

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



**THESE**

Présentée pour l'obtention du **grade** de **DOCTEUR EN SCIENCES**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Télécommunications

**Par** : HASSAINE Nawel épouse SELADJI

**Sujet**

**Conception d'antennes microrubans miniatures pour  
différents standards de communications sans fil**

Soutenue publiquement le 08 Novembre 2020, devant le jury composé de :

BOUKLI-HACENE Nouredine	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
DEBBAT Fatima	Professeur	Univ. Mascara	Examineur
MERAD Lotfi	Professeur	ESSA Tlemcen	Examineur
MERIAH Sidi Mohammed	Professeur	Univ. Tlemcen	Examineur

# Remerciements

*Ce travail de thèse a été effectué à la faculté de technologie de l'Université de Tlemcen, au sein du Laboratoire de Télécommunications LTT dirigé par le Professeur MERIAH Sidi Mohammed.*

*Je tiens tout d'abord à remercier le Professeur BENDIMERAD Fethi Tarik, mon directeur de thèse pour son incontestable dévouement et qui, par ses conseils et sa précieuse aide, m'a facilité l'accès à de nouvelles perspectives.*

*Je remercie également Monsieur BOUKLI HACENE Nouredine, Professeur à l'Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, qui a bien voulu me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.*

*J'adresse toute ma reconnaissance au Professeur DEBBAT Fatima de l'Université de Mascara, au Professeur MERAD Lotfi de l'Ecole Supérieure en Sciences Appliquées de Tlemcen et au Professeur MERIAH Sidi Mohammed de l'Université de Tlemcen, pour leur disponibilité et pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à cette étude en acceptant de faire partie du jury.*

*Je ne saurais oublier de remercier tous les membres du laboratoire de Télécommunications LTT pour leur soutien, leurs encouragements et l'ambiance de travail qu'ils ont su créer, en particulier Bendahmane Zhor, Seladji Imane, Ziani Djamila et Mahi Sara.*

*Pour finir, je tiens à exprimer toute ma gratitude à tous mes amis et collègues qui m'ont soutenue et épaulée. Qu'ils trouvent ici le témoignage de mes remerciements les plus sincères.*

***A ma famille***

# Résumé

Le progrès technologique des communications sans fil a donné naissance à des équipements de communication de plus en plus compacts. L'antenne, élément clé de ces dispositifs, doit s'adapter à cette nouvelle contrainte. Parmi les antennes les plus populaires de nos jours, l'antenne microruban a su s'imposer en dépit de ses limitations, grâce à sa structure à faible profil. Afin de réduire ses dimensions, plusieurs techniques de miniaturisation ont été développées. Certaines visent à modifier la structure et la géométrie de l'antenne, d'autres s'intéressent à l'application de matériau à haute permittivité, ou des matériaux artificiels présentant une perméabilité et/ou une permittivité négative, appelés métamatériaux.

Malheureusement, la miniaturisation de l'antenne implique inévitablement une dégradation de ses performances. Pour y remédier, certains procédés de conception sont appliqués pour élargir sa bande passante et améliorer son gain et son efficacité de rayonnement.

D'un autre côté, les terminaux de communications actuels doivent servir plusieurs standards simultanément pour offrir aux utilisateurs divers services via le même appareil. L'antenne monobande a très vite été remplacée par une antenne multibande ou ultra large bande pour répondre aux nouvelles exigences des systèmes de communications qui ne cessent de se développer, nous imposant chaque jour de nouveaux défis.

Dans ce contexte, nous proposons des structures d'antennes microrubans miniatures, performantes et pouvant servir plusieurs standards de communications sans fil comme les normes LTE, ULB, WLAN et WiMAX. Les simulations sont effectuées par le logiciel de conception électromagnétique CST- Microwave Studio. L'accent est mis sur l'impact de certaines techniques sur les dimensions de l'antenne et sur son comportement.

Ce travail est couronné par la réalisation d'une antenne rectangulaire miniature et ultra large bande ULB, destinée au domaine de l'imagerie microondes. Les résultats de mesures sont très comparables avec ceux de la simulation. Cette étude nous ouvre de nouvelles perspectives dans le domaine de la miniaturisation des antennes et leur perfectionnement.

**Mots clés :** Antennes microrubans, techniques de miniaturisation, fonctionnement multibande et ultra large bande ULB, élargissement de la bande passante, amélioration du gain, CST-MWS.

## Abstract

The technological progress of wireless communications has given rise to increasingly compact communication equipments. The antenna, a key element of these devices, must be adapted to this new constraint. Nowadays, much attention is given to microstrip antennas despite of their limitations, thanks to their low profil. Many techniques for size reduction have been developed. Some aim to modify the structure and the geometry of the antenna, others are interested by the application of material with high permittivity, or artificial materials having a negative permeability and / or a negative permittivity, called metamaterials.

Unfortunately, microstrip antenna's miniaturization inevitably leads to a degradation of its performance. For this reason, many studies to achieve bandwidth enhancement and gain improvement, have greatly increased.

On the other hand, today's communications terminals must serve multiple standards simultaneously to provide users with various services through the same device. The single-band antenna was quickly replaced by a multiband or an ultra wideband antenna to meet the new requirements of communication systems that are constantly developing, imposing new challenges every day.

In this context, we propose several structures of miniature microstrip antennas, efficient and able to serve several wireless communication standards such as LTE, UWB, WLAN and WiMAX. The simulations are carried out by the electromagnetic design software CST- Microwave Studio. Emphasis is placed on the impact of certain techniques on the dimensions of the antenna and on its performances.

This work is highlighted by the realization of a compact and ultra wideband UWB rectangular microstrip antenna, suitable for microwave imaging systems. The measurement results are very comparable with those of the simulation. This study opens up new perspectives in the field of antenna miniaturization and their improvement.

**Keywords:** Microstrip antennas, miniaturization techniques, multiband and ultra wideband UWB operation, bandwidth enhancement, gain improvement, CST-MWS.

## ملخص

أدى التقدم التكنولوجي للاتصالات اللاسلكية إلى ظهور معدات اتصالات مدمجة و صغيرة الحجم بشكل متزايد. يجب أن يتكيف الهوائي، وهو عنصر رئيسي في هذه الأجهزة، مع هذا القيد الجديد. من بين الهوائيات التي إستطاعت أن تبرز وجودها في الأونة الأخيرة، هي الهوائيات المطبوعة. بالرغم من سلبياتها، إلا أن سمكها الرقيق ساهم بشكل كبير في تواجدها. من أجل تصغير أبعاد هذه الهوائيات، تم تطوير العديد من تقنيات التصغير. يهدف البعض إلى تعديل هيكل وهندسة الهوائي. تتعلق التقنيات الأخرى بتطبيق مواد ذات سماحية عالية ، أو مواد اصطناعية ذات نفاذية وسماحية سلبيتين، تسمى بالمواد الوصفية.

لسوء الحظ ، فإن تصغير الهوائي يؤدي حتما إلى تدهور إمكانياته. من أجل هذا، يتم تطبيق طرق تصميم معينة لتوسيع عرض النطاق الترددي وتحسين الكسب وكفاءة الإشعاع.

من ناحية أخرى، يجب أن تخدم وسائل الاتصالات الحالية شبكات متعددة في وقت واحد و ذلك لتزويد المستخدمين بخدمات متنوعة من خلال نفس الجهاز. في وقت قصير، تم استبدال الهوائي أحادي النطاق بهوائي متعدد النطاقات أو فائق عريض النطاق لتلبية المتطلبات الجديدة للاتصالات اللاسلكية التي تتطور باستمرار ، مما يشكل تحديات جديدة كل يوم.

في هذا السياق، نحن نقدم من خلال هذا العمل ,هياكل مصغرة من هوائيات مطبوعة ، تتسم بالكفاءة والقدرة على خدمة العديد من شبكات الاتصالات اللاسلكية مثل WLAN , ULB , LTE , و WiMAX. يتم تنفيذ عمليات المحاكاة بواسطة برنامج التصميم الكهرومغناطيسي CST- Microwave Studio . يتم التركيز على تأثير بعض التقنيات على أبعاد الهوائي و على سلوكه.

يتوج هذا العمل بصنع هوائي ULB واسع النطاق مستطيل الشكل وصغير للغاية ، مخصص لمجال التصوير بالموجات الدقيقة. نتائج القياس قابلة للمقارنة مع نتائج المحاكاة. هذه الدراسة تفتح آفاقا جديدة في مجال تصغير الهوائيات وتحسينها.

**الكلمات الرئيسية:** الهوائيات المطبوعة ، تقنيات التصغير ، تشغيل ULB متعدد النطاق وعريض النطاق ، توسيع نطاق التردد ، تحسين الكفاءة.

# Table des matières

RESUME .....	III
ABSTRACT .....	IV
ملخص .....	V
TABLE DES FIGURES .....	IX
LISTE DES TABLEAUX .....	XV
INTRODUCTION GENERALE .....	1
CHAPITRE I     ANTENNES MICRORUBANS ET LEURS TECHNIQUES DE MINIATURISATION .....	5
I.1 INTRODUCTION.....	7
I.2 PRESENTATION GENERALE DES ANTENNES MICRORUBANS .....	8
I.2.1 MECANISME DE RAYONNEMENT .....	8
I.2.1.a Ondes rayonnées dans l'espace.....	9
I.2.1.b Ondes guidées .....	9
I.2.1.c Ondes de fuite .....	9
I.2.1.d Ondes de surface .....	9
I.2.2 AVANTAGES ET INCONVENIENTS .....	10
I.2.3 DOMAINES D'APPLICATIONS .....	11
I.2.4 METHODES D'ANALYSE DES ANTENNES MICRORUBANS.....	12
I.3 TECHNIQUES DE MINIATURISATION DES ANTENNES MICRORUBANS.....	13
I.3.1 INTRODUCTION AUX ANTENNES MINIATURES .....	13
I.3.2 DEFINITION D'UNE ANTENNE MINIATURE .....	15
I.3.3 TECHNIQUES DE MINIATURISATION D'ANTENNES PLANAIRES.....	17
I.3.3.a Utilisation de substrat à haute permittivité.....	17
I.3.3.b Insertion de courts-circuits .....	20
I.3.3.c Modification de la géométrie de la structure de l'antenne.....	22
I.3.3.d Chargements par éléments passifs.....	25
I.3.3.e Les antennes volumétriques .....	26
I.3.3.f Les antennes fractales .....	27
I.4 CONCLUSION .....	29
RÉFÉRENCES.....	30
CHAPITRE II     TECHNIQUES D'AMELIORATION DES PERFORMANCES DES ANTENNES MINIATURES .....	33
II.1 INTRODUCTION.....	35

<b>II.2 ANTENNE LARGE BANDE .....</b>	<b>35</b>
II.2.1 BANDE PASSANTE .....	35
II.2.2 ELARGISSEMENT DE LA BANDE PASSANTE.....	36
II.2.2.a Insertion de fentes .....	37
II.2.2.b Insertion d'encoches .....	39
II.2.2.c Antennes miniatures et Large Bande .....	41
II.2.2.d Patchs parasites.....	42
<b>II.3 ANTENNES MICRORUBANS ULTRA LARGE BANDE (ULB) .....</b>	<b>44</b>
II.3.1 ANTENNES SPIRALES .....	44
II.3.2 ANTENNES VIVALDI.....	45
II.3.3 ANTENNES PAPILLONS.....	45
II.3.4 LES MONOPOLES PLANAIRES .....	47
<b>II.4. ANTENNES MICRORUBANS MULTIBANDE .....</b>	<b>48</b>
II.4.1 ANTENNE MICRORUBAN MULTIBANDE A FENTES .....	48
II.4.2 STRUCTURES MULTIBANDE A PLUSIEURS PATCHS .....	50
<b>II.5 TECHNIQUES D'AMELIORATION DU GAIN .....</b>	<b>51</b>
<b>II.6 CONCLUSION .....</b>	<b>53</b>
<b>RÉFÉRENCES.....</b>	<b>54</b>
<b>CHAPITRE III      LES METAMATERIAUX.....</b>	<b>58</b>
<b>III.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>60</b>
<b>III.2 PROPRIETES FONDAMENTALES DES METAMATERIAUX .....</b>	<b>61</b>
III.2.1 DEFINITION DES METAMATERIAUX MAIN GAUCHE .....	62
III.2.2 METAMATERIAUX AVEC E NEGATIVE ET M NEGATIVE .....	62
III.2.3 PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUES DES METAMATERIAUX .....	64
III.2.3.a Inversion de la loi de Snell-Descartes.....	64
III.2.3.b Inversion de l'effet Doppler .....	65
<b>III.3 DETERMINATIONS DES PARAMETRES CARACTERISTIQUES D'UN METAMATERIAU A PARTIR DES     ELEMENTS DE LA MATRICE S .....</b>	<b>66</b>
III.3.1 INTRODUCTION .....	66
III.3.2 METAMATERIAUX A INDICE DE REFRACTION NEGATIF .....	66
III.3.3 CALCUL DES CARACTERISTIQUES DES METAMATERIAUX A PARTIR DES PARAMETRES S.....	69
III.3.3.a Approche de Smith .....	69
III.3.3.b Cellule unité constituée par des fils métalliques fins .....	72



III.3.3.c Cellule unité constituée par un résonateur en anneau fendu de forme carrée.....	73
III.3.3.d Cellule unité combinée par un résonateur en anneau fendu et un fil métallique .....	74
III.3.4 SIMULATION DE CELLULES UNITES DES METAMATERIAUX.....	76
<b>III.4 DIFFERENTES CONFIGURATIONS DE RESONATEURS DES METAMATERIAUX .....</b>	<b>81</b>
<b>III.5 APPLICATIONS DES METAMATERIAUX .....</b>	<b>82</b>
<b>III.6 CONCLUSION .....</b>	<b>83</b>
<b>RÉFÉRENCES.....</b>	<b>84</b>
<b>CHAPITRE IV      SIMULATION D'ANTENNES MICRORUBANS MINIATURES ET PERFORMANTES .....</b>	<b>88</b>
<b>IV.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>90</b>
<b>IV.2 ANTENNE MICRORUBAN SPIRALE MINIATURE POUR COMMUNICATIONS SANS FIL .....</b>	<b>90</b>
IV.2.1 CONCEPTION INITIALE DE L'ANTENNE.....	91
IV.2.2 CONCEPTION DE L'ANTENNE MINIATURE .....	94
IV.2.2.a Première étape de miniaturisation.....	94
IV.2.2.b Seconde étape de miniaturisation.....	98
<b>IV.3 ANTENNE MICRORUBAN TRIANGULAIRE MINIATURE ET BIBANDE AVEC UN PLAN DE MASSE FRACTAL .....</b>	<b>106</b>
IV.3.1 CONCEPTION DE L'ANTENNE .....	107
IV.3.2 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS .....	109
<b>IV.4 ANTENNE MICRORUBAN MINIATURE ULTRA LARGE BANDE POUR IMAGERIE MICRO-ONDE.....</b>	<b>116</b>
IV.4.1 CONCEPTION DE L'ANTENNE .....	117
IV.4.2 PRESENTATION DES RESULTATS ET INTERPRETATIONS.....	119
IV.4.3 RESULTATS DE MESURES .....	125
<b>IV.5 ANTENNE MICRORUBAN MINIATURE INSPIREE DES METAMATERIAUX.....</b>	<b>127</b>
IV.5.1 MINIATURISATION DE L'ANTENNE.....	127
IV.5.2 AMELIORATION DES PERFORMANCES DE L'ANTENNE .....	134
<b>IV.6 CONCLUSION .....</b>	<b>137</b>
<b>RÉFÉRENCES.....</b>	<b>138</b>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>142</b>

