impédance $Z=50 \Omega$, utilisant un tronçon de ligne.

La géométrie de l'antenne proposée est présentée sur la **Figure IV.11**

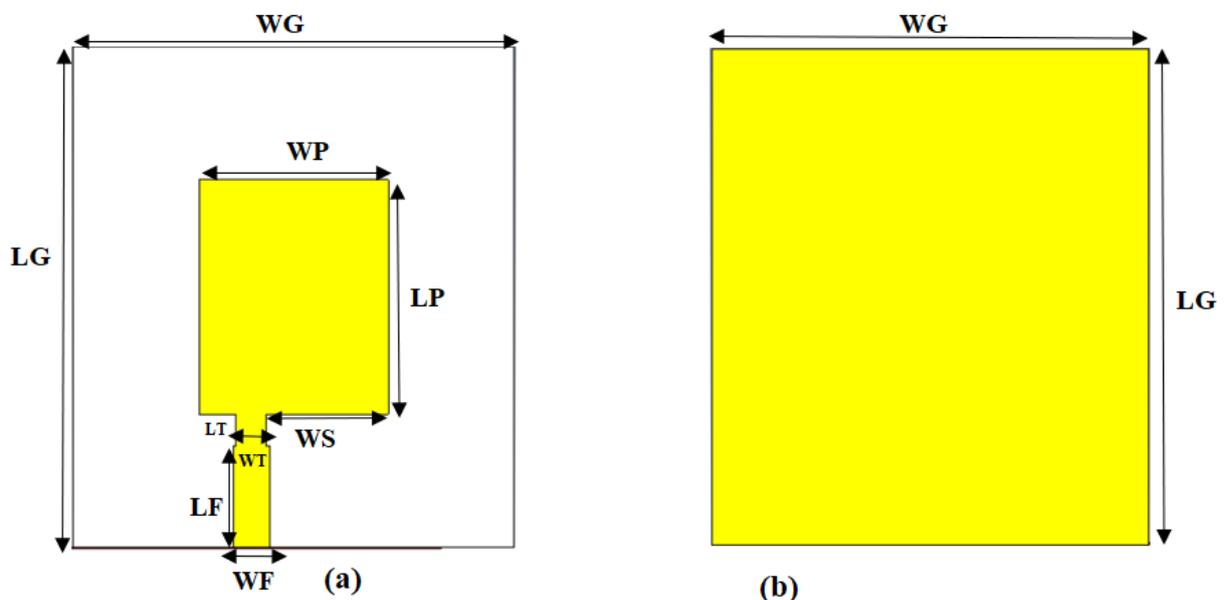


Figure IV.11 : La géométrie de l'antenne proposée

(a) Patch rayonnant (b) Plan de masse

Paramètre	Dimension en (mm)
WG	28
LG	32
WP	12
LP	15
WF	2.32
LF	6.5
WT	1.92
LT	2
WS	7.74
H	1.5
T	0.035

Tableau IV.2 : Paramètres géométriques de l'antenne proposée.

IV.5.2 Résultats de simulation

IV.5.2.1 Structure de base

La structure proposée a été simulée à l'aide du logiciel CST. Les résultats du coefficient de réflexion sont présentés dans la **Figure IV.12**

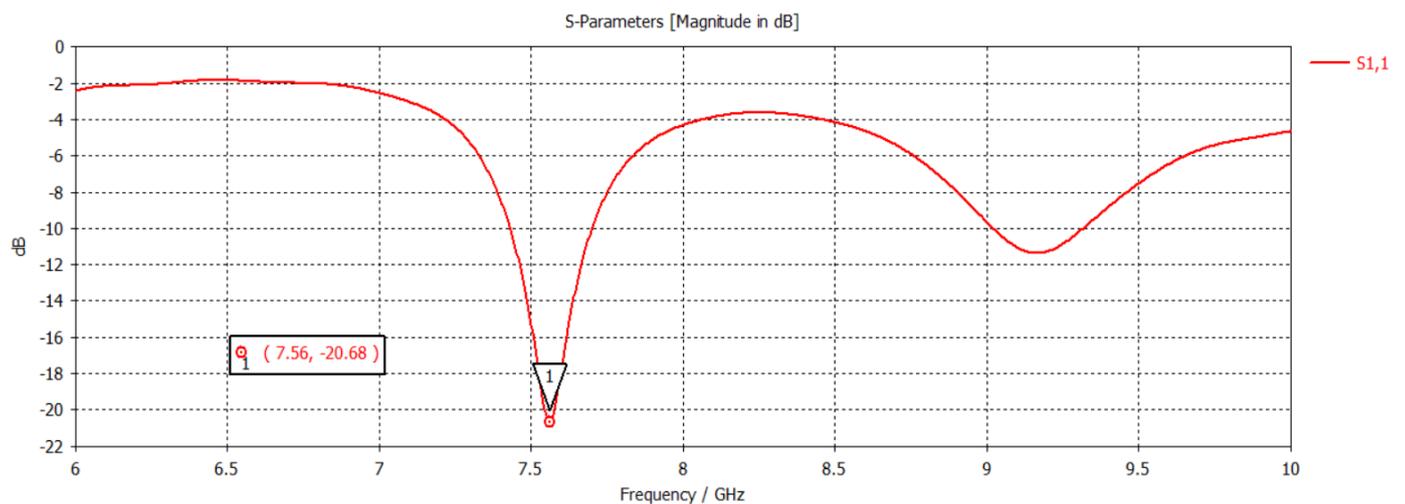


Figure IV.12 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base.

La figure suivante indique que le niveau du coefficient de réflexion S11 de l'antenne de base est égal à -20.68 dB, avec une fréquence de résonance de 7.56 GHz (utilisée pour les satellites militaires).

IV.5.2.2 antennes à base de métamatériaux

Nous avons ajoutée 4 cellules RAF carré à la structure d'origine, les cellules sont placées sous forme d'une structure périodique sur la face supérieure de l'élément rayonnant avec un espace GP= 0.3mm entre les cellules et une largeur entre le patch et la cellule WS= 0.85mm et une longueur LS= 2.35mm. Ces cellules, constituant des éléments fondamentaux des métamatériaux, provoqueront inévitablement des modifications des performances de l'antenne. La structure avec des cellules métamatériaux présentés dans la **Figure IV.13**.

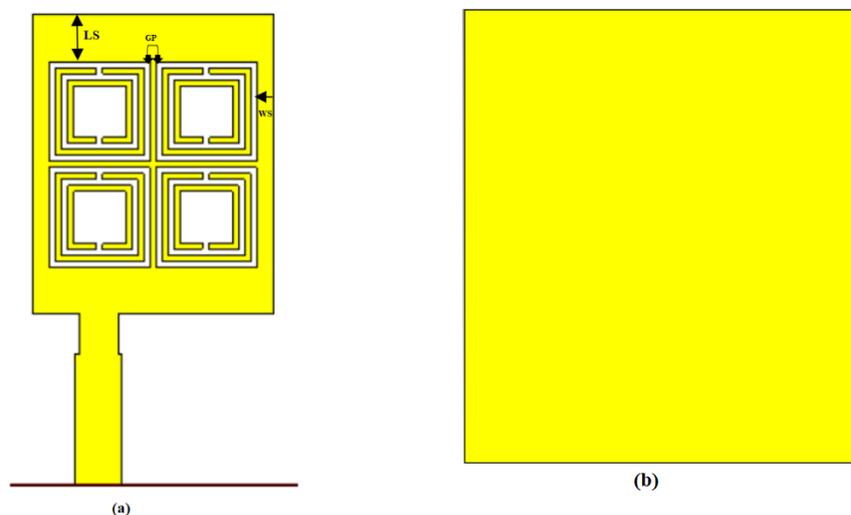


Figure IV.13 : Géométrie de l'antenne avec des cellule RAF

(a) Vue de dessus, (b) vue de dessous.

Les résultats du coefficient de réflexion sont présentés dans la **Figure IV.14**

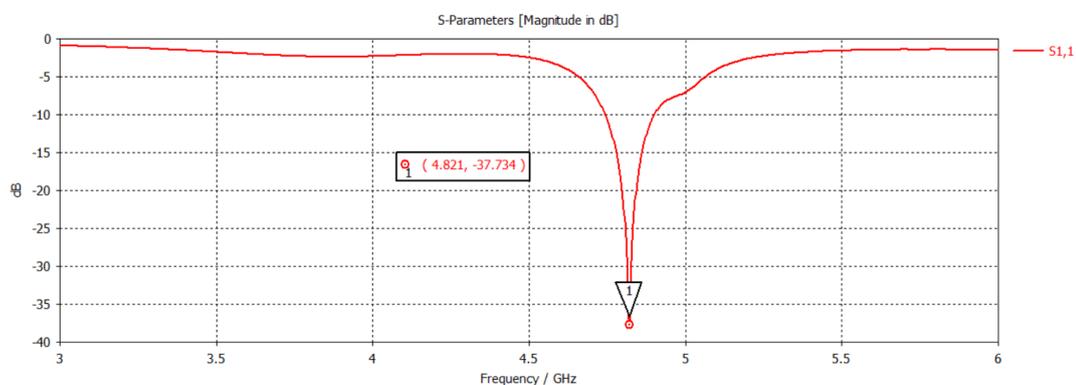


Figure IV.14 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne MMA.

On peut observer depuis la **Figure IV.14** que les paramètres de l'antenne sont optimisés.

La fréquence de résonance après le placement des cellules RAF carré est de 4.82GHz avec une bonne adaptation de -37.73 dB.

La **Figure IV.15** montres l'influence de l'espace entre les cellules (GP) sur l'antenne.

