

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Par : **KEBBATI SARRA**

&

KHERRAFI KENZA

Sujet

**Miniaturisation d'une antenne micro ruban à base des méta
matériaux pour les applications GNSS**

Soutenu publiquement, le 30 / 06 / 2022, devant le jury composé de :

M M. KHELLADI	Maître de conférences A	Univ de Tlemcen	Président
M S.M. BAHRI	Maître de conférences B	Univ de Tlemcen	Examinateur
Mme H. BENOSMAN	Maître de conférences A	Univ de Tlemcen	Encadrante
M M.A. RABAH	Maître de recherche A	CDS/ASAL Oran	Co-Encadrant

Année universitaire : 2021/2022

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remercions Allah qui nous a aidé et donné la patience et le courage durant ces longues années d'études.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif de la Faculté de technologie de Tlemcen, pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Nous tenons à remercier sincèrement Mme **BENOSMAN Hayet** en tant que Directrice de mémoire, et aussi M **RABAH Mohammed Amine** en tant que Co-encadreur qui s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Nous tenons à remercier profondément M **KHELLADI Mounir** pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider ce jury.

Nous exprimons également nos sincères remerciements à M **BAHRI Sidi Mohammed** d'avoir accepté d'examiner et discuter ce travail.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragé au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à toutes et à tous.

Dédicace

A l'aide de la grâce du dieu tout puissant que j'ai achevé ce modeste travail que je dédie : La lumière de mes yeux et le bonheur de mon existence : mes chers parents, ceux qui m'ont encouragé et qui ont sacrifié les meilleurs moments de leur vie pour ma réussite, que dieu vous procure, santé et longue vie, aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous.

A mon père, mon premier encadrant depuis ma naissance.

A ma mère, qui m'a toujours poussé à aller de l'avant avec ses prières je ne serai jamais assez reconnaissant envers eux.

A Mon binôme *K. Kenza* avec qui j'ai pu réaliser ce travail.

A toute la promotion de Télécommunication dont je fais partie.

A mes professeurs tout au long du cycle de mes études qui m'ont dirigé vers la porte de réussite.

A Toutes mes amis, en particulier tous ceux qui m'ont procuré aide et réconfort durant la réalisation de ce travail, Enfin à tous ceux qui m'aiment et qui ont une place dans mon cœur.

SARRA

Dédicace

Je dédie ce travail :

A mon cher papa et ma chère maman

Qui m'ont soutenu durant toutes ces années d'études pour que je puisse atteindre mes objectifs, que dieu les garde et les protège.

Mes chères frère **Mehdi, Mohammed** et sa femme **Meryem**

Ma petite nièce **ANFEL**.

Ma chère binôme **SARRA**

Tous mes amis qui sont toujours là pour moi.

KENZA

Résumé

Les méta-matériaux attirent de plus en plus l'intérêt des chercheurs dans le domaine des microondes, des antennes et des radiofréquences. L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement qui sont exigés dans la miniaturisation des antennes. L'objectif de ce projet est de proposer deux antennes miniatures destinées pour les applications GNSS. Après quelques rappels sur le fonctionnement théorique des antennes patchs, nous nous intéressons à la conception et à la simulation de deux antennes en technologie micro-ruban miniatures (à polarisation circulaire) à base de résonateurs en anneau fendus en utilisant le logiciel CST MWS. Les résultats obtenus seront alors exposés et discutés.

Mots clés : Méta-matériaux, miniaturisation, résonateur en anneau fendu complémentaire, antenne micro ruban à polarisation circulaire.

Abstract

Meta materials are increasingly attracting interest of researchers in the fields of microwaves, antennas and radio frequencies. The use of these materials offers advantages such as the reduction of weight and clutter that are required in the miniaturization of antennas. The objective of this project is to propose two miniature antennas for GNSS applications. After a few reminders on the theoretical operation of patched antennas, we are interested in the design and simulation of two antennas in miniature micro strip technology (with circular polarization) based on split ring resonators using CST MWS software. The results obtained will then be presented and discussed.

Keywords: Meta-materials, miniaturization, complementary split ring resonator, circular polarized micro ribbon antenna.

الملخص

تجذب المواد الفوقية بشكل متزايد اهتماما لباحثين في مجالات الموجات الدقيقة والهوائيات والترددات الراديوية. يوفر استخدام هذه المواد مزايا مثل تقليل الوزن والاضواء المطلوبة في تصغير الهوائيات والهدف من هذا المشروع هو اقتراح هوائيين مصغرين لتطبيقات الاقمار الصناعية. بعد بعض التذكير حول التشغيل النظري للهوائيات المصححة نحن مهتمون بتصميم ومحاكاة هوائيين في تقنية الشريط المصغر مع الاستقطاب الدائري بناء على رنانات الحلقة المنقسمة باستخدام برنامج محاكاة الكهرومغناطيسية. وسيتم بعد ذلك عرض النتائج التي تم الحصول عليها ومناقشتها.

الكلمات المفتاحية: المواد الفوقية، التصغير، رنان الحلقة المنقسمة التكميلية، هوائي ذو استقطاب دائري .

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	I
DEDICACE.....	II
RESUME.....	IV
LISTE DES FIGURES	VIII
LISTE DES TABLEAUX.....	XII
INTRODUCTION GENERALE	2

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMEES/GNSS

I.1 INTRODUCTION	5
I.2 DEFINITION D'UNE ANTENNE.....	5
I.3 DEFINITION D'UNE ANTENNE MICRO RUBAN.....	5
I.4 FONCTIONNEMENT D'UNE ANTENNE	6
I.5 LES TECHNIQUES D'ALIMENTATION	7
I.5.1 Alimentation directe par une ligne micro ruban.....	8
I.5.2 Alimentation par sonde coaxiale.....	8
I.5.3 Alimentation par ouverture	9
I.5.4 Alimentation de proximité	9
I.6 LES CARACTERISTIQUES D'ANTENNE.....	10
I.6.1 L'impédance d'entrée.....	10
I.6.2 Polarisation.....	11
I.6.2.1 Polarisation rectiligne ou linéaire.....	11
I.6.2.2 Polarisation circulaire	11
I.6.2.3 Polarisation elliptique.....	12
I.6.3 Le diagramme de rayonnement.....	12
I.6.4 Angle d'ouverture	13
I.6.5 Directivité et Gain.....	14
I.6.6 Bande passante.....	14
I.6.7 Le coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire (TOS)	15
I.7 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES MICRO RUBANS	15
I.8 DOMAINES D'APPLICATIONS	16
I.9 INVENTAIRE DES TECHNIQUES DE MINIATURISATION	16

I.9.1 Définition de la miniaturisation	16
I.9.2 Techniques de miniaturisation pour les antennes imprimées	17
I.9.3 Modification de la géométrie.....	17
I.9.4 Ajoute de fentes	18
I.9.5 Repliement.....	18
I.9.6 Miniaturisation à l'aide des matériaux	19
I.10 GNSS	19
I.10.1 Définition	19
I.10.2 Principe du positionnement	19
I.10.3 Composition du GNSS.....	20
I.10.4 Principaux systèmes existants.....	20
I.10.5 Bandes de fréquences de GNSS	21
I.11 CONCLUSION.....	22
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

CHAPITRE II : PRESENTATION DES META-MATERIAUX (MMT)

II.1 INTRODUCTION.....	26
II.2 HISTORIQUE	26
II.3 DEFINITION.....	27
II.4 CLASSIFICATION DES MATERIAUX EN FONCTION DE LEUR PERMITTIVITE ET PERMEABILITE.....	28
II.4.1 Les matériaux à perméabilité négative.....	30
II.4.2 Les matériaux à permittivité négative	31
II.4.3 Les Matériaux doublement positifs (DPS)	32
II.4.4 Les Matériaux doublement négatives (DNG).....	32
II.5 EXTRACTION DE PARAMETRES EFFECTIFS	32
II.5.1 Théorie de la méthode.....	33
II.6 APPLICATIONS DES META-MATERIAUX	35
II.6.1 Cape d'invisibilité.....	35
II.6.2 Lentilles parfaites	36
II.6.3 Miniaturisation	36
II.7 APPLICATIONS LIEES AUX ANTENNES	37
II.8 CONCLUSION	37
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

CHAPITRE III : CONCEPTION ET SIMULATION DES ANTENNES PATCHS MINIATURES

III.1 INTRODUCTION	40
III.2 OUTIL DE SIMULATION	40
III.3 CONCEPTION DE L'ANTENNE DE BASE	40
III.3.1 Cahier de charge	40
III.4 ANTENNE PATCH A POLARISATION CIRCULAIRE	43
III.4.1 Antenne patch carré avec des extrémités tronquées	45
III.4.2 Antenne patch carré à fentes circulaire asymétriques (APFCA)	48
III.5 MINIATURISATION DE L'ANTENNE A FENTES ASYMETRIQUES	52
III.5.1 Conception de la structure d'antenne avec plan de masse chargé par un réseau de SRR	55
III.5.2 Etude paramétrique sur la longueur extérieure de l'anneau (L)	61
III.6 CONCEPTION D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE A FENTES CROISEES	64
III.6.1 Résultats et discussions	65
III.6.2 Miniaturisation de l'antenne proposée	67
III.7 CONCLUSION	71
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	
CONCLUSION GENERALE	75

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ANTENNES

IMPRIMEES/GNSS

Figure I-1 Structure d'une antenne micro bande.....	6
Figure I-2 Divers formes d'éléments rayonnants.....	6
Figure I-3 Antenne imprimée fonctionnant sur son mode fondamental	7
Figure I-4 Alimentation par ligne micro ruban	8
Figure I-5 Alimentation par sonde coaxiale.....	8
Figure I-6 Alimentation à travers une fente	9
Figure I-7 Alimentation de proximité	9
Figure I-8 : Impédance d'entrée d'une antenne	10
Figure I-9 Rotation d'une onde plane et son ellipse de polarisation en fonction du temps.....	11
Figure I-10 : Polarisation linéaire.	11
Figure I-11 : Polarisation circulaire.	12
Figure I-12 : Polarisation elliptique.	12
Figure I-13 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.	13
Figure I-14 : Représentation d'angle d'ouverture.....	13
Figure I-15 : Bande passante.....	14
Figure I-16 La sphère équivalente d'une antenne	17
La Figure I-17 correspond à la structure étudiée par Nguyen et al. En changeant les caractéristiques de la fente, la fréquence de résonance est modifiée. En effet, plus la fente est longue et plus la fréquence de résonance diminue. On retrouve les mêmes résultats concernant la largeur de la fente. Il existe aussi des fentes repliées en U, en H, en papillon mais aussi de forme curviligne [13].	18
Figure I-18 Allongement du trajet des courants par ajoute de fentes	18
Figure I-19 Antenne repliée (a) bow-tie, (b) repliement vertical.....	18
Figure I-20 Composition de GNSS	20
Figure I-21 Les principaux systèmes de GNSS	21
Figure I-22 Les bandes de fréquences de GNSS.....	22

CHAPITRE II : PRESENTATION DES META-MATERIAUX (MMT)

Figure II-1 : Les étapes de la création du méta-matériau	27
Figure II-2 Photographie du premier méta-matériau à indice de réfraction négatif réalisé par l'équipe de David Smith en 2000 [4]	27
Figure II-3 Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et de leur perméabilité μ [7]	29
Figure II-4 Structure de rouleau suisse introduite par Pendry : (a) vue de face. (b) vue de profil	30
Figure II-5 (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige"	32
Figure II-6 Coefficients de réflexion et de transmission à travers un matériau homogène	33
Figure II-7 Cape d'invisibilité de J. Pendry [3]	35
Figure II-8 (a) Lentille parfaite de Pendry d'indice de réfraction négatif. (b) Lentille parfaite de Smithen d'indice de réfraction négatif	36
Figure II-9 Schéma du dispositif où les méta-matériaux Main.....	37

CHAPITRE III : CONCEPTION ET SIMULATION DES ANTENNES

PATCHS MINIATURES

Figure III-1 Géométrie de l'antenne patch initiale alimentée par un câble coaxial.....	41
Figure III-2 Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne initiale	43
Figure III-3 Gain en fonction de la fréquence de l'antenne basique	43
Figure III-4 Antenne patch à polarisation circulaire (a) coins tronquées, (b) avec fentes croisées	44
Figure III-5 Antenne patch à double alimentation [4]	44
Figure III-6 Structure de l'antenne proposée : (a) vue en coupe ; (b) patch à fentes circulaire asymétriques.....	45
Figure III-7 Structure de l'antenne carrée tronquée a : vue de face, b : vue d'arrière.....	46
Figure III-8 Coefficient de réflexion de l'antenne tronquée.....	46
Figure III-9 Gain en fonction de la fréquence de l'antenne tronquée.....	47
Figure III-10 Rapport axial en fonction de la fréquence	48
Figure III-11 Structure de l'antenne proposée.....	49
Figure III-12 Antenne carré à fentes circulaires asymétriques : (a) une fente (b) deux fente (c) trois fentes	49

Figure III-13	Coefficient de réflexion de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.....	50
Figure III-14	Rapport axial de l'antenne proposée en fonction de la fréquence	50
Figure III-15	Gain de l'antenne proposée en fonction de la fréquence	51
Figure III-16	Diagramme de rayonnement de l'antenne tronquée en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H	52
Figure III-17	Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H	52
Figure III-18	Cellule unitaire du RAF et son circuit équivalent.....	53
Figure III-19	(a) Cellule unitaire de la structure dans le logiciel de CST MWS, (b) Module de S11 et S21 du RAF carré.....	54
Figure III-20	Paramètres effectifs du de la cellule unitaire carré	55
Figure III-21	Structure d'antenne chargée par un réseau de SRR sur le plan de masse (a) Antenne à 8 cellules et (b) antenne a 16 cellules	55
Figure III-22	Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence pour les 2 configurations du plan de masse	56
Figure III-23	Rapport axial de l'antenne à 8 et 16 cellules	56
Figure III-24	Structure d'antenne miniature : (a) vue de face (b) vue d'arrière.....	57
Figure III-25	Coefficient de réflexion de l'antenne initiale et l'antenne miniature à la fréquence 1.57 GHz.....	58
Figure III-26	Rapport axial et gain d'antenne miniature	58
Figure III-27	Rapport d'onde stationnaire (VSWR) de l'antenne miniaturisée	59
Figure III-28	La distribution du courant de surface à la fréquence 1.57 GHz pour (a) L'antenne initiale et (b) L'antenne miniature	59
Figure III-29	Diagramme de rayonnement en 3 D de l'antenne miniature	60
Figure III-30	Diagramme de rayonnement de l'antenne miniature en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H	60
Figure III-31	Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne patch à fentes circulaire asymétriques seule.....	61
Figure III-32	Module de S11 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L	62
Figure III-33	Rapport axial pour différentes valeurs de L.....	62
Figure III-34	Gain en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L	63
Figure III-35	Antenne circulaire à fentes croisées.....	64
Figure III-36	Antenne circulaire pour différents formes de patch (a) antenne initiale, (b) avec une fente, (c) avec deux fentes croisées	65

Figure III-37 Le module de S11 pour les trois configurations de l'antenne circulaire.....	66
Figure III-38 Le rapport axial pour les trois configurations de l'antenne circulaire	66
Figure III-39 Gain pour les trois configurations de l'antenne circulaire	67
Figure III-40 Coefficient de réflexion de l'antenne avec plan de masse chargé par les cellules SRR	67
Figure III-41 Module de S11 de l'antenne miniature à fentes croisées	68
Figure III-42 Rapport axial et gain de l'antenne miniature	69
Figure III-43 Représentation des diagrammes de rayonnement de l'antenne miniature en représentation polaires (a) plan E, (b) plan H	69
Figure III-44 Diagramme de rayonnement en 3 D de l'antenne à fentes croisée seule à la fréquence 1.51 GHz.....	70
Figure III-45 Diagramme de rayonnement en 3 D de l'antenne à fentes croisée miniature à la fréquence 1.57 GHz.....	70

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III-1 Les paramètres de l'antenne initiale.....	42
Tableau III-2 Les dimensions de l'antenne miniature.....	57
Tableau III-3 Tableau comparatif des performances entre l'antenne proposée et l'antenne miniature.....	63
Tableau III-4 Les paramètres de l'antenne à fentes croisées.....	65
Tableau III-5 Comparaison entre l'antenne miniature carrée et l'antenne miniature circulaire en PC	71

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les récepteurs du système de positionnement global (GPS) sont largement déployés dans des applications civiles et militaires critiques. Récemment, il y a eu une utilisation accrue des récepteurs GNSS (Global Navigation Satellite Systems) capables de recevoir simultanément des signaux de plusieurs systèmes satellitaires, tels que GPS, GLONASS et Galileo

Ces récepteurs doivent être de plus en plus performants pour fournir une communication de qualité. Ceci demande la mise au point d'antennes de performances radioélectriques élevées (gain et efficacité de rayonnement élevés, bonne adaptation...) mais aussi les plus compacts possibles. Le rayonnement d'une polarisation circulaire est souvent demandé et particulièrement dans le domaine spatial. Par conséquent, la recherche de nouvelles topologies et méthodes de miniaturisation des antennes, tout en conservant d'excellentes performances, fait l'objet de nombreux travaux de recherche.

Ce mémoire s'intéresse aux antennes miniatures à base des métamatériaux qui sont capables de recevoir plusieurs fréquences sur la bande L (1150–1610 MHz) avec des largeurs de bande de canal plus larges pour s'adapter aux schémas de codage modernes associés à ces signaux. Les signaux GNSS sont faibles, il est donc important que les antennes fournissent un gain suffisant sur tout l'hémisphère supérieur et soient polarisées circulairement à droite avec un bon rapport axial.

Dans ce mémoire, notre intérêt porte sur la conception des antennes micro ruban miniatures à base de métamatériaux à polarisation circulaire pour répondre aux exigences de certains standards tels que les systèmes de positionnement par satellites GNSS et GPS par exemple. Notre approche de conception est développée à partir du logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio. Notre travail consiste à utiliser ce logiciel pour calculer le coefficient de réflexion de l'antenne qui détermine son mode de fonctionnement, le rapport axial qui permet d'établir la bande de fréquence dans laquelle la polarisation circulaire est assurée et le gain de l'antenne.

Ce travail est divisé en trois chapitres, organisés comme suit : le premier chapitre comprend deux parties. La première partie sera consacré à une vue globale sur les antennes imprimées. Nous présentons leurs principales caractéristiques, leurs avantages et

inconvenients et leurs domaines d'applications. Nous terminerons cette partie par une présentation des différentes techniques de miniaturisation des antennes imprimées. La deuxième partie traite le standard GNSS et détaille les principes de fonctionnement et l'architecture des récepteurs tout en décrivant leurs principales caractéristiques.

Le deuxième chapitre dresse un état de l'art des métamatériaux. Nous présentons en premier temps, leur définition, ainsi que leurs propriétés principales, notamment celles des milieux main gauche. Nous définissons par la suite, les différentes catégories des métamatériaux qui existent dans la littérature, enfin, nous présentons les applications des métamatériaux notamment celles liées aux antennes.

Nous avons étudié dans le troisième chapitre deux structures d'antennes micro rubans miniatures à base de méta-matériaux à polarisation circulaire destinées pour les applications GNSS, conçues et simulées avec le logiciel de conception électromagnétique CST-Microwave Studio. Les configurations proposées sont celles de deux antennes patchs carrée et circulaire à fentes croisées ayant des plans de masse dans lesquels nous avons gravé un réseau de résonateurs à anneaux fendus complémentaire. Une comparaison entre les résultats obtenus par simulation va nous permettre de valider notre étude. Nous dévoilons avec ces configurations, l'intérêt que peut avoir l'application d'un méta-matériau sur la taille des antennes, l'amélioration de ses gains et l'élargissement de ses bandes passantes.

Chapitre I :
Généralités sur les antennes
imprimées/GNSS

I.1 Introduction

Dans tous les systèmes de communication sans fil, les antennes jouent un rôle très important dans l'amélioration de leurs performances. Pour de tels systèmes, les antennes sont des éléments essentiels pour assurer le couplage entre l'équipement et le milieu de propagation [1]. Les antennes varient les unes des autres dans divers paramètres telles que la taille, la forme, la bande de fréquence, le gain, la polarisation, etc. Tout cela dépend du domaine d'application.

Aujourd'hui, la technologie s'intéresse beaucoup au développement des antennes patch, qui sont actuellement utilisées dans de nombreux appareils électroniques (téléphone portable, ordinateur, GPS, Radar, Et cetera). Dans ce chapitre, nous présentons une définition générale des antennes plus particulièrement les antennes micro ruban, nous présenterons également leurs techniques d'alimentation, leurs avantages et inconvénients, ainsi que leurs caractéristiques et leurs applications et enfin, nous exposons les techniques de miniaturisation.

I.2 Définition d'une antenne

Les antennes sont des composants essentiels des systèmes de télécommunication. Selon la définition standard IEEE du terme d'antenne, une antenne est définie comme un moyen d'émettre ou de recevoir des ondes radio [2]. En d'autres termes, une antenne est un dispositif qui assure le couplage entre les ondes guidées issues du générateur et les ondes rayonnées en espace libre (convertisseurs et transformateurs de puissance). Elles sont utilisées pour transmettre et recevoir des ondes électromagnétiques.

Antenne d'émission : Le rôle de l'antenne d'émission est de convertir la puissance électromagnétique guidée du générateur en puissance rayonnée (transducteur).

L'antenne de réception : sert à capter la puissance électromagnétique rayonnée [3].

I.3 Définition d'une antenne micro ruban

Une antenne micro ruban appelée aussi antenne microbande est constituée d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique, dont la surface porte un ou plusieurs éléments métallisés, appelé en anglais « patch ». Les patchs se déclinent suivant différentes formes qui vont influencer sur la nature du rayonnement de l'antenne (Figure I.1). On trouve en pratique des

éléments rayonnants de la forme d'un rectangle ou d'un carré, d'un disque circulaire ou d'un anneau, d'un triangle ou d'un dipôle.

L'élément le plus utilisé est celui de forme rectangulaire [4](Figure I.2).

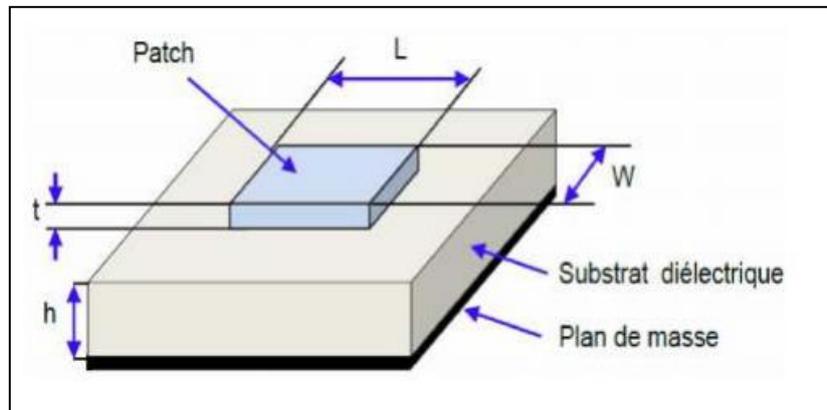


Figure I-1 Structure d'une antenne micro bande

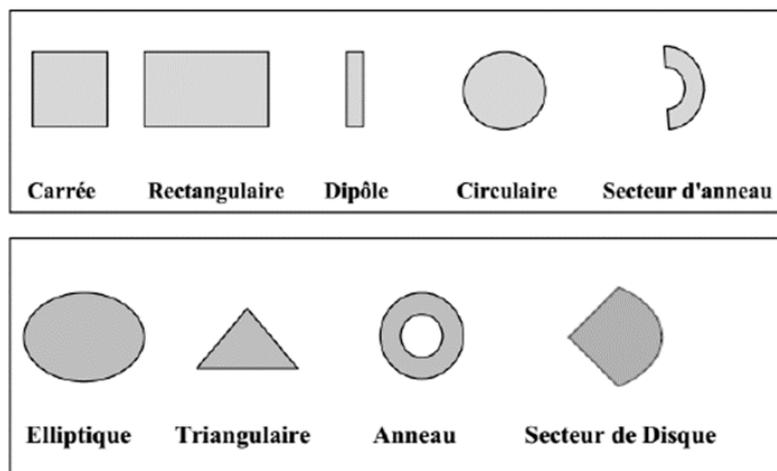


Figure I-2 Divers formes d'éléments rayonnants

I.4 Fonctionnement d'une antenne

Dans son fonctionnement usuel, une antenne imprimée sur substrat diélectrique peut être considérée en première approximation comme une cavité résonante imparfaite, présentant des murs magnétiques verticaux à pertes et des murs électriques horizontaux. Pour des fréquences appelées 'de résonance', cette cavité emmagasine de l'énergie électromagnétique selon un ensemble de modes de type TM. Le rayonnement résultant de cette structure se traduit par des pertes qui s'opèrent au niveau des murs magnétiques. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite.