## Table des figures

<b>Figure I. 1</b> Antenne microruban de forme quelconque .....	8
<b>Figure I. 2</b> Ondes dans une structure microruban .....	10
<b>Figure I. 3</b> Modèle de la ligne de transmission d'une antenne microruban rectangulaire .....	12
<b>Figure I. 4</b> Sphère englobant l'antenne: Sphère de Chu .....	15
<b>Figure I. 5</b> Antenne microruban carrée fonctionnant à 1.575 GHz (a) Substrat diélectrique avec $\epsilon_r = 3$ , de hauteur $h=1.524$ mm et (b) Substrat en céramique de permittivité $\epsilon_r = 28.2$ , $h = 4.75$ mm.....	19
<b>Figure I. 6</b> Géométrie d'une antenne microruban quart d'onde.....	20
<b>Figure I. 7</b> Géométrie d'antenne patch avec (a) un plan de court-circuit, (b) une languette de court-circuit e (c)un fil de court-circuit .....	21
<b>Figure I. 8</b> Chemins parcourus par les courants de surface (a) Antenne H à encoches, (b) Antenne avec fentes rectangulaires .....	22
<b>Figure I. 9</b> Exemples d'antennes microrubans miniatures avec fentes .....	23
<b>Figure I. 10</b> Distribution des courants de surface sur un patch à méandres.....	24
<b>Figure I. 11</b> Antenne Papillon (Bowtie).....	24
<b>Figure I. 12</b> Antenne PIFA repliée (a) repliement vertical à un seul niveau, (b) repliement vertical à plusieurs niveaux .....	25
<b>Figure I. 13</b> Monopoles à chargement inductif et capacitif et leurs circuits électriques équivalents.....	25
<b>Figure I. 14</b> Antenne fente (a)sans charges, (b) avec charges capacitive ou inductive sur les côtés et (c) chargée au sommet.....	26
<b>Figure I. 15</b> Antenne sphérique Hélicoïdale à 4 brins.....	27
<b>Figure I. 16</b> Géométries Fractales (a) de Koch, (b) de Hilbert, (c) de Penao et (d) de Sierpinski.....	28
<b>Figure II. 1</b> Différentes formes de fentes insérées sur l'élément rayonnant .....	38
<b>Figure II. 2</b> Géométries d'antennes microrubans avec encoches.....	39
<b>Figure II. 3</b> Antenne patch en forme de $\psi$ .....	39

<b>Figure II. 4</b> Structure d'une antenne Large Bande en forme de E à encoches de tailles différentes .....	40
<b>Figure II. 5</b> Configurations d'antennes microrubans multi-encoches large bande et miniatures .....	41
<b>Figure II. 6</b> Géométrie d'une antenne patch avec fente en U et plan de court circuit (a) Structure entière et (b) Structure réduite de moitié .....	42
<b>Figure II. 7</b> Géométrie d'une antenne patch en forme de E avec encoches (a) Structure entière et (b) Structure réduite de moitié .....	42
<b>Figure II. 8</b> Élément parasite empilé à l'élément rayonnant .....	43
<b>Figure II. 9</b> Antennes imprimées spirales d'Archimède circulaire et rectangulaire .....	44
<b>Figure II. 10</b> Exemples de configurations d'antennes Vivaldi (a)Antenne Vivaldi en fente, (b) et (c) deux formes d'antennes Vivaldi antipodales .....	45
<b>Figure II. 11</b> Antennes Ultra Large Bande ULB (a) Antenne biconique (b) Antenne imprimée en forme de Papillon .....	46
<b>Figure III. 1</b> Réseau de fils fins métalliques et réseau de résonateurs en anneaux fendus	61
<b>Figure III. 2</b> Direction de propagation dans le cas de matériaux main droite et de matériaux main gauche .....	62
<b>Figure III. 3</b> Diagramme de permittivité-perméabilité et indice de réfraction .....	63
<b>Figure III. 4</b> Démonstration graphique d'une réfraction négative entre un milieu ordinaire et un milieu main gauche .....	64
<b>Figure III. 5</b> Structure d'un métamatériau constitué par un réseau de fils en métal et d'anneaux fendus .....	67
<b>Figure III. 6</b> Dispersion électrique de Drude et magnétique de Lorentz pour des métamatériaux résonants .....	68
<b>Figure III. 7</b> Mesures des paramètres S (a) dans une lame homogène (b) dans une lame inhomogène asymétrique et (c) dans une lame inhomogène symétrique .....	70
<b>Figure III. 8</b> Partie réelle de la permittivité d'un milieu constitué de fils métalliques en fonction de la fréquence[18] .....	72
<b>Figure III. 9</b> (a) Structure du résonateur SRR carré [20] (b) Perméabilité du résonateur SRR carré en fonction de la fréquence [18] .....	73

<b>Figure III. 10</b> Partie réelle de la permittivité en fonction de la fréquence d'un résonateur SRR .....	74
<b>Figure III. 11</b> $Re(\mu)$ à gauche et $Re(\epsilon)$ à droite en fonction de la fréquence pour cellule combinée et isolée .....	75
<b>Figure III. 12</b> Partie réelle de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence pour une cellule SRR/fil en métal [18].....	76
<b>Figure III. 13</b> (a) Cellule unité constituée par un fil en métal (b) Coefficients de la matrice de répartition S de la cellule obtenus par simulation .....	77
<b>Figure III. 14</b> Partie réelle de la permittivité d'un milieu constitué par un fil en métal fin....	77
<b>Figure III. 15</b> (a) Cellule unité constituée par un résonateur SRR carré (b) Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule obtenus par simulation .....	78
<b>Figure III. 16</b> Perméabilité d'un résonateur SRR carré en fonction de la fréquence.....	78
<b>Figure III. 17</b> Partie réelle de la permittivité d'un résonateur SRR.....	79
<b>Figure III. 18</b> (a) Cellule unité constituée par un résonateur SRR carré combiné à un fil métallique (b) Coefficients de réflexion et de transmission simulés de la cellule .....	79
<b>Figure III. 19</b> (a)Partie réelle de la perméabilité d'un résonateur SRR combiné à un fil en métal (b) La partie réelle de sa permittivité.....	80
<b>Figure III. 20</b> Variation de la partie réelle de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence pour une cellule SRR-fil métallique .....	80
<b>Figure III. 21</b> Exemples de résonateurs magnétiques (a) à anneaux fendus de forme circulaire (b) résonateur spirale SR (c)à charge capacitive CLL (d) en forme de $\Omega$ (e) Structure à un seul anneau (f) à anneaux fendus multiples et (g) Résonateur fractal ..	82
<b>Figure IV. 1</b> Géométrie d'une antenne patch rectangulaire alimentée par ligne coplanaire...	91
<b>Figure IV. 2</b> Coefficient de réflexion d'une antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne coplanaire .....	93
<b>Figure IV. 3</b> Géométrie d'une antenne à pliage en spirale, alimentée par ligne coplanaire .....	93
<b>Figure IV. 4</b> Coefficient de réflexion de l'antenne Spirale symétrique pour différents cas de nombre de spires.....	94

<b>Figure IV. 5</b> Coefficients de réflexion de l'antenne spirale pour plusieurs dimensions L et W.....	95
<b>Figure IV. 6</b> Influence du plan de masse sur l'adaptation d'impédance.....	95
<b>Figure IV. 7</b> Coefficient de réflexion obtenu par simulation de l'antenne spirale miniaturisée à 33% .....	96
<b>Figure IV. 8</b> Diagrammes de rayonnement obtenus par simulation de l'antenne spirale miniature à la fréquence 700 MHz et 3.3 GHz (a) au plan E et (b) au plan H.....	98
<b>Figure IV. 9</b> Structure de la seconde configuration de l'antenne miniaturisée.....	99
<b>Figure IV. 10</b> Effet de la largeur du ruban sur le coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée .....	100
<b>Figure IV. 11</b> Effet de l'espace entre spires sur le coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée .....	100
<b>Figure IV. 12</b> Coefficient de réflexion obtenu par simulation de l'antenne spirale miniaturisée à 72% .....	101
<b>Figure IV. 13</b> Diagrammes de rayonnement obtenus par simulation de l'antenne spirale miniature aux fréquences 700 MHz, 1.7 GHz et 3.3 GHz (a) au plan E et (b) au plan H .....	103
<b>Figure IV. 14</b> Diagrammes de rayonnement 3D (a) de l'antenne initiale conventionnelle, (b) de l'antenne spirale miniaturisée à 33% et (c) de l'antenne spirale miniaturisée à 72% .....	104
<b>Figure IV. 15</b> Distribution du courant à la fréquence 700 MHz pour (a)l'antenne rectangulaire (b) l'antenne miniature #1 et (c) l'antenne miniature #2.....	105
<b>Figure IV. 16</b> Géométrie de l'antenne triangle de référence (Antenne 1).....	108
<b>Figure IV. 17</b> Antenne triangulaire miniature avec plan de masse fractal, (a) face supérieure et (b) face inférieure .....	108
<b>Figure IV. 18</b> Antenne triangulaire compacte avec plan de masse fractal et court-circuit ...	109
<b>Figure IV. 19</b> Plan de masse de type tapis de Sierpinski première itération.....	109
<b>Figure IV. 20</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ en dB pour (i) l'antenne de référence et (ii) l'antenne avec une première itération du tapis de Sierpinski appliquée au plan de masse .....	110

<b>Figure IV. 21</b> Influence de l'ordre d'itération du plan de masse fractal sur le fonctionnement de l'antenne triangle .....	111
<b>Figure IV. 22</b> Coefficient de réflexion de l'antenne avec plan de masse fractal d'ordre 3 et fil de court-circuit.....	112
<b>Figure IV. 23</b> Paramètre $S_{11}$ simulé pour l'antenne triangle avec plan de masse fractal (3 <sup>ème</sup> ordre) et un fil de court-circuit .....	112
<b>Figure IV. 24</b> La distribution du courant de surface à la fréquence 2.4 GHz pour (a)L'antenne de référence et (b) L'antenne finale miniature .....	113
<b>Figure IV. 25</b> Représentation des diagrammes de rayonnement de l'antenne miniature aux plans E et H (a) à la fréquence 2.4 GHz et (b) à la fréquence 4.68 GHz .....	115
<b>Figure IV. 26</b> Rayonnement 3D à la fréquence 2.4 GHz pour (a) l'antenne de référence et (b) l'antenne miniaturisée .....	115
<b>Figure IV. 27</b> Géométrie de la structure (a) Face supérieure (b) Face inférieure .....	118
<b>Figure IV. 28</b> Coefficient $S_{11}$ simulé pour l'antenne rectangulaire avec et sans fente .....	119
<b>Figure IV. 29</b> Antenne rectangulaire avec fente (a) avec plan de masse partiel et (b) avec plan de masse partiel et progression en marches d'escaliers.....	120
<b>Figure IV. 30</b> Comparaison entre les coefficients de réflexion dans le cas d'un plan de masse partiel rectangulaire, arrondi et arrondi avec encoche.....	120
<b>Figure IV. 31</b> Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence	121
<b>Figure IV. 32</b> Diagrammes de rayonnement au plan E, aux fréquences (a) 4 GHz (b) 6 GHz (c) 8 GHz et (d) 10 GHz .....	122
<b>Figure IV. 33</b> Diagrammes de rayonnement au plan H, aux fréquences (a) 4GHz (b) 6 GHz (c) 8 GHz et (d) 10 GHz .....	123
<b>Figure IV. 34</b> Variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence .....	124
<b>Figure IV. 35</b> Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à la fréquence 6GHz .....	124
<b>Figure IV. 36</b> Photographie du prototype fabriqué (a) face supérieure et (b) face inférieure .....	125
<b>Figure IV. 37</b> Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne patch rectangulaire ULB et miniature .....	126

<b>Figure IV. 38</b> Géométrie de l'antenne patch alimentée par une ligne microruban .....	128
<b>Figure IV. 39</b> (a) Coefficient de réflexion d'une antenne patch rectangulaire conventionnelle, (b) Diagramme de rayonnement au plan E .....	129
<b>Figure IV. 40</b> Cellule à résonateur SRR (a) Géométrie de la cellule (b) Partie réelle de la perméabilité en fonction de la fréquence.....	129
<b>Figure IV. 41</b> Face inférieure de la structure après insertion du réseau de résonateurs (a) Réseau à 4 résonateurs et (b) Réseau à 8 résonateurs .....	130
<b>Figure IV. 42</b> Coefficients de réflexion pour les deux configurations du plan de masse (a) et (b) .....	131
<b>Figure IV. 43</b> Antenne patch miniaturisée par un réseau de SRRs .....	131
<b>Figure IV.44</b> (a) Coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée, (b) Diagramme de rayonnement au plan E .....	132
<b>Figure IV. 45</b> Nouvelle configuration de l'antenne patch miniature .....	132
<b>Figure IV. 46</b> Coefficient de réflexion de l'antenne miniature modifiée.....	133
<b>Figure IV. 47</b> Rayonnement de l'antenne miniature modifiée au niveau du plan E.....	133
<b>Figure IV. 48</b> Antenne patch miniature avec plan de masse partiel.....	134
<b>Figure IV. 49</b> Coefficients de réflexion pour différentes valeurs de $x_g$ .....	134
<b>Figure IV. 50</b> Etude de différentes positions des cellules SRR sur la face inférieure du substrat diélectrique.....	135
<b>Figure IV. 51</b> Coefficients de réflexion pour les cinq configurations.....	135
<b>Figure IV. 52</b> Coefficient de réflexion de l'antenne finale .....	136
<b>Figure IV. 53</b> Rayonnement 3D de l'antenne miniature ULB aux trois fréquences de résonance .....	136

## Liste des tableaux

<b>Tableau I. 1</b> Applications des antennes microrubans et leurs bandes de fréquences.....	11
<b>Tableau I. 2</b> Techniques de miniaturisation et performances des antennes .....	14
<b>Tableau I.3</b> Comparaison entre les performances de deux antennes déposées sur deux substrats diélectriques différents .....	19
<b>Tableau IV. 1</b> Dimensions de la structure initiale de l'antenne patch .....	92
<b>Tableau IV. 2</b> Dimensions de la structure patch spiral symétrique .....	94
<b>Tableau IV. 3</b> Dimensions de la seconde antenne miniaturisée.....	99
<b>Tableau IV. 4</b> Récapitulatif des dimensions et performances de l'antenne initiale et les deux antennes miniaturisées.....	105
<b>Tableau IV. 5</b> Résultats de simulation de l'antenne 2 pour les trois premiers ordres d'itération du plan de masse fractal de type Sierpinski.....	111
<b>Tableau IV. 6</b> Dimensions de l'antenne patch conventionnelle et celles de la fente.....	119
<b>Tableau IV. 7</b> Dimensions de la structure initiale.....	128
<b>Tableau IV. 8</b> Dimensions d'un résonateur à anneaux fendus de forme carrée .....	130



# Introduction générale

Les antennes microrubans sont devenues très populaires depuis les années 70 et ne cessent de l'être avec l'expansion vertigineuse des applications de communication sans fil. La structure de base d'une antenne microruban est similaire à celle d'un circuit imprimé. De ce fait, ce type d'antennes nous offre des avantages uniques et différents, à savoir, une structure mécanique robuste, un faible profil, un faible poids et une facilité de fabrication et d'intégration aussi bien sur des surfaces planes que conformées. Comparées aux antennes conventionnelles, les antennes microrubans présentent cependant certains inconvénients comme par exemple un faible gain, une bande passante assez étroite et une pureté médiocre de la polarisation. Si nous arrivons à faire face aux limites et aux inconvénients de ces antennes, nous pourrions envisager leur implémentation dans de nombreux systèmes de communication actuels, comme les radars, les satellites, les terminaux mobiles, les équipements d'identification radiofréquence (RFID), les systèmes Ultra Large Bande ULB (Ultra Wide Band UWB), etc.