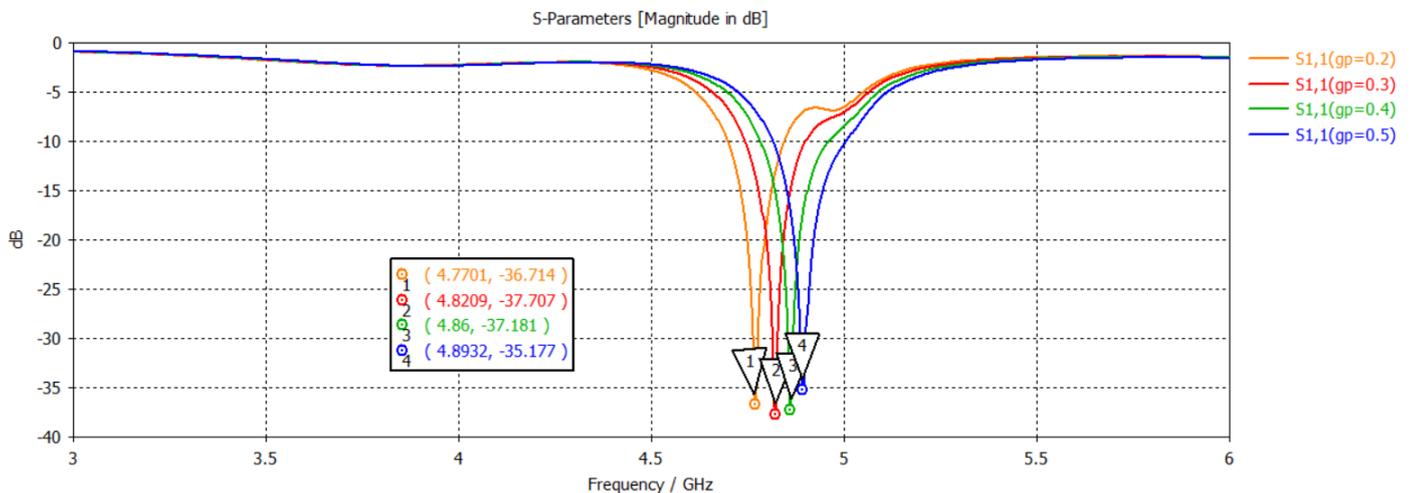


Figure IV.15 : l'influence de l'espace entre les cellules sur le coefficient de réflexion S11 de l'antenne MMA.

IV.5.2.3 Création des fentes et insertion des diodes PIN et varicap et des plots métalliques sur le plan de masse

➤ 1^{er} cas : Antenne MMA avec création des fentes sur le plan de masse

Dans ce cas, nous avons créé des fentes sur le plan de masse. Les fentes que nous avons insérées de la forme d'une **H**.

❖ Cas d'une antenne MMA avec une seule fente H sur le plan de masse

La fente H que nous avons créé est représenté dans **Figure IV.16**

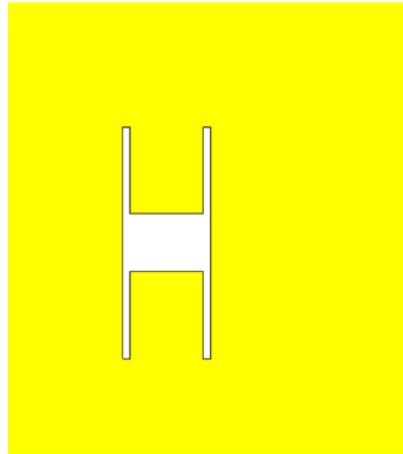


Figure IV.16 : Géométrie du plan masse avec une seule fente.

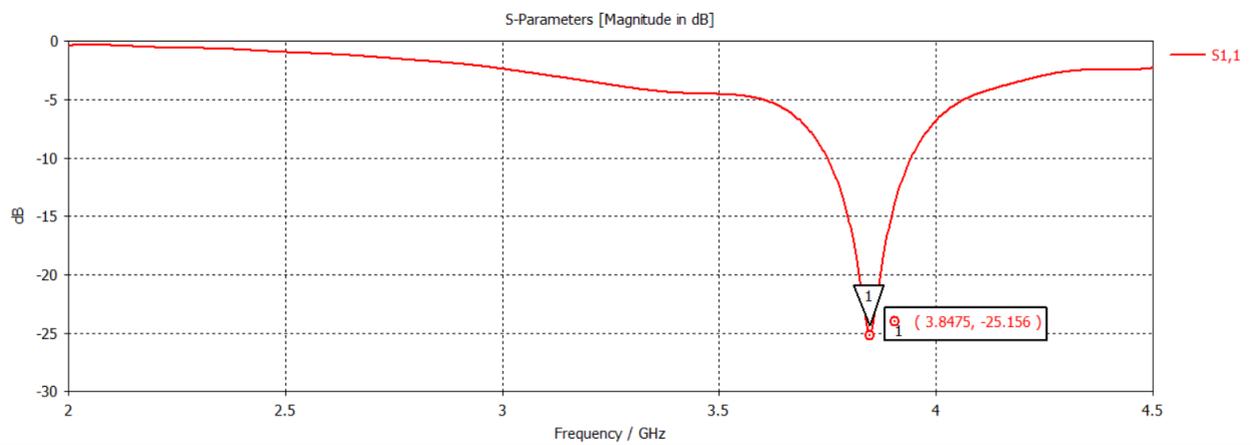


Figure IV.17 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne MMA avec une seule fente

❖ Cas d'une antenne MMA avec deux fentes H sur le plan de masse

Les deux fentes créées sont représentées dans Figure IV.18

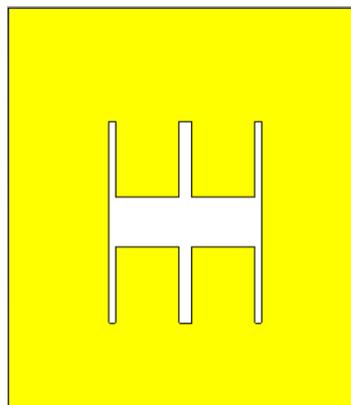


Figure IV.18 : Géométrie du plan masse avec deux fentes.

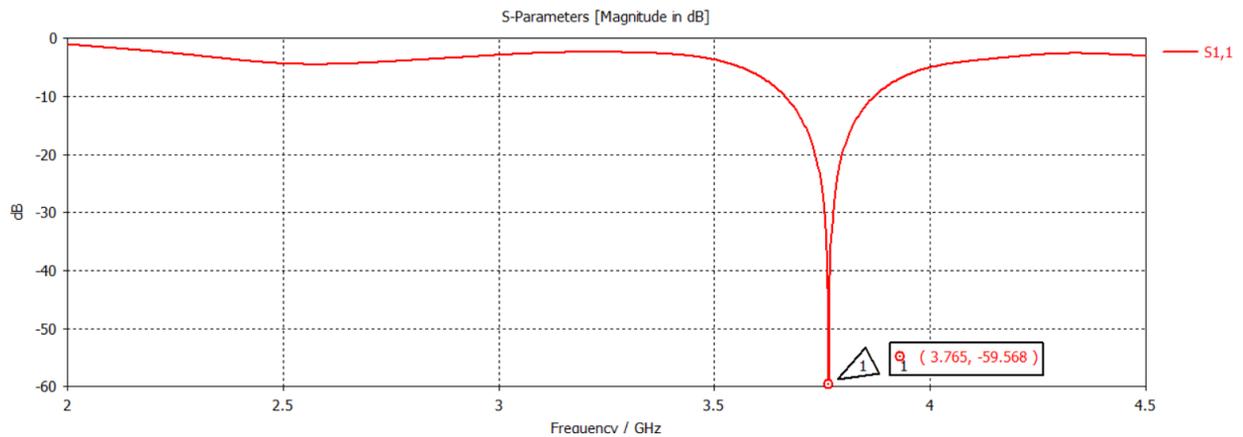


Figure IV.19 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne MMA avec deux fentes.

Les résultats de simulation montrent que la création d'une fente sous forme H sur le plan de masse fait un décalage de la fréquence de résonance vers 3.84GHz avec un Coefficient de réflexion égale à -25.15 dB par rapport à l'état initial sans fentes, et lorsque nous avons créé deux fentes sous forme H l'antenne est optimisée et la fréquence de résonance est déplacée par rapport à l'état initiale sans fentes, elle est devenue 3.76GHz avec une bonne adaptation de -59.56 dB.

Les résultats de simulation de cette partie sont présentés dans le **Tableau IV.3**.

Le cas	Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)
Sans fentes	4.82	-37.73
Une seule fente	3.84	-25.15
Deux fentes	3.76	-59.56

Tableau IV.3 : Les résultats de simulation des trois cas correspondants.

➤ 2^{ème} cas : Utilisation de la diode PIN

Dans ce cas, nous avons insérée une diodes PIN sur les fentes créés dans le plan de masse comme illustre la **Figure IV.20**.

La diode PIN fonctionne dans deux états : ON (passant) et OFF (bloqué). Dans notre simulation, elle est modélisée par un circuit RLC équivalent, en configuration série pour l'état ON et en configuration parallèle pour l'état OFF.

Les diode PIN que nous avons utilisé c'est 4005HPND avec les valeurs R, L, C suivantes :

Quand la diode est dans l'état ON ($R= 3.5 \Omega$, $L= 0.45 \text{ nH}$, $C=0$) et lorsque la diode est dans l'état OFF ($R= 2 \text{ K}\Omega$, $L=0.45 \text{ nH}$, $C= 0.5 \text{ pF}$).

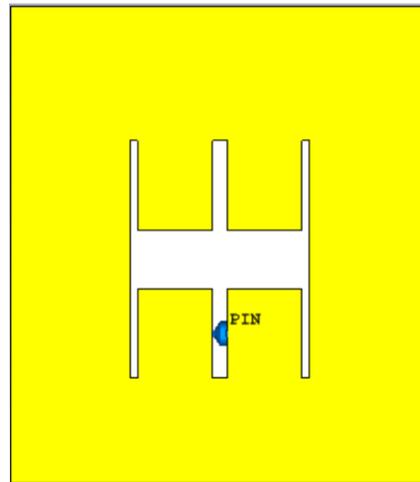


Figure IV.20 : Antenne MMA avec une diode PIN insérée sur la fente

La **Figure IV.21** représente le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne MMA dans les états « ON » et « OFF ».

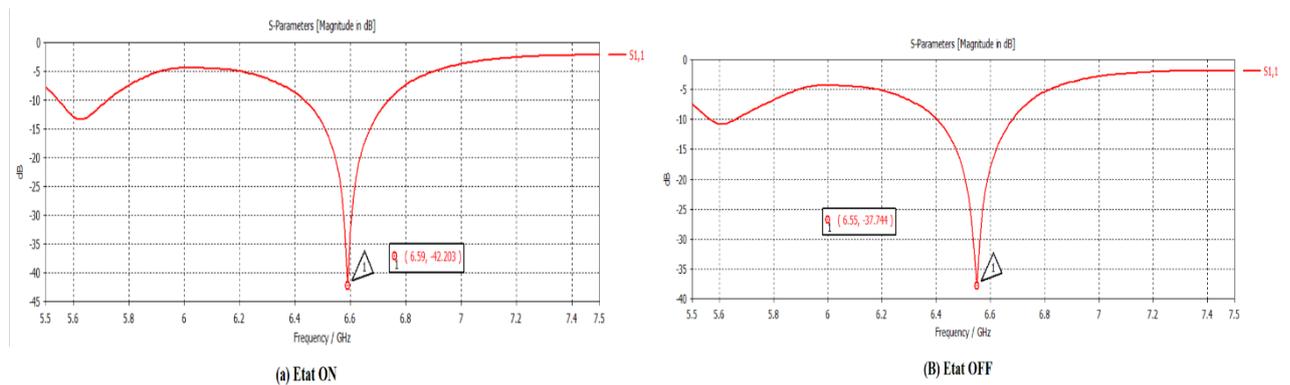


Figure IV.21 : Coefficient de réflexion de l'antenne MMA dans deux états de la diode.