La forme et l'orientation des lignes de champs entre les bords de la plaque rayonnante et le plan de masse caractérisent les directions privilégiées du champ rayonné. En général, le mode fondamental est considéré comme étant le mode de fonctionnement de ce type d'antennes. Ce mode emporte le maximum d'énergie et se caractérise par une répartition du champ électrique en dessous de l'élément rayonnant dont une dimension au moins est égale à une demi-longueur d'onde (figure II-3). Les courants surfaciques qui sont produits sur l'élément métallique sont dirigés selon l'axe de symétrie passant par le point d'excitation.

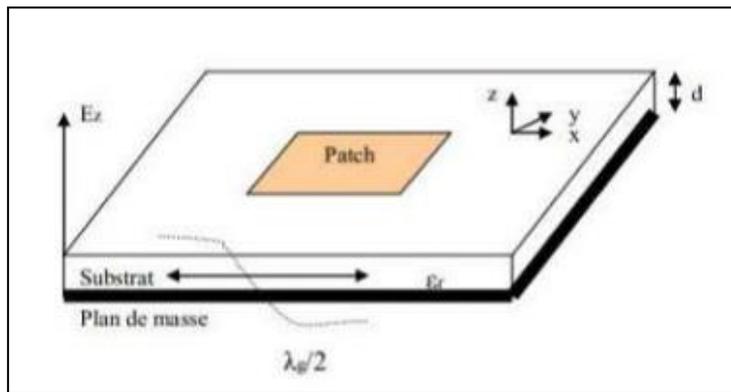


Figure I-3 Antenne imprimée fonctionnant sur son mode fondamental

I.5 Les techniques d'alimentation

Les antennes micro ruban sont alimentées par une variété de technologies, et elle présente un élément essentiel dans la conception des antennes microbandes. Sans une alimentation adéquate, l'antenne réelle ne peut pas fonctionner correctement à ceci Ci-dessous, nous décrivons les différentes techniques d'alimentation utilisées dans cette technologie Antenne micro ruban.

Différentes manières d'alimenter l'antenne patches peuvent être divisées en deux catégories :

Alimentation par contact (via sonde ou micro ruban) où l'alimentation est liée directement à la plaque rayonnante en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne microbande.

Alimentation par proximité (couplage électromagnétique via fil ou fente), où le couplage du champ électromagnétique assure la transmission de puissance entre les lignes Micro ruban et éléments rayonnants.

I.5.1 Alimentation directe par une ligne micro ruban

Dans ce type d'alimentation, une bande de conduite est reliée directement au bord du patch de micro ruban. La bande de conduite est plus petite dans la largeur par rapport au patch.

Ce type d'alimentation son avantage est qu'elle est facile à fabriquer et simple à adapter à la résonance.

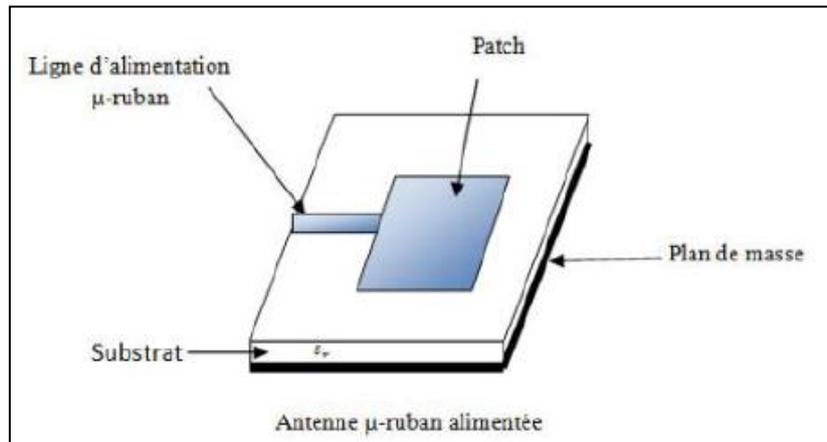


Figure I-4 Alimentation par ligne micro ruban

I.5.2 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation avec câble coaxiale ou alimentation par sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans. Dans ce cas, le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse.

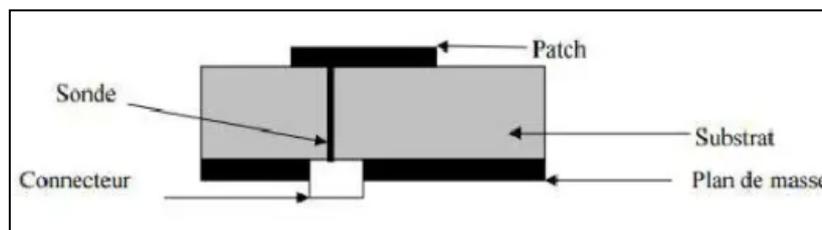


Figure I-5 Alimentation par sonde coaxiale

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication. Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de

rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément rayonnant [5].

I.5.3 Alimentation par ouverture

Ce type d'alimentation est constitué par deux substrats séparés par un plan de masse. Sur la face inférieure du substrat, se trouve une ligne d'alimentation micro-ruban dont l'énergie est couplée au patch par l'intermédiaire d'une fente située sur le plan de masse [6].

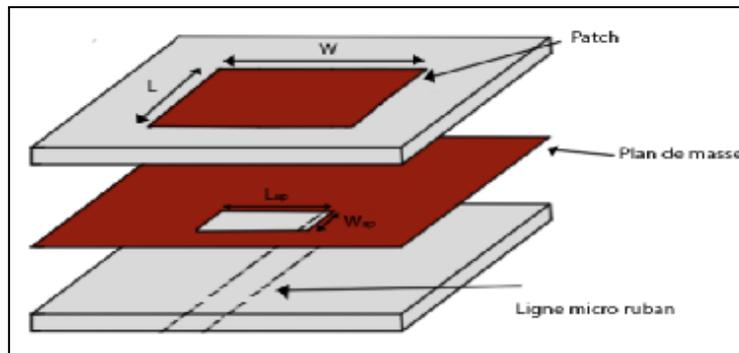


Figure I-6Alimentation à travers une fente

L'avantage de ce type d'alimentation est de minimiser le rayonnement parasite. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication.

I.5.4 Alimentation de proximité

Cette technique d'alimentation faite par couplage électromagnétique d'une ligne microbande a un élément rayonnant. Il fournit deux substrats diélectriques, un pour l'élément rayonnant et l'autre pour la ligne d'alimentation.

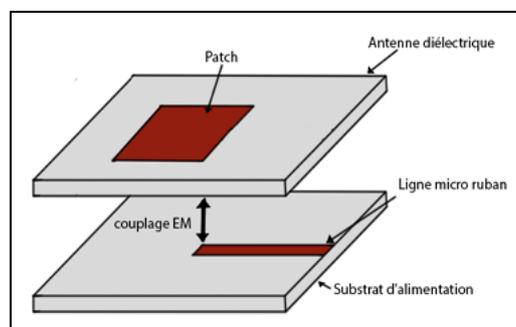


Figure I-7Alimentation de proximité

I.6 Les caractéristiques d'antenne

I.6.1 L'impédance d'entrée

Il s'agit donc du rapport complexe observé entre la tension et le courant à l'entrée d'une antenne en émission.

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} \quad \text{I-1}$$

Une antenne prise entre ses deux bornes d'accès constitue donc un dipôle ayant une impédance complexe.

$$Z_e = R + jX \quad \text{I-2}$$

La partie réelle de l'impédance R_{ant} regroupe la résistance de pertes et la résistance de rayonnement de l'antenne et elle s'écrit comme suit :

$$R_{ant} = R_{pertes} + R_{ray} \quad \text{I-3}$$

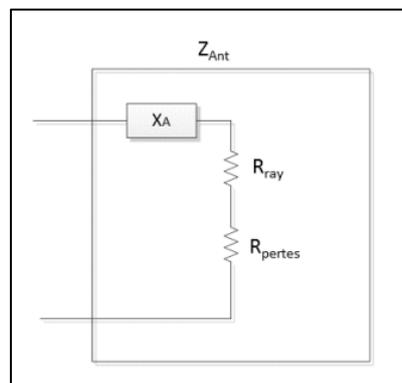


Figure I-8 : Impédance d'entrée d'une antenne

L'utilité de cette notion est importante pour assurer les meilleurs transferts d'énergie entre les antennes et les dispositifs qui y sont connectés grâce aux techniques d'adaptation.

Très souvent, les constructeurs des antennes cherchent à obtenir une résistance pure en partie réelle $R = 50\Omega$, et nulle en partie imaginaire $X = 0$.

I.6.2 Polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique rayonnée est déterminée par l'orientation du champ électrique de l'onde. Il s'agit de la figure tracée en fonction du temps par l'extrémité du vecteur champ à un endroit fixe dans l'espace, et le sens dans lequel elle est tracée, comme observé le long de la direction de propagation.

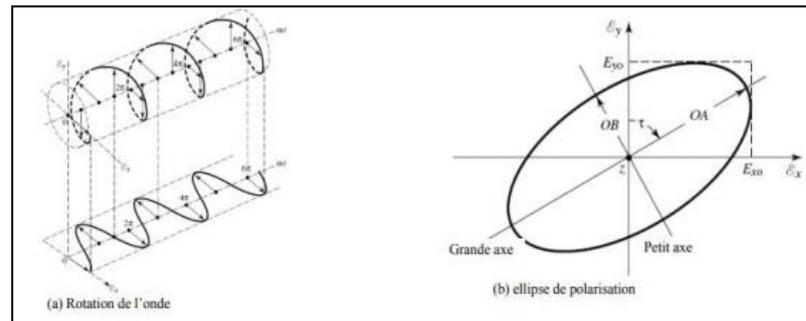


Figure I-9 Rotation d'une onde plane et son ellipse de polarisation en fonction du temps

I.6.2.1 Polarisation rectiligne ou linéaire

Lorsque le champ électrique E se propage dans une direction qui reste constante dans le temps, la polarisation d'une onde est dite linéaire [8].

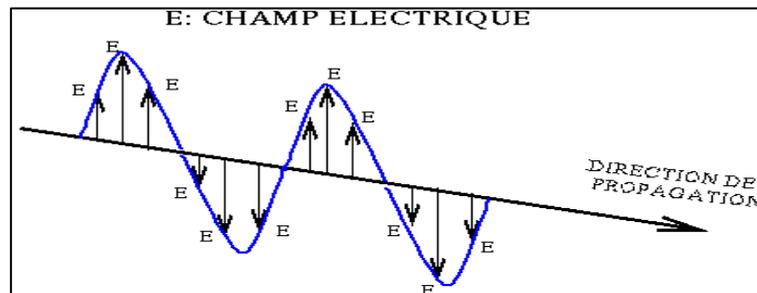


Figure I-10 : Polarisation linéaire.

I.6.2.2 Polarisation circulaire

Les conditions nécessaires et suffisantes pour une polarisation circulaire représentée par la Figure I. 13 sont :

- Le champ (électrique ou magnétique) doit avoir deux composantes linéaires orthogonales.
- Les deux composantes doivent avoir la même amplitude.

• Les deux composantes doivent avoir une différence de phase multiple impaire de 90° . Les rapports axiaux sont souvent indiqués pour les antennes dans lesquelles la polarisation souhaitée est circulaire. La valeur idéale du rapport axial pour les champs à polarisation circulaire est de 0 dB.

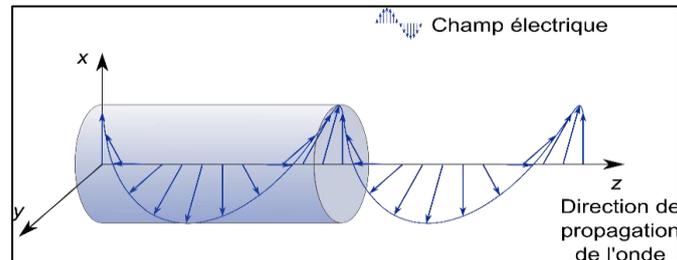


Figure I-11 : Polarisation circulaire.

I.6.2.3 Polarisation elliptique

Dans ce cas, lorsque le vecteur E est projeté dans un plan orthogonal à la propagation, ses extrema décrivent une ellipse.

Comme pour la polarisation circulaire, il existe une distinction entre la polarisation elliptique droite et la polarisation elliptique gauche [8].

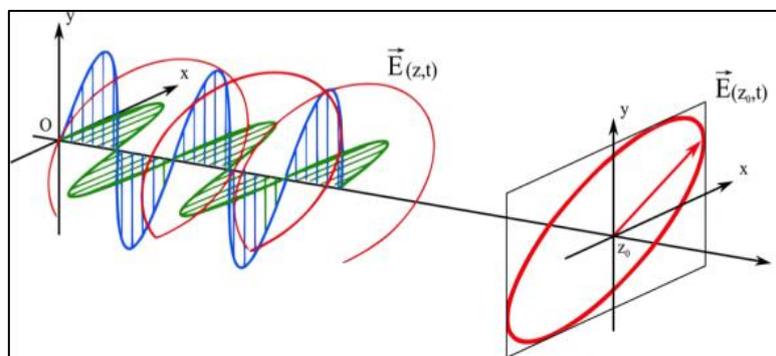


Figure I-12 : Polarisation elliptique.

I.6.3 Le diagramme de rayonnement

Une antenne isotrope, c'est-à-dire qui rayonne de la même façon dans toutes les directions, est un modèle théorique qui ne peut être réalisé. En pratique, l'énergie rayonnée par une antenne est répartie dans l'espace, dans certaines directions étant privilégiées : ce sont les « lobes rayonnants ».

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il permet de visualiser les lobes dans l'espace tridimensionnel dans le plan horizontal, dans le plan vertical incluant le lobe le plus important[9].

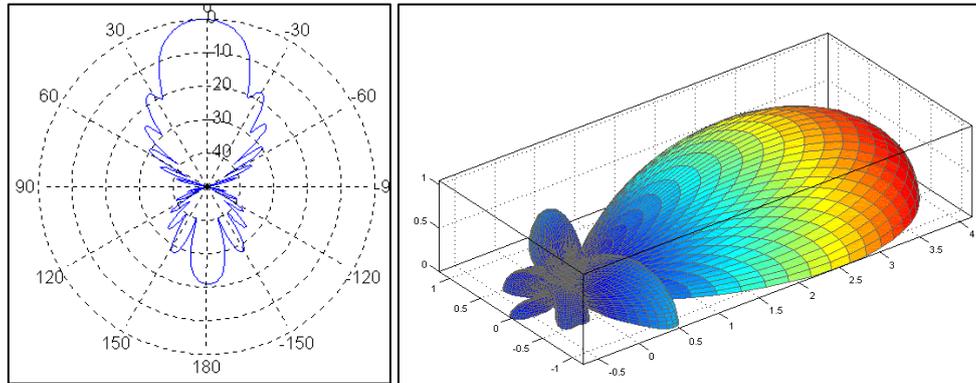


Figure I-13 : Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

I.6.4 Angle d'ouverture

Il s'agit de l'angle entre les deux directions autour du lobe principal où la puissance rayonnée est égale à la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal[9].

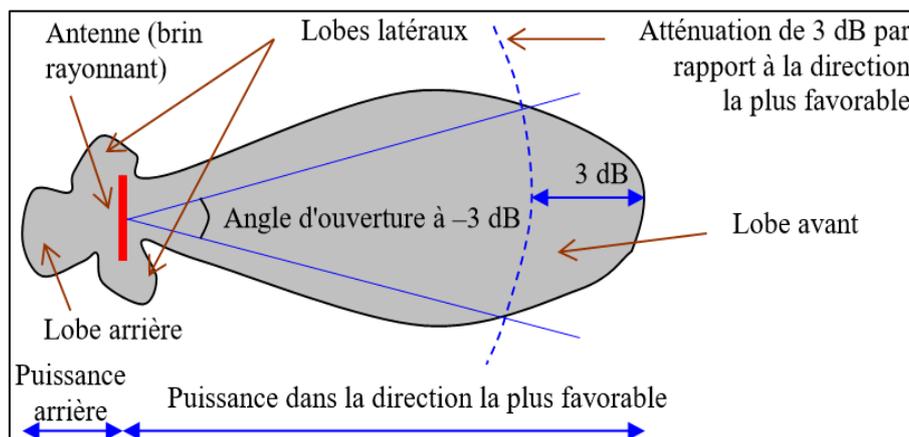


Figure I-14 : Représentation d'angle d'ouverture

I.6.5 Directivité et Gain

La directivité $D(\theta,\varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ,φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta,\varphi)$ et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope[9].

$$D(\theta,\varphi) = \frac{P(\theta,\varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta,\varphi)}{P_R} \quad \text{I-4}$$

Le gain est défini comme :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad \text{I-5}$$

η est l'efficacité de l'antenne : c'est un chiffre compris entre 0 et 1 qui reflète les pertes présentes sur l'antenne (c'est la différence entre P_{ant} et P_{ray} vue que $P_{\text{ray}} = \eta P_{\text{ant}}$).

Plus η est proche de 1, plus la puissance injectée dans l'antenne est rayonnée, donc plus l'antenne est efficace [9].

I.6.6 Bande passante

La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande.

Il n'y a pas de critères précis pour la limite du coefficient de réflexion. Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB ou -15 dB sur la bande passante [9].

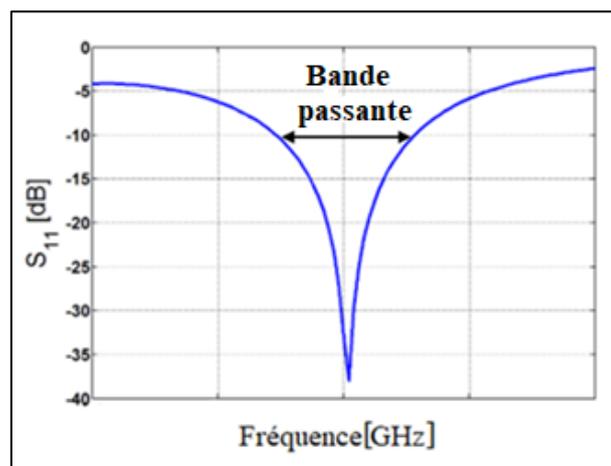


Figure I-15 : Bande passante

I.6.7 Le coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire (TOS)

Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente.

La réflexion est déterminée par l'impédance de l'extrémité de la ligne, ainsi que l'impédance caractéristique de la ligne, le coefficient de réflexion est défini comme suit [10] :

$$S_{11} = \frac{Z_r - Z_c}{Z_r + Z_c} \quad \text{I-6}$$

En présence d'ondes stationnaires la tension et le courant présentent des extrémums, le coefficient qui traduit cet état est le rapport d'onde stationnaire [10] :

$$\text{ROS} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\min}}{I_{\max}} \quad \text{I-7}$$

Le ROS peut s'écrire en fonction du coefficient de réflexion [10] :

$$\text{ROS} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad \text{I-8}$$

I.7 Avantages et inconvénients des antennes micro rubans

Les antennes patchs ont été développées pour répondre à des contraintes tels que le coût et l'encombrement. Leurs applications couvrent une large bande de fréquence, de 100 MHz à 100 GHz.

Parmi les avantages de ces antennes, on peut citer :

- ✓ Faible poids, faible encombrement, possibilité d'être placé au plus près des systèmes.
- ✓ Structure plane pouvant être conformée.
- ✓ Faible coût, facile à réaliser, convient à la production en série.
- ✓ Antenne multi bande, multi polarisation possible (linéaire et circulaire)
- ✓ Possibilité de mettre plusieurs antennes en réseaux pour améliorer les caractéristiques de rayonnement globale (plusieurs dizaines ou centaines d'éléments)

Cependant elles ont aussi leurs limitations :

- ✓ Bande passante étroite (1 à 5%).
- ✓ Gain moyen (Généralement faible gain $G= 6\text{dB}$)
- ✓ Faible puissance (quelques dizaines de watts)
- ✓ Sensible aux dispersions technologiques

I.8 Domaines d'applications

Face à l'explosion technologique des télécommunications et de la recherche scientifique Des travaux sont en cours sur les antennes imprimées, en tenant compte des multiples exigences du terrain communication, devient impossible avec les antennes hyperfréquences conventionnelles répondre à ces exigences.

Par conséquent, l'antenne micro ruban remplace le Antennes traditionnelles dans la plupart des applications. Parmi ces applications on cite :

- ❖ Les télécommunications par satellite.
- ❖ Télémétrie de missiles.
- ❖ Équipement portatif.
- ❖ Éléments d'alimentation dans des antennes complexes.
- ❖ Antenne émettrice à usage médical.
- ❖ Récepteur satellite de navigation

I.9 Inventaire des techniques de miniaturisation

I.9.1 Définition de la miniaturisation

La miniaturisation de l'antenne est définie comme la réduction de la taille globale d'une antenne tout en conservant ses caractéristiques clés telles que l'impédance et le diagramme de rayonnement.

La miniaturisation d'antennes résulte d'une action de réduction de l'encombrement de l'antenne afin de satisfaire des critères surfaciques ou volumiques de plus en plus critiques. D'après les travaux menés par Wheeler [11] une antenne est dite miniature si sa plus grande dimension est bornée par :

$$2a \leq \frac{\lambda_0}{\pi} \qquad \text{I-9}$$

Où $2a$ est la plus grande dimension et λ_0 étant la longueur d'onde dans l'air. Cette relation est souvent exprimée sous cette forme :

$$ka < 1$$

I-10

Avec a le rayon de la sphère minimale qui englobe l'antenne, communément appelée sphère de CHU (figure 1) [12]. k est le nombre d'onde dans le milieu de propagation

$$\text{Avec } k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

Dans la littérature plusieurs auteurs montrent des avancées significatives dans la miniaturisation des structures rayonnantes, notamment pour ce qui concerne la téléphonie cellulaire. Deux aspects ont principalement été analysés : d'une part les limites théoriques à la miniaturisation d'aérien et d'autre part l'examen des techniques de miniaturisation.

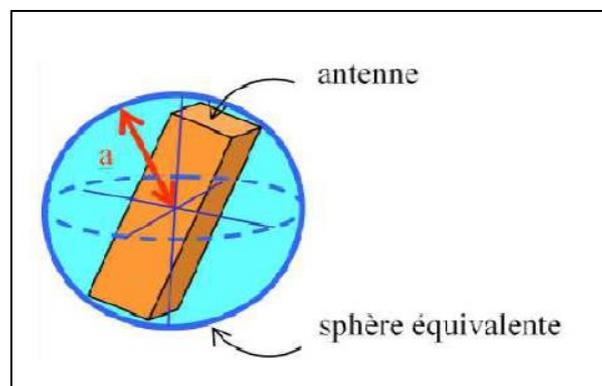


Figure I-16 La sphère équivalente d'une antenne

I.9.2 Techniques de miniaturisation pour les antennes imprimées

De nombreuses techniques, largement détaillées dans des ouvrages de référence et de nombreux papiers internationaux, ont été utilisées pour réduire la taille des antennes pour une fréquence donnée. En majorité, concernant l'élément rayonnant, plusieurs catégories de méthodes de miniaturisation émergent ayant pour objectif commun un allongement artificiel des dimensions résonantes de la structure. Il peut s'agir d'une part, de changer localement la structure rayonnante en utilisant des éléments localisés ou des courts-circuits et d'autre part de modifier ponctuellement sa géométrie.

I.9.3 Modification de la géométrie

Cette technique de miniaturisation est la plus répandue actuellement et concerne un panel de formes antennaires. Nous énumérons dans ce paragraphe, différentes structures d'antennes miniatures reposant sur la modification de la géométrie.

I.9.4 Ajoute de fentes

L'une des techniques mises en œuvre pour allonger le chemin électrique des courants est l'introduction de fentes dans la structure rayonnante. Le principe utilisé est non seulement de forcer les courants à contourner les fentes inscrites et donc allonger leur trajet, mais aussi d'induire des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne.

La Figure I-17 correspond à la structure étudiée par Nguyen et al. En changeant les caractéristiques de la fente, la fréquence de résonance est modifiée. En effet, plus la fente est longue et plus la fréquence de résonance diminue. On retrouve les mêmes résultats concernant la largeur de la fente. Il existe aussi des fentes repliées en U, en H, en papillon mais aussi de forme curviligne [13].

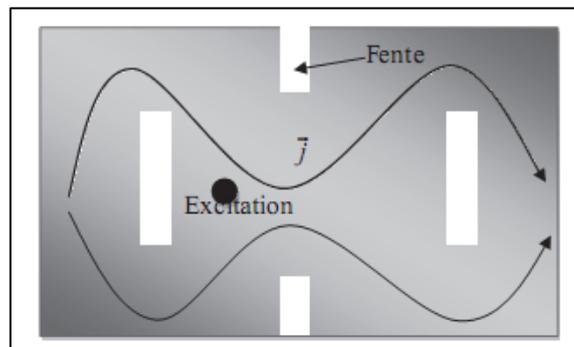


Figure I-18 Allongement du trajet des courants par ajout de fentes

I.9.5 Repliement

Cette technique consiste à modifier la forme de l'élément rayonnant ou à le replier sur lui-même [14][15]. Cette opération conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée.