Le progrès technologique des communications sans fil a mené vers une nouvelle génération de terminaux mobiles de plus en plus compacts. Dans la bande UHF, les antennes représentent les composants les plus volumineux, nous ne pouvons envisager leur intégration dans de tels terminaux que si nous arrivons à les rendre de tailles très petites en comparaison avec les longueurs d'onde d'opération, nous les appelons alors « antennes électriquement petites ».

Malheureusement, la miniaturisation des antennes n'est pas sans poser de problèmes sur leurs performances. La réduction de la taille des antennes vient à l'encontre et au détriment de leurs efficacités de rayonnement, de leurs gains et de leurs bandes passantes. La conception doit être un compromis entre performances et dimensions, mais aussi fabricabilité, matériaux et environnement. Ceci représente un véritable défi pour les ingénieurs. L'expérience et l'intuition sont essentielles dans le processus de conception d'une antenne. Ceci dit, lorsque la conception devient complexe, avoir recours aux méthodes et techniques d'optimisation devient une nécessité.

D'un autre côté, l'implémentation d'un nombre de plus en plus élevé d'applications dans un seul appareil devient de nos jours une nécessité absolue. Les appareils de communications doivent aujourd'hui couvrir plusieurs bandes de fréquences pour assurer divers services et fonctionnalités qui évoluent en permanence. Dans le cas de la téléphonie mobile par exemple, le téléphone mobile monobande qui servait la norme GSM900 (Global System for Mobile Communications) a très vite été dépassé et échangé contre un appareil bibande, puis multibande suite au progrès et à l'apparition de nouveaux standards comme le DCS1800 (Digital Cellular System), l'UMTS2000 (Universal Mobile Telecommunications System) et le LTE (Long Term Evolution). En parallèle, de nouveaux services (transmission de données, de signaux vidéo et d'images) ont évolué en devenant partie intégrante de notre vie quotidienne et ont imposé leur implémentation dans les terminaux mobiles, comme le système WLAN (Wireless Local Area Network) et le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

La problématique à laquelle nous nous intéressons, dans le cadre de cette thèse, est de concevoir et de réaliser des antennes à la fois miniatures, efficaces, performantes et capables de gérer des communications simultanées dans plusieurs bandes de fréquences. Pour atteindre cet objectif, nous sommes amenés à utiliser plusieurs techniques élaborées et développées par des travaux antérieurs qui permettent :

- D'avoir des structures antennaires de tailles réduites.
- De rehausser et améliorer les performances de celles-ci.
- De leur attribuer un caractère multibande ou ultra large bande.

En se plaçant dans ce contexte, l'organisation de ce manuscrit sera répartie en quatre chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à une brève présentation des antennes microrubans et de leur mécanisme de rayonnement. Etant de dimensions de l'ordre de la demi-longueur d'ondes, ces antennes bien qu'attrayantes de part leur faible épaisseur, demeurent inadéquates pour les terminaux de communications actuels à cause de leur taille encombrante. D'où la nécessité de les miniaturiser, en appliquant une ou plusieurs techniques de miniaturisation. Ces techniques se divisent en deux grandes familles, nous attirons l'attention dans ce chapitre à celles qui cherchent à modifier la structure de l'antenne et sa géométrie, on les appelle techniques de miniaturisation « par structuration ». A titre non exhaustif, nous pouvons citer l'insertion de fentes ou d'encoches, l'application de court-circuit et le chargement par des éléments passifs.

Les différentes approches de fabrication déployées pour rendre l'antenne microruban de taille plus petite mènent vers une dégradation considérable de ses performances notamment son gain et sa bande passante. Pour faire face à ces inévitables conséquences de la réduction de la taille, certaines techniques semblent être des solutions intéressantes permettant l'élargissement de la bande passante, assurant un fonctionnement multifréquence à l'antenne et améliorant son gain et son efficacité de rayonnement. Ceci fera l'objet du second chapitre.

Le troisième chapitre propose une nouvelle conception d'antennes microrubans, basée sur des matériaux artificiels dits « métamatériaux » ou « matériaux main gauche ». Ce sont des matériaux non naturels possédant des paramètres caractéristiques hors du commun qui influencent les propriétés électriques et magnétiques des ondes qui les traversent. Ces paramètres se résument en une permittivité négative et/ou une perméabilité négative qui pourraient inverser l'indice de réfraction du milieu pour une certaine bande de fréquences. Dans leur structure générale, ces matériaux se présentent sous forme d'une combinaison entre un réseau de fils métalliques minces et d'un réseau de résonateurs à anneaux fendus RAF (Split Ring Resonators SRR). Appliqués aux antennes, ces matériaux donnent la possibilité de pallier aux inconvénients de la miniaturisation en rehaussant le gain et l'efficacité de l'antenne et en élargissant sa bande passante. Il s'agit d'une technique innovante qui fait partie des structures dites « à ondes lentes », elle pourrait également contribuer à la réduction de la taille de l'antenne.

Le dernier chapitre est consacré à la présentation de différentes configurations d'antennes microrubans miniatures et performantes, conçues et simulées avec le logiciel de conception électromagnétique CST-Microwave Studio.

En premier lieu, nous proposons des structures d'antennes conçues pour répondre aux normes LTE, WLAN et WiMAX. Quelques unes des techniques énoncées dans les chapitres précédents seront appliquées pour rendre l'antenne plus compacte avec des caractéristiques de rayonnement satisfaisantes. Cette étude nous permettra de mettre en exergue certaines de ces techniques à savoir : l'insertion de fentes, la conception fractale, l'insertion de court-circuit et le repliement de la surface de l'élément rayonnant.

Une des structures proposées a été conçue dans le cadre d'un projet de recherche national qui concerne la « Détection Avancée du Cancer du Sein par Imagerie Microondes ». Pour répondre aux exigences de cette application, l'antenne doit être à caractère Ultra Large Bande ULB. Cependant, l'élargissement de la bande passante n'est pas une tâche facile, surtout lorsqu'il s'agit d'antennes microrubans qui à l'origine présentent une bande passante très étroite. Une combinaison originale de techniques sera appliquée à une antenne de forme rectangulaire afin d'aboutir aux exigences désirées, à savoir : une compacité, une adaptation d'impédance sur un intervalle de fréquences allant de 3.1 GHz jusqu'à 10.6 GHz et une stabilité du rayonnement sur toute cette bande de fréquences. Cette structure est réalisée et mesurée pour une confrontation entre les résultats de mesures et ceux de la simulation.

La dernière structure proposée est celle d'une antenne microruban ayant un plan de masse dans lequel nous insérons un réseau de résonateurs à anneaux fendus. Nous montrons avec cette configuration, l'intérêt que peut avoir l'application d'un métamatériau sur la taille de l'antenne, l'amélioration de son gain et l'élargissement de sa bande passante.

L'étude menée nous permet de démontrer l'efficacité de chaque technique et son impact sur le fonctionnement et les caractéristiques des antennes microrubans, afin de faire le meilleur compromis lors de la conception.

## **CHAPITRE I**

---

# **ANTENNES MICRORUBANS ET LEURS TECHNIQUES DE MINIATURISATION**

---

## Présentation du chapitre

Depuis le début des communications sans fil, le désir de concevoir des antennes de taille réduite ne cesse de croître. Les terminaux mobiles sont aujourd'hui de plus en plus compacts. L'antenne étant l'élément clé de tout système de communication, ses dimensions doivent suivre les nouvelles contraintes imposées par le volume réduit qui leur est alloué. Dans ce chapitre, nous nous intéressons en particuliers aux antennes microrubans. Ces dernières sont connues pour avoir une taille significative en comparaison avec la longueur d'onde. Du fait de leur faible profil, ces antennes demeurent intéressantes malgré leurs limitations, mais leur miniaturisation devient nécessaire. De ce fait plusieurs techniques ont été développées par les concepteurs, elles seront présentées lors de ce chapitre.

---

## I.1 Introduction

Le concept des antennes microrubans a vu le jour en 1953 suite aux travaux de Deschamps aux USA [1], [2], suivis par ceux de Gutton et Baissinot en France [3].

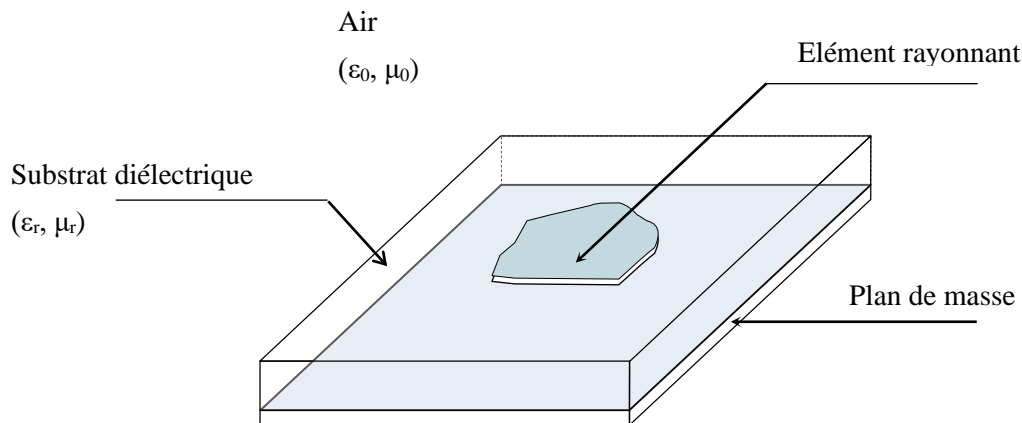
A cette période, les antennes microrubans ou imprimées n'ont pas eu de popularité, leur étude se limitait au sein des laboratoires. Mais en 1969, Denlinger a montré que ce type d'antennes pouvait avoir un rayonnement plus efficace atteignant les 70% pour la forme rectangulaire et au moins 75% pour la forme circulaire [4]. Il fut le premier à expliquer le mécanisme de rayonnement de ces antennes.

Dès lors, les antennes microrubans ont attiré l'attention des concepteurs et les premières réalisations ont vu le jour comme celles de Howell et de Munson [5], [6] pour servir des applications aérospatiales, plus précisément pour une nouvelle génération de missiles. Les antennes imprimées sont devenues par la suite si omniprésentes qu'elles ont fait l'objet d'un numéro spécial de *IEEE transactions on Antennas and Propagation* et cela en 1981 [7], [8], cet intérêt sans mesures ne cesse de croître jusqu'à nos jours. En effet, les systèmes de communications actuels nécessitent des antennes à faible profil qui peuvent être facilement intégrées sur des surfaces planes mais aussi sur des supports conformés. Les antennes microrubans répondent à toutes ces exigences, en plus du fait qu'elles soient faciles à fabriquer et à faible coût.

Ceci dit, la conception d'antennes microrubans n'est pas une tâche facile à accomplir. Les concepteurs sont souvent confrontés à un certain nombre de difficultés liées directement aux inconvénients de ces antennes. Il s'agit de leur bande passante relativement étroite, leur faible gain ainsi que la présence d'un rayonnement parasite engendré par le système alimentant l'antenne, ce qui limiterait leur champ d'applications [9]. Sans oublier le fait que nous cherchons actuellement à réaliser des antennes capables d'opérer sur des bandes de fréquences différentes afin de servir plusieurs standards en même temps et que l'espace qu'il leur est attribué devient de plus en plus petit. En clair, le concepteur doit penser à améliorer les performances de l'antenne, à la rendre miniature et à fonctionnement multi-bandes, ce qui représente un réel challenge.

## I.2 Présentation générale des Antennes Microrubans

En général, une antenne imprimée est constituée d'un patch métallique très mince d'épaisseur  $t \ll \lambda_0$  ( $\lambda_0$  étant la longueur d'onde en espace libre), de forme arbitraire. Ce dernier est gravé sur la face supérieure d'un matériau non conducteur appelé substrat diélectrique dont la hauteur  $h$  ne représente qu'une petite fraction de la longueur d'onde (en général entre  $0.003\lambda_0$  et  $0.05\lambda_0$ ). Ce matériau est caractérisé par sa permittivité relative  $\epsilon_r$  (comprise usuellement entre 2.2 et 12) et sa tangente de perte ( $\tan \delta$ ). Son autre face est le plus souvent complètement ou partiellement métallisée formant le plan de masse tel qu'on peut le voir dans la figure I.1 [10].



*Figure I. 1 Antenne microruban de forme quelconque*

Comme tous les autres types d'antennes, l'antenne imprimée est un dispositif qui permet de transformer une onde guidée en une onde rayonnée dans l'espace et de transformer une onde captée de l'espace en une onde guidée dirigée vers un récepteur. Plusieurs paramètres permettent d'évaluer les performances d'une antenne, nous pouvons citer : l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, le gain, l'efficacité et les diagrammes de rayonnement.

### I.2.1 Mécanisme de rayonnement

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante, tout en se basant sur la théorie de l'optique géométrique.



Selon la direction que prennent les ondes dans la structure de l'antenne, nous pouvons distinguer quatre catégories d'ondes [11]:

### I.2.1.a Ondes rayonnées dans l'espace

Il s'agit des ondes transmises vers l'espace libre avec un angle d'élévation compris entre  $0$  et  $\pi/2$ . Dans le cas des lignes de transmission, cet effet est indésirable car il représente une fuite et donc un rayonnement parasite. Par contre dans le cas des antennes, c'est lui qui contribue à l'efficacité de rayonnement de cette dernière comme le montre la figure I.2.a.

### I.2.1.b Ondes guidées

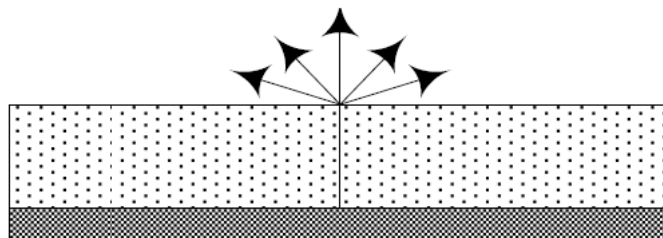
Ces ondes restent piégées entre le conducteur supérieur (élément rayonnant) et le conducteur inférieur (plan de masse). Elles assurent le fonctionnement normal d'une ligne de transmission de type microruban, mais elles ne sont pas du tout favorables aux antennes patches (figure I.2.b).