D'après les résultats obtenus on remarque que lorsque la diode est dans l'état ON (passante) la fréquence de résonance est décalée vers 6.59 GHz par rapport à l'état initial (antenne MMA avec deux fentes) et coefficient de réflexion est de -42.20 dB. Et lorsque la diode est dans l'état OFF (bloquée) la fréquence de résonance est presque la même elle égale à 6.55 GHz avec une bonne adaptation -37.74 dB.

On a regroupé les résultats dans le **Tableau IV.4** :

État	Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)
Deux fentes	3.76	-59.56
Etat ON (Diode passante)	6.59	-42.20
Etat OFF (Diode bloquée)	6.55	-37.74

Tableau IV.4 : les résultats de simulation des trois états correspondants.

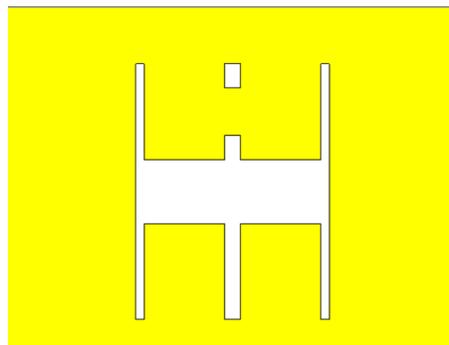
➤ **3^{ème} cas : Utilisation d'un plot métallique**

Dans ce cas, la diode PIN est modélisée par un plot métallique. Le plot est placé sur la fente et il a les dimensions suivantes : $1 \times 3 \text{ mm}^2$.

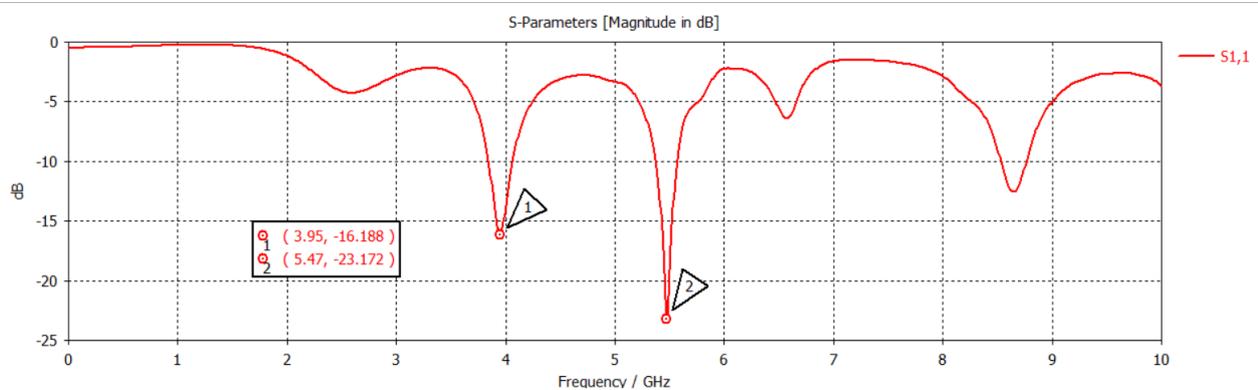
❖ **Etat OFF-OFF :**

C'est le même état initial de l'antenne MMA avec deux fentes (**Figure IV.18**) sa fréquence de résonance est 3.76GHz et une adaptation de -59.56 dB. (**Figure IV.19**)

❖ **Etat ON-OFF :**



(a)



(b)

Figure IV.22 : (a) plan de masse avec un plot métallique (état ON-OFF) (b) Coefficient de réflexion S₁₁ à l'état (ON-OFF) avec un plot métallique.

❖ Etat ON-ON :

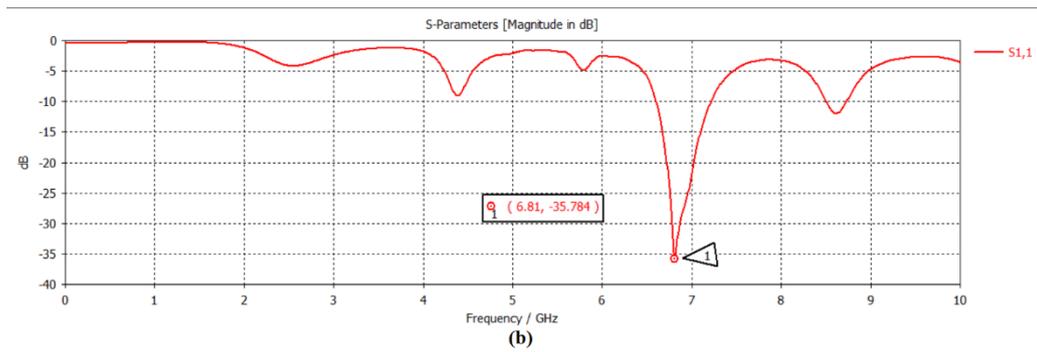
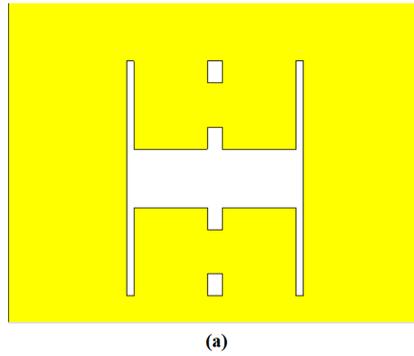
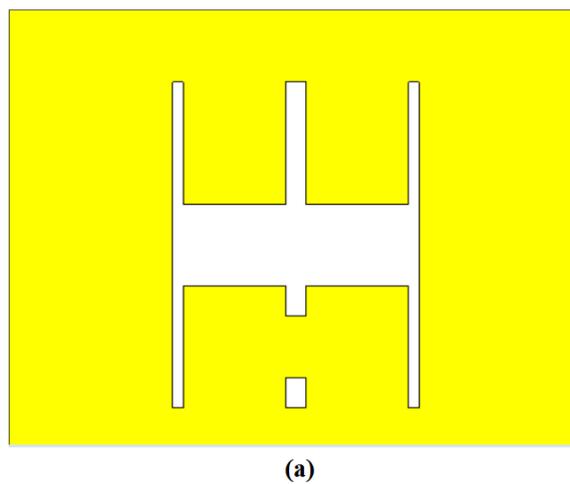


Figure IV.23 : (a) plan de masse avec deux plots métalliques (état ON-ON) (b) Coefficient de réflexion S₁₁ à l'état (ON-ON) avec un plot métallique.

❖ Etat OFF-ON :



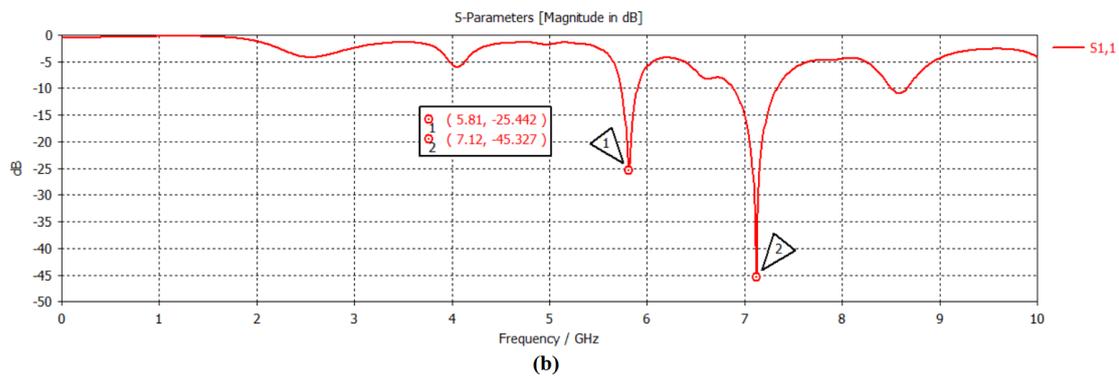


Figure IV.24 : (a) plan de masse avec un plot métallique (état OFF-ON) (b) Coefficient de réflexion S11 à l'état (OFF-ON) avec un plot métallique.

D'après les résultats obtenus on remarque que lorsque les deux plots métalliques sont à l'état (OFF- OFF), la fréquence de résonance est égale à 3.76 GHz avec une adaptation -59.56 dB, et lorsqu'ils sont à l'état (ON-OFF) ils nous donne deux fréquences de résonance qui sont 3.95 GHz et 5.47 GHz avec adaptation de -16.18 dB et -23.17 dB respectivement, ainsi que l'état (OFF-ON) nous donne deux fréquences de résonance égale à 5.81 GHz et 7.12GHz avec adaptation de -25.44 et -45.32 dB respectivement .le dernier état (ON-ON) donne une fréquence de résonance égale a 6.81 GHz avec une bonne adaptation de -35.78 dB.

Donc, on peut dire qu'il y a un décalage de la fréquence de résonance par rapport à l'état initiale OFF-OFF.

Les résultats de simulation de cette partie sont présentés dans le **Tableau IV.5 :**

Plot 1	Plot 2	Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)
OFF	OFF	3.76	-59.26
ON	OFF	Fr ₁ = 3.95 Fr ₂ = 5.47	S11= -16.18 S11= -23.17
OFF	ON	Fr ₁ = 5.81 Fr ₂ = 7.12	S11= -25.44 S11= -45.32
ON	ON	6.81	-35.78

Tableau IV.5 : les résultats de simulation des quatre états (OFF-OFF, ON-OFF, OFF-ON, ON-ON).

❖ L'impédance d'entrée

Les **Figures IV.25** et **IV.26** : présentent l'impédance d'entrée de l'antenne à l'état OFF-OFF et l'état ON-ON respectivement.