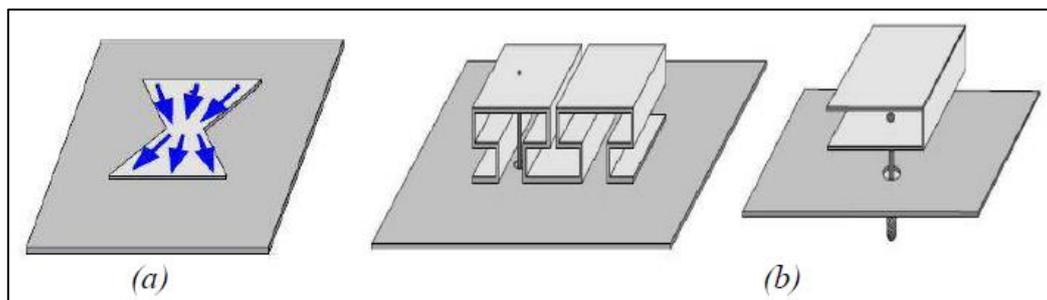


Figure I-19 Antenne repliée (a) bow-tie, (b) repliement vertical

I.9.6 Miniaturisation à l'aide des matériaux

Les antennes imprimées sont largement utilisées en raison de leur facilité de conception, d'intégration et de leur faible coût. Cependant, compte tenu de la miniaturisation et de leur taille initiale relativement importante, ces antennes réduisent typiquement l'encombrement électrique grâce à l'utilisation de matériaux. Nous allons citer plusieurs matériaux utilisés jusqu'à présent pour miniaturiser l'antenne :

- Matériaux diélectriques.
- Matériaux magnétiques.
- Matériaux magnéto-diélectriques.
- Métamatériaux.

I.10 GNSS

I.10.1 Définition

GNSS (Global Navigation Satellite System) est l'acronyme pour désigner l'ensemble des systèmes de navigations par satellites. Les systèmes de positionnement basé sur des signaux émis de satellites en orbite autour de la Terre et fournissant une couverture mondiale.

I.10.2 Principe du positionnement

Le fonctionnement du GNSS est basé sur la mesure du temps de parcours du signal émis par le satellite jusqu'à ce qu'il soit mesuré par le récepteur. En mesurant le temps de parcours des signaux de plusieurs satellites, l'emplacement du récepteur peut être déterminé par intersection [17].

Pour le positionnement GNSS standard, il faut donc déterminer 4 inconnues :

- Trois inconnues de position, dans un repère géocentrique, lié à un système de référence propre au GNSS ;
- Une inconnue de temps, liée à la désynchronisation du récepteur avec le temps GNSS.

Pour cela il faut donc un réseau de stations sol qui mesure le décalage entre le temps propre de chaque satellite et le temps GNSS, la position de chaque satellite.

Une fois estimées et modélisées, les informations sur l'erreur temporelle du satellite et la position du satellite doivent être fournies à l'utilisateur via un modèle dans le signal transmis par les satellites. Afin d'avoir un modèle fiable et utilisable le plus longtemps possible, les horloges satellites doivent être très stables (horloges atomiques) et les modèles doivent être mis à jour fréquemment.

I.10.3 Composition du GNSS

Un système GNSS est composé de trois segments comme illustré sur la Figure ci-dessous :

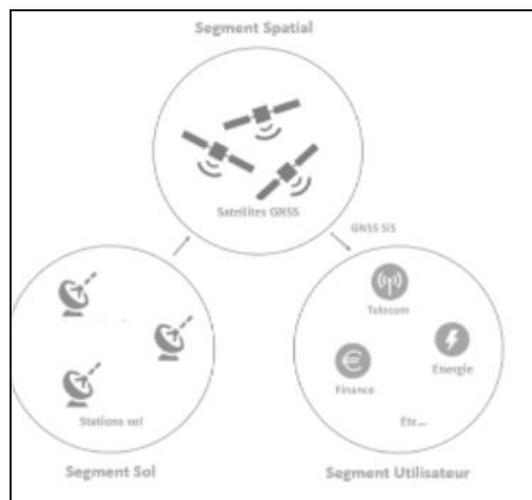


Figure I-20 Composition de GNSS

- Le segment spatial désigne les constellations de satellites transmettant en continu des signaux de mesure de distances dans l'espace ;
- Le segment sol suit les satellites et leur transfère régulièrement des informations sur leurs positionnements ainsi que des corrections à destination de leurs horloges atomiques (raccordement de chaque horloge satellite à l'échelle de temps globale de la constellation GNSS). Les informations de positionnement des satellites sont ensuite datées et transmises aux utilisateurs sous forme de « messages de navigation »
- Le segment utilisateur désigne les récepteurs utilisant les signaux envoyés par les satellites afin de calculer leurs données de Positions, de Vitesse et de Temps (PVT).

I.10.4 Principaux systèmes existants

Les signaux GNSS peuvent être fournis par de multiples systèmes, incluant des constellations globales ou régionales et des systèmes d'augmentation SBAS (Satellite-Based Augmentation System) assurant une diffusion de corrections via des satellites géostationnaires [18].

Les constellations globales actuelles sont les suivantes :

- **GPS:** Le premier GNSS, totalement opérationnel depuis 1995, est géré par le département de la défense américain. Il est actuellement en cours de modernisation avec le déploiement de nouveaux satellites GPS III ;
- **GLONASS:** Le GNSS russe, totalement opérationnel depuis 2011, est géré par les forces de défense aérospatiales russe. La dernière génération de satellites, GLONASS-K est entrée en service en février 2016 ;
- **Galileo :** C'est le système GNSS européen actuellement en cours de déploiement. En plus du service ouvert de haute qualité basé sur des signaux émis dans les bandes E1 et E5, Galileo est également la première constellation GNSS à mettre à disposition un lien retour pour les utilisateurs en détresse. Galileo propose également d'autres capacités uniques comme une fonction d'authentification du message de navigation (OS-NMA) ainsi qu'un signal de navigation crypté mis en œuvre dans un service d'authentification commercial (CAS). OS-NMA et CAS représentent les premières protections contre le leu rage mises à disposition de tous les utilisateurs civils du GNSS. Galileo va également permettre un accès gratuit à un service de haute précision, le HAS (High Accuracy Service). Enfin, Galileo intègre un service régulé, le PRS (Public Regulated Service), réservé aux utilisateurs autorisés par les gouvernements pour les applications sensibles nécessitant un haut niveau de continuité de service ;
- **BeiDou (Phase 3) ou BDS-3:** Le GNSS chinois est actuellement en cours de déploiement dans le but de remplacer l'actuel système régional. BeiDou est géré par le bureau chinois des satellites de navigation. Avec le système de positionnement régional, BeiDou représente aujourd'hui la plus grande constellation de satellites.

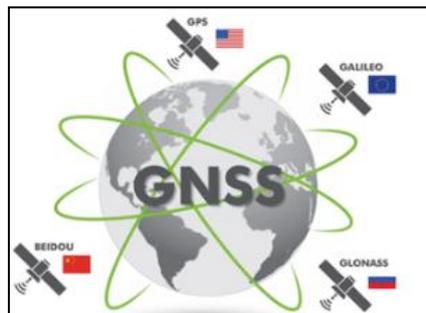


Figure I-21 Les principaux systèmes de GNSS

I.10.5 Bandes de fréquences de GNSS

Tous les systèmes GNSS utilisant la bande de fréquence L entre 1164 et 1610 MHz, les différentes bandes de fréquences utilisées par Galileo et GPS Sur l'image ci-dessous :

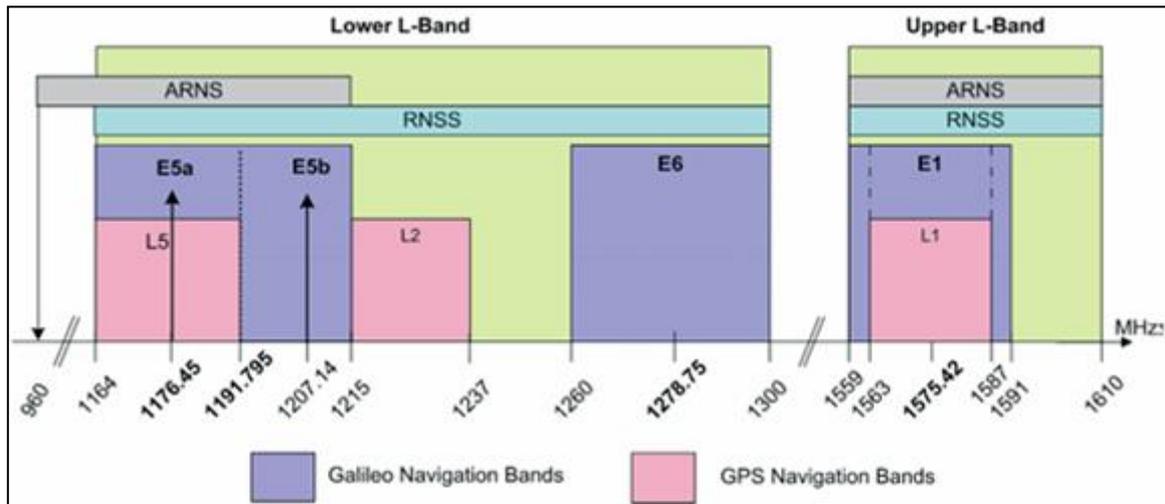


Figure I-22 Les bandes de fréquences de GNSS

La bande RNSS : Radio Navigation Satellite Services, représente les fréquences qui peuvent être utilisées pour la localisation civile. Les bandes E5 et E1 sont utilisées pour la localisation civile et le service sécurité de la vie. Le positionnement est plus précis avec Galileo qu'avec GPS car les bandes de fréquences sont plus larges et plus nombreuses. E5a + E5b + E1 pour Galileo face à 1 bande, L5, pour le GPS actuellement.

ARNS : Aeronautical Radio Navigation Services, représente les fréquences utilisées dans l'aviation pour la localisation [20].

I.11 Conclusion

Les antennes imprimées connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications, qu'elles soient spatiales ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement, et de s'assurer qu'elle se conforme aux exigences des systèmes. De ce fait on a présenté dans ce chapitre dans la première partie une vue globale approchée aux antennes imprimées, la géométrie, les avantages, les inconvénients, les techniques d'alimentations, ainsi que leur caractéristiques et application et quelques Techniques de miniaturisation les plus utilisées et dans la deuxième partie on aussi une idée de système de navigation par satellite.

Références bibliographiques

- [1] S. A. Mebarek, «Antennes Filaires et Antennes a surfaces Rayonnantes,» chez *Office des Publications Universitaires*, 2008.
- [2] D. G. Fang, «“Antenna-Theory-and-Micro-Strip-Antennas,”» chez *Taylor & Francis Group*, 2011.
- [3] O. Picon et coll, « les Antennes Théorie, conception et application,» chez *Dunod.*, paris, 2009.
- [4] « antenne-patch,» [En ligne]. Available: www.elliptika.com/fr/case-studies/antenne-patch.
- [5] K. Sarabandi, «Scattering from variable resistive and impedance sheets,»» *J. Electromagn. Waves Applicat.*, p. pp. 865–891, 1990.
- [6] Z. N. Chen and M.-Y.-W. Chia, «, “Broadband Planer Antennes,”» *Jhon wiley & sons, Ltd*, 2006.
- [7] F. Benamrane, « Conception d’une antenne patch microstrip,» 2011..
- [8] A. C. LEPAGE, "caractéristiques des antennes", pp. 4-5.
- [9] A. Boyer, "Antennes, Support De Cours Enonce De Travaux Diriges", Institut National Des Sciences Appliquées De Toulouse, pp. 16-22.
- [10] C. A. Balanis, "Antenna theory", New York: 3rd edition, John Wiley, 2005.
- [11] H. Wheeler, «Fundamental Limitations of Small Antennas,» *Proceedings of the IRE*, vol. 35, n° %112, pp. 1479-1484, Décembre 1947.
- [12] G. B. G. P. P. e. C. S. S. Maci, «Dual-band slot-loaded patch antenna,» *Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 142, n° %13, p. 225–232, Juin 1995.
- [13] S. i. e. S. N. I, *Miniaturisation d'une Antenne Micro-ruban par l'utilisatinon des méta-matériaux*, 2020.

- [14] A. Tarek, *Etude des matériaux composites (Titanate oxyde)*, 2014.
- [15] M. D. C. A. P. M. a. K. N. J. George, «New compact microstrip antenna,» *Electronics Letters*, p. 508–509, Mars 1996.
- [16] R. R. K. Mongia, A. Ittibipoon et M. Cuhaci, «Low profile dielectric resonator antennas using a very high permittivity material,» *Electronics Letters*, vol. 30, n° % 117, pp. 1362-1363, 18 Aout 1994.
- [17] O. Julien., «Concepts avancés du gnss,» Cours IENAC 3ème Année., 2007/2008.
- [18] M. Pigeon., «Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux: Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature» 2011. Français. .
- [19] Djebrani zahoua, izem rekaia «étude et conception d'antenne à polarisation circulaire pour les récepteurs GNSS» mémoire du fin d'étude université Mohamed el Bachir ibrahimi -bourdj bou arreidj.
- [20] P. G. -. I. -. X. -, «Philippe GENOT - IG3 - Xposés - 2014/2015,» 2014/2015. [En ligne].

Chapitre II :

Présentation des Méta- matériaux (MMT)

II.1 Introduction

Durant les dernières années, une nouvelle expression a émergé dans l'univers de la théorie de l'électromagnétisme, ce sont les méta-matériaux (MMs). Les méta matériaux, également connus sous le nom de (matériaux main gauche, ou left handed material (LHM) en anglais), sont des structures métal-diélectriques périodiques artificielles à des échelles sub-longueur d'onde avec des propriétés électromagnétiques qui n'existent pas dans la nature, à savoir une permittivité et une perméabilité toutes deux négatives.

Depuis, les méta-matériaux n'ont cessé d'attiser l'intérêt des chercheurs, car ils permettent d'envisager de nouvelles applications et optimisations dans le domaine des micro-ondes, notamment au niveau de la miniaturisation des circuits et l'introduction de nouvelles propriétés.

II.2 Historique

L'histoire des méta-matériaux a commencé en 1967, lorsque le physicien V.Veselago s'est demandé, D'un point de vue conceptuel, quelles propriétés les matériaux ont-ils une constante diélectrique et la perméabilité sont négatives dans la même plage de fréquences. Après l'étude théorique, V.Veselago a prédit certaines propriétés dans son article [1], comme l'inversion de nombreuses propriétés classiques, comme la loi de Snell-Descarte, et Effet Doppler. Malheureusement cette étude est confrontée à une réalité physique c'est-à-dire un tel matériau n'existe pas dans la nature, ce qui rendra la démonstration expérimentale de ses propriétés prédictibles impossible A cause de ça l'article de V.Veselago a reçu peu d'attention lors de sa publication, et le sujet resta lettre morte pour de longues années. Pour vraiment lancer ce sujet, il a fallu attendre la fin des années 1990, vec J. Pendry et ses collaborateurs qui ont créé deux structures : un réseau de fils métalliques (métal Thin Line) et Split Ring Resonator (SRR : Split Ring Resonator) [2][3]. Pour ces deux types de structures, permettent d'obtenir respectivement une permittivité et perméabilité simultanément négatives sous certaines conditions. En 2000, Smith et ses collègues ont fusionné les deux structures de Pendry en tant qu'une structure composite pour réaliser le premier prototype en matériau perméable et permittivité négative [4][5].

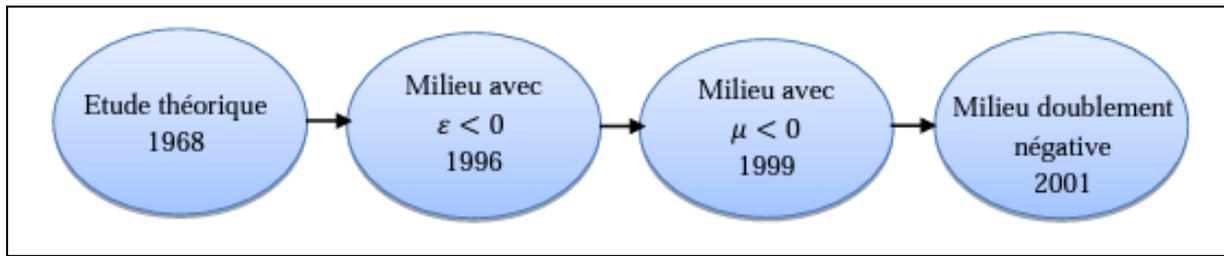


Figure II-1 : Les étapes de la création du méta-matériau

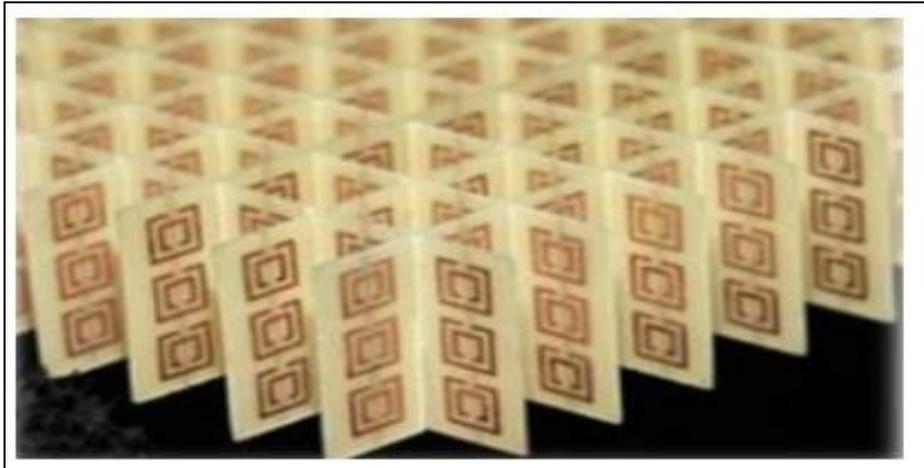


Figure II-2 Photographie du premier méta-matériau à indice de réfraction négatif réalisé par l'équipe de David Smith en 2000 [4]

II.3 Définition

En physique le terme méta-matériaux désigne dans son ensemble des matériaux composites artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels.

Les méta-matériaux, comme leur nom l'indique, sont des matériaux artificiels ayant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels.

« META » est un préfixe grec signifiant (au-delà) ou (un niveau au-dessus), comme dans métaphysique ou métalogue.

Donc les méta-matériaux sont des matériaux ayant des propriétés (au-delà) de ce l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les méta-matériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs (l'indice de réfraction négatif, l'effet de doppler inverse...).

Le point le plus intéressant pour les méta-matériaux c'est qu'ils ont un indice de réfraction négatif ($n < 0$).

Plusieurs synonymes de MMT (méta-matériaux) existent dans la littérature pour désigner les Matériaux main gauche (MMG). Ils se résument comme suit :

- Matériaux main gauche (left-handed materials LHM). Ce terme fut proposé par Veselago [6]. Il souligne la propriété fondamentale des MMT qui est l'opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe.
- Matériaux doublement négatif (double-negative materials DNG). Les signes négatifs de la permittivité et de la perméabilité sont explicitement mentionnés. Ce terme ne peut donc être utilisé hors contexte.
- Matériaux à indice de réfraction négatif (negative refractive index materials). Ce terme décrit très bien les matériaux 2D et 3D. Par contre, il ne peut être utilisé pour les matériaux 1D car la notion de d'angle de réfraction perd tout son sens.
- Matériaux à onde réfléchie (back wave materials). Ce terme souligne une autre propriété mais ne donne pas de réelle information sur la définition d'un méta-matériau car les ondes réfléchies peuvent être également visibles dans des structures classiques.
- Matériaux de Veselago (Veselago medium). Ce terme rend hommage au scientifique considéré comme le père des MMT. Seulement, il ne donne aucune information physique sur les propriétés du matériau.
- Matériaux à vitesse de phase négative (negative phase velocity medium). Ce terme permet de pointer du doigt la nouveauté des MMT: utiliser l'information de phase des paramètres S du système au même titre que le module. Jusqu'à maintenant, le module de ces paramètres était le plus utilisé pour réaliser une fonction. Bien que très précis d'un point de vue sémantique, ce terme est très peu utilisé par la communauté scientifique.

II.4 Classification des matériaux en fonction de leur permittivité et perméabilité

En électromagnétisme, tout matériau homogène peut être décrit par ses paramètres constitutifs que sont la permittivité et la perméabilité. Ces deux paramètres permettent de déterminer la réponse du matériau à un champ électromagnétique.

La figure II.3 résume toutes les configurations possibles. Cette représentation est basée sur une description des matériaux par le biais de leurs parties réelles de permittivité et perméabilité relatives, respectivement notées ϵ_r et μ_r .

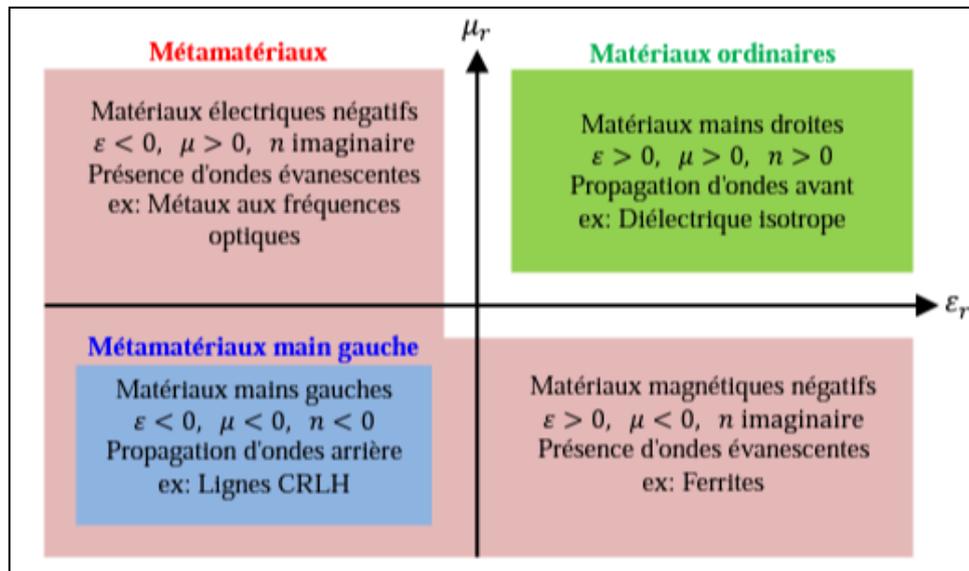


Figure II-3 Classement des matériaux en fonction du signe de leur permittivité ϵ et de leur perméabilité μ [7]

Les trois premières configurations sont connues ; en effet (+, +) correspond aux milieux diélectriques classiques dits matériaux main droite (MMD) qui constituent 80% des milieux naturels ; (+, -) correspond aux matériaux ferromagnétique sur certaines bandes de fréquences ; (-, +) correspond aux plasmas ainsi qu'aux métaux à des fréquences optiques, et la dernière configuration (-,-) appartient à la classe des métamatériaux dit main gauche (MMG), qui sont inexistant dans la nature mais physiquement, ils sont réalisables. C'est ce type de MMT qui sera étudié par la suite.

Nous considérons donc qu'il est possible de mettre tout matériau avec un paramètre négatif dans la catégorie MMT tandis que seules les structures avec un indice négatif peuvent être nommé MMG.

II.4.1 Les matériaux à perméabilité négative

Les milieux avec perméabilité négative [MNG, (+, -)] réalisée par des matériaux ordinaires métallo-diélectrique n’ayant pas forcément une activité magnétique tels que les ferromagnétiques. Les courants générés dans le conducteur peuvent être suffisamment importants pour assurer un phénomène Méta-matériau même si la taille des motifs vérifie la condition d’homogénéité ($\ll \lambda$).

En 1999, J. Pendry a été le premier à exploiter l’idée en introduisant une configuration originale incluant un réseau de structures métalliques sous la forme d’un rouleau suisse (SwissRoll)[3] Figure II.4.