### I.2.1.c Ondes de fuite

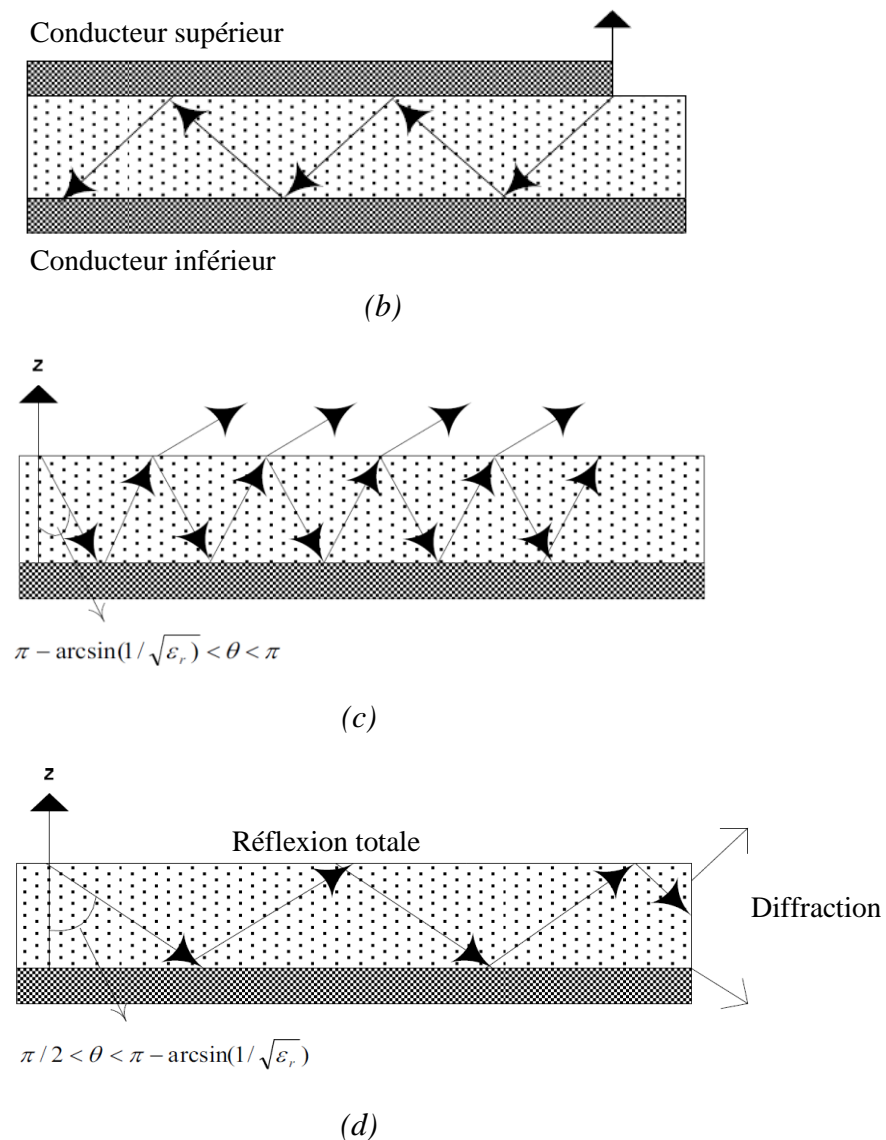
Elles sont dirigés de manière plus accentuée vers le bas, avec un angle  $\theta$  compris entre  $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$  et  $\pi$ . Ces ondes contribuent au rayonnement et sont utiles pour les antennes, comme nous pouvons le voir dans la figure I.2.c.

### I.2.1.d Ondes de surface

Elles sont légèrement dirigées vers le bas avec des angles d'élévation compris entre  $\pi/2$  et  $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$  ce qui va causer leur totale réflexion, les gardant piégées à l'intérieur du diélectrique, comme le montre la figure I.2.d. Ces ondes de surface absorbent une partie de l'énergie du signal réduisant ainsi l'efficacité de rayonnement de l'antenne.



(a)



**Figure I. 2 Ondes dans une structure microruban**

(a) Ondes d'espace (b) Ondes guidées (c) Ondes de fuite (d) Ondes de surface

### 1.2.2 Avantages et Inconvénients

Les principaux avantages des antennes imprimées sont essentiellement :

- Leur faible profil, il s'agit d'une structure planaire peu encombrante et mince.
- Leur faible cout de fabrication.
- Elles sont résistantes aux chocs et aux vibrations.
- Elles peuvent être adaptées à des surfaces courbées ou conformées.
- Elles peuvent produire une polarisation linéaire ou circulaire.

- Tout autre dispositif micro-ondes fabriqué en technologie imprimée peut facilement être intégré à la structure de l'antenne.

Malheureusement ces antennes présentent certaines limites, notamment :

- Une bande passante étroite (de l'ordre de 5 à 10% seulement).
- Les pertes dans le diélectrique et le conducteur métallique peuvent engendrer une faible efficacité de rayonnement de l'antenne.
- Un gain relativement faible (entre 2.5 et 10 dBi).
- Leur sensibilité à l'humidité et à la température.

Pour pallier à tous ces inconvénients, il faudrait envisager l'utilisation de certaines techniques qui permettraient l'amélioration des performances des antennes imprimées.

### 1.2.3 Domaines d'applications

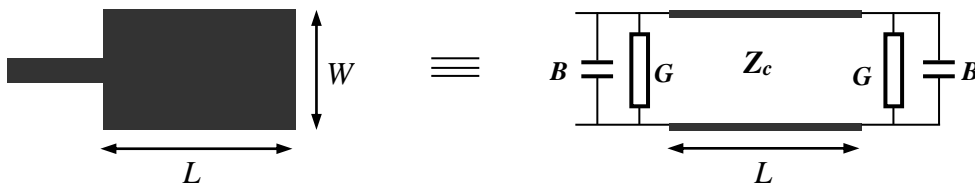
Les caractéristiques des antennes microrubans, notamment leur profil peu encombrant, leur facilité d'intégration et surtout leur faible coût de fabrication ont favorisé leur utilisation dans de nombreuses applications. Longtemps utilisées dans des applications spatiales et militaires, elles sont aujourd'hui très prisées par les applications commerciales. Quelques-uns des systèmes commerciaux dans lesquels sont présentes les antennes microrubans sont cités dans le tableau suivant [11] :

Application	Fréquences
GPS (Global Positioning Satellite)	1575 MHz et 1227 MHz
GSM (Global System for Mobile Communications)	890-915 MHz et 935-960 MHz
UMTS (Universal Mobile Communications System)	1900 MHz et 2100 MHz
LTE (Long Term Evolution)	700 MHz, 800 MHz, 1900 MHz et 2100 MHz
RFID (Radio Frequency Identification)	860-960 MHz et 2.45 GHz
WLAN (Wireless Local Area Networks)	2.4 GHz et 5 GHz
Radio diffusion par satellite	11.7-12.5 GHz
Radar anti-collision	60 GHz, 77GHz et 94 GHz

*Tableau I. 1 Applications des antennes microrubans et leurs bandes de fréquences*

### 1.2.4 Méthodes d'analyse des antennes microrubans

Pour étudier les antennes microrubans, des méthodes d'analyse sont utilisées afin de déterminer leur comportement, leur fréquence de résonance et leur résistance de rayonnement. La structure de base la plus populaire est celle de l'antenne de forme rectangulaire. Il est connu que la longueur d'une antenne microruban rectangulaire est approximativement égale à la demi-longueur d'onde guidée dans un milieu inhomogène constitué par l'air et le substrat. Le plus ancien modèle utilisé pour évaluer la résistance d'entrée d'un patch rectangulaire fut le modèle de la ligne de transmission introduit par Munson en 1974 [12], [13]. Il fournit une image conceptuelle très simple de l'antenne en la considérant comme étant deux fentes rayonnantes modélisées chacune par une charge électrique, séparées par une ligne de transmission de longueur égale à la demi longueur d'onde (figure I.3). La charge résistive présente à chaque extrémité de la ligne de transmission représente les pertes dues au rayonnement.



**Figure I. 3** *Modèle de la ligne de transmission d'une antenne microruban rectangulaire*

Ce modèle facilitait l'analyse de l'antenne rectangulaire mais il n'était pas suffisamment rigoureux pour tenir compte des modes supérieurs de résonance qui pouvaient être présents. Un autre modèle est alors apparu, considérant la structure de l'antenne comme une cavité résonante, il s'agit du modèle de la cavité [14]. Les faces supérieure et inférieure de la cavité constituées par le patch rayonnant et le plan de masse sont considérées comme des murs électriques et les faces latérales comme des murs magnétiques.

Ces deux modèles analytiques sont cependant difficiles à exploiter pour une forme géométrique plus complexe de l'antenne. Il devenait nécessaire de recourir à des méthodes numériques plus exactes pour analyser les antennes imprimées (full-wave analysis). La méthode des moments (MOM) fut la première méthode numérique utilisée pour résoudre le problème d'analyse des antennes imprimées dans les années 80 [15], [16].

L'avancée technologique en termes de vitesse de calcul et de capacité de mémoires des ordinateurs a rendu possible l'utilisation de nouvelles méthodes numériques telles que la méthode des différences finies (FDTD) et celle des éléments finis (FEM) et cela à partir des années 90 [17]. Ce sont sur ces méthodes là que sont basés les logiciels de conception électromagnétique actuels, comme par exemple le HFSS, l'ADS et le CST.

## **I.3 Techniques de miniaturisation des antennes microrubans**

### **I.3.1 Introduction aux antennes miniatures**

L'antenne microruban conventionnelle n'est pas la meilleure candidate pour les applications de communication sans fils, notamment à cause de sa bande passante étroite. Cependant certaines de ses caractéristiques demeurent très attrayantes et ont poussé les chercheurs à concentrer leurs efforts afin de trouver des solutions pour les rendre plus performantes. Un fonctionnement multibande et un volume réduit sont des propriétés de plus en plus exigées par les systèmes actuels, plusieurs travaux dans la littérature se sont intéressés à ces deux problématiques.

Avant d'aller plus loin, il faudrait enlever toute ambiguïté qui pourrait planer autour du terme « antenne miniature » [18]. Nous pouvons avoir entre les mains une antenne que nous jugerions comme étant de petite taille physique alors que ses dimensions sont de l'ordre de plusieurs longueurs d'ondes d'opération  $\lambda$ . Cette dernière fait partie de la famille des antennes physiquement petites (Physically Small Antennas PSA).

La seconde catégorie des antennes miniatures regroupe les antennes petites « par contraintes physiques » (Physically Constrained Small Antennas PCSA). Dans ce cas, ce ne sont pas toutes les dimensions de l'antenne qui sont petites devant la longueur d'onde mais une dimension seulement [18], on dit que l'antenne est à faible profil. Cette catégorie englobe les antennes ILA (inverted L antennas) et les antennes planaires comme par exemple les antennes PIFA (Planar Inverted F Antennas) ainsi que les antennes microrubans.

Cependant, le concept général d'une antenne miniature est de réduire sa taille de façon à ce que ses principales dimensions ne représentent qu'une petite fraction de la longueur d'onde d'opération, tout en gardant les mêmes performances qu'elle possédait avant sa miniaturisation. Elle est alors dite « électriquement petite » (Electrically Small Antennas ESA).

Un exemple concret à cela est l'antenne qui a été conçue par Marconi en 1901 pour une toute première transmission transatlantique [19]. L'antenne en question mesurait 48 mètres de hauteur sur 60 mètres de largeur et pourtant il s'agissait d'une antenne miniature. En effet, la longueur d'onde étant de 366 mètres (fréquence d'opération 820 KHz), la dimension de l'antenne ne représentait que le  $1/6$  de  $\lambda$ , elle était donc électriquement petite.

D'un autre point de vue, garder les dimensions d'une antenne inchangées tout en faisant en sorte qu'elle soit performante à une fréquence plus petite que celle qu'elle devrait avoir, peut être considéré comme un autre moyen pour obtenir une antenne miniature. Il s'agit dans ce cas d'antennes fonctionnellement petites (Functionally Small Antennas FSA).

Parmi les techniques les plus répandues pour la miniaturisation des antennes microrubans, nous pouvons citer : l'utilisation de substrats diélectriques à ondes lentes ou à permittivité élevée, l'utilisation de chargements capacitifs et l'utilisation de fils ou de plans de court-circuit. La première technique n'est cependant pas beaucoup appliquée car elle s'accompagne généralement d'une bande passante très étroite [11].

Le tableau suivant résume ces techniques avec les performances de l'antenne qui en résultent :

<b>Techniques De miniaturisation</b>	<b>Performances</b>	<b>Réduction de la taille</b>	<b>Bande passante</b>	<b>Efficacité de rayonnement</b>
<b>Matériau de haute permittivité et à ondes lentes</b>		70%	2%	Elevée
<b>Courts circuits : fils, languettes et plans</b>		50%	5%	Faible
<b>Insertion de fentes et d'encoches</b>		50%	7%	Moyenne
<b>Structures multicouches : méandres et empilements</b>		60%	10%	Elevée

*Tableau I. 2 Techniques de miniaturisation et performances des antennes*

### I.3.2 Définition d'une antenne miniature

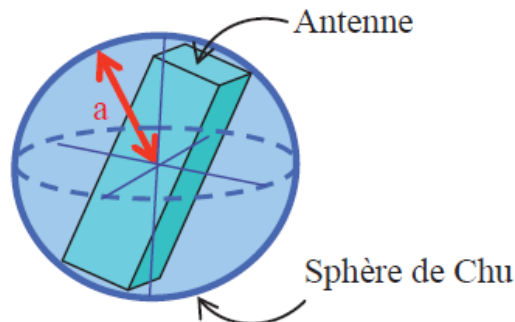
Nous nous intéressons en particulier à la catégorie d'antennes électriquement petites (AEP). Elles concernent les antennes dont les dimensions sont très petites en comparaison avec la longueur d'onde  $\lambda$ . Cependant, cette définition reste vague et peu précise.

Wheeler a défini l'antenne électriquement petite par celle dont le rayon  $a$  de la sphère qui l'englobe est inférieur ou égal à  $(\lambda/2\pi)$  [18], [20], ce qui revient à dire que :

$$ka < 1 \quad (\text{I.1})$$

$k$  étant la constante de propagation dans le milieu (égal à  $2\pi/\lambda$ ).

Cette sphère sera appelée par la suite « sphère de Chu » telle que représentée par la figure I.4.



**Figure I. 4 Sphère englobant l'antenne: Sphère de Chu**

Une autre définition spécifie que l'antenne doit avoir une dimension inférieure au huitième de la longueur d'onde pour qu'elle soit électriquement petite [21].

La définition qui a été donnée par la suite par King [22] spécifie que si les dimensions de l'antenne vérifient la relation (I.2) alors elle est électriquement petite.

$$ka \leq 0.5 \quad (\text{I.2})$$

Cette dernière définition a été considérée comme étant la plus raisonnable.

Pour les structures d'antennes résonantes dont font partie les antennes microrubans, les modes de résonance sont directement liés aux dimensions de l'antenne.

La miniaturisation est conditionnée par les lois physiques de la nature. Ce qui veut dire que rendre l'antenne plus compacte altère forcément ses autres caractéristiques comme le gain, la bande passante et l'efficacité de rayonnement. Il y a donc un compromis à faire lors de la miniaturisation des antennes entre les dimensions minimales souhaitées (liées à l'espace qui sera alloué à l'antenne) et les performances de rayonnement désirées et imposées par l'application.

La règle d'or est que [11]:

$$\frac{BP \cdot \eta}{V} = Cte \quad (I.3)$$

BP étant la bande passante,  $\eta$  l'efficacité de rayonnement de l'antenne et V son volume.

On en conclut que lorsque nous réduisons le volume ou la taille de l'antenne, sa bande passante et/ou son efficacité de rayonnement sont également réduites, pour garder le quotient constant. L'antenne devient alors moins efficace.

Les limites théoriques de la miniaturisation des antennes font aujourd'hui l'objet de nombreuses discussions, mais les travaux initiaux de Wheeler, Chu, McLean et Harrington restent des références [23], [24]. Ces études ont permis d'évaluer le facteur de qualité de l'antenne qui permet de définir les limites à respecter pour avoir des antennes électriquement petites et performantes à la fois.

Nous rappelons que le facteur de qualité  $Q$  représente le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée par celle-ci (équation I.4) [25], [26].

$$Q = \frac{2 \omega \cdot \max(W_e, W_m)}{P_{ray}} \quad (I.4)$$

$W_e$  et  $W_m$  sont respectivement les énergies électrique et magnétique moyennes stockées et  $P_{ray}$  est la puissance rayonnée par l'antenne.