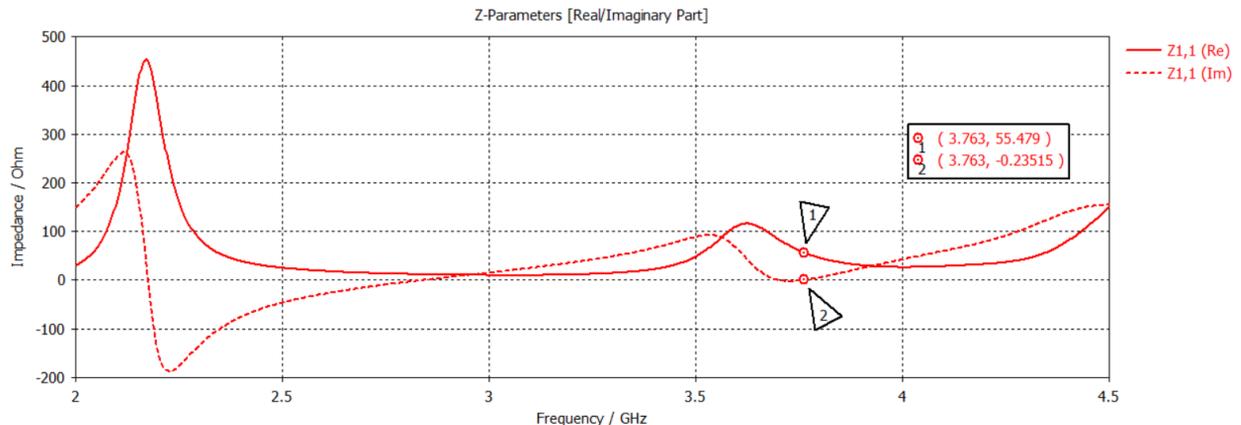


Figure IV.25 : L'impédance d'entrée de l'antenne à l'état OFF-OFF.

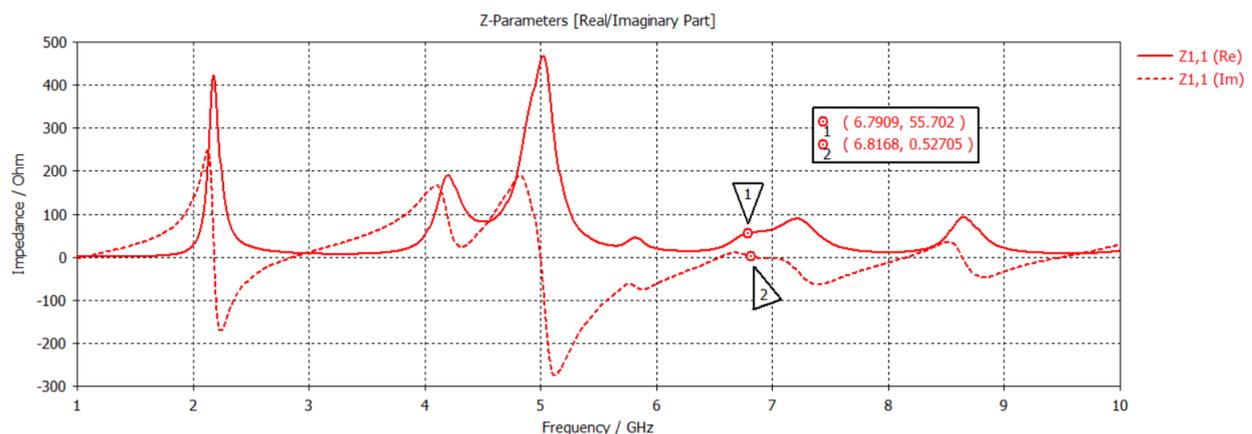


Figure IV.26 : L'impédance d'entrée de l'antenne à l'état ON-ON.

Interprétation :

Les **Figure IV.25** et **IV.26** montrent que la partie réelle de la caractéristique d'impédance de l'antenne est égale à 55.47 Ohm et 55.7 Ohm respectivement qui est l'impédance du port de l'antenne. Tandis que la partie imaginaire oscille presque autour de la ligne zéro.

❖ Le taux d'onde stationnaire (VSWR)

La **Figure IV.27** : et **Figure IV.28** présentent le taux d'onde stationnaire (VSWR) à l'état OFF-OFF et l'état ON-ON de l'antenne en fonction de la fréquence respectivement.

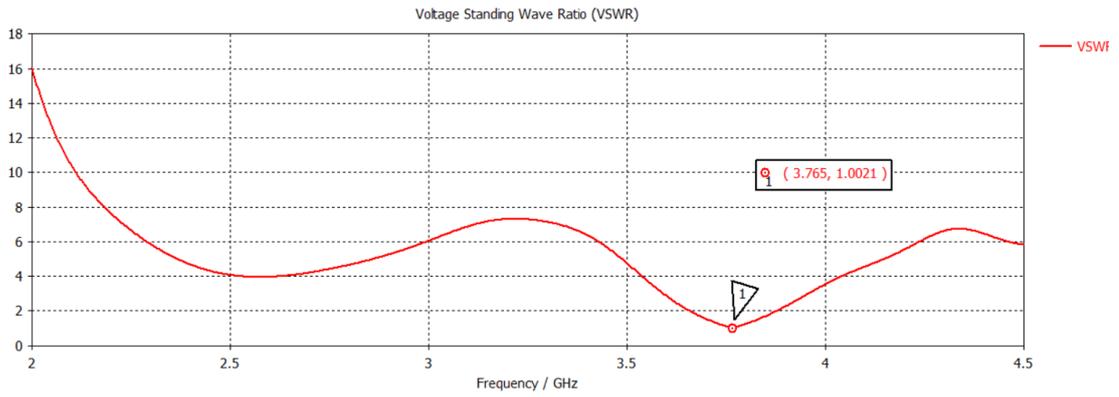


Figure IV.27 : Le taux d'onde stationnaire à l'état OFF-OFF.

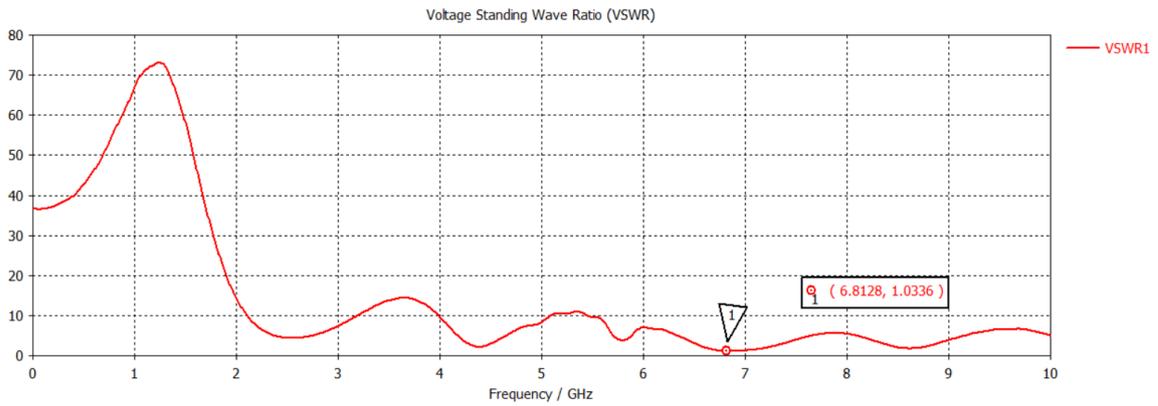


Figure IV.28 : Le taux d'onde stationnaire à l'état ON-ON.

➤ 4^{ème} cas : Utilisation de la diode varicap

Dans cette partie, nous avons insérée une diode varicap (varactor) sur les fentes créées dans le plan de masse comme indiqué la Figure IV.29.

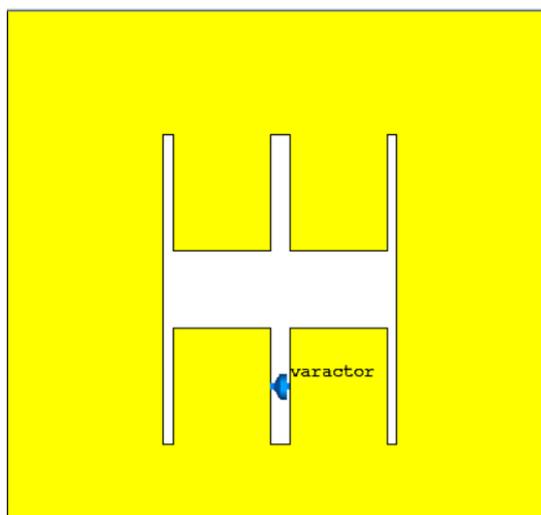


Figure IV.29 : Antenne MMA avec une diode varicap insérée sur la fente.

Nous avons utilisé la diode varactor de type MA46H120 de MACOM Technical Solutions [34][35], présente une capacité variable de 0,149 pF à 1,304 pF, modulée par une tension de polarisation inverse allant de 18 V à 0 V (**Figure II.7** dans le deuxième chapitre). Elle possède également une résistance de 2 Ω et une inductance de 0,05 nH.

Les résultats de simulation sont présentés dans la **Figure IV.30**.

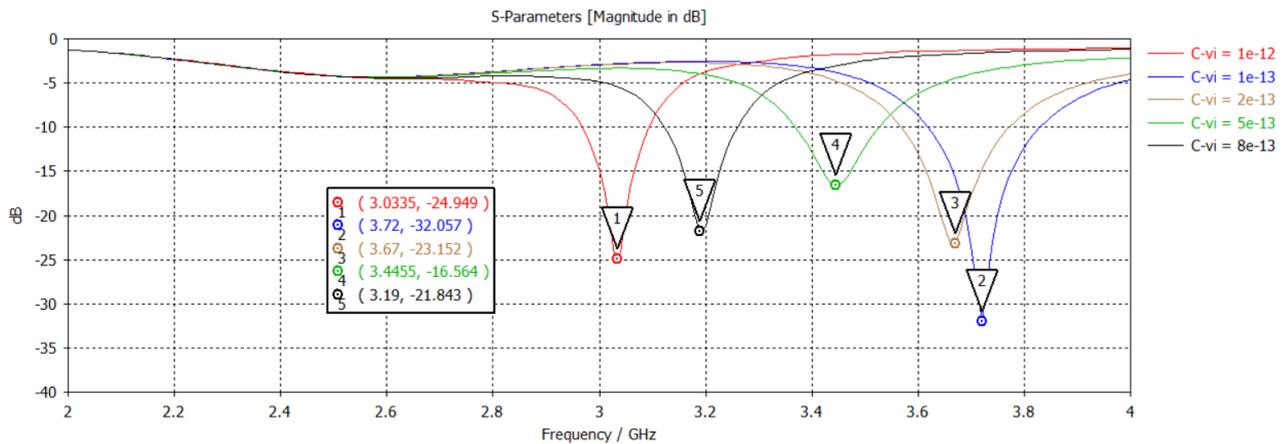


Figure IV.30 : Coefficient de réflexion de l'antenne MMA reconfigurable en fréquence avec cinq tensions de polarisations différentes

Les résultats indiquent que les fréquences de résonance : $f_1 = 3.03$ GHz, $f_2 = 3.72$ GHz, $f_3 = 3.67$ GHz, $f_4 = 3.44$ GHz, $f_5 = 3.19$ GHz sont obtenus lorsque les tensions de polarisation inverse sont 1.8 V ($C = 1$ pF), 18 V ($C = 0.1$ pF) et 10 V ($C = 0.2$ pF), 3 V ($C = 0.5$ pF), 2V ($C = 0.8$ pF) respectivement.