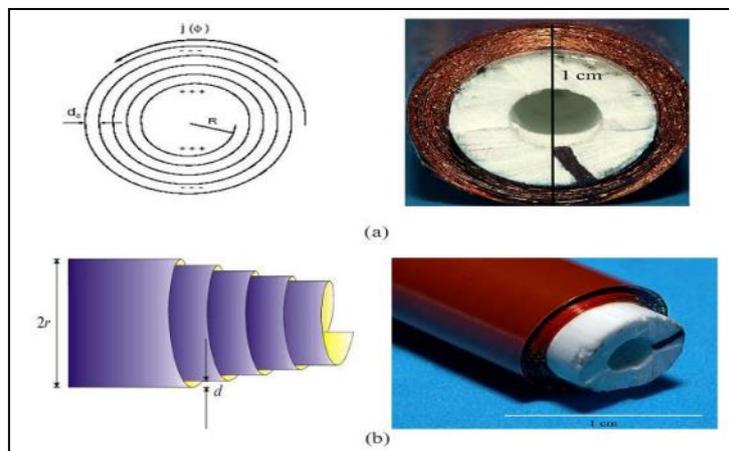


Figure II-4 Structure de rouleau suisse introduite par Pendry : (a) vue de face. (b) vue de profil

La relation de la perméabilité effective est donnée donc par :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega R \mu_0 (N-1)} - \frac{dc_0^2}{2\pi^2 \omega^2 R^3 (N-1)}} \tag{II-1}$$

C_0 : vitesse de la lumière dans le vide.

ω : pulsation angulaire.

σ : feuille spirale à une conductivité.

ϵ : permittivité d’un l’isolant entre les couches conductrices.

μ_0 : La perméabilité du vide.

F : taux de remplissage de matériau qui magnétiquement actif.

➤ La perméabilité effective peut donc s’écrire sous la forme suivante :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 + i\gamma\omega} \quad \text{II-2}$$

➤ La pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{dc_0}{2\pi^2 R^2 (N-1)}} \quad \text{II-3}$$

➤ L'amortissement de la résonance est donné par le facteur :

$$\tau = \frac{2\sigma}{\omega R \mu_0 (N-1)} \quad \text{II-4}$$

II.4.2 Les matériaux à permittivité négative

La dépendance fréquentielle de la permittivité des métaux suit le modèle de :

$$\epsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega^2 p e}{\omega^2 + i\omega\omega c} \quad \text{II-5}$$

$\omega p e$: La pulsation du plasma électrique.

ωc : La pulsation de collision.

Sachant que la fréquence plasma électrique s'écrit sous la forme suivante :

$$\omega_2^{pe} = \frac{pe^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad \text{II-6}$$

p : La densité des électrons.

e : La charge des électrons.

m_{eff} : La masse effective des électrons.

II.4.3 Les Matériaux doublement positifs (DPS)

Les matériaux DPS (Double Positive) sont les matériaux qui présentent des paramètres intrinsèques positifs et non nuls ($\epsilon > 0$ et $\mu > 0$). Les matériaux diélectriques et magnétiques font partie de cette catégorie.

II.4.4 Les Matériaux doublement négatifs (DNG)

Les matériaux DNG sont les matériaux ayant simultanément une permittivité et une perméabilité Négatives, ces Méta-matériaux peuvent être réalisés par des cellules << imbriquées >> ou des Cellules << combinées >>. Le premier type imbrique deux cellules unitaires basiques : une cellule de type MNG, et une Cellule de type ENG. A la résonance cette cellule composite montre un phénomène Doublement Négatif, comme exemple de ce type, la cellule (SRR+Tige) réalisée par l'équipe de D.R. Smith (Figure II.6)

Cette cellule imbrique deux cellules unitaires basiques : SRR ayant une Activité magnétique et le réseau de tiges responsable de l'activité électrique.

A la résonance Cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif.

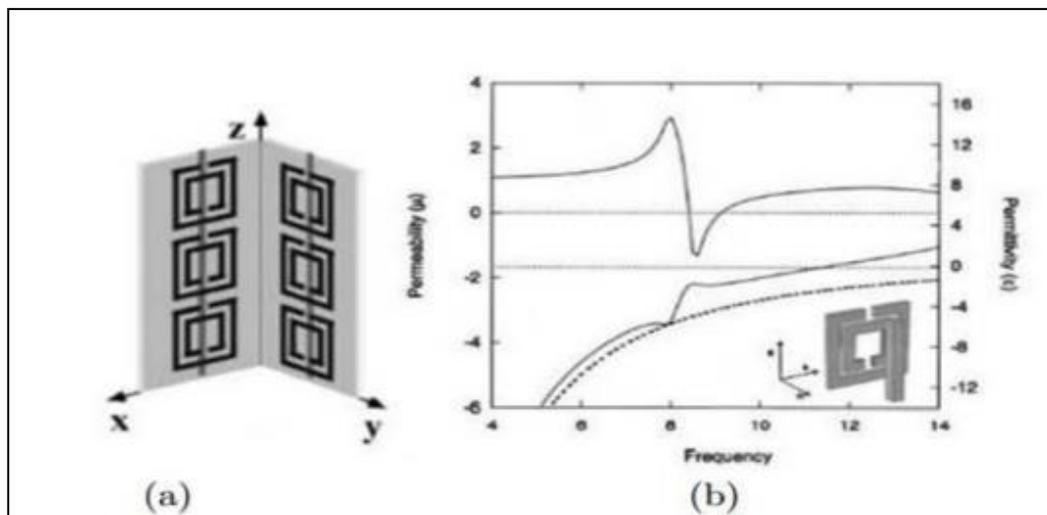


Figure II-5(a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige"

II.5 Extraction de paramètres effectifs

La procédure classique pour effectuer l'extraction des paramètres effectifs est connue sous le nom de méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) qui est largement utilisée dans la caractérisation des matériaux [8][9]. Cette méthode est basée sur l'inversion des formules de

Fresnel des coefficients de réflexion et transmission d'un matériau d'épaisseur d (figure II.7). Elle a été appliquée initialement pour les méta-matériaux isotropes en incidence normale [9][10], elle s'est élargie ensuite pour les méta-matériaux bianisotropiques, et en incidence optique [10]. Dans un premier temps, l'impédance d'onde et l'indice de réfraction sont calculés, la permittivité et la perméabilité effectives sont ensuite déduites.

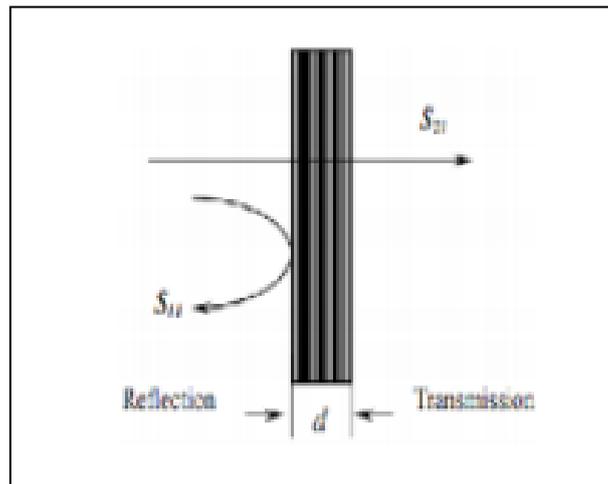


Figure II-6 Coefficients de réflexion et de transmission à travers un matériau homogène

II.5.1 Théorie de la méthode

La méthode d'inversion est basée sur l'idée de modéliser le méta-matériau illuminé par une onde plane incidente par un matériau homogène isotrope d'épaisseur d . Elle consiste à calculer la permittivité effective et la perméabilité effective à partir des coefficients de réflexion et de transmission. Ces deux coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques. Cette méthode d'inversion peut aussi être appliquée pour la caractérisation expérimentale de méta-matériaux quand les différents coefficients de la matrice S sont connus. Les coefficients de transmission et de réflexion des ondes électromagnétique à travers un matériau homogène d'épaisseur d sont donnés en termes d'indice de réfraction n et d'impédance z du matériau par les relations suivantes [11] :

$$t'^{-1} = \left[\cos(nkd) - \frac{i}{2} \left(z + \frac{1}{z} \right) \sin(nkd) \right] \quad \text{II-7}$$

$$\frac{T}{t'} = -\frac{1}{2} i \left(z - \frac{1}{z} \right) \sin(nkd) \quad \text{II-8}$$

Avec $t' = t \exp(jkd)$ est le coefficient de transmission normalisé.

d : est l'épaisseur du matériau, k représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

À une fréquence donnée, n'importe quel matériau présente généralement un indice de réfraction n , que le matériau soit continu ou non. Tandis qu'il n'est généralement pas possible d'attribuer une impédance z à un matériau non-continu, sauf dans le cas où la longueur d'onde dans le matériau est largement supérieure aux différentes dimensions des éléments constituant le milieu. Dans notre cas, cette condition de grande longueur d'onde est respectée car nous travaillons avec des dimensions géométriques très faibles devant la longueur d'onde.

Les équations (II-9) et (II-10) sont inversées, et les relations de z et n sont données par :

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1+r)^2 - t'^2}{(1-r)^2 - t'^2}} \quad \text{II-9}$$

$$\cos(nkd) = \left[\frac{1}{2t'} (1 - (r^2 - t'^2)) \right] \quad \text{II-10}$$

Le choix du signe devant la racine carrée de z est donné par la condition de passivité du milieu qui exige que la partie réelle de l'impédance soit positive $\text{Re}(z) > 0$.

Vu que l'indice de réfraction n est complexe, ses parties réelle et imaginaire sont données par :

$$\text{Im} = \pm \left[\cos^{-1} \left(\frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right) \right] \quad \text{II-11}$$

$$\text{Re} = \pm \text{Re} \frac{1}{kd} \left[\cos^{-1} \left(\frac{1}{2t'} [1 - (r^2 - t'^2)] \right) \right] \quad \text{II-12}$$

Où m un entier.

Grâce à l'argument physique qui, avec la convention expo $(-j\omega t)$ se résume à $\text{Im}(n) > 0$, pour que l'amplitude de l'onde décroisse à l'intérieur de la structure,

On peut lever l'ambiguïté sur le signe de l'équation. En revanche, Le choix de l'entier m est plus subtil et peut mener à des ambiguïtés dues au choix de la branche à retenir de la fonction *arccos* prise dans le plan complexe. Ces ambiguïtés peuvent conduire à l'attribution d'un indice négatif quel que soit le matériau. Quand l'épaisseur du matériau d est grande, ces branches peuvent se trouver arbitrairement l'une près de l'autre, ce qui rend le choix de la

branche correcte difficile dans le cas des matériaux dispersifs. Pour cette raison des meilleurs résultats sont obtenus pour un matériau qui possède une petite épaisseur comme généralement connu pour l'analyse des matériaux continus [11]. La permittivité ϵ et la perméabilité μ peuvent être exprimées à partir des relations suivantes

$$\epsilon = n/z \qquad \mu = nz \qquad \text{II-13}$$

Ces deux relations permettent de donner une interprétation directe du matériau. Les paramètres n et z , et donc, ϵ et μ sont des fonctions complexes dispersives qui dépendent de la fréquence et doivent satisfaire certaines conditions basées sur la causalité.

II.6 Applications des méta-matériaux

Le concept de méta-matériau est de proposer des applications qui permettraient d'utiliser les méta-matériaux dans des dispositifs microondes réels qui auraient alors des performances meilleures que les dispositifs micro-ondes employant des matériaux conventionnels.

II.6.1 Cape d'invisibilité

La fabrication de la première cape d'invisibilité en micro-onde a été développée par John Pendry en 2006. Il a proposé un méta-matériau dont les champs électromagnétiques peuvent être contrôlés et manipulés. Cette cape d'invisibilité détourne les ondes centimétriques ou micro-ondes, cette propriété résulte de la présence de mini circuits de taille inférieure à la longueur d'onde et de l'architecture en anneaux concentriques.



Figure II-7 Cape d'invisibilité de J. Pendry [3]

II.6.2 Lentilles parfaites

L'avènement des méta-matériaux a relancé l'idée de super lentilles pouvant permettre de résoudre des détails inférieurs à la longueur d'onde et donc observer, grâce à un rayonnement électromagnétique visible, des objets nanométriques. L'idée développée théoriquement par Pendry[6] est de focaliser le champ lointain, de transporter et d'amplifier la partie évanescente du champ en utilisant une lentille plane d'indice de réfraction égale à -1.

La résolution des lentilles d'indice négatif ne serait donc plus limitée par la longueur d'onde et elles permettraient d'observer des détails inaccessibles. Pour cette raison, Pendry donne à ces matériaux le nom de « lentilles Parfaites ».

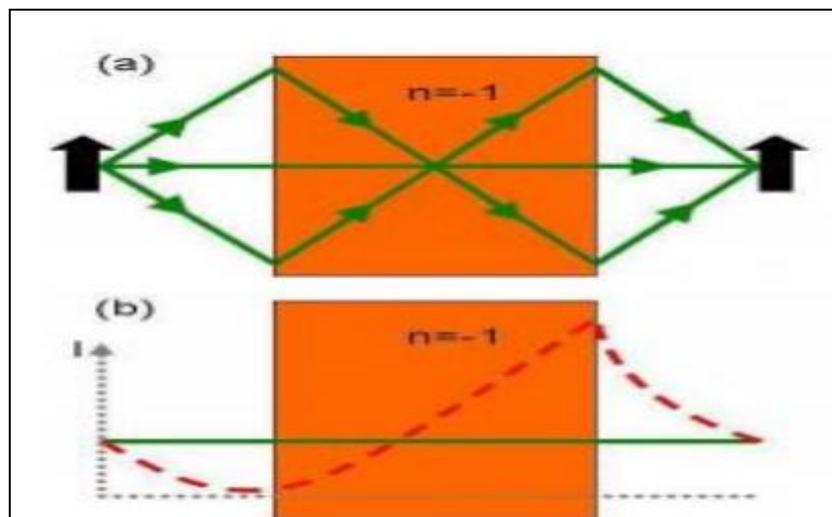


Figure II-8(a) Lentille parfaite de Pendry d'indice de réfraction négatif. (b) Lentille parfaite de Smithen d'indice de réfraction négatif

II.6.3 Miniaturisation

La miniaturisation d'une antenne résulte d'une action de réduction de la taille de l'antenne afin de satisfaire des critères surfacique et volumique. La miniaturisation d'une antenne est basée sur les courants qui circulent sur cette antenne, c'est en jouant sur ces courants, ou plus précisément sur le trajet, la vitesse ou la réflexion de ces courants qu'une antenne va pouvoir être miniaturisée.

II.7 Applications liées aux antennes

Les antennes constituent un maillon très important du segment radiofréquence. Depuis l'apparition pratique des Méta-matériaux en 2001, les chercheurs ont proposé des structures d'antennes basées sur des motifs Méta-matériaux et ceci dans le but d'améliorer ou de rendre configurable les performances par exemple : la taille, la fréquence de résonance, la bande passante, le gain, la polarisation et les diagrammes de rayonnement [11].

La figure II-9 montre un méta-matériau placé en dessus d'une antenne patch.

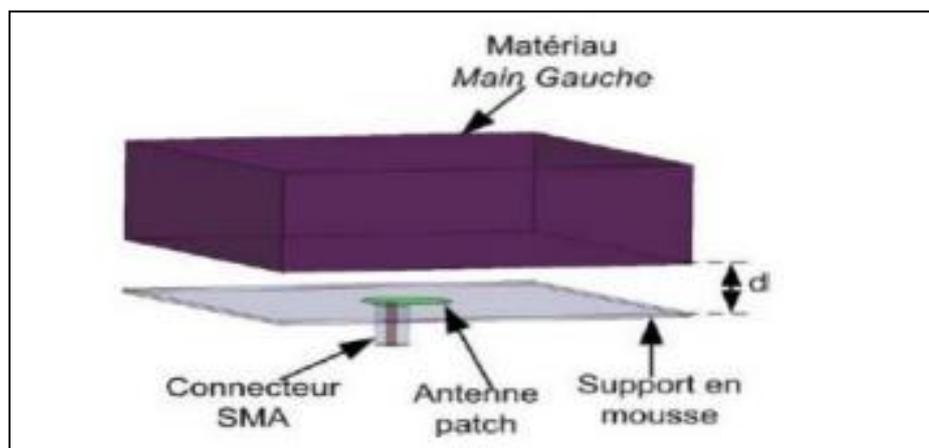


Figure II-9 Schéma du dispositif où les méta-matériaux Main

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé à parler des généralités sur les méta-matériaux, leurs caractéristiques de permittivité et de perméabilité négative qui les distinguent des matériaux ordinaires disponibles dans la nature. Ensuite, nous avons décrit l'approche qui permet le calcul des paramètres effectifs des éléments qui constituent le MMT. À la fin du chapitre nous avons présenté quelques applications des méta-matériaux.

Références bibliographiques

- [1] V.G.Veselago, «Theelectrodynamicsofsubstanceswithsimultaneouslynegativevaluesofepsilonandmu,» *SovietPhysicsUsp*, vol. 10, n° % 14, p. 509, 1968.
- [2] A. J.B.Pendry, «Extremelylowfrequencyplasmonsinmetallicmesostructures,» *PhysicalReviewLetters*, vol. 76, n° % 125, pp. 4773-4776, 1996.
- [3] A. J.B.Pendry, «Magne-tismfrom conductors and enhanced non linear phenomena,» *IEEETransactionsonMicrowaveTheoryandTechniques*, vol. 47, n° % 111, pp. 2075-2084, 1999.
- [3] W.-N. D.R.Smith, «Composite medium with simultaneously negative permeability and per-mittivity,» *PhysicalReviewLetters*, vol. 84, n° % 118, pp. 4184-4187, 2000.
- [4] D. R.A.Shelby, ««Experimental verification of a negative index of refraction,» *Science*, vol. 292, pp. 77-79, 2001.
- [5] C. COUTANT, «« Synthèse, assemblage et caractérisation de matériaux plasmoniques pour une application aux métamatériaux »,» *Thèse de doctorat, Université de BORDEAUX*, 16 decembre 2014.
- [6] a. C.Caloz, «Electromagnetic Metamaterials:Transmission Line Theory and Microwave Applications,» *NewYork:Wiley*, 2006.
- [7] A. M. N. e. G. F.Ross, «« Measurement of the intrinsic properties of materials by timedomain techniques »,» *IEEE Trans. Instr. Measurements*, vol. vol. 19, pp. 377-382, 1970.
- [8] W. B. Weir, «« Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies »,» *Proceedings of the IEEE*,, vol. vol. 62, p. pages 33–36, 1974.
- [9] T. M. G. R. E. 7. 0. 2. X. Chen, «« Robust method to retrieve the constitutive efective parameters of metamaterials »,» *Rev. E 70*, 016608, 2004..
- [10] D. C. V. N. K. a. S. S. D. R. Smith, «« Determination of eæctive permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coeçcients »,» *Physical Review B*, vol. vol. 65, n° % 1no. 19, 2002.
- [11] DahmaniSabra.KouadriKawther, «« Etude et conception des antennes planaires ULB à base de métamatériaux »,» *Mémoire de fin d'étude, Université de 8Mai 1945 – Guelma*, Juillet 2019..

Chapitre III :
Conception et Simulation
des antennes patches
miniatures

III.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la technologie a connu une évolution importante, tous les appareils électroniques grand public sont devenus plus légers, plus transportables et plus compacts. Les antennes étant des éléments clés de ces appareils doivent être miniaturisées afin de permettre leur facilité d'intégration sur des petits composants aux diverses fréquences.

L'objectif de ce chapitre est de concevoir deux antennes planaires miniatures à polarisation circulaire qui permettent de répondre aux exigences imposées par le système GNSS. La conception va se faire en deux étapes. Nous allons en premier lieu, concevoir deux antennes patchs rayonnants sur la bande $f_1 = 1.575 \text{ GHz} \pm 20 \text{ MHz}$ (bande L2 du GPS), en utilisant deux techniques différentes pour l'obtention de la polarisation circulaire. La deuxième étape consiste à miniaturiser les dimensions des deux antennes grâce à un réseau de résonateurs SRR de forme carrée, inséré au niveau du plan de masse des deux structures. Il en résulte des antennes de taille compacte et bien adaptées à l'application envisagée. Les résultats de simulation sont discutés et comparés en termes de coefficient de réflexion, de bandes passantes, de diagrammes de rayonnement et de rapport axial.

III.2 Outil de simulation

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structures passives en 3 dimensions, basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT : Finit Integration Technique). Cette méthode offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3 dimensions de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. CST simplifie le processus de saisie de la structure et la définition des équipements en fournissant une interface graphique de modélisation puissante et solide. Après la modélisation du composant, une procédure de maillage automatique peut être appliquée avant que le moteur de simulation ne soit lancé.

III.3 Conception de l'antenne de base

III.3.1 Cahier de charge

Nous avons choisie dans ce travail d'étudier et de simuler une antenne patch de forme carrée opérant à la fréquence 1.75 GHz de la bande L1 du GPS. Cette antenne est

alimentée par un câble coaxial d'impédance caractéristique 50Ω situé à 9.5 à partir du centre de la structure et est déposée sur un substrat diélectrique de type RO4003, ayant une permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3.38$, une tangente de pertes $\tan \delta = 0.025$ et une hauteur $h = 4.572$ mm, telle que le montre la figure III.1.

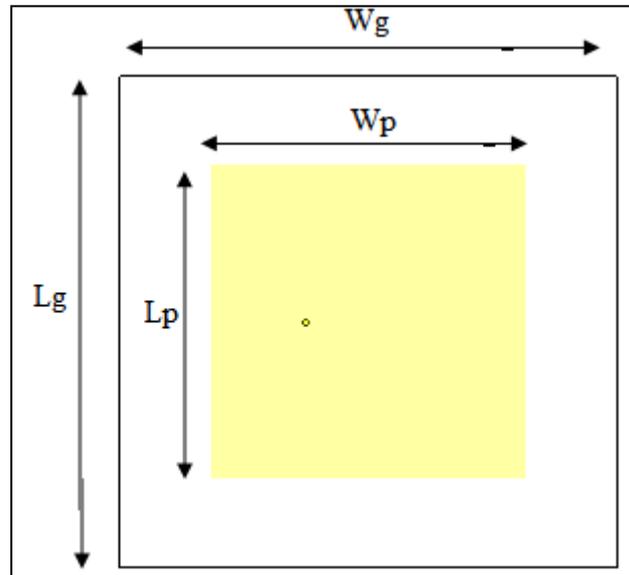


Figure III-1 Géométrie de l'antenne patch initiale alimentée par un câble coaxial

Les dimensions de cette antenne, à savoir sa longueur L et sa largeur W sont calculées de façon à exciter le premier mode de résonance TM_{10} à la fréquence 1.575GHz [10] :

$$f_r \cong \frac{c_0}{2l_e \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide.

l_e Représente la longueur effective de l'antenne, qui prend en considération les effets de bords au niveau des extrémités du patch, elle peut être calculée par :

$$l_e = l + 2\Delta l$$

Avec Δl l'extension de longueur à chaque extrémité.

Le milieu étant inhomogène, nous définissons une constante diélectrique effective, donnée par :

$$\epsilon_{r,eff}(W) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{Lorsque } \frac{W}{h} > 1$$

h et ϵ_r représentent respectivement la hauteur du substrat et sa permittivité relative. La formule de Hammerstad qui permet de déterminer la longueur de l'extension est :

$$\Delta l = 0.412 \times h \frac{\varepsilon_{\text{reff}} + 0.3}{\varepsilon_{\text{reff}} - 0.258} \times \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8}$$

La largeur du patch est ensuite extraite de l'expression suivante :

$$W = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$$

Le tableau suivant résume les différents paramètres de l'antenne initiale (antenne 1).

Les paramètres	Les dimensions (mm)
Wg	75.352
Lg	75.352
Wp	47.92
Lp	47.92

Tableau III-1 Les paramètres de l'antenne initiale

La simulation sous CST MWS de cette antenne nous permet de définir le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence dans la bande située entre 1 et 2 GHz et est illustrée sur la figure III.2. D'après la figure, on remarque que l'antenne simulée présente un coefficient de réflexion S_{11} de -37.8 dB à la fréquence 1.575 GHz. La bande passante mesurée à -10 dB s'étale de 1.54 GHz à 1.59 GHz. Soit une bande passante de 3.18%. Le gain est de l'ordre 6.13 dB à la fréquence de travail comme le montre la figure (III.3).