Une des approximations du facteur de qualité d'une antenne pour le mode de résonance fondamental est donnée par [27] :

$$Q = \frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \quad (I.5)$$

Nous en déduisons que si la dimension de l'antenne diminue (en l'occurrence le rayon  $a$ ), le facteur de qualité augmentera. Et comme il est inversement proportionnel à la bande passante, cette dernière se retrouve nettement diminuée.



Le gain maximal du mode fondamental est également exprimé en fonction de la dimension de l'antenne par [27] :

$$G = ka(ka + 2) \quad (\text{I.6})$$

Cette relation montre que la réduction de la taille engendre systématiquement une réduction du gain de l'antenne. Ceci est vrai pour le mode fondamental, par contre pour les modes supérieurs, le gain aurait plutôt tendance à augmenter.

Toutes ces formules et ces constatations nous incitent à chercher la meilleure stratégie de conception pour concilier entre taille, bande passante et efficacité de rayonnement.

### **1.3.3 Techniques de miniaturisation d'antennes planaires**

Comme il a été mentionné auparavant, l'antenne microruban fait partie de la famille des antennes résonnantes. Ce qui veut dire que pour la même topologie, plusieurs modes de résonance apparaissent, chaque mode aura ses propres caractéristiques de rayonnement. Le mode fondamental n'est autre que celui qui correspond à la plus petite fréquence de résonance. Lorsque nous parlons de miniaturisation de l'antenne pour une fréquence d'opération particulière, c'est le mode fondamental qu'il faudrait prendre en considération [27].

Le principe de base pour atteindre l'objectif de miniaturisation est de pouvoir décaler la résonance vers des fréquences plus petites. En effet, lorsque nous réduisons la taille physique de l'antenne, la fréquence de résonance devient systématiquement plus importante, si nous arrivons à la diminuer, nous obtiendrons une antenne électriquement petite.

Il existe plusieurs techniques de miniaturisation que nous pouvons classer en deux grandes familles. La miniaturisation « par structuration » qui vise à modifier la structure de l'antenne et la miniaturisation « par ondes lentes » qui repose sur la modification des caractéristiques du substrat. Les méthodes les plus usuelles sont exposées dans ce qui va suivre.

#### **1.3.3.a Utilisation de substrat à haute permittivité**

L'antenne microruban présente une structure encombrante, notamment lorsqu'elle fonctionne en basses fréquences, son intégration dans un système de communication sans fils devient alors très difficile. En effet le mode fondamental d'une antenne microruban correspond à une longueur de l'ordre de la demi longueur d'onde ( $\lambda_g / 2$ ).  $\lambda_g$  représente la longueur d'onde guidée dans le milieu de propagation, qui dans le cas de l'antenne microruban est un milieu inhomogène [27], [28].

Dans le cas particulier d'une antenne patch rectangulaire de longueur  $L$  et de largeur  $W$ , le mode fondamental correspond au mode  $TM_{10}$  ou  $TM_{01}$ . Nous pouvons exprimer la longueur du patch rectangulaire  $L$  par :

$$L \cong \frac{\lambda_g}{2} \quad (\text{I.7})$$

La longueur d'onde guidée s'exprime à son tour par la relation (I.8).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (\text{I.8})$$

$\lambda_0$  étant la longueur d'onde dans le vide.

$\epsilon_{reff}$  est la permittivité diélectrique effective du milieu équivalent au milieu de propagation constitué par le substrat et l'air. Elle est donnée par la relation (I.9) :

$$\epsilon_{reff}(W) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{Lorsque } \frac{W}{h} > 1 \quad (\text{I.9})$$

La fréquence de résonance du mode fondamental s'exprimerait alors par la relation :

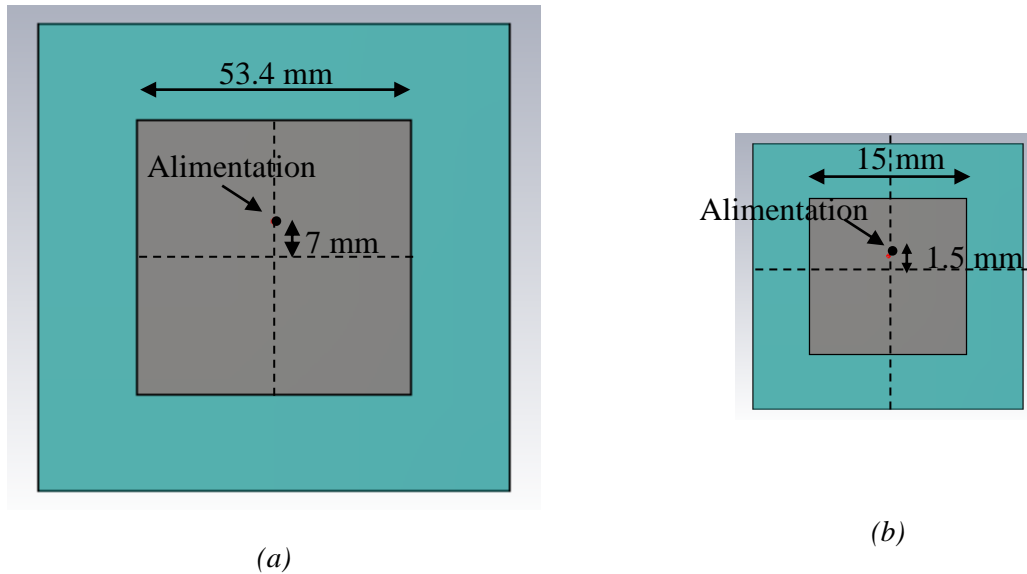
$$f \cong \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (\text{I.10})$$

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

Nous pouvons conclure que l'utilisation de matériau diélectrique ayant une permittivité élevée permet de réduire les dimensions de l'antenne. Il s'agit là d'une miniaturisation par « ondes lentes » du fait que la vitesse à laquelle se propage l'onde soit diminuée par l'augmentation de la permittivité.

Pour une meilleure compréhension de l'influence du substrat sur la taille de l'antenne patch, une simulation sous CST de deux antennes de forme carrée conçues pour fonctionner à la fréquence 1.575 GHz a été effectuée.

La figure I.5 montre une comparaison entre les dimensions de ces deux antennes, la première est déposée sur un substrat de permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 3$ , la seconde est portée par un substrat de permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 28.2$ .



**Figure I. 5 Antenne microruban carrée fonctionnant à 1.575 GHz**

**(a) Substrat diélectrique avec  $\epsilon_r = 3$ , de hauteur  $h=1.524$  mm et (b) Substrat en céramique de permittivité  $\epsilon_r = 28.2$ ,  $h = 4.75$  mm**

Ces deux antennes ont exactement la même forme et opèrent à la même fréquence de résonance, pourtant la seconde antenne est nettement plus petite que la première (soit 72% de réduction) et cela du fait que le substrat qui la supporte ait une permittivité diélectrique plus élevée.

Malheureusement cette technique s'accompagne d'une dégradation des propriétés de l'antenne notamment son gain ainsi qu'une bande passante étroite, comme nous pouvons le constater à travers le tableau I.3. C'est la raison pour laquelle cette technique est rarement employée.

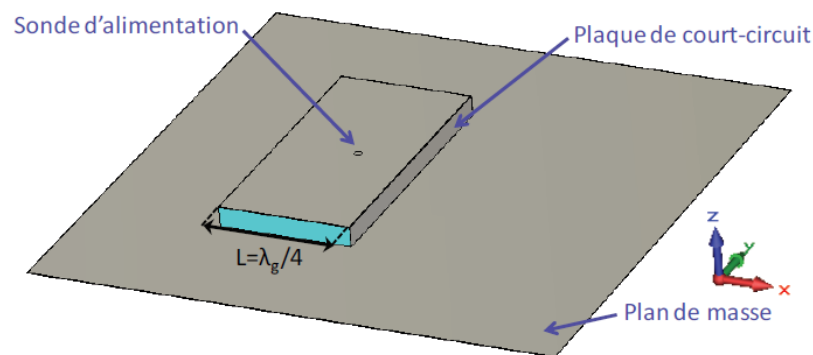
	Fréquence de résonance (GHz)	Bande passante (MHz)	Gain (dB)
Substrat 1	1.575	17	6.4
Substrat 2	1.575	15	3.22

**Tableau I. 3 Comparaison entre les performances de deux antennes déposées sur deux substrats diélectriques différents**

L'utilisation d'un autre type de matériaux dits « métamatériaux » est une autre façon intéressante qui permettrait d'accomplir la tâche de la miniaturisation. Il s'agit de matériaux artificiels ayant des propriétés particulières non naturelles qui se résument en une permittivité et/ou une perméabilité de signe négatif. Le chapitre 3 sera consacré à la présentation de ce type de matériaux.

### I.3.3.b Insertion de courts-circuits

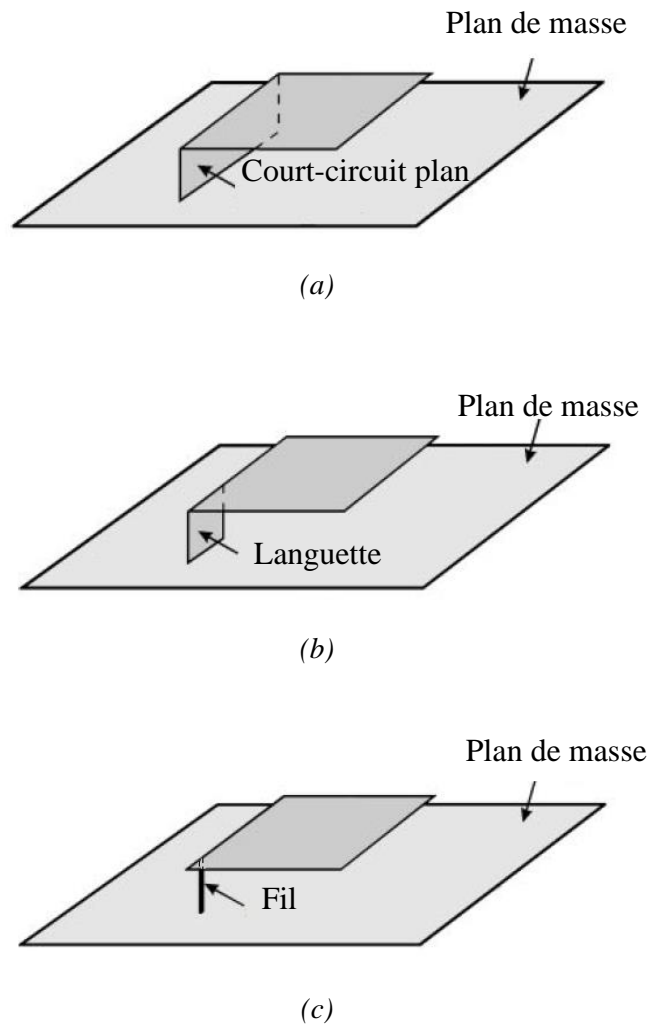
Parmi les techniques les plus répandues pour la réduction du volume d'une antenne c'est l'utilisation de courts-circuits. L'insertion d'un plan de court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse là où le champ électrique du mode fondamental est nul, permet de réduire la taille de l'antenne de moitié, et cela pour une fréquence d'opération donnée. Il s'agit là d'une antenne quart d'onde (figure I.6).



**Figure I. 6 Géométrie d'une antenne microruban quart d'onde**

Cependant, cette configuration est généralement très difficile à adapter et présente une bande passante très étroite. Pour améliorer cette dégradation de la bande passante, il est plus judicieux d'éliminer le substrat diélectrique et d'augmenter la hauteur de l'antenne par rapport à une antenne microruban classique [29] (voir figure I.7.a).

Nous pouvons également obtenir une réduction de taille plus importante si nous remplaçons le plan de court-circuit par une languette de court-circuit (shorting plate) ou un fil de court-circuit (shorting pin) tel que nous pouvons le voir dans les figures I.7.b et I.7.c. Nous pouvons aller jusqu'à une réduction d'environ 89% grâce à cette technique [28].



**Figure I. 7 Géométrie d'antenne patch avec (a) un plan de court-circuit, (b) une languette de court-circuit e (c)un fil de court-circuit**

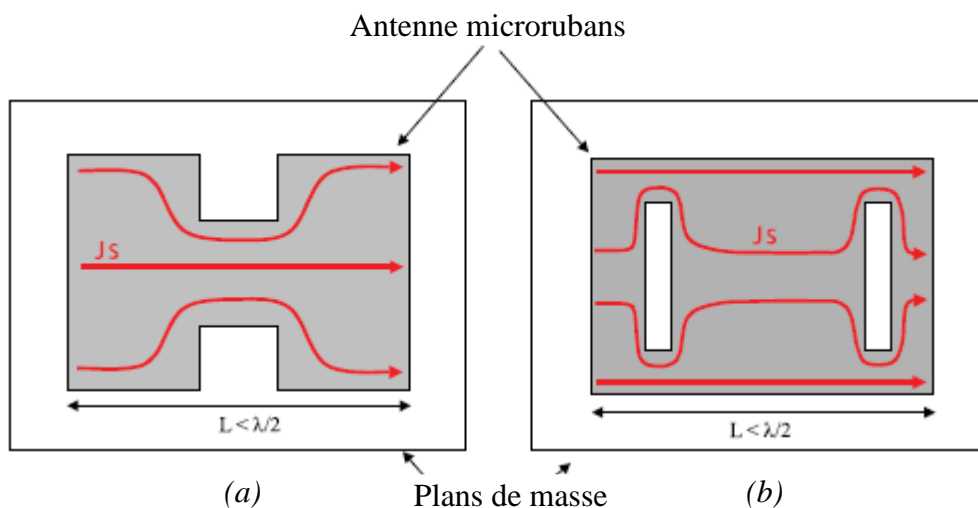
Ces configurations sont communément appelées antennes PIFAs (Planar Inverted F Antennas) ou PILAs (Planar Inverted L Antennas) selon que la vue latérale de la structure représente un F inversé ou un L inversé. Elles sont très utilisées dans les systèmes actuels car elles sont très compactes et leur bande passante est intéressante, nous pouvons facilement l'améliorer en réglant les dimensions du court circuit et la hauteur de l'antenne. Son seul défaut serait de ne pas pouvoir contrôler son rayonnement, ceci est accompagné d'une dégradation de la pureté de la polarisation [27].

### I.3.3.c Modification de la géométrie de la structure de l'antenne

Une autre approche permettant une meilleure intégration des antennes dans des structures compactes est de modifier leurs profils ou leurs géométries. Cette modification va empêcher l'onde de suivre un chemin linéaire, sa propagation devra s'adapter au volume disponible. Cependant, nous ne devons pas oublier qu'il ne suffit pas d'avoir la résonance désirée mais que l'antenne doit être une source efficace de rayonnement et que souvent cette modification de la structure contribue au rayonnement de façon destructive. Nous allons dans ce qui suit décrire quelques structures d'antennes microrubans modifiées et l'impact de cette modification sur leurs performances et leurs rayonnements [27].