Ce décalage de la fréquence de résonance démontre que la fonction de reconfigurabilité en fréquence de l'antenne conçue est réalisée.

Les résultats de simulation de cette partie sont présentés dans le **Tableau IV.6**

La capacité (pF)	Fréquence de résonance (GHz)	S11 (dB)
1	3.03	-24.94
0.1	3.72	-32.05
0.2	3.67	-23.15
0.5	3.44	-16.56
0.8	3.19	-21.84

Tableau IV.6 : Les résultats de simulation en utilisant la diode Varactor

❖ Comparaison entre les trois techniques précédentes (diode PIN, plot métallique, diode varicap)

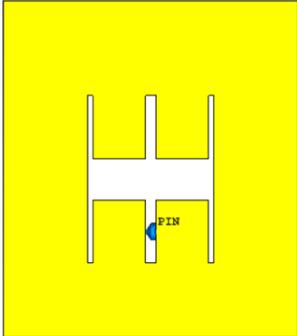
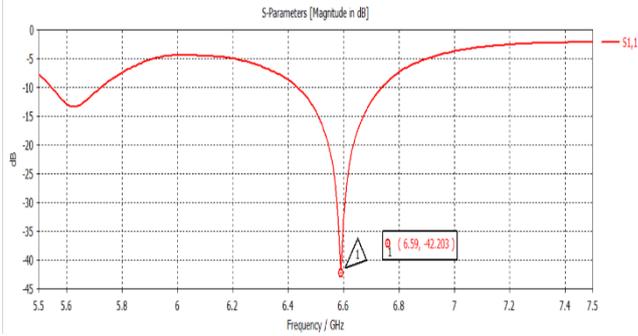
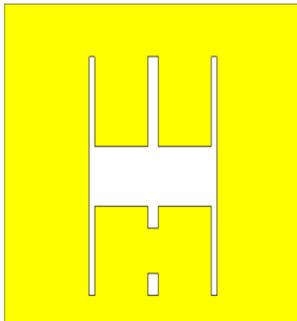
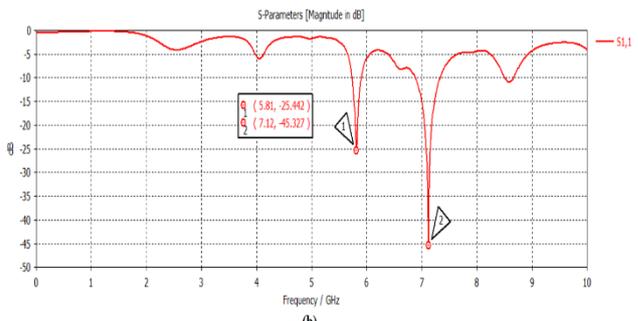
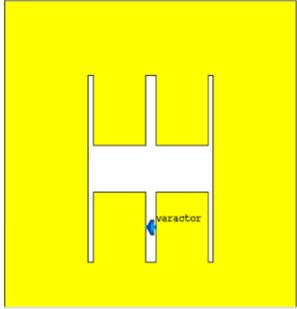
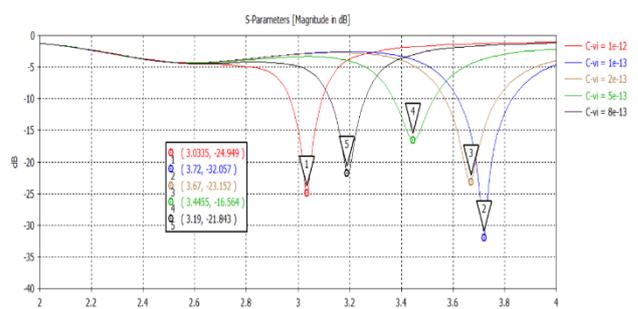
Structure	Etat	Résultat
	<p>OFF-ON Avec diode PIN</p>	 <p>(a) Etat ON</p>
	<p>OFF-ON Avec plot métallique</p>	 <p>(b)</p>
	<p>OFF-ON Avec diode varicap</p>	

Tableau IV.7: Tableau comparatif entre les trois techniques utilisées

Le **Tableau IV.7** nous représente une comparaison entre les trois techniques utilisées (diode PIN, varicap et plot métallique). D'après les résultats de tableau en conclu que l'utilisation des diode varicap nous donne le meilleur résultat.

IV.6 Réalisation et validation expérimentale

Dans cette partie, nous allons réaliser l'antenne métamatériaux simulée dans la partie précédente. Le prototype sera fabriqué à l'aide de la machine de gravure LPKF ProtoMat E44, puis analysé à l'aide d'un analyseur de réseau.

La réalisation s'est déroulée au niveau du laboratoire de département Electronique et Télécommunications de l'Université 8 Mai 1945 Guelma/Algérie dans le cadre du Mémoire de fin d'étude.

IV.6.1 Description de la machine LPKF ProtoMat E44

La LPKF ProtoMat E44 est conçue pour fraiser des structures sur des matériaux de circuits imprimés plaqués cuivre, percer des trous traversants et fraiser des circuits imprimés individuels à partir de panneaux plus grands. Elle offre une grande précision avec une vitesse de broche de 40 000 tr/min et un système de changement d'outil manuel avec réglage précis de la hauteur. Le logiciel LPKF CircuitPro CAM inclus permet un contrôle étendu des paramètres de processus et prend en charge divers matériaux. Pour les circuits imprimés double face, la ProtoMat E44 dispose d'une fonction de mesure par caméra qui améliore la précision du positionnement et aligne la structuration en reconnaissant des fiduciaux ou des structures géométriques. Avec une résolution de moins de 1 μm , une répétabilité de $\pm 5 \mu\text{m}$ et une précision des trous de fixation de $\pm 20 \mu\text{m}$, cette machine est parfaitement adaptée à la création de circuits imprimés simples et double face [53].



Figure IV.31 : La machine LPKE ProtoMap E44.

IV.6.2 Appareil de mesure analyseur de réseaux

L'analyseur de réseaux Rohde&Schwarz R&S ®ZNB20 Vector Network Analyser, avec une plage de fréquence allant de 100 kHz à 20 GHz, est utilisé pour mesurer les paramètres S et l'impédance d'entrée de l'antenne (voir **Figure IV.32** :). Habituellement, l'antenne est connectée à l'analyseur par des câbles et des connecteurs, ce qui ajoute un affaiblissement et un déphasage au signal. Pour éliminer ces influences, une calibration est nécessaire. Cette opération, qui compense les erreurs systématiques, se réalise en connectant à la liaison, à la place de l'antenne, une charge représentant un circuit ouvert, une charge de 50 ohms, et enfin un court-circuit [39].

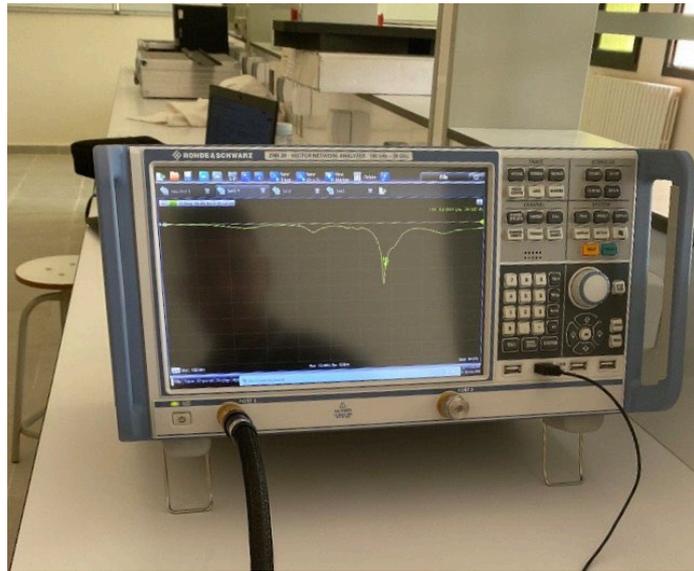


Figure IV.32 : L'analyseur de réseau 'R&S ®ZNB20'.

IV.6.3 Le prototype réalisé

Nous avons réalisé deux prototypes :

- Le premier concerne une antenne à base des cellules RAF carré avec deux fentes insérées sur le plan masse sans placé aucun plot métallique (état OFF-OFF). **Figure IV.33. b**
- Le deuxième concerne une antenne à base des cellules RAF carré avec deux fentes insérées sur le plan masse et avec deux plots métalliques placé sur les fentes (état ON-ON). **Figure IV.33.c**

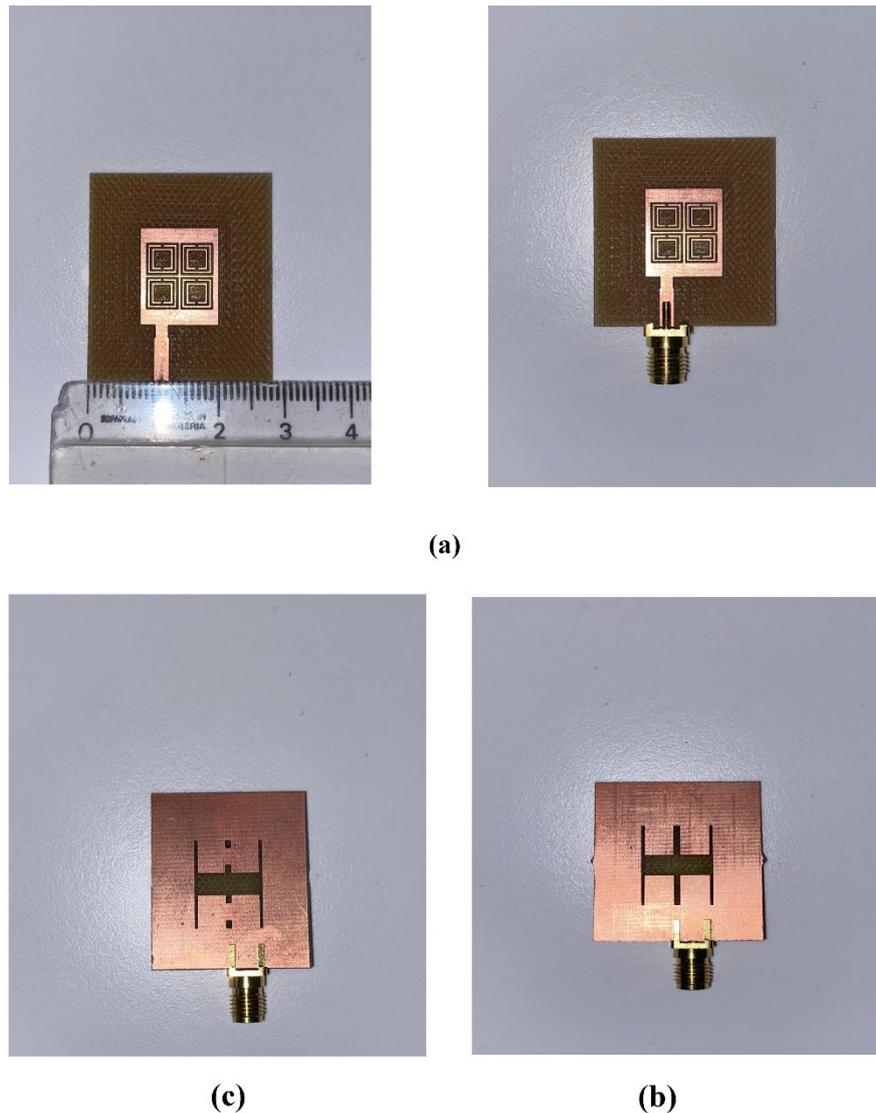


Figure IV.33: prototype réalisé.