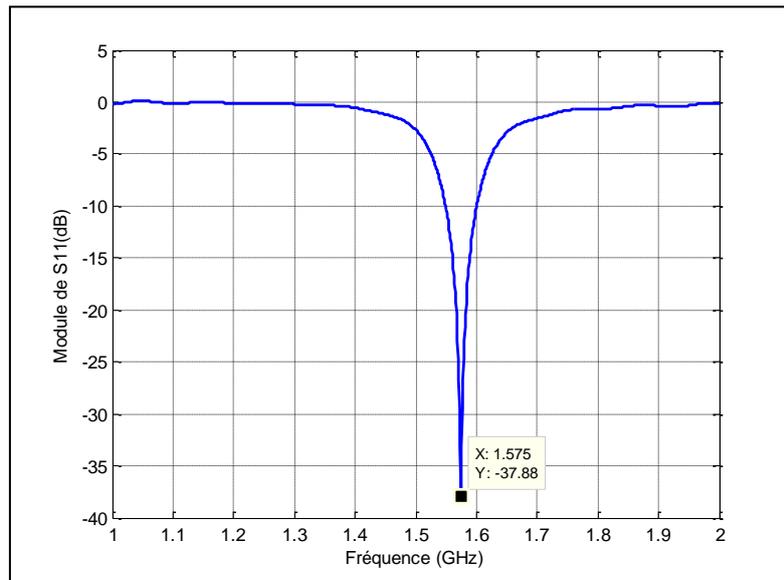


Figure III-2 Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne initiale

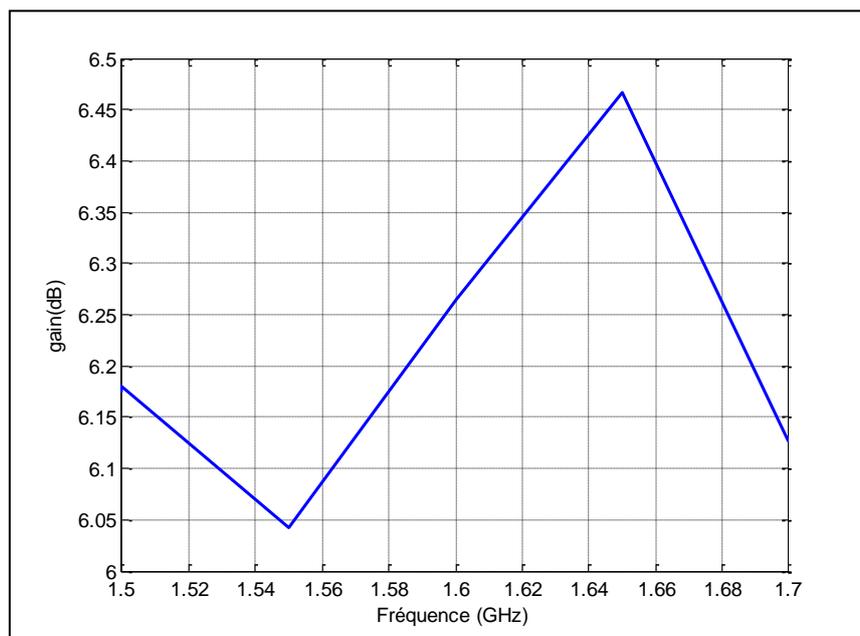


Figure III-3 Gain en fonction de la fréquence de l'antenne basique

III.4 Antenne patch à polarisation circulaire

Du point de vue applications GNSS, les signaux transmis par satellite possèdent une polarisation circulaire afin de réduire les dandinements de la puissance du signal due aux effets de propagation et de l'orientation plate-forme de l'utilisateur. La polarisation circulaire est atteinte lorsque le vecteur de champ électrique d'une onde plane est polarisé de manière

circulaire [1]. En d'autres façons, on peut dire qu'une onde électromagnétique est polarisée circulairement si le vecteur du champ électrique en un point donné de l'espace trace un cercle en fonction du temps [2].

On peut obtenir une polarisation circulaire si l'amplitude des deux composantes sont égales et la différence de phase entre les deux composantes est un multiple impair de $\pi/2$.

Les méthodes permettant à une antenne imprimée de générer un rayonnement à polarisation circulaire sont classées en deux principales catégories. La première consiste à alimenter l'antenne à travers un seul accès, la polarisation circulaire est engendrée par la perturbation de l'élément rayonnant (en ajoutant des fentes, des troncatures, des stubs...) Figure III.4 [3]. La deuxième utilise deux ou plusieurs sources d'alimentation (figure III.5)[4]

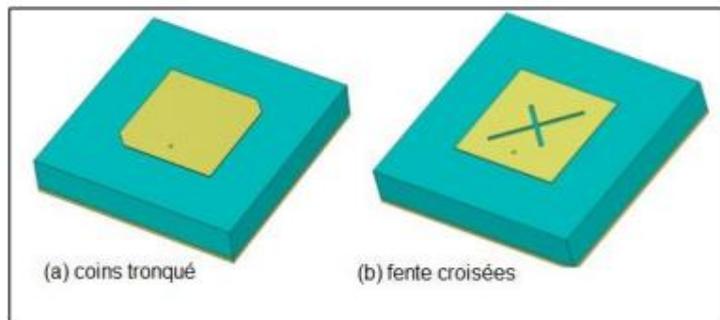


Figure III-4 Antenne patch à polarisation circulaire (a) coins tronqués, (b) avec fentes croisées

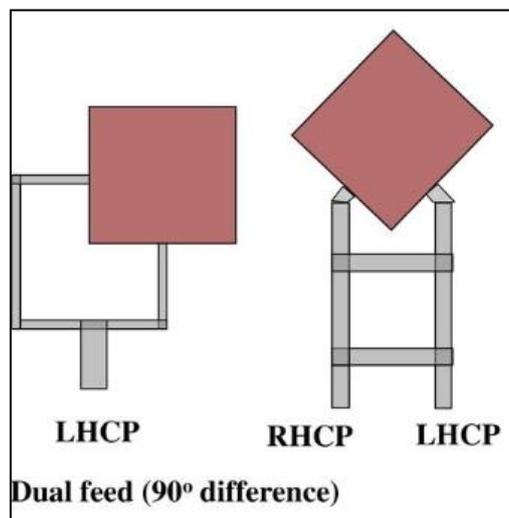


Figure III-5 Antenne patch à double alimentation [4]

Une antenne micro-ruban de forme carré à fentes circulaires asymétriques situés le long des lignes diagonales permettant de générer une polarisation circulaire (figure III.6) à été

proposée par les auteurs de l'article [5]. En variant légèrement les rayons des fentes circulaires asymétriques ($r_1 > r_2 > r_3 > r_4$), l'antenne proposée est capable de générer un rayonnement à PC. En revanche, l'antenne présente un rayonnement polarisé linéairement, lorsque tous les rayons des fentes circulaires sont égaux ($r_1 = r_2 = r_3 = r_4$).

D'autre part, plusieurs antennes micro-rubans prouvant leur fonctionnement en polarisation circulaire pour le système GNSS ont été proposées dans la littérature [3-8]. Nous pouvons citer une antenne micro-ruban de forme carré avec des fentes en forme de L disposées sur les bords [6], une antenne à fente en forme de S [7], une antenne à fente annulaire [8], une antenne bi bandes avec plan de masse chargé avec des RIS [9], antenne avec un patch empilé [10] et une antenne patch micro-ruban carré tronquée à coin empilés [11]. Toutes ces antennes ont fait l'objet d'une étude comparative dans la référence [12]

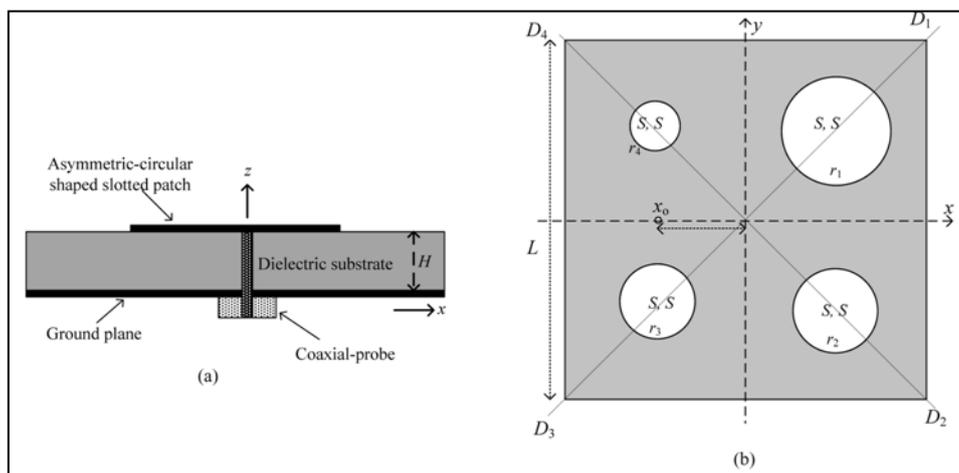


Figure III-6 Structure de l'antenne proposée : (a) vue en coupe ; (b) patch à fentes circulaire asymétriques

III.4.1 Antenne patch carré avec des extrémités tronquées

L'antenne patch carré à coins tronqués est l'une des premières techniques de base pour générer une polarisation circulaire. En apportant des modifications sur le patch de l'antenne initiale on obtient la structure illustrée sur la figure III.7 (antenne 2). La longueur optimisée des coins tronqués est de 7 mm. Le coefficient de réflexion de l'antenne tronquée optimisée est représenté sur la figure III.8 en comparant avec celui de l'antenne initiale. D'après cette courbe, une résonance à 1.61 GHz avec un coefficient S_{11} à -39.8 dB est réalisée. La bande passante mesurée à -10 dB s'étale de 1.558 GHz à 1.655 GHz. (soit une bande passante de 6.1%) qui permet de couvrir la bande L1 du système GPS autour la fréquence central 1.575 GHz.

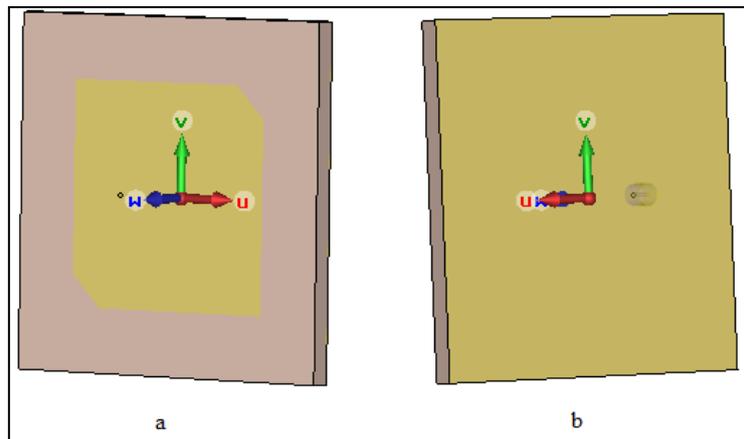


Figure III-7 Structure de l'antenne carrée tronquée a : vue de face, b : vue d'arrière

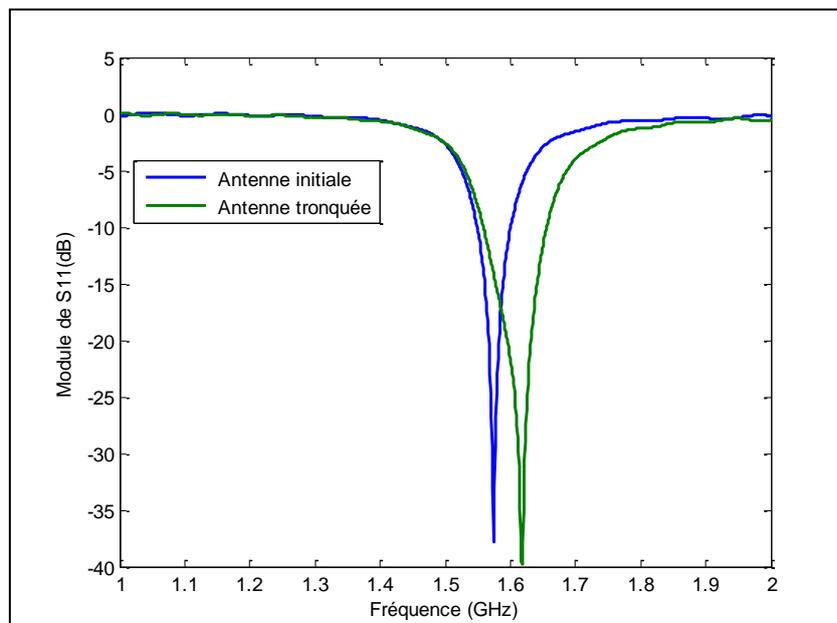


Figure III-8 Coefficient de réflexion de l'antenne tronquée

D'autre part, le gain de l'antenne tronquée atteint une valeur de 6.24 dB à la fréquence $f=1.6$ GHz qui est légèrement supérieur à celle de l'antenne initiale comme illustré sur la figure III.9.

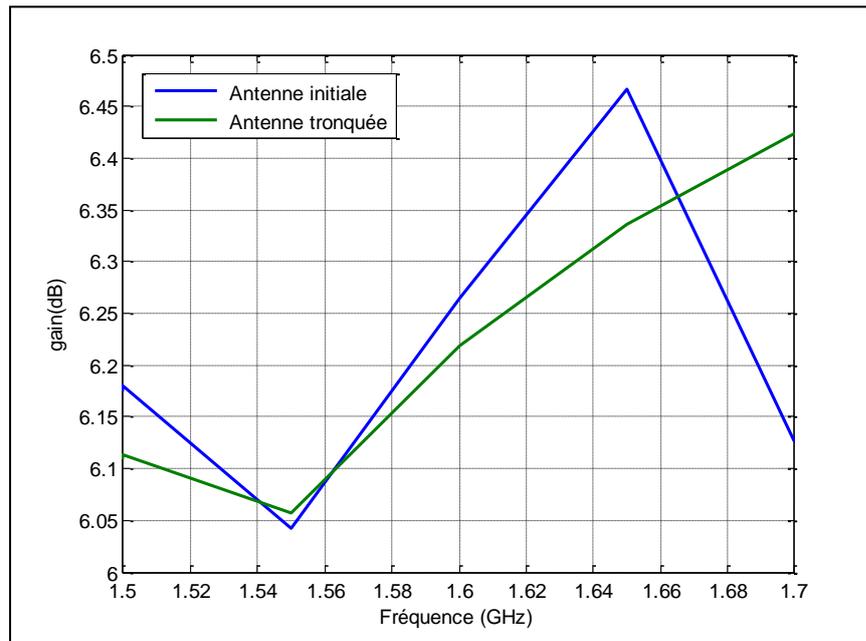


Figure III-9 Gain en fonction de la fréquence de l'antenne tronquée

Cependant, le paramètre indiquant la mise en place de la polarisation circulaire de l'antenne simulée sous le logiciel CST MWS est le rapport axial ou (Axial ratio). Le rapport axial est défini par le standard IEEE comme le rapport entre les axes majeurs et mineurs dans une polarisation elliptique, on peut décrire ce rapport comme suit :

$$AR = \frac{\text{axe majeur}}{\text{axe mineur}} = \frac{OA}{OB} \quad \text{Avec } 1 \leq AR < \infty$$

Théoriquement, le rapport axial est égal à 1 (0 dB) pour obtenir une polarisation circulaire, mais en pratique il est impossible d'obtenir une polarisation circulaire parfaite (le rapport axial égale à 0 dB). Dans ce cas, on dit que la polarisation est circulaire, lorsque la valeur du rapport axial est entre 0 à 3 dB. S'il est compris entre 3 et 10 dB c'est une polarisation elliptique, Plus que cela est considéré comme une polarisation linéaire [13][14].

La figure III.10 montre que l'antenne initiale présente un rapport axial constant égale à 40 dB ce qui indique la présence d'une polarisation linéaire, alors que l'antenne tronquée présente un rapport axial de 1.26 dB à la fréquence 1.6 GHz. Cela permet de valider le fonctionnement de notre antenne en polarisation circulaire. La bande passante du rapport axial mesuré à 3dB est de 20MHz (1.59-1.61GHz).

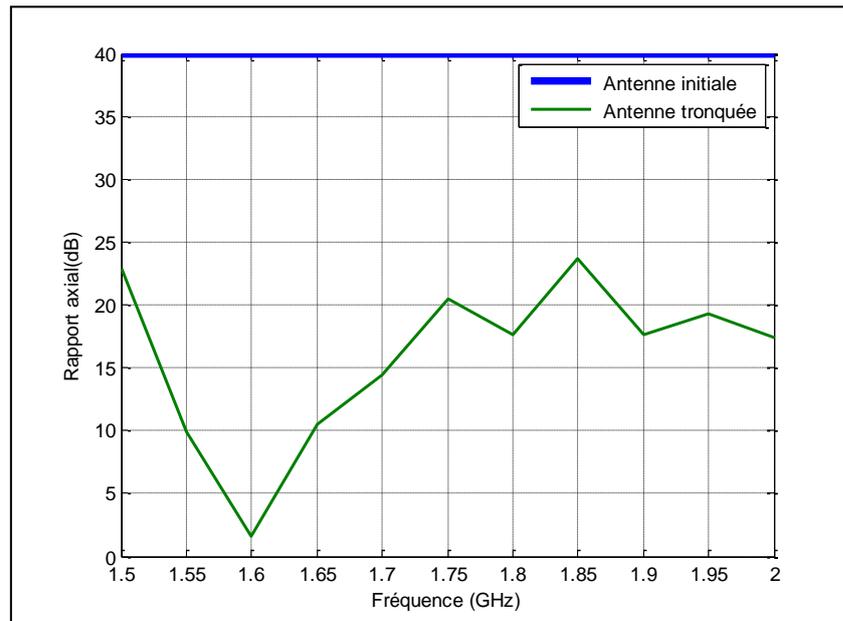


Figure III-10 Rapport axial en fonction de la fréquence

La fréquence de résonance de l'antenne patch tronquée est plus élevée par rapport à celle de l'antenne initiale. En conséquence, la méthode des coins tronqués n'a fourni aucune réduction de taille de l'antenne patch pour le rayonnement CP. On peut donc conclure que cette méthode n'est pas utile pour les conceptions des antennes à CP compactes.

III.4.2 Antenne patch carré à fentes circulaire asymétriques (APFCA)

La structure de l'antenne proposée (antenne 3) a été inspirée de l'article[5] et est représentée sur la figure III.11. Initialement, l'antenne été conçue pour les applications RFID. Notre objectif dans ce travail est de reconcevoir l'antenne qui présente une polarisation circulaire pour les applications GNSS en utilisant le simulateur CST MWS. Les dimensions de la structure sont ceux étudiées dans la section précédente. La polarisation circulaire dans ce cas est obtenue en excitants les deux modes orthogonaux par des asymétries le long de l'axe d'un patch en utilisant trois fentes de formes circulaires de rayon r avec un angle de 45degré par rapport à l'axe du point d'alimentation. Les fentes circulaires ont des rayons r_1 , r_2 , r_3 respectivement, et sont situées symétriquement en point $S=L/4$, le long des directions des diagonales D_1 , D_2 , et D_3 à partir du centre du patch carré, comme indiqué sur la figure 1 (b).

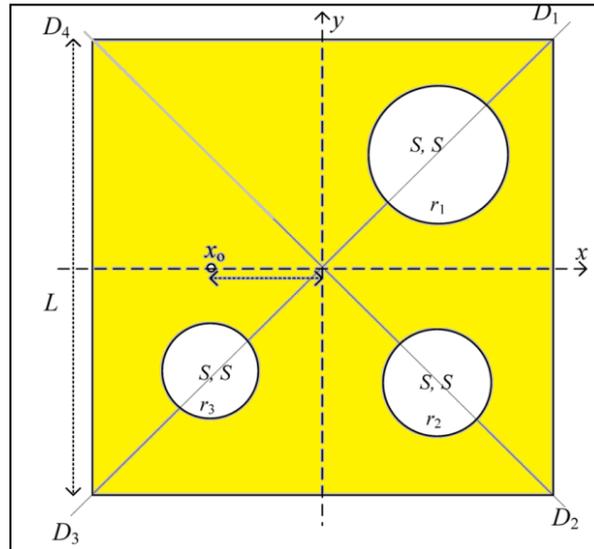


Figure III-11 Structure de l'antenne proposée

La conception de notre structure est faite en trois étapes. Tout d'abord, on intègre dans la structure d'antenne une seule fente circulaire de rayon $r_1=8$ mm dans la direction de la première diagonale D_1 comme indiqué sur la figure III.12 (a) , ensuite deux fentes circulaires asymétriques de rayons r_1, r_3 égales à 8 mm et 3.5 mm sont disposées dans les directions des diagonales D_1 et D_3 respectivement (figure III.13(b)) et enfin trois fentes de rayons r_1, r_2 et $r_3 =9$ mm, 6.25 mm, et 3.5 mm placées suivant les diagonales D_1, D_2 et D_3 respectivement pour la troisième configuration comme le montre la (figure III.13(c)).

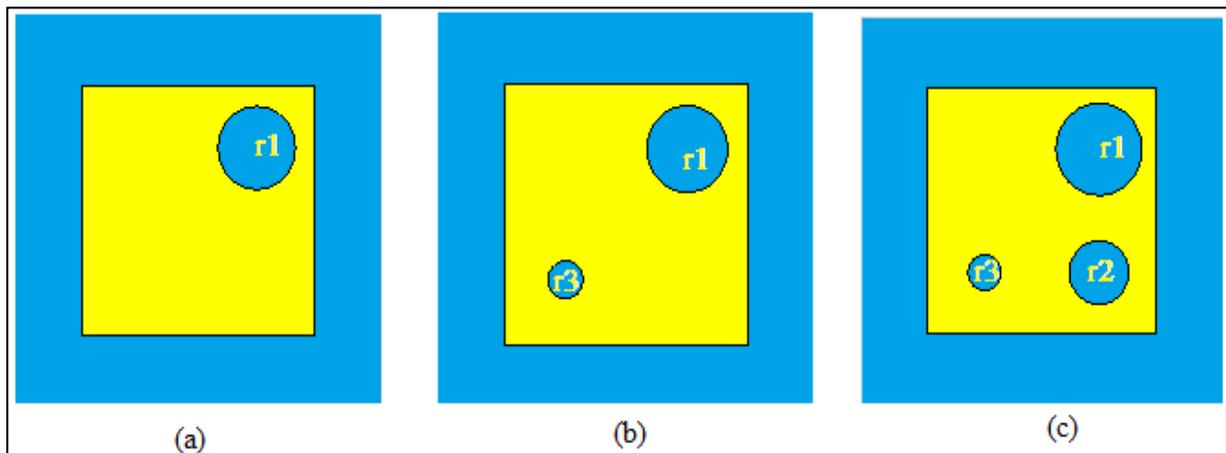


Figure III-12 Antenne carré à fentes circulaires asymétriques : (a) une fente (b) deux fente (c) trois fentes

Les valeurs des dimensions des rayons des fentes circulaires asymétriques de l'antenne ont été optimisées pour un rayonnement en polarisation circulaire. Les résultats de simulations

en termes de coefficient de réflexion, de gain et de rapport axial sont représentés sur les figures III.13, III.14 et III.15 respectivement.