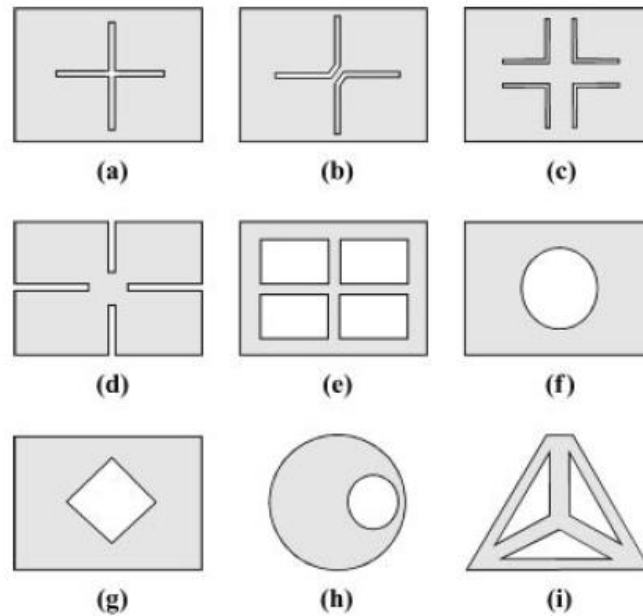
#### (i) Insertion de fentes ou d'encoches

L'insertion de fentes ou d'encoches est une technique très répandue pour miniaturiser une antenne. La figure I.8 montre deux exemples d'antennes microrubans conçues de façon à allonger le chemin parcouru par les courants de surface. A la résonance, l'onde se propageant dans la structure devra suivre un chemin plus long entre les deux extrémités du patch rayonnant, par conséquent la longueur de ce dernier devient inférieure à  $\lambda/2$  [27], [29]. Cette technique a un impact sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne, des problèmes d'adaptation peuvent alors survenir. Une réduction de l'efficacité de rayonnement ainsi que de la pureté de la polarisation sont également des conséquences inévitables de cette technique.



**Figure I. 8 Chemins parcourus par les courants de surface (a) Antenne H à encoches, (b) Antenne avec fentes rectangulaires**

En règle générale, l'insertion adéquate de fentes sur la surface de l'élément rayonnant permet d'atteindre l'objectif de miniaturisation. Il existe aussi des fentes repliées de formes différentes, en C, en U, en H, etc...

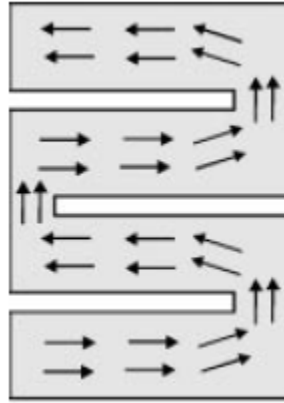


**Figure I. 9 Exemples d'antennes microrubans miniatures avec fentes**

La figure I.9 montre quelques-unes des structures d'antennes compactes présentes dans la littérature [28], [30], [31]. Par l'introduction de plusieurs fentes sur une structure plane, un comportement multibande peut également être réalisé.

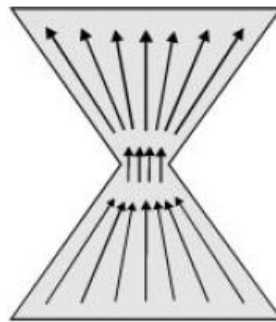
## **(ii) Méandres et repliements**

Serpenter le chemin des courants de surface sur le patch rayonnant est également une méthode très efficace qui permet de largement diminuer la fréquence de résonance de la structure et par conséquent sa taille physique [28]. Dans le cas d'un patch rectangulaire, ceci peut se faire en insérant plusieurs encoches sur les extrémités non rayonnantes du patch comme nous pouvons le remarquer dans la figure I.10.



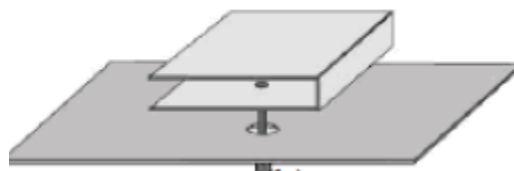
**Figure I. 10** Distribution des courants de surface sur un patch à méandres

Nous pouvons également allonger le parcours du courant en découpant une paire de triangles de part et d'autre du patch rectangulaire au niveau de ses deux extrémités non rayonnantes (figure I.11), la forme qui en résulte est celle d'un papillon (Bowtie). Là aussi, une réduction de la fréquence de résonance est obtenue, l'antenne papillon est plus compacte qu'une antenne microruban rectangulaire classique.



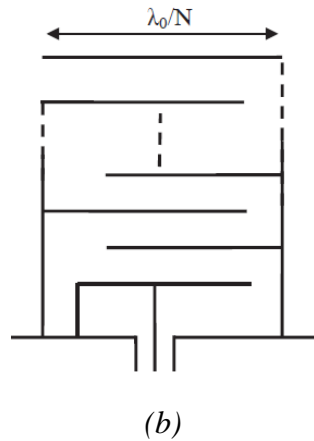
**Figure I. 11** Antenne Papillon

Le repliement peut également être vertical, il est le plus souvent appliqué aux antennes PIFA, comme le montre la figure I.12.



(a)



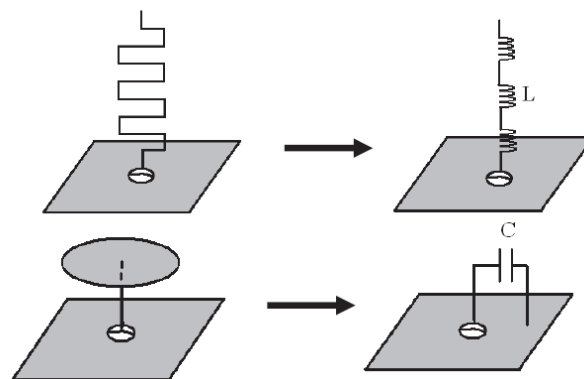


**Figure I. 12 Antenne PIFA repliée (a) repliement vertical à un seul niveau, (b) repliement vertical à plusieurs niveaux**

Ces structures intéressent particulièrement les concepteurs des terminaux sans fil car elles permettent de diviser la longueur de l'antenne par le nombre de niveaux montés verticalement au détriment de sa hauteur. Le revers de la médaille avec cette configuration est l'augmentation des pertes ohmiques au niveau des conducteurs, ce qui aurait pour conséquence une diminution du gain et de l'efficacité de rayonnement [32].

#### I.3.3.d Chargements par éléments passifs

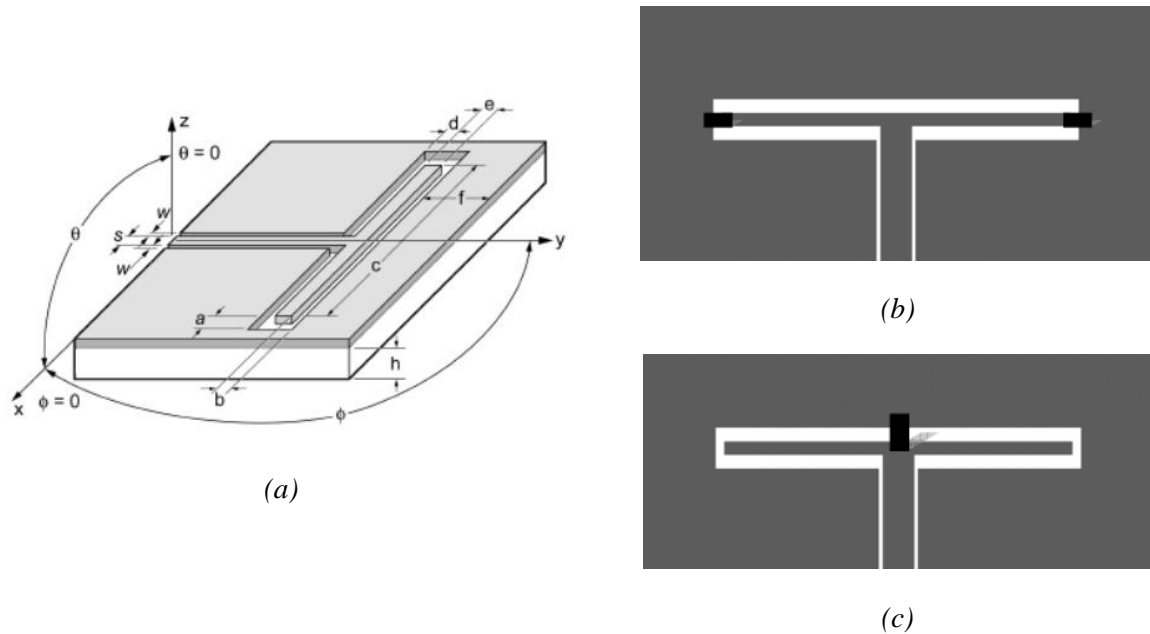
La modification de la géométrie de l'antenne comme le repliement et l'introduction de fentes peut être considérée comme une insertion d'une charge localisée à l'extrémité d'un élément conducteur rayonnant [24]. De ce fait, le repliement d'un dipôle serait équivalent à un chargement par une inductance. De même, un toit métallique sur un dipôle peut être vu comme une charge capacitive (figure I.13). Les fentes à leur tour, peuvent être modélisées électriquement par des circuits LC équivalents.



**Figure I. 13 Monopoles à chargement inductif et capacitif et leurs circuits électriques équivalents**

L'ajout d'éléments capacitifs ou inductifs à la structure d'antenne permettrait d'augmenter artificiellement sa longueur électrique et donc la rendre plus compacte.

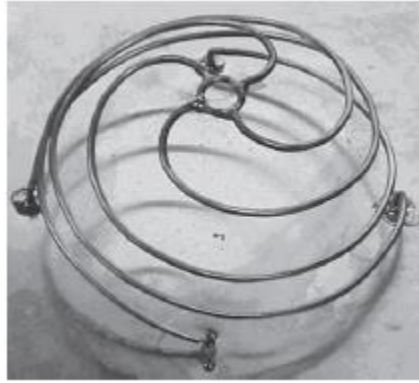
La figure I.14 montre l'exemple d'une antenne fente, alimentée par une ligne coplanaire sur laquelle nous insérons des charges capacitives et inductives [33], [34]. L'inconvénient majeur de cette technique est que la réduction de la taille de l'antenne s'accompagne avec une diminution de la bande passante.



**Figure I. 14** Antenne fente (a)sans charges, (b) avec charges capacitive ou inductive sur les côtés et (c) chargée au sommet

### I.3.3.e Les antennes volumétriques

Plusieurs chercheurs sont arrivés à la conclusion qu'une meilleure bande passante et une meilleure efficacité de rayonnement sont obtenues lorsque l'antenne occupe, de part sa configuration géométrique, toute sa zone réactive (délimitée par la sphère de Chu) [10], [18], [24]. En pratique, ceci est un concept idéal irréalisable. L'idée est de pouvoir créer une antenne ayant une géométrie qui occuperait de façon ingénieuse et au mieux l'espace contenu dans la sphère qui l'englobe. Un exemple d'une telle configuration est celui d'une antenne sphérique hélicoïdale [32] représentée par la figure I.15.



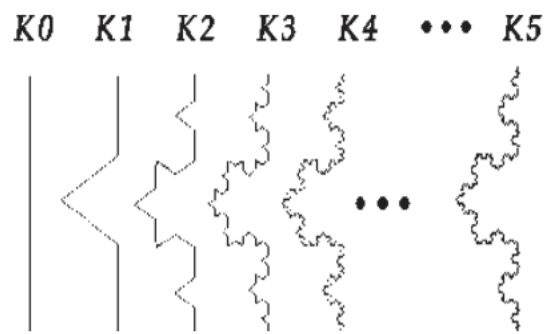
*Figure I. 15 Antenne sphérique Hélicoïdale à 4 brins*

### **I.3.3.f Les antennes fractales**

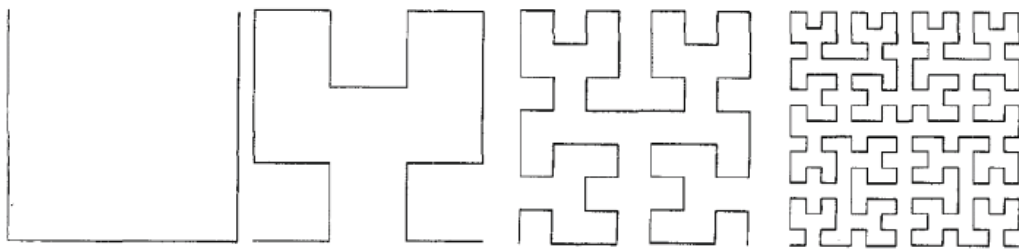
L'idée qu'une antenne doit occuper au mieux l'espace qui l'entoure pour une meilleure performance ne se réfère pas uniquement au volume tridimensionnel, mais aussi à l'espace bidimensionnel, selon la structure de l'antenne. Un exemple concret est celui des antennes à structure fractale.

Le terme fractal fait référence à une fragmentation irrégulière, utilisée à l'origine pour décrire une famille de formes complexes possédant une auto-similarité dans leurs structures géométriques. La théorie fractale a été inventée par Mandelbrot en 1975. Par la suite, plusieurs structures fractales ont été proposées et ont trouvé leur application dans plusieurs domaines, notamment dans l'ingénierie des antennes. Les antennes fractales représentent un type innovant d'éléments rayonnants. Généralement, elles ont une configuration plane imprimée. Elles sont très utilisées car elles sont compactes, à faible profil et leur alimentation est facile à réaliser. Cependant, le point le plus attrayant repose essentiellement sur le fait qu'elles soient à caractère multibande ce qui leur permet de servir plusieurs standards en même temps [32].

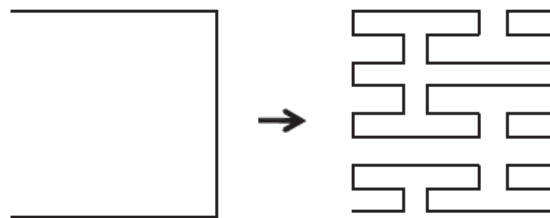
La technique fractale consiste à répéter une structure rayonnante initiale dite motif de base à différentes échelles à l'intérieur d'un espace donné de façon à l'occuper au maximum. Il existe plusieurs formes de géométries fractales qui peuvent être utilisées dans la conception d'antennes microrubans miniatures et multi-bandes [35], [36]. Nous pouvons citer quelques unes de ces configurations, à savoir: la géométrie de Koch, la géométrie d'Hilbert, celle de Penao, de Sierpinski, etc... La figure I.16 illustre les configurations fractales les plus usuelles.



(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure I. 16 Géométries Fractales (a) de Koch, (b) de Hilbert, (c) de Penao et (d) de Sierpinski**

La géométrie de Koch, consiste à remplacer le tiers central de chaque segment par un triangle équilatéral sans connecter sa base (figure I.16.a). La première itération donne lieu à une forme à quatre segments égaux. La longueur totale du motif augmente de  $(4/3)^n$  à chaque itération  $n$ , tout en maintenant la distance entre les deux extrémités du segment initial inchangée.

Les géométries de Hilbert et de Penao (figure I.16.b et c) mènent vers des configurations à méandres et sont par conséquent très efficaces pour rendre l'antenne de taille plus petite. Malheureusement cette miniaturisation s'accompagne d'une augmentation des pertes dans le conducteur métallique et d'une diminution de l'efficacité de rayonnement [32].

Le tapis de Sierpinski (figure I.16.d) est une géométrie fractale qui permet de rendre l'antenne plus compacte, puisqu'elle repose sur l'insertion de fentes à chaque itération. Cette configuration est très répandue, elle permet de réduire les dimensions de l'antenne sans pour autant augmenter les pertes dans le conducteur.

## I.4 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation des antennes imprimées également appelées antennes microrubans. Ces antennes sont des candidates idéales pour les applications des télécommunications actuelles du fait de leur faible profil et cela malgré leurs limitations et leurs inconvénients.