(a) Vue de dessus (patch), (b) aucun plot (OFF-OFF), (c) Avec deux plots (ON-ON).

IV.6.4 Mesures expérimentales

IV.6.4.1 Mesure du coefficient de réflexion :

Le coefficient de réflexion est mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel Rohde&Schwarz R&S® ZNB20.

Les résultats expérimentaux et de simulation pour les deux états (OFF-OFF et ON-ON) sont illustrés respectivement dans les **Figure IV.34** et **Figure IV.35**

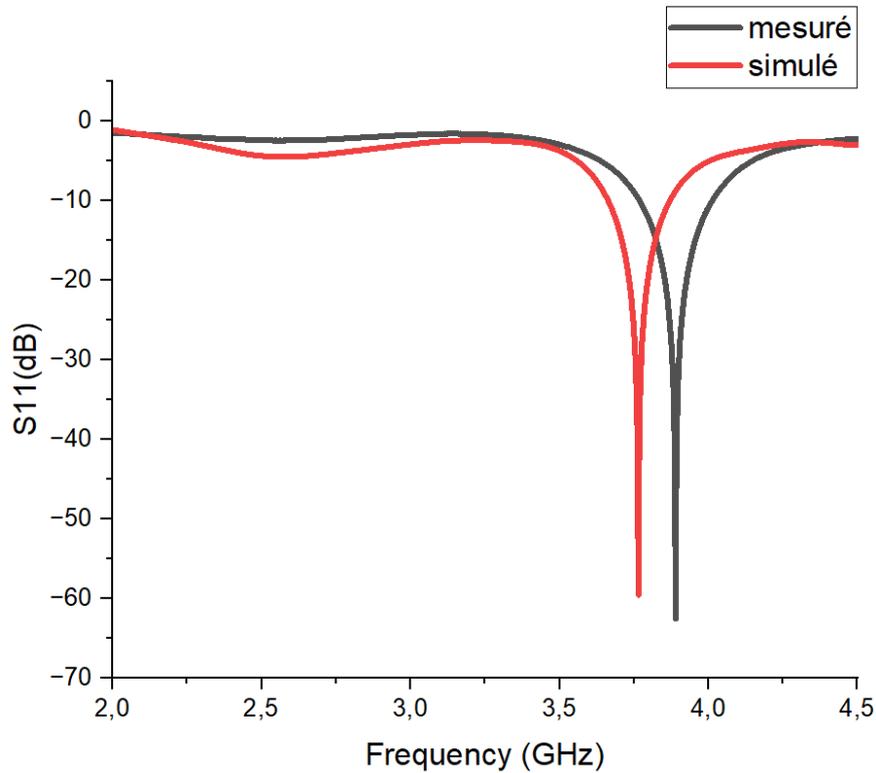


Figure IV.34 : Comparaison du S11 simulé et mesuré à l'état OFF-OFF.

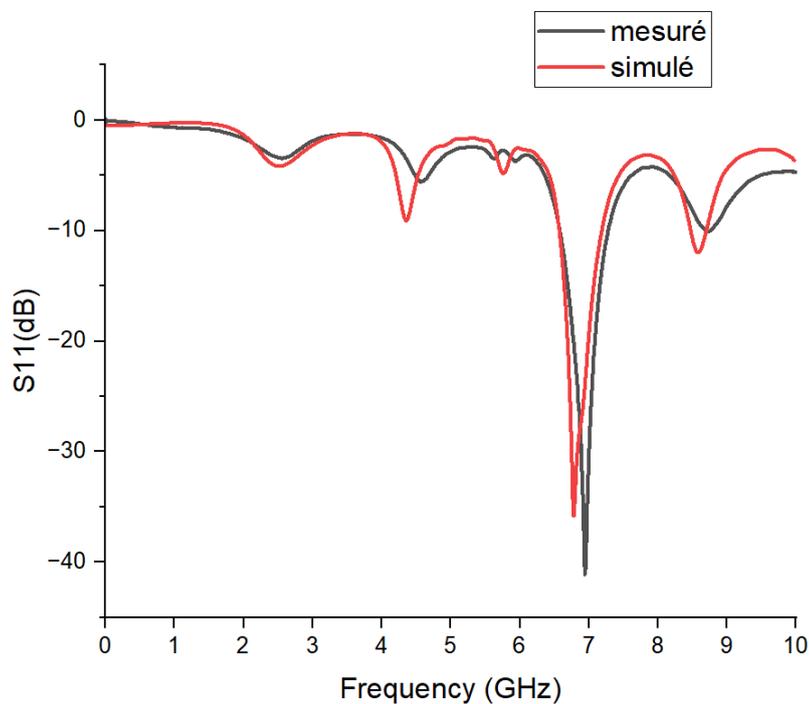


Figure IV.35 : Comparaison du S11 simulé et mesuré à l'état ON-ON.

Les résultats de mesure sont très satisfaisants, car ils correspondent étroitement aux simulations.

Les résultats sont regroupés dans le tableau suivant :

	Etat	Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)
Simulé	OFF-OFF	3.76	-59.56
Mesuré	OFF-OFF	3.87	-62.5
Simulé	ON-ON	6.81	-35.78
Mesuré	ON-ON	6.92	-40.92

Tableau IV.8 : Comparaison des résultats simulés et mesurés.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons commencé par une présentation de CST Studio Suite, mettant en lumière ses capacités et son importance dans la simulation. Nous avons ensuite conçu et simulé une cellule RAF carrée, démontrant ses caractéristiques uniques et son comportement électromagnétique. Cette cellule a servi de base pour la conception de l'antenne proposée, intégrant les principes des métamatériaux pour améliorer les performances de l'antenne.

La phase suivante a impliqué la présentation de l'antenne proposée, en détaillant sa structure, ses dimensions et les matériaux utilisés. Nous avons ensuite testé la reconfigurabilité de cette antenne en utilisant différentes techniques, telles que les diodes PIN, les plots métalliques et les diodes varactor.

La dernière partie est consacré à la réalisation d'une antenne reconfigurable à base de métamatériaux.

Les résultats mesurés sont quasiment identiques à ceux simulés, la légère différence pouvant être attribuée à des influences extérieures sur l'antenne réalisée.

Conclusion générale

Dans ce mémoire de fin d'étude, nous avons exploré la conception et la réalisation d'une antenne à base des métamatériaux reconfigurable en fréquence. L'objectif principal de ce travail était d'examiner les différentes techniques de reconfigurabilité et d'appliquer ces connaissances à la conception d'une antenne performante et adaptable aux besoins changeants des systèmes de télécommunications.

Le premier chapitre a présenté des généralités sur antennes imprimées, mettant en évidence leurs avantages, telles que leur faible coût et leur facilité d'intégration. Nous avons abordé leurs caractéristiques, techniques d'alimentations et les applications courantes de ces antennes.

Dans le deuxième chapitre, nous avons approfondi les différentes techniques de reconfigurabilité ainsi que les types de reconfigurabilité. Nous avons examiné divers dispositifs de commutation, comme les MEMS RF, les diodes PIN, et les varactors, qui permettent de modifier les caractéristiques des antennes après leur fabrication. Des exemples illustratifs ont été fournis pour démontrer l'efficacité de ces techniques dans divers contextes.

Le troisième chapitre s'est concentré sur l'état de l'art des métamatériaux. Ces matériaux, aux propriétés électromagnétiques uniques, offrent de nouvelles possibilités pour l'amélioration des performances des antennes.

Le quatrième chapitre a détaillé la conception d'une antenne reconfigurable basée sur des cellules RAF carrées. Cette section a couvert le processus de conception, incluant les simulations avec le logiciel CST MWS et les analyses des résultats obtenus. L'innovation apportée par l'utilisation des cellules RAF a été mise en avant, démontrant leur potentiel pour améliorer les antennes. Cette étude repose sur la création de fentes et la modification géométrique, en utilisant des diodes PIN ainsi que leur technique de modélisation en circuit RLC équivalent et des plots métalliques. Enfin, nous avons réalisé deux prototypes le premier concerne une antenne MMA avec deux fentes insérées sur le plan masse sans placé aucun plot métallique et le deuxième concerne antenne MMA avec deux fentes insérées sur le plan masse et avec deux plots métalliques placées.

Les résultats de mesure ont montré une concordance avec les simulations, avec seulement de légères différences attribuables aux influences extérieures et aux imprécisions de fabrication. Ces résultats confirment la précision de notre approche et la fiabilité des techniques employées.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] I. J. Bahl, P. E. Bhartia « Microstrip Antennas » Dedham,MA : Artech House.1980.
- [2] Bancroft et Randy « Microstrip and Printed Antenna Design », 2nd Edition. SciTech Publishing, 2009.
- [3] Boualem MEKIMAH « Amélioration des Caractéristiques des Patchs Microbandes pour les Applications Ultra Large Bande », THÈSE DE DOCTORAT. Université Frères Mentouri-Constantine 1. 2020.
- [4] Odile Picon et coll « LES ANTENNES Théorie, conception et application » Préface de Maurice Bellanger, Paris, 2009.
- [5] Balanis, A.Constantine « Antenna theory: analysis and design », John wiley & sons. 2016.
- [6] Airza Karemipour « Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la Compatibilité électromagnétique et à la conception d'antenne et de réseaux d'antennes », thèse De doctorat de l'école nationale supérieure des télécommunications. Paris, ENST. Juin 2002.
- [7] Boyer, Alexandre « Support de cours énoncé de travaux dirigés » 2011.
- [8] H. Nadir, « Contribution à la conception d'antennes ultra large bande impulsionsnelles d'encombrement réduit » Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2018.
- [9] Dreina Emmanuel, « Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G », Thèse de Doctorat en Optique et Radiofréquence. Institut Polytechnique de Grenoble. 2010.
- [10] Fersiti, Samira and Mahieddine, Fatima Zahra « Antennes à Plan de Masse Partielle de type Hilbert pour un fonctionnement Ultra Large Bande ».2018.
- [11] Benabdelhak, Meriem Chahinez; Bouncer « Conception et étude paramétrique d'une antenne patch SIW à fentes dans la bande Ku », universitaire bedjia .2018/2019.
- [12] Lucas FREDERIC, Léonard Levy, Thomas GRASSELLI, Florian THELLIEZ « Les états de polarisation de la lumière » mise en évidence et applications Référence du projet : STPI/P6/2014–45.
- [13] M. Guerroui, « Conception d'une nouvelle antenne pour une application GPR » Thèse de doctorat, Université 8 Mai 1945 GUELMA, 2022.
- [14] Dube, S., & Gupta, K. C. (2012). Advances in Microstrip and Printed Antennas. Wiley.