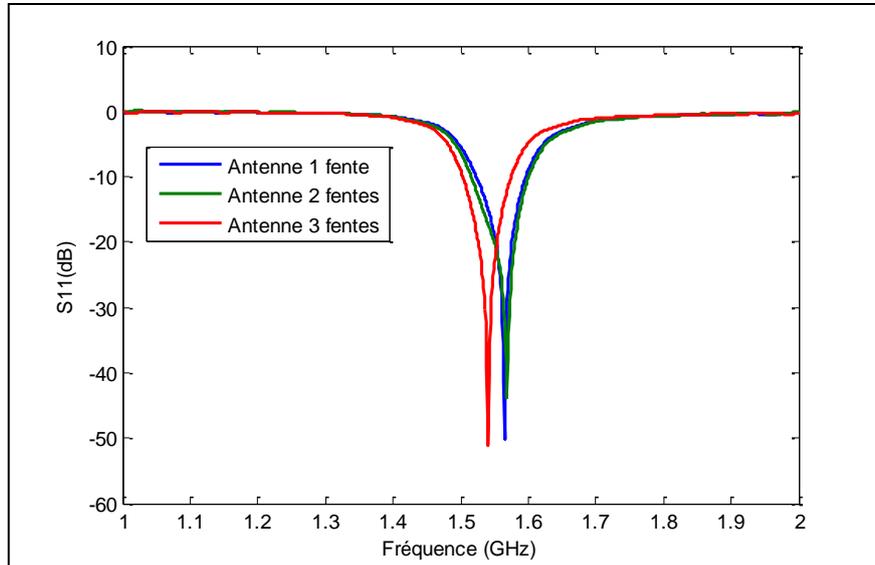


Figure III-13 Coefficient de réflexion de l'antenne proposée en fonction de la fréquence

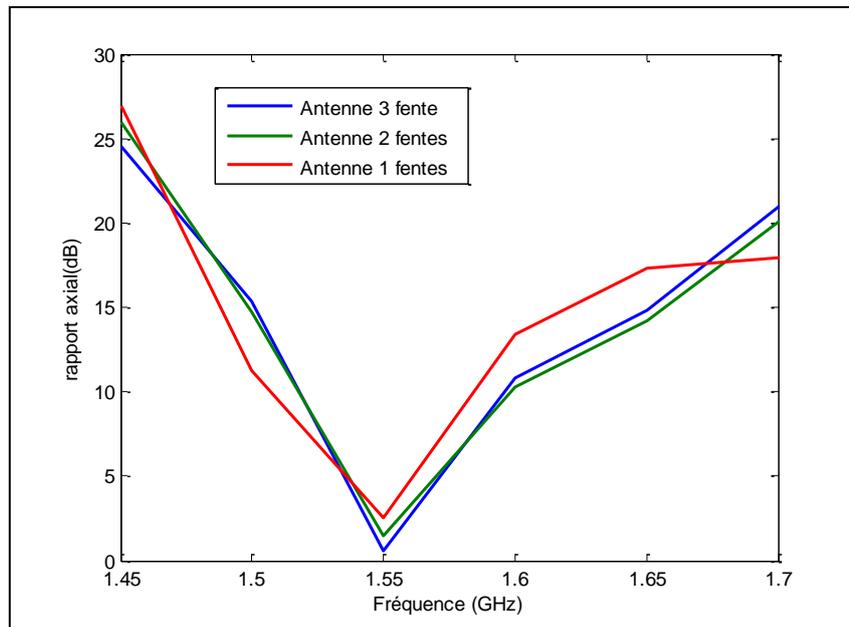


Figure III-14 Rapport axial de l'antenne proposée en fonction de la fréquence

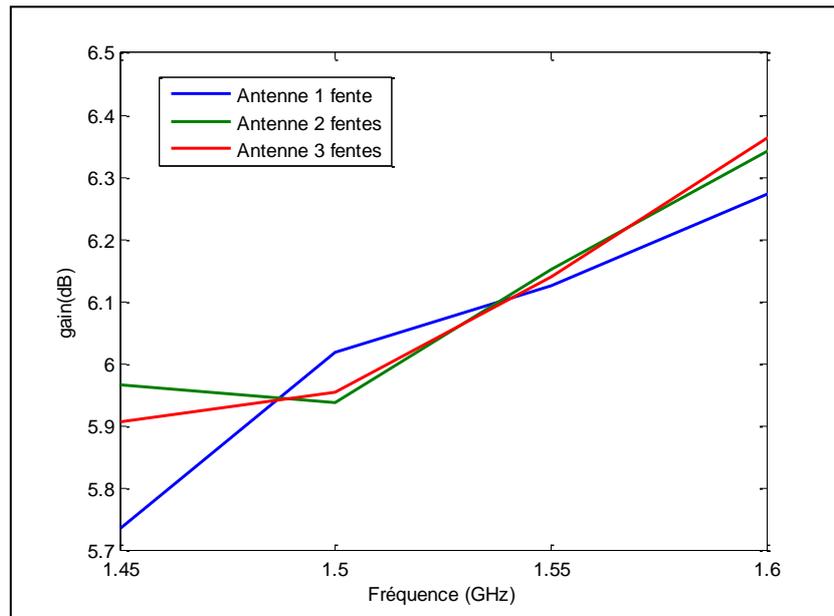


Figure III-15 Gain de l'antenne proposée en fonction de la fréquence

Nous pouvons constater d'après la figure III.13 que le nombre de fentes circulaires asymétriques eu pour conséquences de décaler la fréquence du mode fondamental (1.57 GHz) vers des fréquences plus basses ce qui permet de réduire l'espace occupé par l'antenne. L'antenne optimisée est celle à 3 fentes circulaires asymétriques. Elle présente une bonne adaptation qui correspond à un coefficient de réflexions S_{11} égale -51 dB à la fréquence $f=1.54\text{GHz}$ et une bande passante mesurée à -10 dB de 72 MHz. Le gain de l'antenne optimisée diminue légèrement avec le nombre de fentes circulaires présent sur le radiateur patch. Cela est dû à la diminution de la taille de l'antenne. Cependant, le gain de l'antenne reste intéressant. Par ailleurs, l'amélioration du rapport axial a été prouvée par l'augmentation du nombre de fentes asymétriques ainsi que l'augmentation de la zone à fentes sur le radiateur de patch, comme indiqué sur la figure III.14.

Diagrammes de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Les diagrammes de rayonnement des deux structures dans les plans $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ ont été calculés aux fréquences $f_1 = 1.61\text{GHz}$ et $f_2 = 1.54\text{GHz}$; les résultats de simulations sont indiqués sur les figures III.16 et III.17 pour l'antenne tronquée et celle proposée, respectivement. Le diagramme de rayonnement des deux antennes présente un lob directif dans le sens vertical avec un gain

maximal de 6.24 dB et un angle d'ouverture de 94.4 degré calculé à 3 dB pour la première antenne. Un gain maximal de 6.19 dB et un angle d'ouverture de 95.5 degré calculé à 3 dB pour la première antenne.

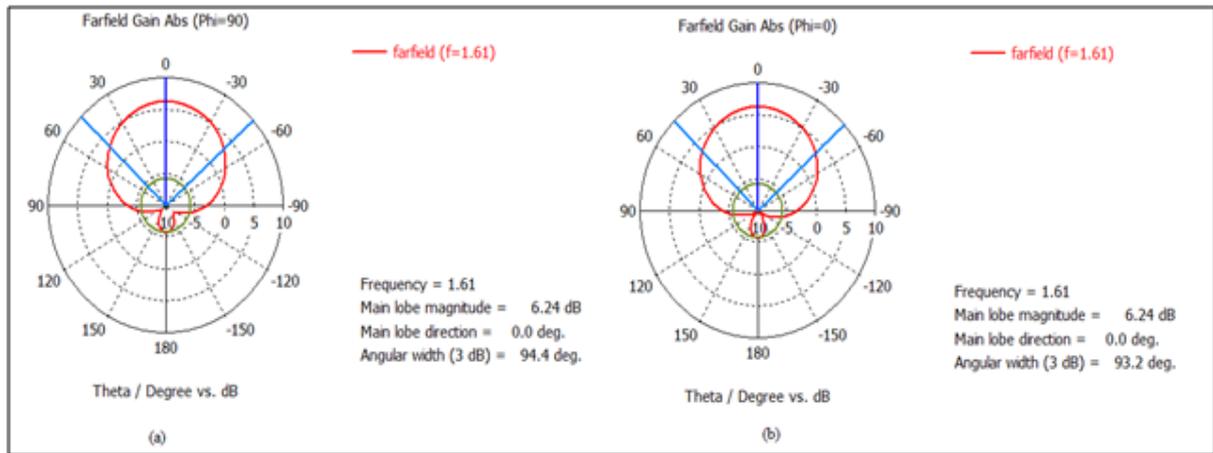


Figure III-16 Diagramme de rayonnement de l'antenne tronquée en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H

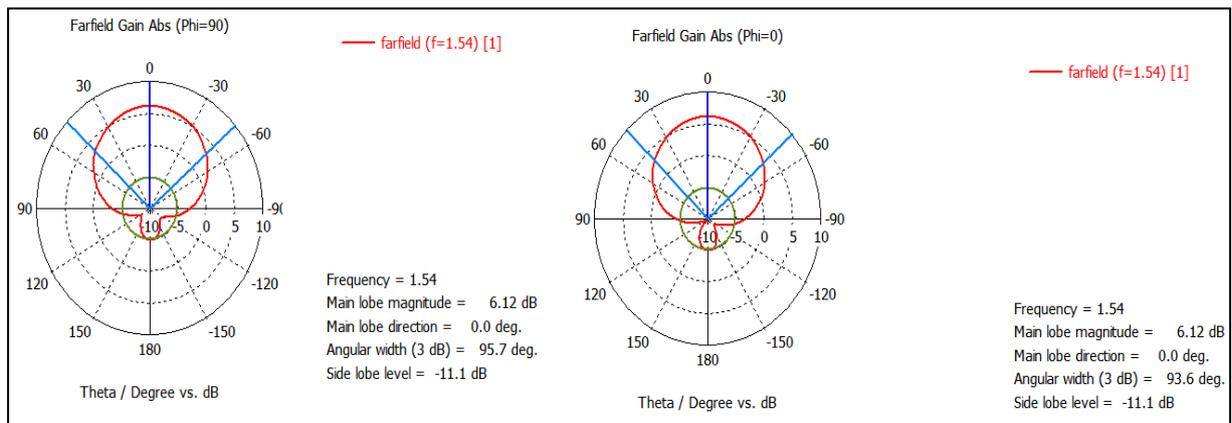


Figure III-17 Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H

III.5 Miniaturisation de l'antenne à fentes asymétriques

Actuellement, plusieurs techniques sont utilisées pour miniaturiser la structure d'antenne. Parmi ces techniques on peut citer la miniaturisation à base des métamatériaux qui sont aujourd'hui largement utilisés dans la conception des antennes, en particulier des antennes micro-rubans. Des matériaux artificiels composés de réseaux périodiques de

résonateurs à anneaux fendus (à un seul anneau ou à anneaux multiples) ou de lignes de transmission à rétro propagation sont actuellement utilisés pour miniaturiser la structure de l'antenne et pour améliorer ses performances [15][16]. Avant de charger les cellules en méta (SRR) au niveau du plan de masse de l'antenne, nous proposons dans cette section de faire la simulation sous CST de la cellule SRR de forme carrée introduite par pendry (figure III.17). Ce résonateur est constitué de deux anneaux métalliques imbriqués l'un dans l'autre d'une façon opposée, dont le principe de fonctionnement repose sur le phénomène de résonance électromagnétique des inclusions qui créent la polarisation artificielle. Il s'agit de l'inductance de l'anneau, ainsi que la composante capacitive apportée par la capacitance entre les deux anneaux. Son comportement peut être modélisé par un circuit résonant du type LC avec une fréquence de résonance $\omega = 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ comme illustré sur la figure 3.18, où L est l'inductance de l'anneau, et C est la capacité créée entre les anneaux. Il est à noter que la méthode de calcul de l'inductance et de la capacité équivalente est présentée dans les références [17][18].

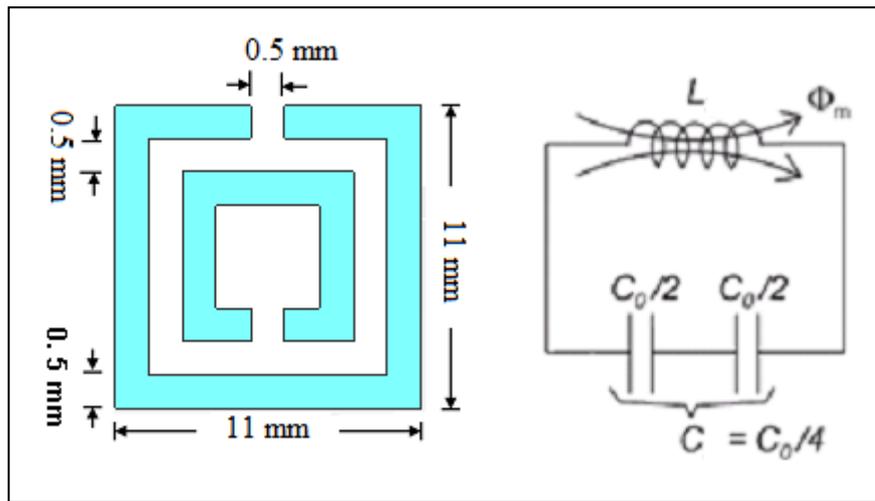


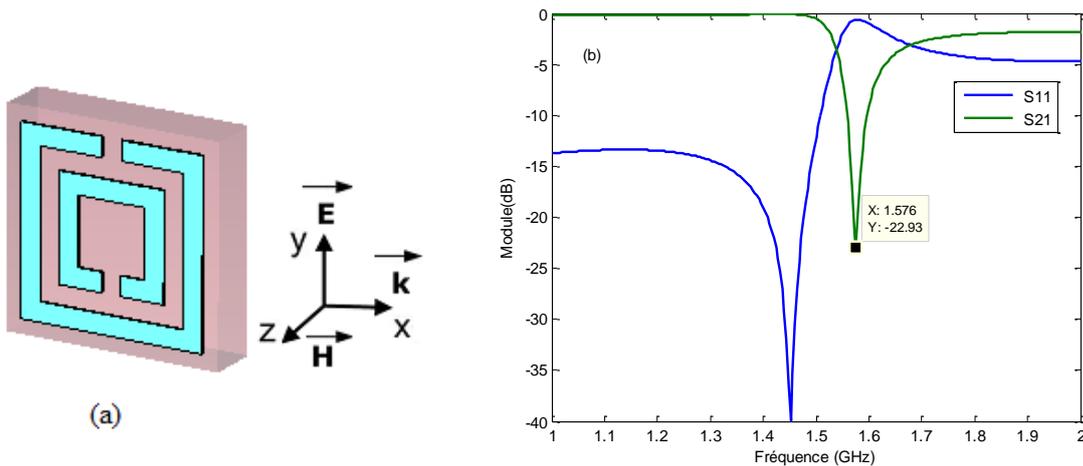
Figure III-18 Cellule unitaire du RAF et son circuit équivalent

Les paramètres de conception de ce résonateur sont la longueur du côté de l'anneau (L), la largeur de la coupure (d), l'espacement entre les deux anneaux (t), et la largeur des anneaux métallique (w). Les deux anneaux métalliques en cuivre ont une épaisseur de 0,035 mm et sont disposés sur une face d'un substrat diélectrique (RO4003), de chez ROGERS qui présente une permittivité relative de 3.55, des pertes tangentielles de l'ordre de 0.0027, et une épaisseur h=

4.57 mm. Les paramètres de conception pour cette structure sont optimisés pour résonner à la fréquence 1.57 GHz. Soit $\delta = \tau = 0.5\mu\text{m}$, $\Lambda = 11\mu\text{m}$; $\omega = 0.3\mu\text{m}$:

Les simulations concernent le calcul des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} de la cellule. Ces deux paramètres seront utilisés par la suite pour le calcul des paramètres effectifs du milieu. La structure est conçue sous CST MWS, des conditions aux limites de murs électriques et magnétiques sont appliquées respectivement selon les axes y et z.

Les deux ports d'alimentation sont placés sur les deux plans restants, de façon à ce qu'ils soient perpendiculaires à direction de propagation. La simulation est faite sur une bande de fréquence entre 1 GHz et 2 GHz. La figure 3.19 (a) représente le schéma de la cellule unitaire dans le logiciel de CST. Les coefficients de réflexion et de transmission du RAF sont présentés sur la figure 3.19 (b). On remarque que le coefficient de transmission S_{21} présente une fréquence de résonance à 1.57GHz avec une transmission de l'ordre de -22.9 dB.



Les paramètres effectifs associés aux paramètres S sont présentés sur la figure 2.19. La partie réelle de la permittivité est positive et prend une allure antirésonance (figure 3.20 (a)), tandis que la partie réelle de la perméabilité est résonante, et prend des valeurs négatives dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance, située entre 1.55 et 1.85 GHz. En dehors de cette bande, $\text{Re}(\mu)$ est positive (figure 3.20 (b)).

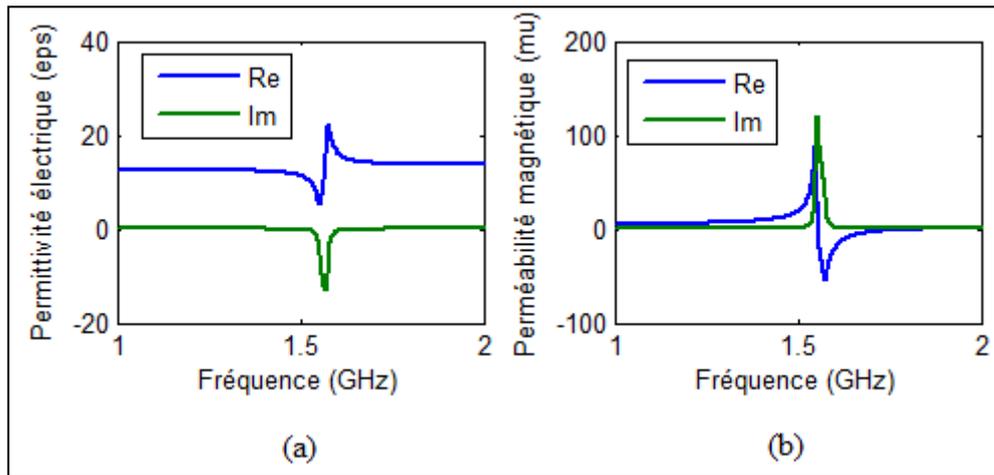


Figure III-20 Paramètres effectifs du de la cellule unitaire carré

III.5.1 Conception de la structure d'antenne avec plan de masse chargé par un réseau de SRR

Dans ce paragraphe, on intègre les métamatériaux sous forme d'un réseau de résonateur en anneau fendu complémentaire (CSRR) constitué par huit puis par seize résonateurs sous forme de fentes insérées au niveau du plan de masse, et cela dans le but d'étudier leur influence sur les performances de l'antenne patch. Une vue sur la face inférieure des structures est représentée par la figure III.21.

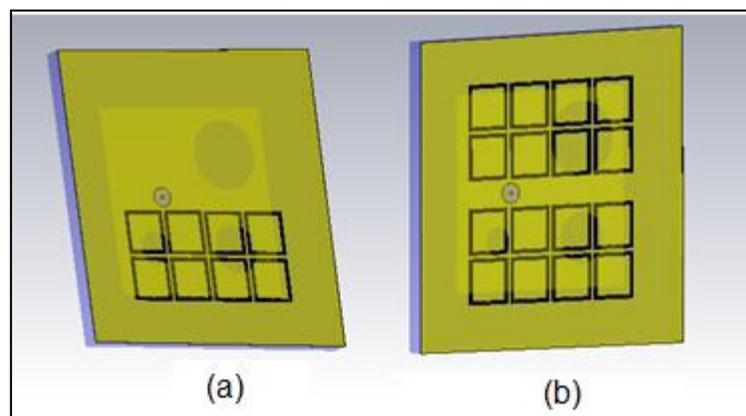


Figure III-21 Structure d'antenne chargée par un réseau de SRR sur le plan de masse
(a) Antenne à 8 cellules et (b) antenne à 16 cellules

Le coefficient de réflexion pour les deux cas de figures en fonction de la fréquence est représenté par la figure III.22. A partir de cette courbe, nous pouvons constater que l'intégration du réseau de SRR conduit à déplacer la fréquence vers des fréquences plus

basses. Nous remarquons également que ce décalage est plus important lorsque le nombre de cellule est important. Ce résultat nous permet de dire que l'objectif de la miniaturisation est atteint, car pour revenir vers la fréquence convoitée, qui est 1.57 GHz, il faudrait réduire l'espace occupé par l'antenne.

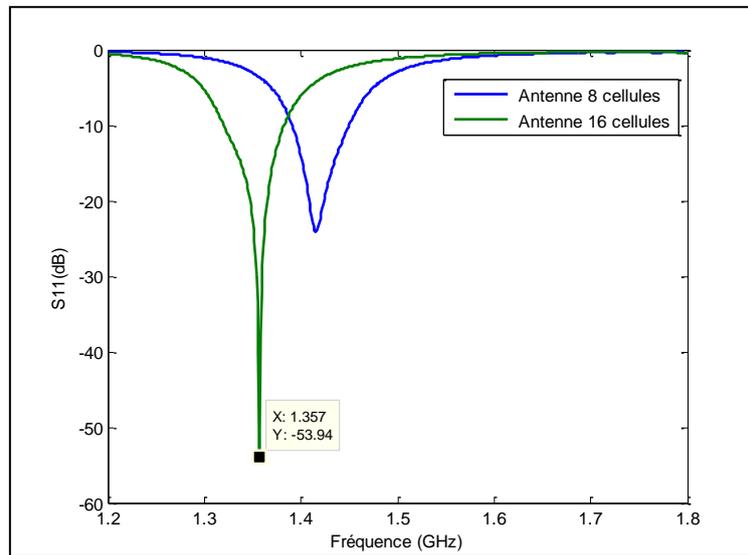


Figure III-22 Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence pour les 2 configurations du plan de masse

L'insertion des cellules en méta au niveau du plan de masse de la structure n'a pas perturbé son fonctionnement en polarisation circulaire, ce qui est illustré sur la figure III.23 où nous avons obtenu une valeur de rapport axial égale à 2.7dB à la fréquence 1.45 GHz pour l'antenne chargée par 8 cellules SRR et une valeur du AR égale à 2.86dB à la fréquence 1.35 GHz pour l'antenne à 16 cellules SRR.

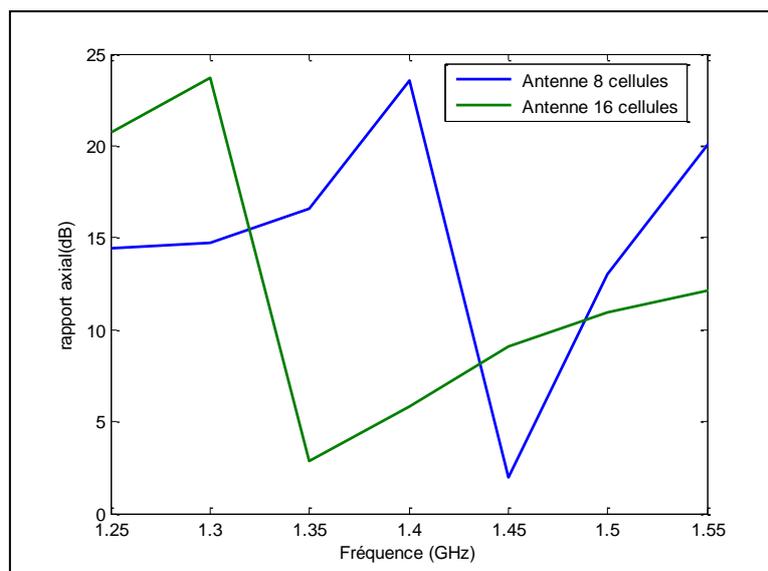


Figure III-23 Rapport axial de l'antenne à 8 et 16 cellules

Les nouvelles dimensions de l'antenne sont illustrées dans le tableau III.2. Elles ont été réajustées de façon à obtenir une première résonance à 1.57 MHz. Soit une réduction en surface de 38% obtenue, en comparaison avec la taille initiale de l'antenne. La structure de l'antenne miniature est illustrée sur la figure III.24

Les paramètres	Les dimensions (mm)
Lp	37.6
Wp	37.6
Lg	65.032
wg	65.032

Tableau III-2 Les dimensions de l'antenne miniature

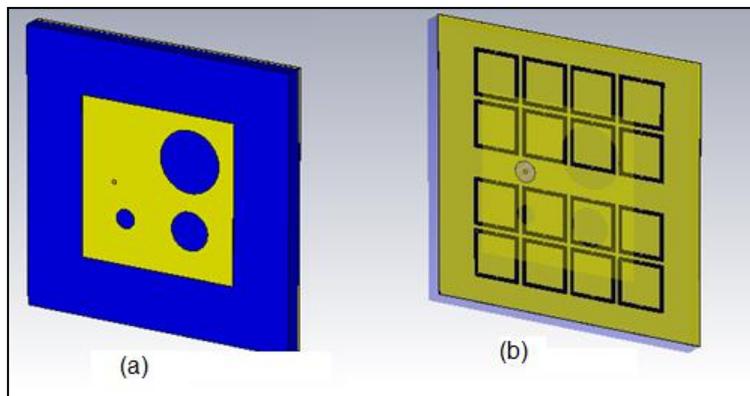


Figure III-24 Structure d'antenne miniature : (a) vue de face (b) vue d'arrière

Le coefficient de réflexion de cette antenne miniaturisée est illustré par la figure III.25.

Une résonance à 1.57 GHz est observée avec une bonne adaptation du coefficient de réflexion de -37.8 dB. La bande passante de l'antenne miniature mesurée autour de cette fréquence est de 77 MHz (1.53-1.615 GHz) qui est légèrement supérieure à celle d'une antenne seule ce qui permet de couvrir la bande L1 GPS à la fréquence centrale de 1.575GHz.

La figure III.26 montre le gain et le rapport AR de l'antenne miniature, respectivement. L'antenne miniature présente un bon rapport axial égal à 0.81 dB, donc une très bonne polarisation circulaire. La bande passante AR mesurée à 3 dB de 49 MHz (1,53-1,59 GHz). Par ailleurs le gain est de l'ordre 4,79 dB à la fréquence de résonance de 1,575 GHz. Dans le cas de l'antenne seule, le gain est de 6.1 dB autour de la fréquence 1.54 GHz. Cette réduction s'explique par le fait que l'antenne était miniaturisée par le chargement des cellules en méta

au niveau du plan de masse. Cependant, le gain de l'antenne miniature reste intéressant et répond au cahier de charge imposé par l'application GNSS.