La problématique à laquelle nous nous intéressons est de pouvoir intégrer l'antenne, qui représente l'élément le plus encombrant dans un système de transmission-réception, dans un espace qui lui est alloué et qui devient de nos jours de plus en plus petit. Pour cela, des techniques de miniaturisation peuvent être appliquées, ces dernières ont été présentées dans ce chapitre. Le point important qu'il faut retenir et prendre en considération est que la miniaturisation s'accompagne d'une dégradation des performances de l'antenne.

En effet, l'objectif de la réduction de la taille d'une antenne peut être réalisé mais au détriment de la bande passante, du gain et de l'efficacité de rayonnement de celle-ci. Il faut donc faire un compromis et envisager des solutions qui permettraient de contourner ce problème. Nous nous intéresserons au prochain chapitre aux différentes techniques qui cherchent à améliorer les performances des antennes notamment élargir leurs bandes passantes et améliorer leurs gains.

## Références

- [1] G. A. Deschamps, « Microstrip Microwave Antennas », *Proceeding Third Symp. USAF Antenna Res. Dev. Program*, oct. 1953.
- [2] J. T. Bernhard, P. E. Mayes, D. Schaubert, et R. J. Mailloux, « A Commemoration of Deschamps and Sichak, Microstrip Microwave Antennas : 50 Years of Development, Divergence, and New Directions »:, Defense Technical Information Center, Fort Belvoir, VA, nov. 2006.
- [3] H. Gutton et G. Baissinot, « Flat aerial for ultra high frequencies », French Patent no. 703113, 1955.
- [4] E. J. Denlinger, « Radiation from Microstrip Resonators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, p. 235-236, avr. 1969.
- [5] R. Munson, « Microstrip phased array antennas », in *1973 EIC 11th Electrical Insulation Conference*, Chicago, IL, USA, 1973, p. 281-283, doi: 10.1109/EIC.1973.7468714.
- [6] J. Q. Howell, « Microstrip antennas », *IEEE Int. Symp. Antennas Propag. Williamsbg. Va.*, p. 177-180, 1972.
- [7] « IEEE Transactions on Antennas and Propagation », janv. 1981.
- [8] K. R. Carver et J. W. Mink, « Microstrip Antenna Technology », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-29, n° 1, p. 2-24, janv. 1981.
- [9] J. R. James et P. S. Hall, Éd., *Handbook of microstrip antennas*. London, U.K: P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1989.
- [10] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*. USA: John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [11] H. Elsadek, « Microstrip Antenna for Mobile Wireless Communication Systems », in *Mobile and Wireless Communications Network Layer and Circuit Level Design*, InTech., Salma Ait Fares and Fumiyuki Adachi Ed., 2010.
- [12] A. Derneryd, « Linearly polarized microstrip antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-24, p. 846-851, nov. 1976.
- [13] R. E. Munson, « Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 22, n° 1, p. 235-236, janv. 1974.

- [14] Y. T. Lo, D. Solomon, et W. F. Richards, « Theory and experiment on microstrip antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-27, p. 137–149, mars 1979.
- [15] E. Newman et P. Tulyathan, « Analysis of microstrip antennas using moment methods », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 29, n° 1, p. 47-53, janv. 1981, doi: 10.1109/TAP.1981.1142532.
- [16] Z.-F. Liu, P.-S. Kooi, L.-W. Li, M.-S. Leong, et T.-S. Yeo, « A Spectral-Domain Analysis of Microstrip Antenna Array Using Method of Moments: Theory & Experiment », *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 12, n° 11, p. 1471-1490, janv. 1998, doi: 10.1163/156939398X00421.
- [17] Bancroft, *Microstrip and Printed Antenna Design*. Institution of Engineering and Technology, 2009.
- [18] K. Fujimoto et H. Morishita, *Modern Small Antenna*. Cambridge, United Kingdom: CAMBRIDGE University Press, 2013.
- [19] G. Bussey, *Marconi's Atlantic Leap*, Coventry. England, 2000.
- [20] H. A. Wheeler, « Fundamental Limitations of Small Antennas », *Proc. IRE*, vol. 35, p. 1479-1484, 1947.
- [21] S. A. Schelkunoff et H. T. Friis, « Antennas and Theory », in *chapter 10*, JohnWiley and Sons., 1952.
- [22] R. W. P. King, *The Theory of Linear Antennas*, Harvard University Press., 1956.
- [23] L. J. Chu, « Physical Limitations of Omni-Directional Antennas », *J. Appl. Phys.*, vol. 19, n° 12, p. 1163-1175, déc. 1948, doi: 10.1063/1.1715038.
- [24] S. E. Kadri, « Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs », Thèse de Doctorat, spécialité : Optique et Radiofréquences, Université de Grenoble, 2011.
- [25] R. F. Harrington, « Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency », *J. Res. Natl. Bur. Stand. Sect. Radio Propag.*, vol. 64D, n° 1, p. 1, janv. 1960, doi: 10.6028/jres.064D.003.
- [26] P. Vainikainen, J. Vilanen, J. Holopainen, O. Kivekäs, P. Suvikuunas, et K. Sulonen, « Antenna for multi-system mobile terminals », *Int. Symp. Antenna Technol. Apply Electromagn. ANTEM*, juin 2005.

- [27] J.-M. Laheurte, Éd., *Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [28] K.-L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [29] L. Huitema, « Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles », Thèse de Doctorat en "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes, Université de Limoges, France, 2011.
- [30] H. Iwasaki, « A circularly polarized small-size microstrip antenna with a cross slot », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, n° 10, p. 1399-1401, oct. 1996, doi: 10.1109/8.537335.
- [31] W.-S. Chen et H.-D. Chen, « COMPACT CIRCULARLY POLARIZED PENTAGON-SHAPED MICROSTRIP ANTENNA WITH BENT SLOTS », *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, p. 424-426, 2001.
- [32] J. L. Volakis, C.-C. Chen, et K. Fujimoto, Éd., *Small antennas: miniaturization techniques & applications*. New York: McGraw-Hill, 2010.
- [33] M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, S. Merritt, J. S. Minor, et C. A. Zorman, « Electrically small folded slot antenna utilizing capacitive loaded slot lines », in *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium*, Orlando, FL, USA, 2008, p. 731-734, doi: 10.1109/RWS.2008.4463596.
- [34] D. A. Karnick, « MINIATURIZATION OF FOLDED SLOT ANTENNAS THROUGH INDUCTIVE LOADING AND THIN FILM PACKAGING », Master of Science Thesis, Case Reserve University, U.S.A, 2011.
- [35] G. Srivatsun et S. Subha Rani, « A compact wideband fractal cantor antenna for wireless applications », *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 65, n° 9, p. 719-723, sept. 2011, doi: 10.1016/j.aeue.2010.10.003.
- [36] Y. Yu, Z. Huang, C. Zheng, et Y. Wu, « A Miniature Antenna for 2.45 GHz RFID Tag », *J. Comput.*, vol. 9, n° 2, p. 404-411, févr. 2014, doi: 10.4304/jcp.9.2.404-411.



## **CHAPITRE II**

---

# **TECHNIQUES D'AMELIORATION DES PERFORMANCES DES ANTENNES MINIATURES**

---

## Présentation du chapitre

Les antennes microrubans ou imprimées sont très répandues et très exploitées par les terminaux mobiles actuels. La principale raison à cela étant leur faible profil. Ceci dit, l'expansion technologique que connaît notre ère fait que ces terminaux sont de plus en plus compacts. L'antenne étant un composant clé, est elle aussi miniaturisée de plus en plus. Malheureusement, ses performances se dégradent considérablement et diminuent au point que l'antenne perd toute son utilité. Pour répondre à cette problématique, plusieurs techniques ont été développées pour élargir la bande passante, pour assurer un fonctionnement multifréquences et pour améliorer son gain et son efficacité de rayonnement. Ceci fera l'objet de ce deuxième chapitre.

---

## II.1 Introduction

L'évolution des systèmes de communications sans fil a permis de réduire la taille des équipements de transmission et de réception, qu'ils soient mobiles ou terrestres. Par conséquent, l'espace alloué à l'antenne au niveau de ces équipements devient de plus en plus petit. Les antennes doivent être à la fois compactes, à faible poids et possédant les performances requises pour servir l'application en question.

Les antennes microrubans font partie des antennes les plus utilisées actuellement. Elles sont à faible profil, peuvent être montées sur des surfaces conformées, leurs coût de fabrication est réduit et elles peuvent facilement s'intégrer dans des circuits imprimés microondes. Mais comme il a été mentionné auparavant, elles présentent certains inconvénients qui diminuent le degré de leurs performances à savoir un faible gain et une bande passante étroite. Deux paramètres qui se voient encore plus diminués lorsque nous réduisons la taille de l'antenne pour la rendre miniature.

Les applications de communications modernes exigent un élément microruban qui offre des caractéristiques de gain et de bande passante pouvant être incommensurables par rapport à sa taille, plus que l'élément ne pourrait donner, tenant compte du fait qu'il fonctionne comme une cavité résonante. C'est la raison pour laquelle différentes techniques sont appliquées pour améliorer les performances d'une antenne microruban. Lorsque nous nous intéressons à l'élargissement de la bande passante, nous sommes amené à considérer également les antennes Ultra Large Bande ULB et les antennes à fonctionnement multibande. Ceci fera l'objet de ce second chapitre.

## II.2 Antenne Large Bande

Les concepteurs d'antennes microrubans ont déployé beaucoup d'efforts afin de contrecarrer leur principale limitation qui est leur bande passante étroite, ce qui a donné naissance à un nombre intéressant de configurations d'antennes large bande.

### II.2.1 Bande passante

Par définition, la bande passante représente l'intervalle de fréquences pour lesquelles le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB [1].

$$bp = f_H - f_B \quad (\text{II.1})$$

$f_H$  et  $f_B$  représentent respectivement les fréquences haute et basse de la bande d'opération d'une antenne.

Nous définissons également la bande passante fractionnelle par :

$$BP = \frac{bp}{f_c} \quad (\text{II.2})$$

$f_c$  étant la fréquence centrale, calculée à partir de la relation suivante :

$$f_c = \frac{f_H + f_B}{2} \quad (\text{II.3})$$

La bande passante est le plus souvent exprimée en pourcentage :

$$BP(\%) = \frac{bp}{f_c} \cdot 100 = 2 \frac{f_H - f_B}{f_H + f_B} \cdot 100 \quad (\%) \quad (\text{II.4})$$

### II.2.2 Elargissement de la bande passante

Les antennes microrubans conventionnelles offrent malheureusement une bande passante très étroite, autour de 2 à 3% en général. Nous ne parlons d'antenne large bande que si la bande passante est au-delà de 10%.

Il existe deux méthodes fondamentales pour élargir la bande passante [2]:

1. Modifier les paramètres du substrat : à savoir augmenter sa hauteur et réduire sa permittivité diélectrique.
2. Utiliser des résonateurs couplés.

La première méthode pourrait être une solution au problème de la bande passante, à condition que l'épaisseur du substrat ne pose aucun problème d'intégration de l'antenne avec les autres circuits microondes. D'autre part, cette épaisseur va engendrer une propagation d'ondes de surface et une partie imaginaire inductive importante de l'impédance d'entrée de l'antenne ce qui rendrait difficile son adaptation au système d'alimentation [1]. Sans oublier le fait que les substrats disponibles dans le commerce possèdent des dimensions et des paramètres standards que nous ne pouvons pas modifier à notre guise. L'idéal serait alors d'utiliser un diélectrique ayant une hauteur raisonnable, une permittivité diélectrique pas très élevée et d'appliquer des techniques additionnelles pour améliorer la bande passante.

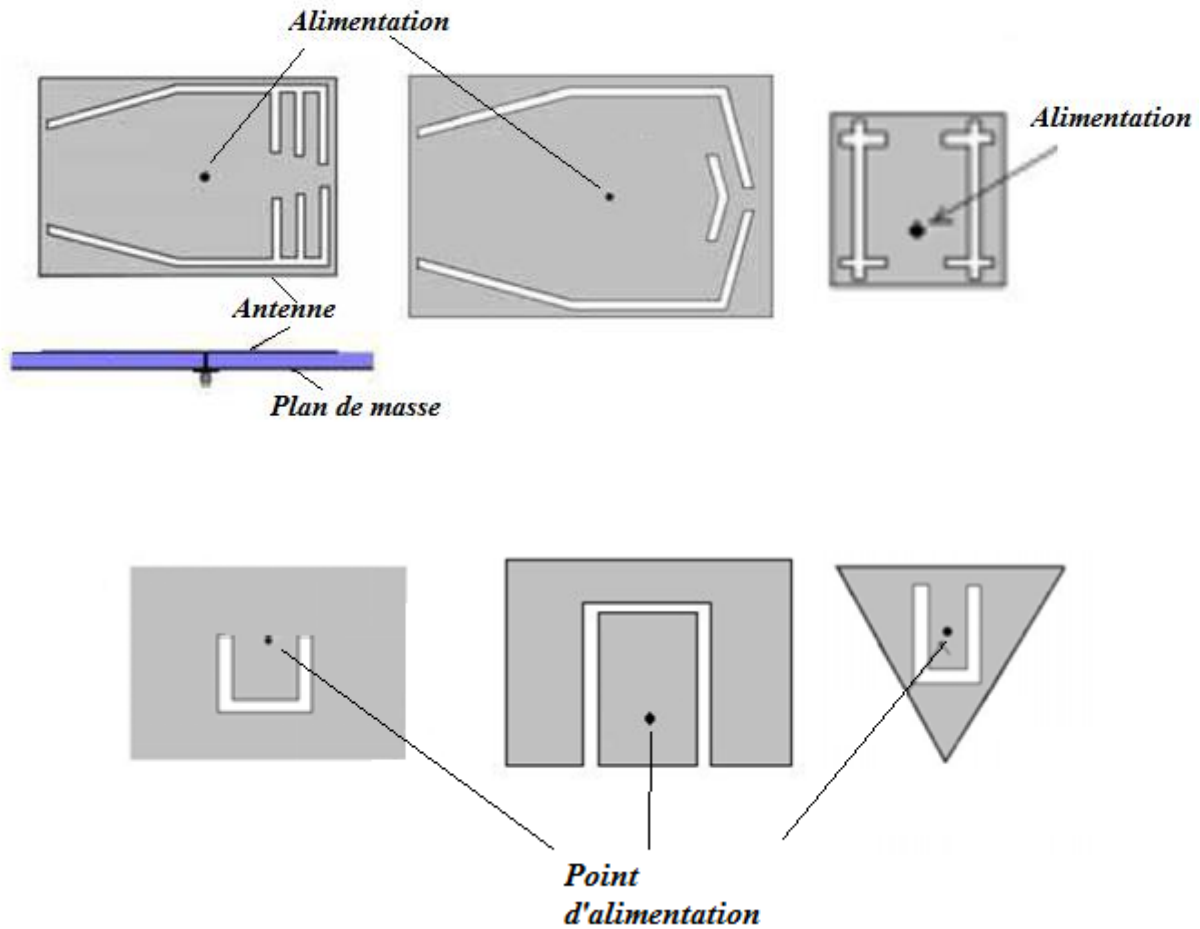
Ceci nous mène vers la seconde méthode qui est beaucoup plus facile à mettre en œuvre. L'antenne microruban étant elle-même considérée comme un résonateur, elle peut facilement être couplée à d'autres résonateurs. Les techniques les plus usuelles sont :

- a. Insérer sur la surface de l'élément rayonnant ou celle du plan de masse des fentes de forme appropriée.
- b. Insérer des encoches fines ou larges sur les bordures de l'antenne (ce qui impliquerait une charge capacitive qui va à l'encontre de l'effet inductif introduit par le substrat surtout si sa hauteur est élevée).
- c. Empiler un ou plusieurs patches parasites (court-circuités ou pas), de tailles différentes, qui seront couplés à l'élément rayonnant principal.