- [15] Abla Behloul, « Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire » mémoire de magister en électronique De l'université Mentouri CONSTANTINE Avril 2010.
- [16] A. Pandey, « Practical Microstrip and Printed Antenna Design, Hardcover. Artech House. 2019 ».
- [17] W. C. Chew, Z. Nie, Q. H. Lui & Y.T.Lo « Analysis of prodoe-fied microstrip disk antenna », IEEE transactions antennas Propagation.Vol 43, pp. 1331, Novembre 1995.
- [18] HAOUZI Amel KRICHE Kawther « CONCEPTION D'ANTENNES IMPRIMEES MINIATURES » Présenté pour l'obtention du diplôme de MASTER université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen – 2019 /2020.
- [19] Brahimi Ali « Etude de la Technologie des Antennes Multi-bandes pour les Applications Spatiales » Magister Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MOHAMED BOUDIAF. 2014.
- [20] Mme CHEBABHI, ABDELKEBIR Semia « Conception des antennes rayonnant en ondes de surface dans les bandes LF-HF » Doctorat en Électronique Université ziane achour djelfa.
- [21] C. Abdelhalim, « Conception d'une antenne bip large bande a fort gain » Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas Sérif 1, 2017.
- [22] Deghfel Walid, Merzougui Rami, « Etude et conception d'antenne ultra large bande ULB à bande rejetée », Mémoire de Master, Université de M'sila, 2017.
- [23] Y. TIGHILT, « identification des antennes micorubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones », thèse de doctorat en électronique, Université de Sétif, juin 2011.
- [24] OUALI KHALED « Conception, réalisation et mesure d'une antenne microruban miniature à base des métamatériaux pour le réseau mobile LTE ». Université Aboubakr Belkaïd .2022/2023.
- [25] M. Rutschlin and V. Sokol, « Reconfigurable Antenna Simulation : Design of Reconfigurable Antennas with Electromagnetic Simulation » in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 7, pp. 92-101, Nov.-Dec. 2013.
- [26] Huda A. Majid, Mohamad K. A. Rahim, Mohamad R. Hamid, and Muhammad F. Ismail, « Frequency Reconfigurable Microstrip Patch-Slot Antenna with Directional Radiation Pattern Progress In Electromagnetics Research », Vol. 144, 319–328, 2014.

- [27] Sabre Dakhli « Augmentation de la performance des antennes miniatures inspirées par métamatériaux : conception d'antennes, inspirée par métamatériaux », Université Rennes 1, 2015.
- [28] C. G. Christodoulou, et al, « Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications », Proceedings of the IEEE, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, Jul. 2012.
- [29] [Étude et conception des antennes reconfigurables \(rapport-gratuit.com\)](#) consulté le 27 mars 2024.
- [30] MANSOUL, Ali « Conception et Réalisation d'Antennes Reconfigurables en Fréquence » Thèse de Doctorat en Electronique Ecole Nationale Polytechnique, 2016
- [31] Reconfigurable Antennas: Switching Techniques— A Survey Ojaroudi Parchin, N.; Jahanbakhsh Basherlou, H.; Al-Yasir, Y.I.; Abd-Alhameed, R.A.; Abdulkhaleq, A.M.; Noras, J.M. Recent developments of reconfigurable antennas for current and future wireless communication systems. Electronics 2019, 8, 128.
- [32] S. Souai, « Réseaux d'antennes miniatures super directifs reconfigurables basses fréquences pour l'IoT » Thèse de doctorat, Université côte d'azur, 2021.
- [33] Imen Ben Trad. « Antennes agiles pour les télécommunications multistandards », INSA de Rennes, Université de Tunis El-Manar. Faculté des Sciences de Tunis (Tunisie), 2014
- [34] Nguyen-Trong, N., Kaufmann, T., Hall, L., & Fumeaux, C. (2015). « Analysis and Design of a Reconfigurable Antenna Based on Half-Mode Substrate-Integrated Cavity » IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 63(8), 3345–3353,2015.
- [35] Siti Nailah Mastura Zainarry « reconfigurable antennas based on varactor loaded stubs » University of Adelaide, 2019.
- [36] Hamza Nachouane. « Contribution à la conception et à la réalisation d'antennes reconfigurables large bande à diversité pour les systèmes de communication radio cognitive de la quatrième génération ». Institut National des Postes et Télécommunications, 2017.
- [37] [Transistor-effet-champ \(unilim.fr\)](#) consulté le 27 mars 2024.
- [38] Trong Duc Nguyen. « Conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive ». Autre. Université de Grenoble, 2012.

- [39] M. Chouhbane, « Etude et Conception d'une antenne Reconfigurable En Fréquence et en Diagramme de rayonnement », Mémoire de master. Université 8 Mai 1945, Guelma, 2021.
- [40] Laurent Petit. « ANTENNES RECONFIGURABLES A BASE DE MEMS RF. Micro et nanotechnologies/Microélectronique ». Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007. Français.
- [41] Sandra Gomez, Patrick Queffelec, Alexis Chevalier. « Méthode de caractérisation électromagnétique large bande des métamatériaux ». TELECO2011 & 7ème JFMMA, Mar 2011, Tanger, Maroc.
- [42] Benmostefa naima « modelisation des structures electromagnetiques millimetriques agiles à base des metamateriaux : application aux filtres » thèse doctorat à l'universite de tlemcen 2014.
- [43] V. Veselago, L. Braginsky, V. Shklover, and C. Hafner. « Negative Refractive Index Materials ». ASP Computer Theory Nanoscience, Vol. 3, No. 2, pp. 1-30, 2006.
- [44] Abdelghani GUEMARI Imad KHALDI Mohammed khemisti Zobeidi « Métamatériaux à indice de réfraction négatif Application aux antennes patch » MASTER ACADEMIQUE, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued 2015.
- [45] Christophe Carloz, Tatsuo Itoh, « Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application », livre , A John Wiley & Sons, 14-22, 2006.
- [46] Belkadi bachir « étude et conception de filtres hyperfréquences à base de nouveaux matériaux Thèse de Doctorat Université Djillali Liabès Sidi Bel Abbes 2019.
- [47] BASSAID Feryel & BENHABIB Ghizlene Etude et conception d'une antenne à base de métamatériaux pour les applications sans fil 5G ». MASTER UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID, TLEMCEN 2021.
- [48] GUEBGOUB Nassima « Contribution à l'étude des techniques de miniaturisation des antennes. Application aux réseaux sans fil et Ultra Large Bande », thèse DOCTORAT EN SCIENCES Université 8 Mai 1945 Guelma 2021.
- [49] Sébastien Guenneau, Stefan Enoch et Ross McPhedran, « Les ondes sous l'emprise des métamatériaux », magazine "pour la science ", no.409, pp. 60-61, Novembre 2011.
- [50] L.W. Li, Y.N. Li, T.S. Yeo, J.R. Mosig and O.J.F. Martin, « A broadband and high-gain Metamaterial microstrip antenna », Applied Physics Letters, 96 (2010), 164101.
- [51] [SIMULIA-CST-Studio-Suite-Brochure.pdf \(solidworks.com\)](#), consulté le 4 juin 2024.

[52] [CST-S2_2010-Brochure-web.pdf \(microwavejournal.com\)](#) , consulté le 4 juin 2024.

[53] [ProtoMat E44 Circuit Board Plotter | LPKF \(lpkfusa.com\)](#) , consulté le 13 juin 2024

Annexe

Annexe :

➤ Les simulations de plan de masse :

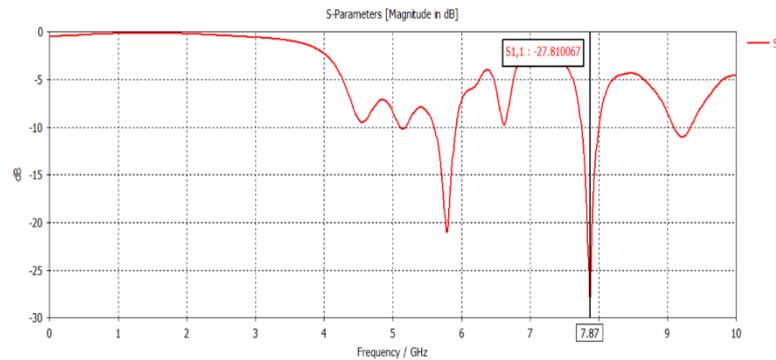
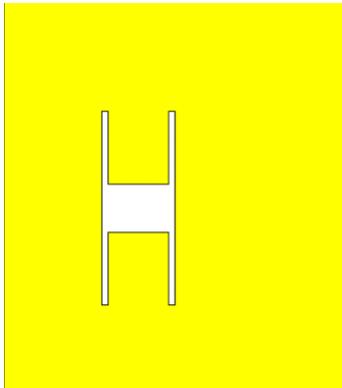


Figure 1 : géométrie et s11 de l'antenne MMA avec une seule fente H à droite

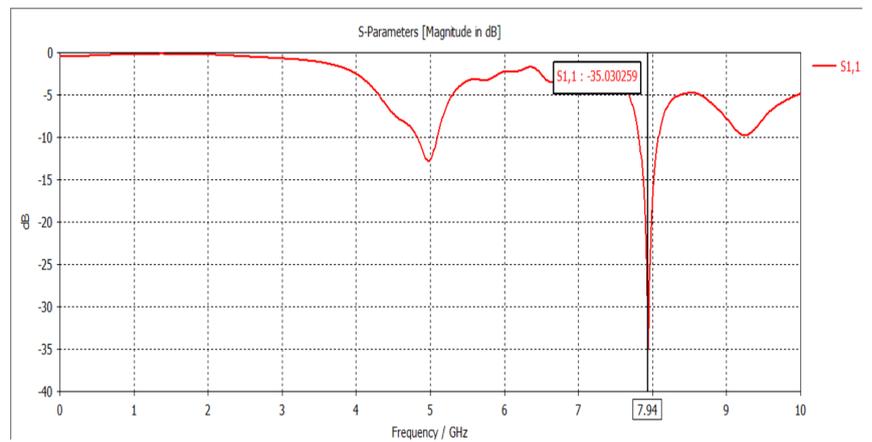
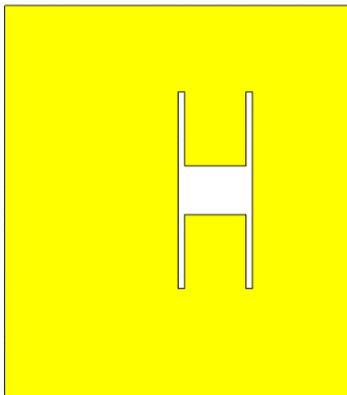