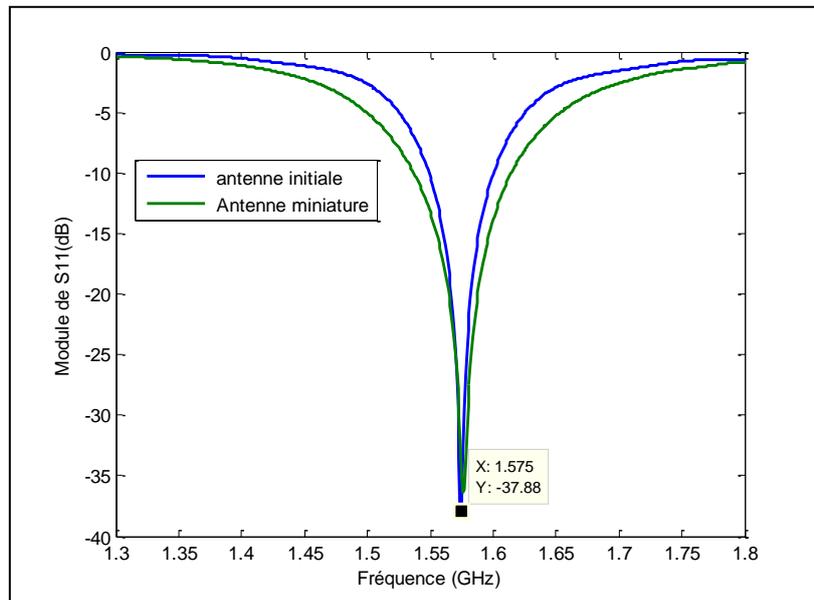


Figure III-25 Coefficient de réflexion de l'antenne initiale et l'antenne miniature à la fréquence 1.57 GHz

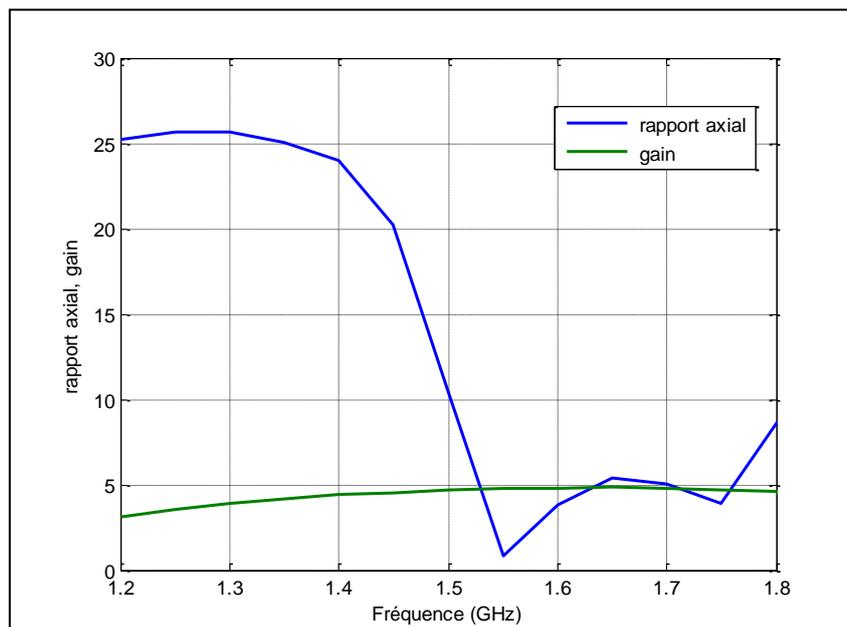


Figure III-26 Rapport axial et gain d'antenne miniature

D'autre part, La courbe du rapport d'onde stationnaire simulée et illustrée sur la figure III-27. Elle est comprise entre 1 et 2, ce qui montre une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et le point d'alimentation.

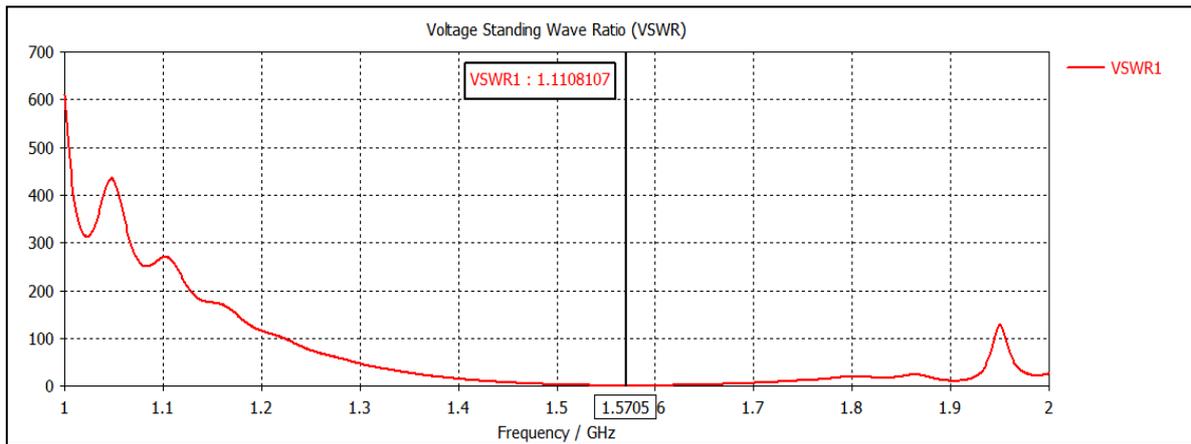


Figure III-27 Rapport d'onde stationnaire (VSWR) de l'antenne miniaturisée

La figure III.28 décrit la distribution du courant dans le cas de l'antenne de référence (Antenne 1) et de l'antenne finale miniaturisée (Antenne 3) et cela à la fréquence 1.57 GHz. Dans le premier cas, nous remarquons que le courant de surface est plus concentré sur le point d'alimentation de l'antenne. Un maximum de 33.2 A/m peut être atteint. Tandis que pour la structure miniature, le courant est plus dense autour des cellules SRR, avec un maximum de 95.3 A/m. L'application d'un plan de masse chargé avec les cellules en méta a perturbé la distribution du courant sur le métal et a modifié la propagation des ondes électromagnétiques dans la structure et donc le mode de fonctionnement de l'antenne.

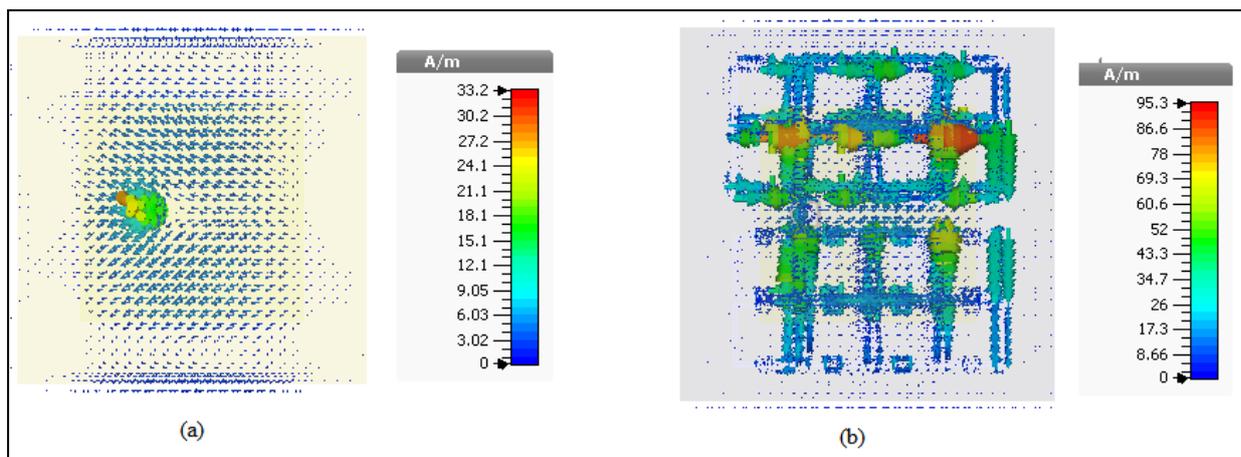


Figure III-28 La distribution du courant de surface à la fréquence 1.57 GHz pour (a) L'antenne initiale et (b) L'antenne miniature

Le rayonnement à trois dimensions de l'antenne miniature est illustré sur la figure III.29 Les diagrammes de rayonnement en représentation polaire au niveau des deux plans principaux E et H sont représentés par la figure III.30.

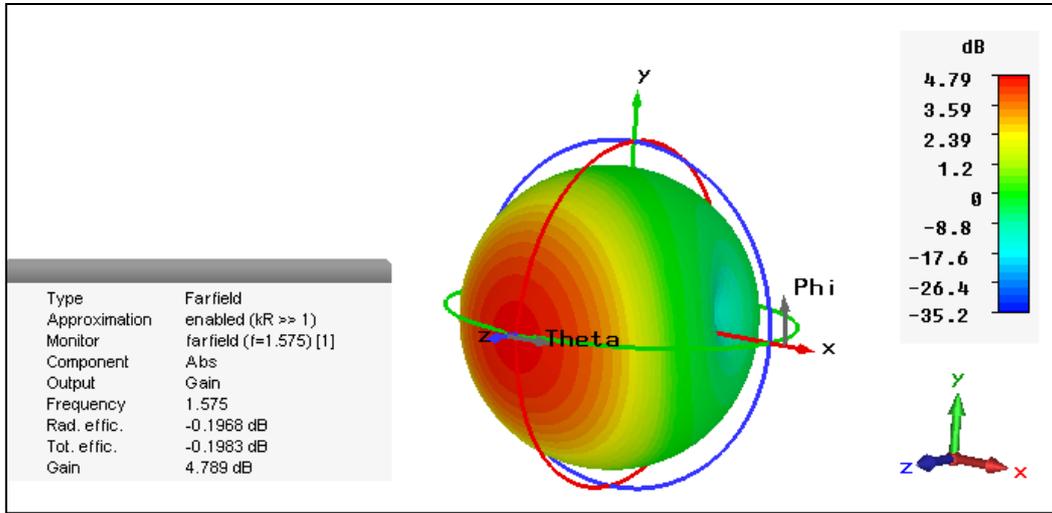
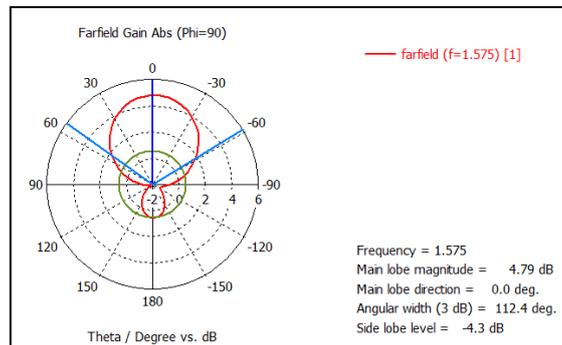
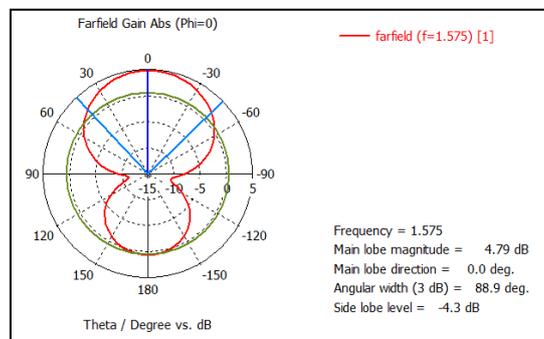


Figure III-29 Diagramme de rayonnement en 3 D de l'antenne miniature



(a) Plan E



(b) Plan H

Figure III-30 Diagramme de rayonnement de l'antenne miniature en représentation polaire (a) plan E, (b) plan H

La présentation du diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne patch à fentes circulaire asymétriques seule est illustrée sur la figure III.31.

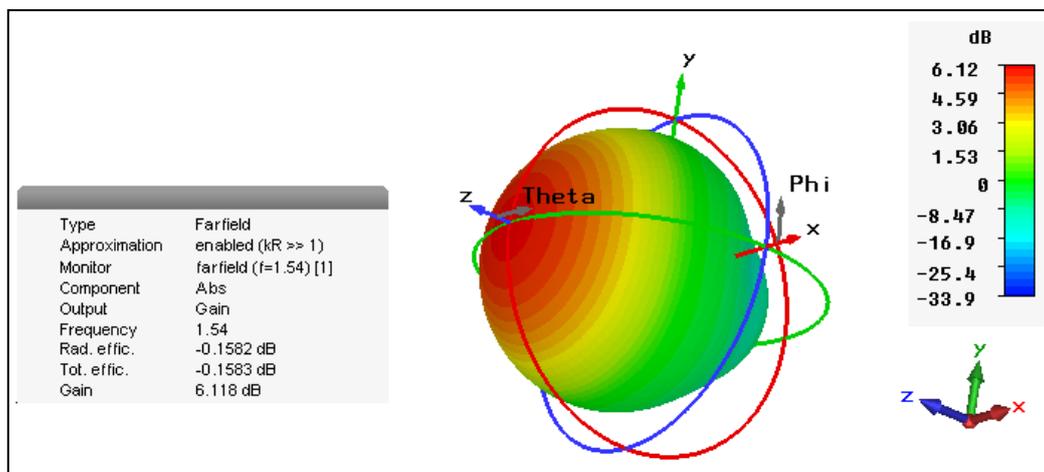


Figure III-31 Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne patch à fentes circulaire asymétriques seule

On peut remarquer d'après les figures ci-dessus que le gain de l'antenne proposée seule est de 6.12 dB, alors que celui de l'antenne chargée par les cellules SRR (miniature) est de 4.79 dB. Cette diminution en gain s'explique par le fait que l'antenne ait été miniaturisée par la présence des cellules métamatériaux au niveau du plan de masse de la structure d'antenne. Néanmoins, le gain de l'antenne miniaturisée reste intéressant.

III.5.2 Etude paramétrique sur la longueur extérieure de l'anneau (L)

Nous avons mené une étude paramétrique sur la longueur extérieure de l'anneau de la cellule SRR étudiée précédemment pour voir son influence sur les performances de l'antenne miniature. L'étude est réalisée pour des longueurs de 10, 10.5 et 11 mm comme illustré sur la figure III-32. On remarque d'après le graphe que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation du côté extérieur de l'anneau. En modifiant la longueur L, l'antenne peut facilement être optimisée au centre de la bande à la fréquence souhaitée. Comme la longueur augmente, la capacité au sein de la structure augmente ce qui mène à une diminution de la fréquence de résonance. La figure III.33 montre la variation du rapport axial avec la longueur L de la cellule métamatériau. On remarque que la fréquence en rapport axial diminue également avec l'augmentation de la longueur du côté L. On constate aussi que le rayonnement en polarisation circulaire (valeur du rapport axial) n'est pas dégradé avec la variation de la longueur L. Ceci est très bénéfique car la fréquence du rayonnement CP

diminue également de la même manière que la fréquence de résonance de fonctionnement de l'antenne avec l'augmentation de la longueur L. La variation du gain en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs de L est représentée sur la figure III.34 où on remarque une diminution en gain lorsque la longueur L devient plus grande. On peut conclure à travers cette étude paramétrique que les paramètres de la cellule SRR en terme de longueur du coté de l'anneau peut être utilisée pour ajuster la fréquence de fonctionnement de l'antenne tout en conservant un bon rayonnement CP en maintenant les autres paramètres d'antenne fixes.

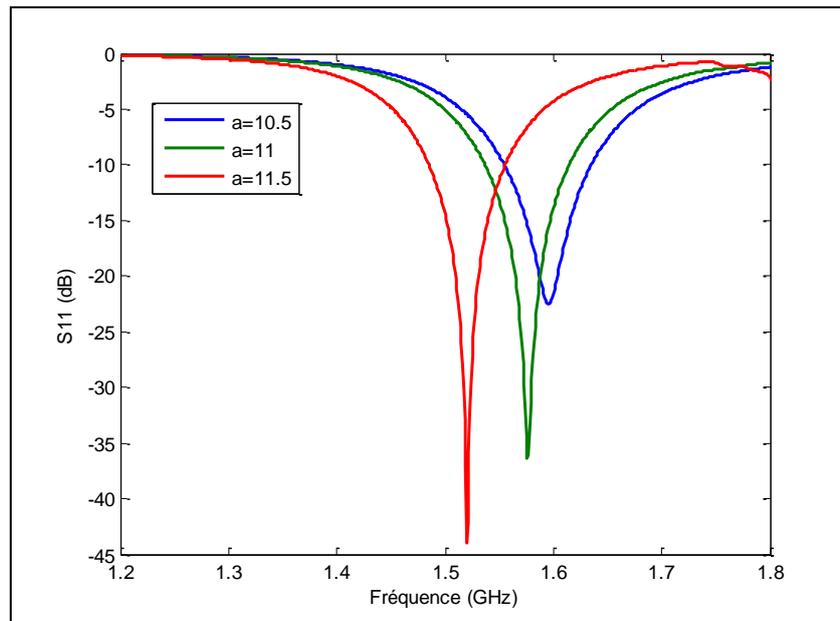


Figure III-32 Module de S11 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L

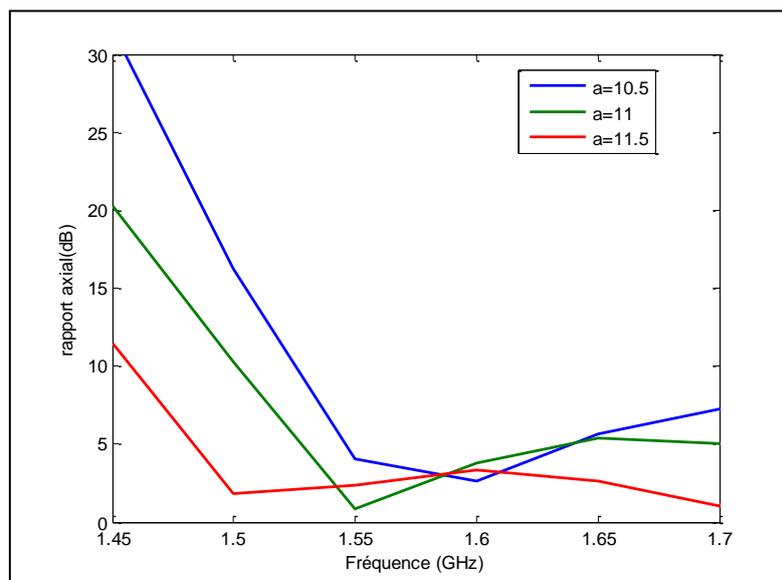


Figure III-33 Rapport axial pour différentes valeurs de L

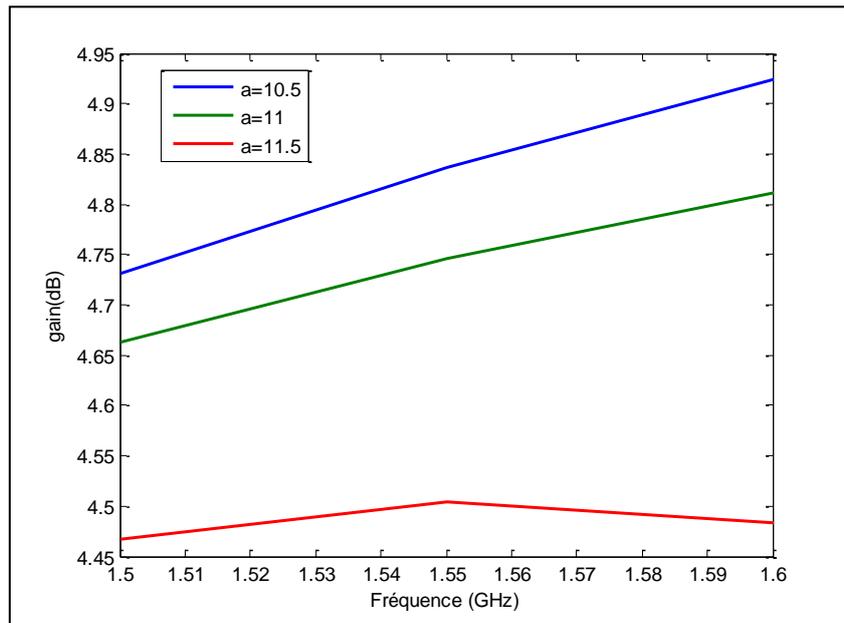


Figure III-34 Gain en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L

Les performances des deux antennes proposée et miniaturisée en termes d’adaptation, de CP, de gain et de bande passantes sont résumées dans le tableau III.3, où on remarque que l’insertion des cellules SRR au niveau du plan de masse de l’antenne a mené vers une réduction de sa taille et une amélioration des performances de l’antenne proposée notamment en termes de rayonnement en polarisation circulaire et de bande passante.

Paramètres	Antenne patch Proposée	Antenne patch miniaturisée
Fréquence (GHz)	1.54	1.575
Dimensions (mm ³)	75.3*75.3*4.5	65*65*4.5
S ₁₁ (dB)	-51	-36
RA	2.58	0.81
Bande passante %	71	77
Gain (dB)	6.12	4.79

Tableau III-3 Tableau comparatif des performances entre l’antenne proposée et l’antenne miniature

III.6 Conception d'une antenne circulaire à fentes croisées

Pour la mise en œuvre de notre travail, nous allons procéder à une comparaison entre l'antenne étudiée précédemment et une autre antenne micro-ruban de forme circulaire, utilisant une technique différente pour le fonctionnement en polarisation circulaire. Cette étude va nous permettre de dimensionner correctement l'élément rayonnant pour qu'il fonctionne à une fréquence $f = 1.575$ GHz. Pour l'obtention d'une polarisation circulaire, deux fentes transversales croisées de largeur w , ont été créés au centre du patch avec des longueurs $L1$ et $L2$ respectivement. Une sonde coaxiale de 50 ohms alimente le patch circulaire et est située à 9.5 du centre de patch. Ce dernier est placé sur le même substrat RT4003 de taille $W_g \times L_g$ avec plan de masse sur la face inférieure du substrat. La structure d'antenne est représentée sur la figure III.35.

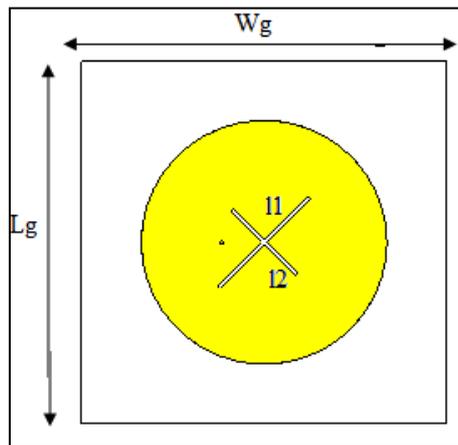


Figure III-35 Antenne circulaire à fentes croisées

Le rayon du patch a été calculé d'après l'équation suivante [13] :

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}}$$

$$\text{Avec } F = \frac{8.791 \cdot 10^9}{f r \sqrt{\epsilon_r}}$$

Les valeurs des dimensions de cette antenne sont regroupées dans le tableau III.4.

Les paramètres	Les dimensions (mm)
a	28.2
lg	83.9
wg	83.9
L1	29.5
L2	21

Tableau III-4 Les paramètres de l'antenne à fentes croisées

III.6.1 Résultats et discussions

L'antenne proposée fonctionne à la fréquence 1.57 GHz (bande L1 GPS). La conception de cette antenne a été faite en trois étapes (figure 3.36). En premier lieu, un patch circulaire a été optimisé à la fréquence de fonctionnement avec une surface supérieure à la première antenne carrée étudiée dans la section précédente.

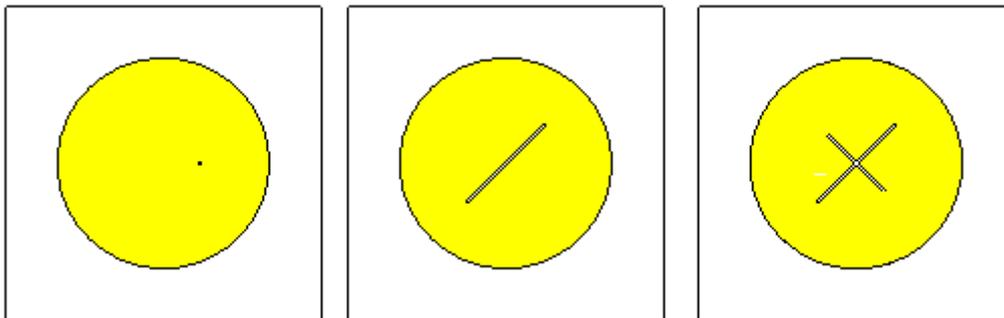


Figure III-36 Antenne circulaire pour différents formes de patch (a) antenne initiale, (b) avec une fente, (c) avec deux fentes croisées

L'antenne proposée présente un coefficient de réflexion S_{11} satisfaisant, de **38 dB**, un gain de **6.29 dB** et un rapport axial stable égal à **40 dB** (polarisation linéaire). Deuxièmement, pour générer une polarisation circulaire, on a créé une fente au milieu du patch avec un angle d'inclinaison de 45° par rapport à l'horizontal. Cette modification donne un coefficient de réflexion de **-46.9 dB**, un gain de l'ordre de **6.18 dB** et un rapport axial de **8.8 dB**. Pour améliorer le rapport axial de l'antenne conçue, on a rajouté une deuxième fente au milieu du patch avec un angle 90° entre les deux fentes. Cette configuration donne un coefficient de réflexion S_{11} de **-36.9 dB** à la fréquence 1.51 GHz, un gain amélioré qui est de l'ordre de **6.3**

dB et un bon rapport axial de 2.2 dB donc une bonne polarisation circulaire. La bande passante mesurée à -10 dB est de 99 MHz dans l'intervalle 1.46 -1.545 GHz (5.3%).

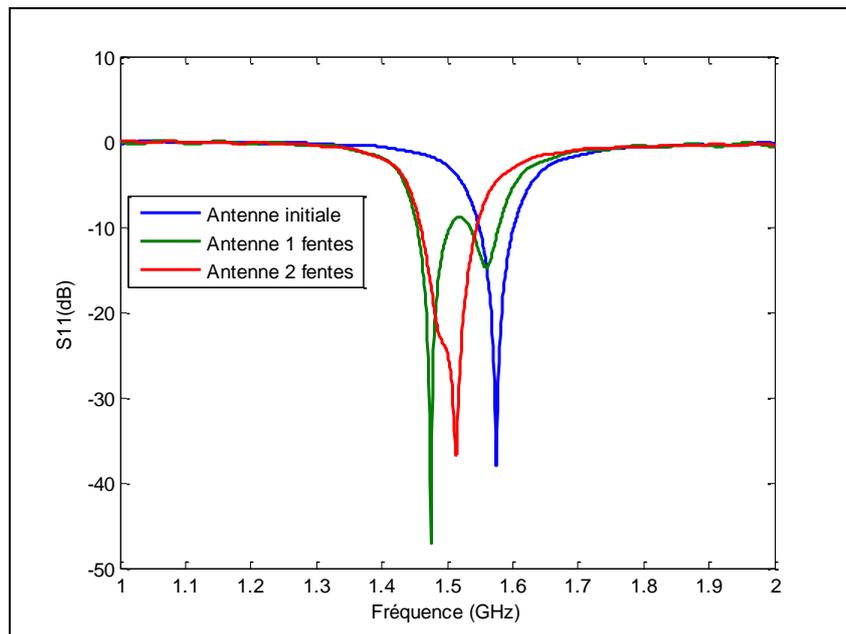


Figure III-37 Le module de S11 pour les trois configurations de l'antenne circulaire

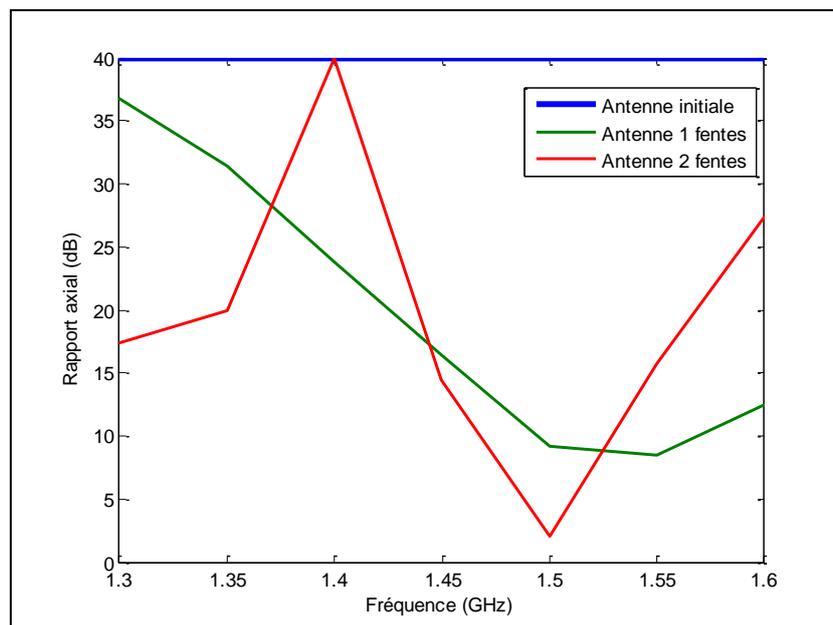


Figure III-38 Le rapport axial pour les trois configurations de l'antenne circulaire

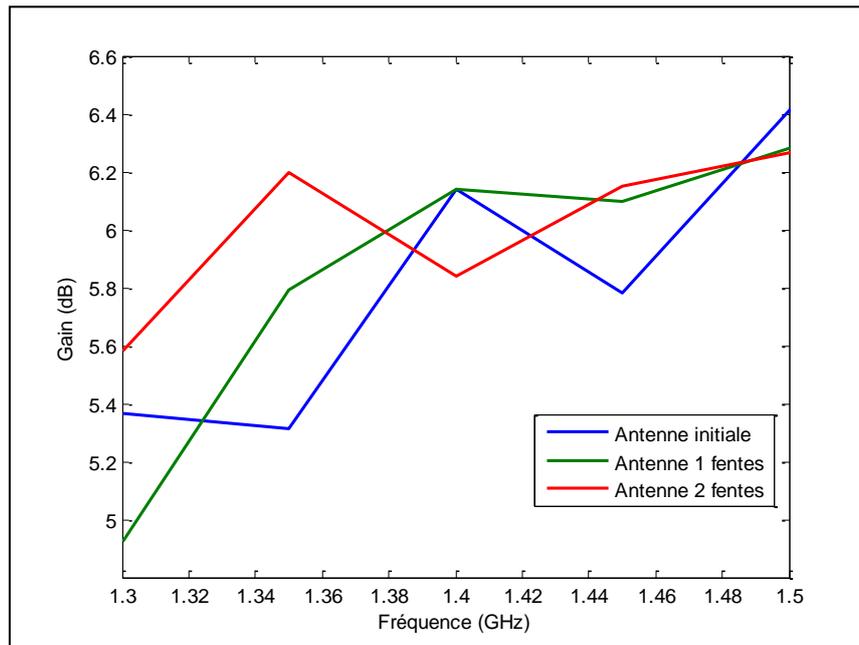


Figure III-39 Gain pour les trois configurations de l'antenne circulaire

III.6.2 Miniaturisation de l'antenne proposée

Afin de réaliser la miniaturisation de l'antenne à fentes croisées, nous avons considéré la même utilisée précédemment qui consiste à charger le plan de masse avec un réseau de 16 cellules SRR. Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, obtenu par simulation est représenté par la figure III.40.

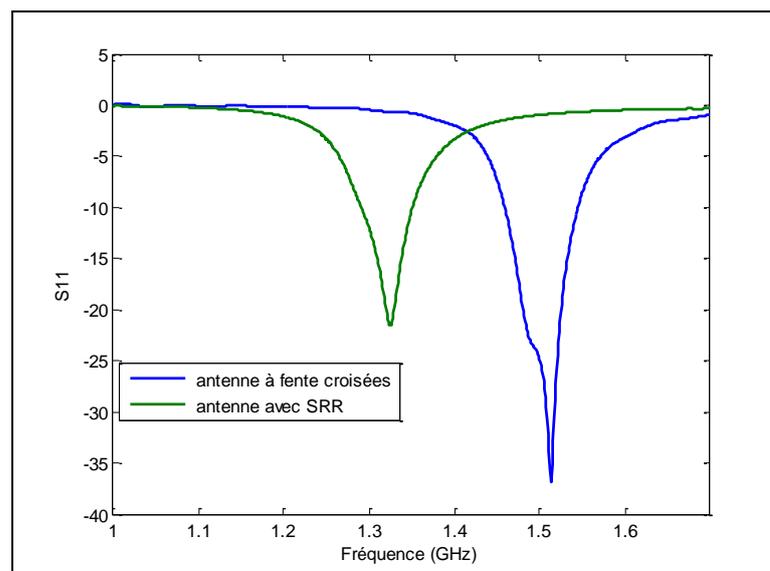


Figure III-40 Coefficient de réflexion de l'antenne avec plan de masse chargé par les cellules SRR

A nouveau, un décalage de la première résonance vers les basses fréquences est observé (figure III.41). Ce résultat est intéressant et va nous permettre de réduire davantage la taille de l'antenne pour revenir vers la fréquence 1.57 GHz, ce qui nous mène vers la structure miniature. Le coefficient de réflexion de cette dernière, obtenu par simulation est illustré dans la figure III.41.

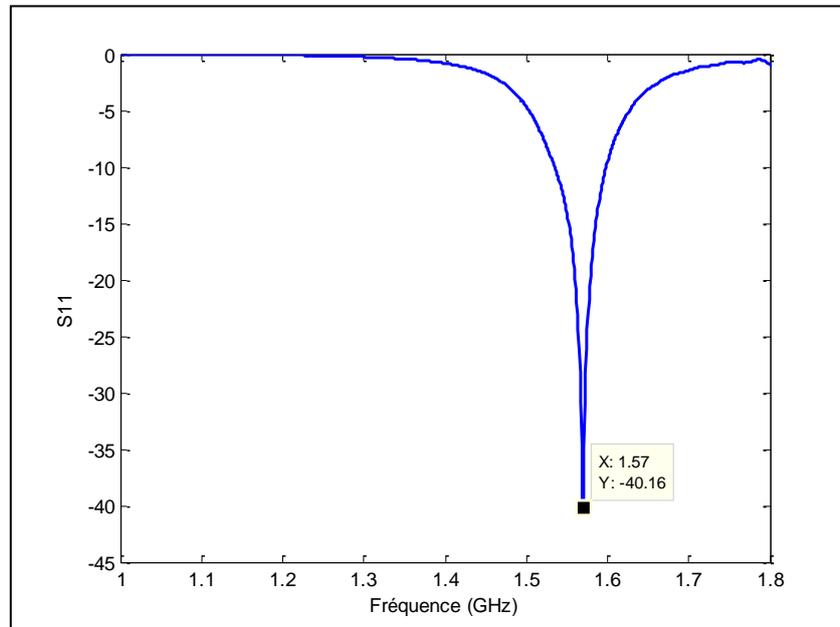


Figure III-41 Module de S11 de l'antenne miniature à fentes croisées

Après adaptation de l'antenne à la fréquence de résonance, les nouvelles dimensions de l'antenne sont 70.6 mm x 70.6 mm. Donc nous avons obtenu une réduction de surface de 41.% en comparaison avec l'antenne initiale. Le paramètre S11 correspondant est respectivement de -40.1 dB à la fréquence de travail. La bande passante mesurée à -10 dB est de 66 MHz dans l'intervalle (1.53-1.6 GHz). Le rapport axial de l'antenne présente une bonne polarisation circulaire qui est de l'ordre de 1.55 dB. Par ailleurs le gain est de l'ordre 4,79 dB à la fréquence de résonance de 1,575 GHz comme le montre la figure III.42.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne miniaturisée au niveau des deux plans principaux E ($\varphi = 90^\circ$) et H ($\varphi = 0^\circ$) à la fréquence 1.57 GHz sont représentés par la figure III.43. Il est à noter que le rayonnement dans le plan E est directif. La largeur du faisceau est de 105° à la fréquence 1.57 GHz. Au niveau du plan H, le rayonnement est bidirectionnel avec un gain maximal de 5 dB pour la fréquence correspondante.

Une comparaison entre le rayonnement en 3 D de l'antenne à fentes croisées résonnant à la fréquence 1.51 GHz et celui de l'antenne miniature avec plan de masse chargé par les cellules SRR à la fréquence 1.57 GHz est illustrée dans les figure III.44 et III.45 respectivement.

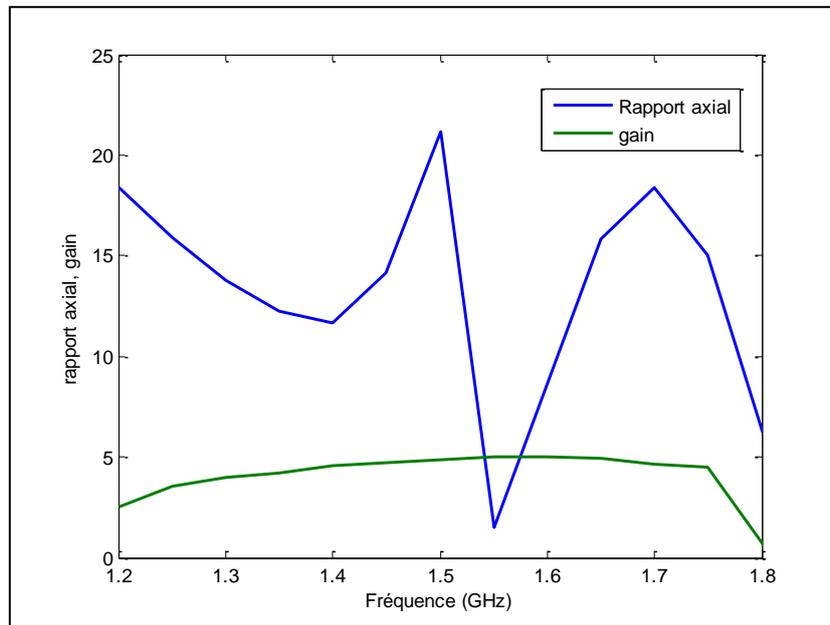


Figure III-42 Rapport axial et gain de l'antenne miniature

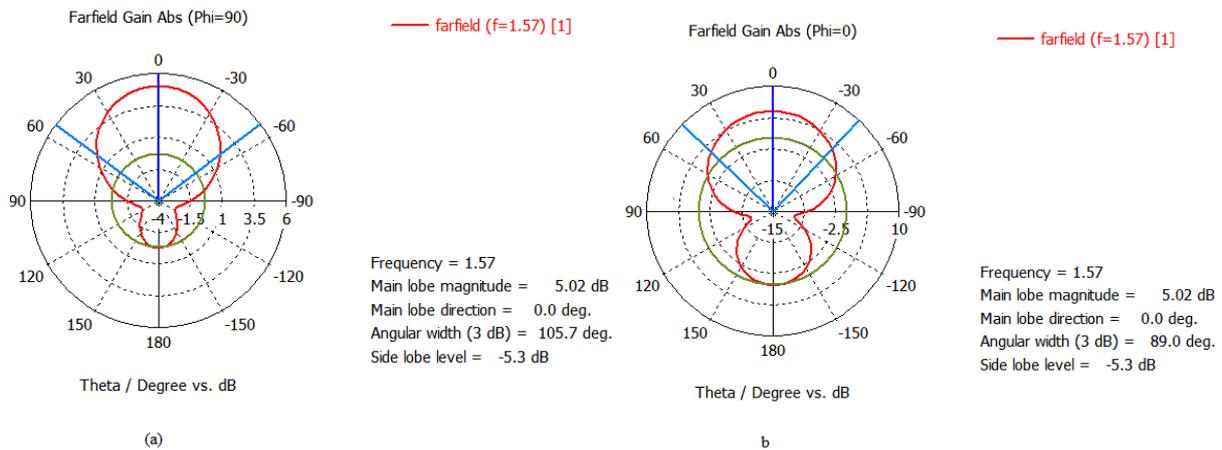


Figure III-43 Représentation des diagrammes de rayonnement de l'antenne miniature en représentation polaires (a) plan E, (b) plan H

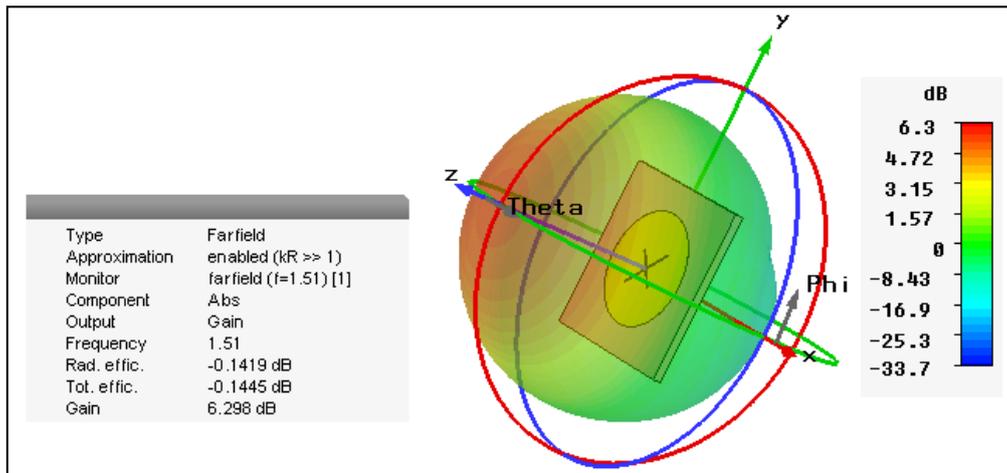


Figure III-44 Diagramme de rayonnement en 3 D de l’antenne à fentes croisée seule à la fréquence 1.51 GHz

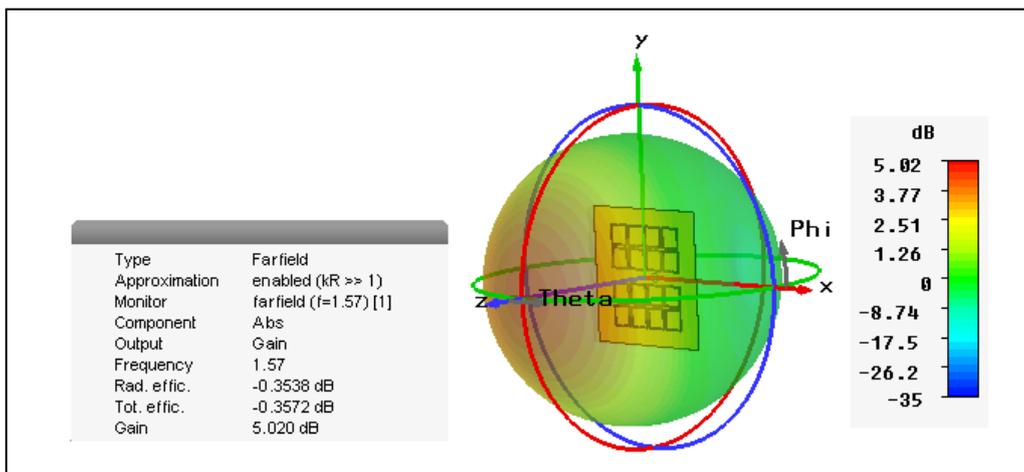


Figure III-45 Diagramme de rayonnement en 3 D de l’antenne à fentes croisée miniature à la fréquence 1.57 GHz

Nous constatons une légère diminution entre l’antenne de taille normale et celle miniaturisée. En effet, nous passons d’un gain de 6.3 dB à 1.51 GHz pour la structure à fentes croisée seule à un gain de 5 dB à la fréquence 1.57 pour l’antenne miniature. Ce résultat reste satisfaisant est répond aux exigences pour les signaux GNSS de la bande GPS L1.

Le tableau III.5 regroupe les performances des deux antennes miniatures à savoir l’antenne carrée circulaires asymétriques et l’antenne circulaire à fentes croisées obtenus par simulation sous CST. Nous que l’antenne carrée à fentes asymétriques à des performances relativement meilleures que celle de l’antenne circulaire. Nous concluons à travers ces deux études que la

première performance des deux antennes est le fait que leurs dimensions ont été réduites de 38 % pour la première et 41% pour la deuxième grâce à l'insertion d'un réseau de SRR au niveau du plan de masse des deux structures tout en gardant la polarisation circulaire. Il est à noter qu'une telle réduction s'accompagne généralement d'une diminution du gain. Ces deux nouvelles structures compactes ainsi proposée et conçues seront donc souhaitables pour les signaux GNSS de la bande GPS L1.

Paramètres	Antenne patch carrée miniature	Antenne patch circulaire miniature
Fréquence (GHz)	1.575	1.575
Dimensions (mm³)	65*65*4.5	70.6*70.6*4.5
S₁₁ (dB)	-51	-40.6
RA	0.81	2.3
Bande passante %	66	63
Gain (dB)	4.79	5

Tableau III-5 Comparaison entre l'antenne miniature carrée et l'antenne miniature circulaire en PC

III.7 Conclusion

Nous avons pu démontrer à partir des structures proposées, que l'insertion d'un réseau de cellules en métamatériaux peut être considérée comme une bonne stratégie de miniaturisation. Les antennes conçues sont compactes, à fonctionnement mono-bande, elles manifestent des gains modérés et des bandes passantes acceptables. Il a été établi que les performances de l'antenne diminuent lorsque nous réduisons d'avantage la taille de l'antenne. Un compromis doit être fait selon les performances requises et l'espace qui sera alloué à l'antenne.

Références bibliographiques

- [1] IEEE-SA, *Standards Board, IEEE Standard for definitions of terms for antennas*, institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014.
- [2] Q. a. F. S.S.Gao, «Circularly polarized antennas,» *université of kent ,uk*, 2014.
- [3] s. jemmeli, "*conception d'antenne miniatures ,multi bande et à polarisation circulaire à base de matériaux ferrites polarisés*", france: université de limoges, 24 novembre 2021.
- [4] G. Green, «Microstrip Antennas Microwave & Antenna Lab., CAU».
- [5] s. m. I. nasimuddin, «"Asymétrique_circulaire shaped slotted microstrip antennas for circulaire polarization and RFID application",» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 58, n° 112, 2010.
- [6] Y. A. NASIMUDDIN, «A wide-Beam circularly polarized Asymétrique -microstrip antenna,» *IEEE Transaction on Antennas and propagation*, vol. 63, pp. 3764-3768, 2015.
- [7] D. PR.MOHAMED H, «Etude et réalisation d'antenne ultra-compactes à base de matériaux métamatériaux Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature,» *these de doctorat ,université de toulouse* , novembre 2011.
- [8] J.H.Wang, «Antennas for global navigation satellite system GNSS,» *proc .IEEE*, vol. 100, n° 17, pp. 2349-2355, jul 2012.
- [9] T. Donal, «Système de positionnement par satellite,» avril 2019.
- [10] D. Salim, «Global navigation satellite system GNSS,» *signals & problematics*, novembre 2018.
- [11] J.-M. piéplu, «GPS et GALILEO système de navigation par satellite».
- [12] X. Q. a. Z. C. Nasimuddin, «A compact circularly polarized slotted patch antennas for GNSS Applications,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 62, n° 112, december 2004.
- [13] c.A.Balanis, "antenna theory analysis and design", 3rd edition ,john wiley & sons, 2005.
- [14] o.picon, "*les antennes théorie conception et application*", paris, 2009.
- [15] G. e. A.M.Nicolson, «Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain technique,» *IEEE trans instr.measurements*, vol. 19, pp. 377-382, 1970.
- [16] W.B.Weir, «Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies,» *Proceedings of the IEEE* , vol. 69, pp. 33-36, 1974.

- [17] A. k. E. F. Bilotti, «Equivalent circuit model for the design of metamaterials based on artificial magnetic inclusion,» *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 55, n° 12, pp. 2865-2873, 2007.
- [18] F. J. R. E.-I. R. Marqués, «Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials,» *Physica Review B*, vol. 65, n° 114, p. 144440, 2002.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a porté sur l'étude et la conception de deux antennes patch compactes à polarisation circulaire pour les récepteurs GNSS ainsi que l'impact des métamatériaux sur les caractéristiques de ces antennes.

Nous avons étudié dans le premier chapitre un état de l'art des différentes antennes avec leurs caractéristiques ainsi que leurs différents types en particulier les antennes planaires. On a abordé à la fin leurs avantages et inconvénient.

Dans le deuxième chapitre nous avons exposé des généralités sur les métamatériaux. En effet c'est des matériaux artificiels qui présentent une permittivité et une perméabilité simultanément négatives qui correspondent à un indice de réfraction négatif. A la fin, nous avons élaboré les différentes applications des métamatériaux qui existent dans plusieurs domaines.

Dans le troisième chapitre nous avons conçu deux antennes patch destinées pour les applications GNSS. Nous nous sommes intéressés à l'étude et la conception des antennes polarisées circulairement à base des métamatériaux. Au premier lieu, nous avons étudié une antenne patch carré ainsi qu'une antenne patch circulaire. L'exploitation des propriétés électromagnétiques exceptionnelles et peu communes des MMTs permet la miniaturisation et l'amélioration des performances de ces antennes patch en termes de gain et de bande passante. La combinaison de cette antenne avec un réseau résonateur carré de type CSRR s'est avérée être une technique innovante et très efficace. Les comportements des antennes dans les métamatériaux est analysé, et les diagrammes de rayonnement sont obtenus par simulation sous le logiciel CST. Les résultats obtenus dans la simulation sont satisfaisants et montrent une bonne réduction et une amélioration significative des performances de l'antenne. Nous avons terminé ce chapitre par faire une comparaison entre les deux antennes étudiées.