Figure 2 : géométrie et s11 de l'antenne MMA avec une seule fente H à gauche

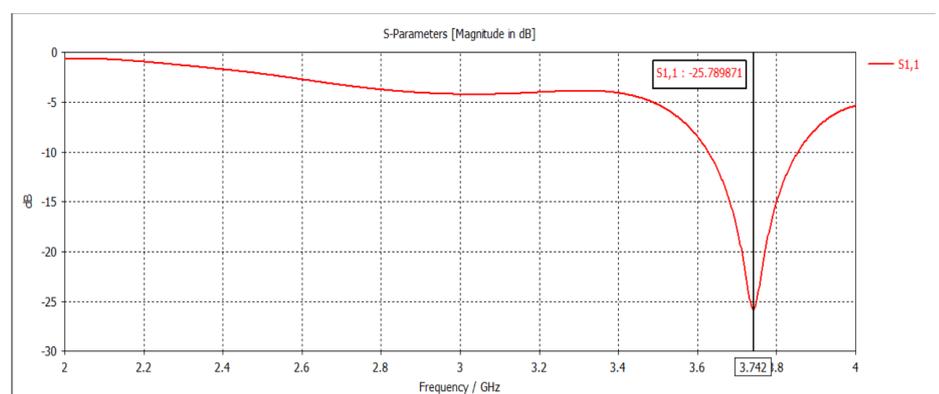
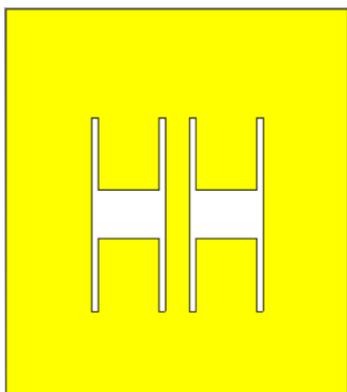


Figure 3 : géométrie et s11 de l'antenne MMA avec deux fentes H avec espace de 2mm

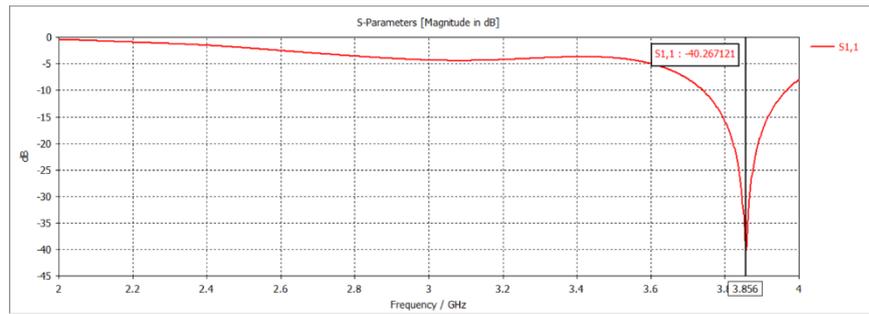


Figure 4 : s_{11} de l'antenne MMA avec deux fentes H avec espace de 4mm

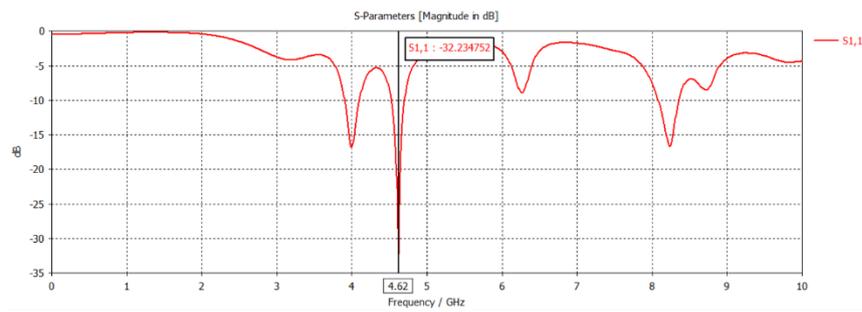


Figure 5 : s_{11} de l'antenne MMA avec deux fentes H avec espace de 6mm

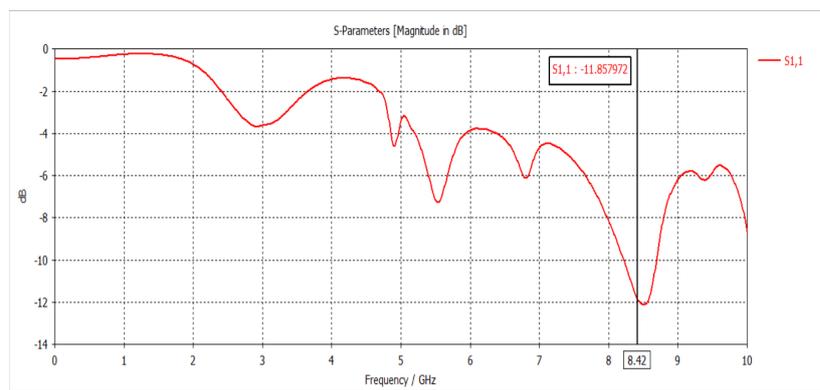
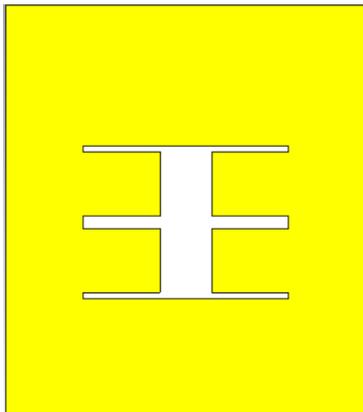


Figure 6 : géométrie et s_{11} de l'antenne MMA avec deux fentes H horizontal

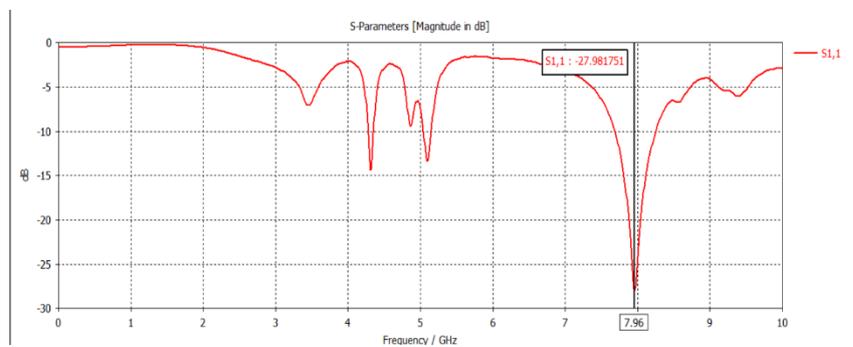
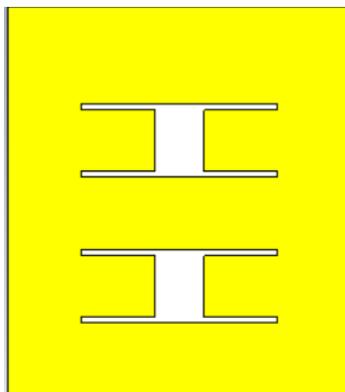


Figure 7 : géométrie et s_{11} de l'antenne MMA avec deux fentes H horizontal avec espace de 6mm

➤ L'influence de la largeur de la fente :

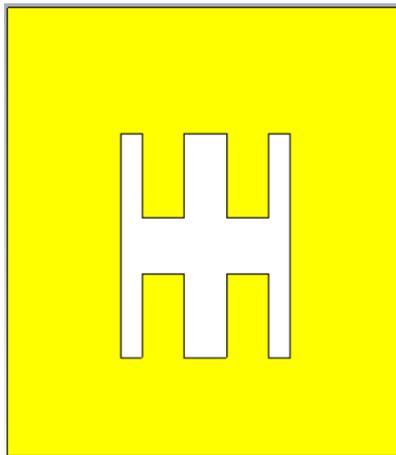


Figure 8 : plan de masse avec deux fentes de largeur 1.5mm

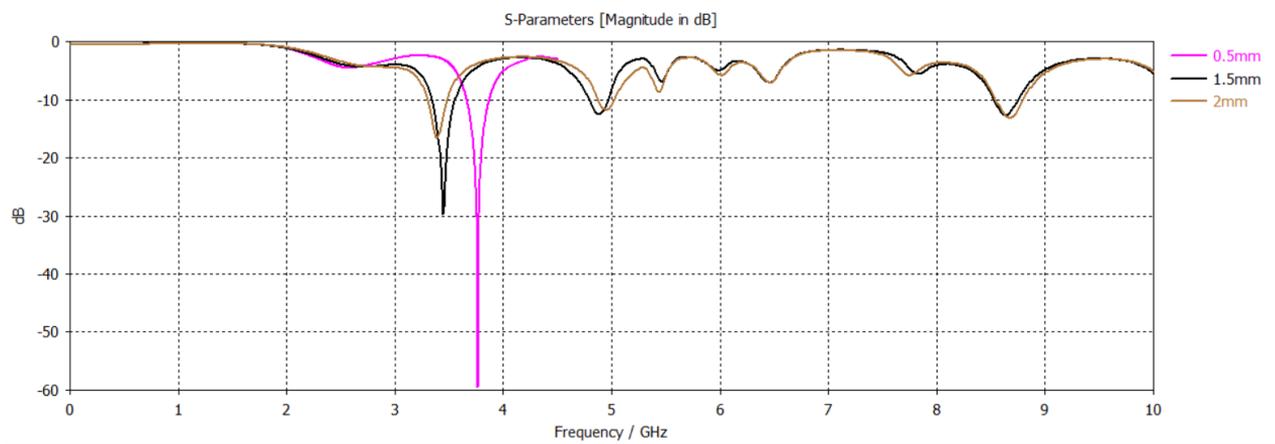


Figure 9 : l'influence de la largeur de la fente sur le coefficient de réflexion s_{11} de l'antenne MMA.