Cette dernière technique, bien qu'elle soit efficace quant à l'élargissement de la bande passante, pourrait malheureusement être encombrante dans certaines applications car elle engendre une configuration volumineuse. Les techniques les plus intéressantes seraient l'insertion de fentes et d'encoches car en plus du fait d'obtenir une bande passante plus large, elles permettent de miniaturiser la structure de l'antenne.

### **II.2.2.a Insertion de fentes**

La fente peut être insérée au niveau de l'élément rayonnant lui-même, ou au niveau du plan de masse. Les dimensions de la fente et son emplacement doivent être choisis de manière appropriée, de façon à ce que la résonance qui résulte de la présence de la fente soit proche de celle de l'antenne, ce qui aurait pour conséquence d'élargir la bande de fréquence d'opération de la structure résultante. La fente peut avoir différentes formes : en U, en croix, fente pliée, fente en forme de brosse à dents, etc...[3]–[6]. Quelques unes de ces structures sont représentées dans la figure II.1.



**Figure II. 1** Différentes formes de fentes insérées sur l'élément rayonnant

La fente en U est très populaire notamment avec les structures de forme rectangulaire et triangulaire. Cette configuration en plus du fait de fournir une large bande passante qui peut atteindre les 30%, elle permet également un fonctionnement bibande et tri-bande [7], [8].

Les paramètres qui permettent d'apporter une modification à la bande passante sont la longueur, la largeur de la fente et son emplacement au niveau de l'élément rayonnant. La fente en U est constituée de deux fentes rectangulaires verticales et d'une fente rectangulaire horizontale. Il a été établi que la largeur de la fente doit être relativement petite en comparaison avec sa longueur et que les modes supérieurs de résonance sont plutôt sensibles à la variation de la longueur de la fente horizontale. Alors que les modes inférieurs de résonances sont fortement liés au périmètre de la forme U [1]. Il n'existe malheureusement pas de formules mathématiques efficaces permettant de calculer avec exactitude les dimensions de la fente et son emplacement dans l'antenne, les concepteurs n'ont d'autres choix que d'ajuster la structure par des essais itératifs ou par un procédé d'optimisation.

### II.2.2.b Insertion d'encoches

Nous pouvons également obtenir une large bande passante en insérant non pas des fentes mais des encoches au niveau du contour de l'antenne microruban. Il en résulte des structures en forme de E lorsque le patch est rectangulaire, ou qui ressembleraient à un E si la forme de l'antenne est circulaire ou triangulaire, telles que représentées dans la figure II.2. Ces configurations peuvent mener à des bandes passantes pouvant atteindre les 30% [9]–[11].

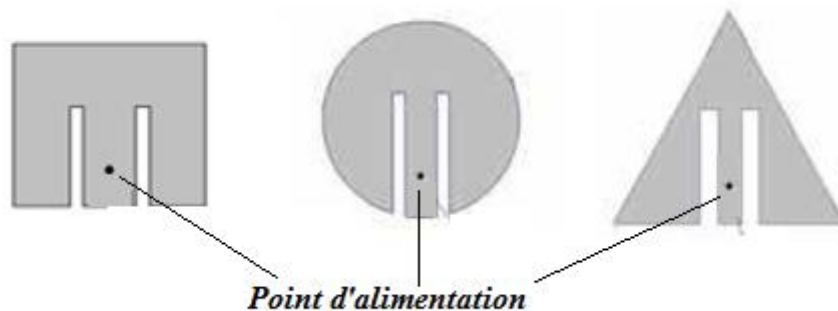


Figure II. 2 Géométries d'antennes microrubans avec encoches

Nous trouvons également dans la littérature la forme psi ( $\psi$ ) qui permet d'avoir une bande passante de plus de 50%, avec un rayonnement directionnel acceptable [12].

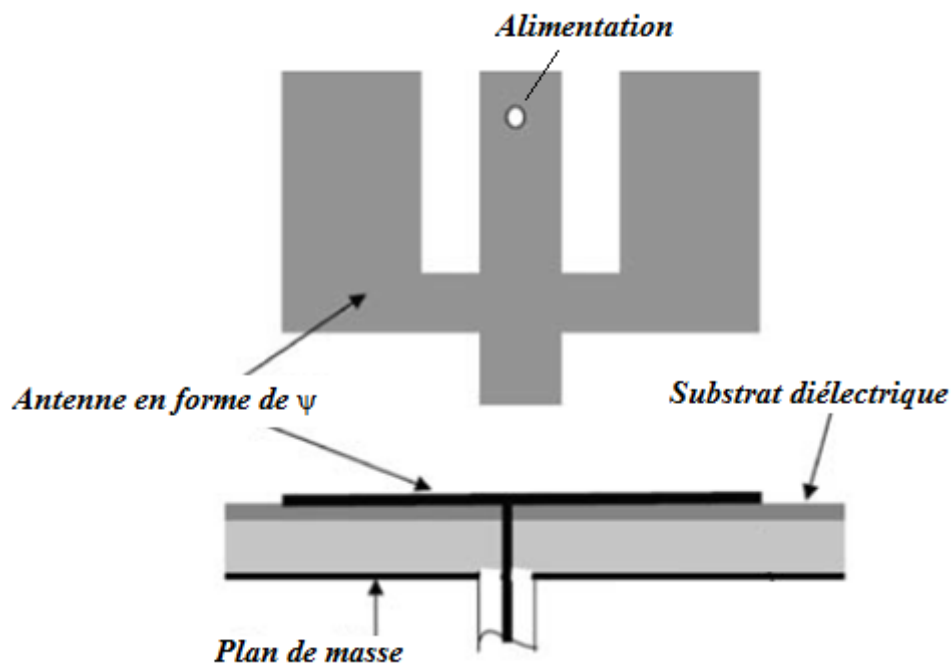
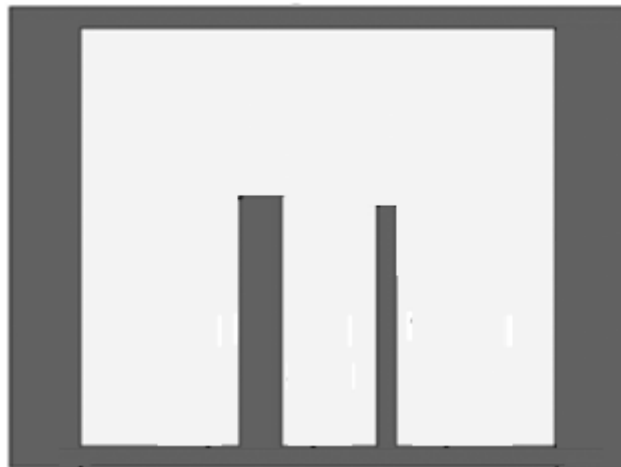


Figure II. 3 Antenne patch en forme de  $\psi$

Cet effet d'élargissement de la bande passante lorsque l'antenne est chargée par des encoches est dû au fait que leur présence permet d'exciter un ou plusieurs modes de résonances proches de celui de l'antenne. Cette technique associée à l'usage d'un substrat diélectrique de hauteur élevée permet d'atteindre plus de 25% de la bande passante. En effet, malgré le fait que la hauteur du substrat engendre une partie inductive élevée, cette dernière se voit compensée par l'effet capacitif qu'engendre l'encoche sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

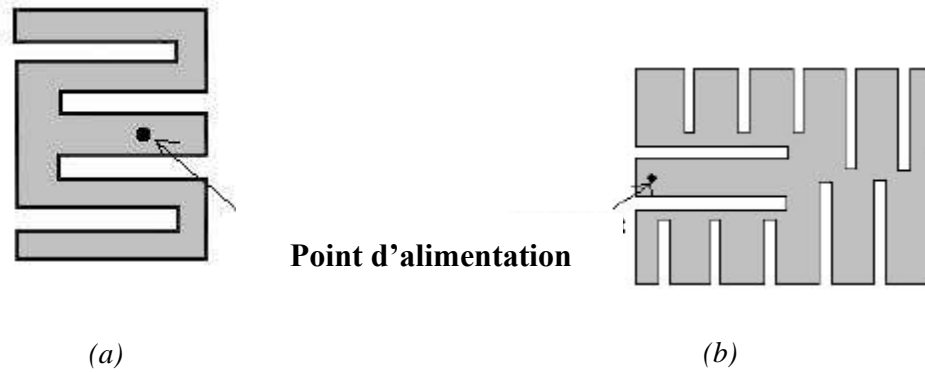
Bien évidemment, la largeur de la bande de fréquence pourrait être contrôlée par la longueur et la largeur de l'encoche, ainsi que sa position sur l'antenne. Il est même recommandé que les encoches aient des longueurs différentes pour couvrir une large bande unifiée tel que représentées dans la figure II.4 [13], [14].



**Figure II. 4 Structure d'une antenne Large Bande en forme de E à encoches de tailles différentes**

Il est possible également d'insérer des encoches sur le contour de l'antenne de façon à lui donner une forme serpentine (figure II.5.a) [15], ou de les disposer sur les extrémités du patch selon une certaine configuration comme le montre la figure II.5.b [16]. Ces structures seront à la fois large bande et miniatures. Le mécanisme de fonctionnement, la bande passante et la taille de l'antenne sont contrôlés par le nombre d'encoches et leurs géométries. Une bande passante de 25% peut être réalisée.



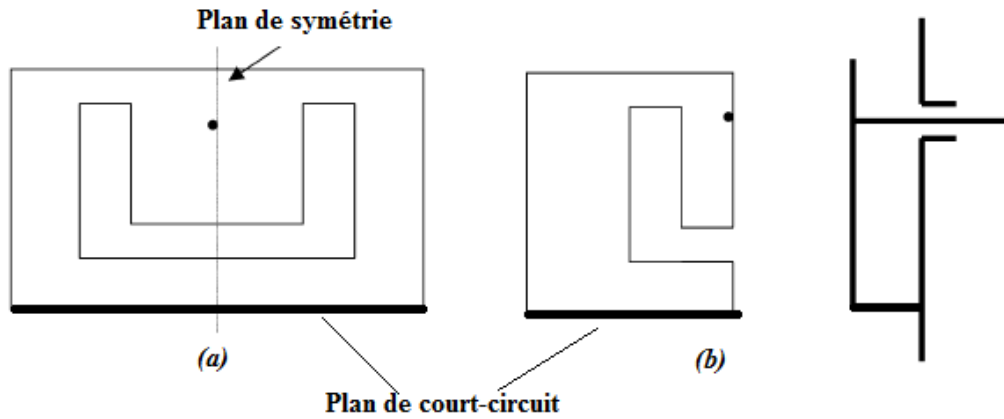


**Figure II. 5 Configurations d'antennes microrubans multi-encoches large bande et miniatures**

La présence d'encoches dans une structure rayonnante a un impact assez conséquent sur la largeur de la bande d'opération. Cependant comme il a été mentionné pour le cas d'insertion de fentes, il n'existe aucune formulation mathématique rigoureuse qui permettrait de faciliter la tâche de la conception d'une telle structure ou de prédire son comportement. Un procédé itératif est suivi en faisant plusieurs simulations grâce aux logiciels de conception électromagnétique comme le CST par exemple.

### **II.2.2.c Antennes miniatures et Large Bande**

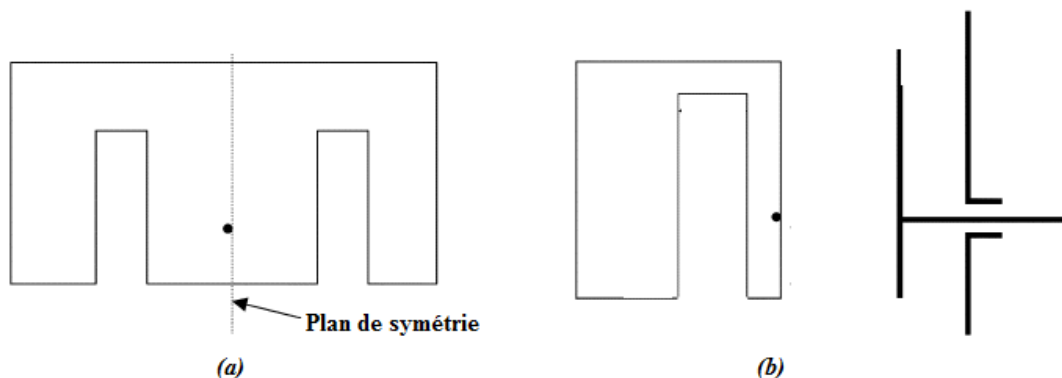
Dans cette section nous allons parler des antennes à la fois Large bande et miniatures, qui voient leur utilisation dans de nombreuses applications, notamment pour les équipements portables. De nombreuses techniques de réduction de la taille d'une antenne ont été développées et exposées lors du premier chapitre. Maintenir la bande passante originale d'une structure après sa miniaturisation est un véritable challenge. Une autre technique pour la réduction de la taille a été proposée par [17]. La taille d'une antenne microruban avec une fente en forme de U peut être réduite de 50% en supprimant la moitié de la structure par rapport à un plan de symétrie. Il a été démontré que la structure résultante avait les mêmes performances que celle de départ, notamment la bande passante. Nous pouvons même aller vers une miniaturisation plus poussée en insérant un plan de court circuit, comme le montre la figure II.6. La bande passante de la structure initiale était de 28.1%, elle est de 28.6% pour la demi antenne.



**Figure II. 6 Géométrie d'une antenne patch avec fente en U et plan de court circuit**

**(a) Structure entière et (b) Structure réduite de moitié**

Cette même technique a été appliquée sur une antenne en forme de E avec encoches et les mêmes constatations ont été observées (figure II.7). La bande passante initialement de 24.5% est passée à 25.2% après avoir réduit l'antenne de moitié.



**Figure II. 7 Géométrie d'une antenne patch en forme de E avec encoches**

**(a) Structure entière et (b) Structure réduite de moitié**

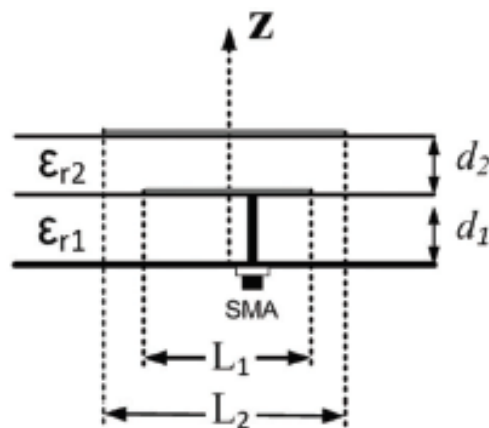
#### II.2.2.d Patches parasites

Parmi les techniques qui étaient appliquées dans le passé pour élargir la bande passante, c'était d'introduire des éléments parasites résonants à proximité de l'élément rayonnant principal. Ces éléments peuvent être disposés sur le même plan horizontal que l'antenne. Leurs dimensions sont différentes mais proches de celles de l'antenne rayonnante, de façon à ce que leurs résonances soient légèrement décalées par rapport à la résonance principale, ce qui va mener vers une bande passante globale plus élargie. Une bande passante de l'ordre des 20% peut être atteinte.

L'inconvénient majeur de cette technique est que la taille de la configuration devient électriquement large et qu'elle présente des distorsions dans le diagramme de rayonnement [18].

Une autre approche serait d'empiler les éléments verticalement pour éviter que la structure soit encombrante. Nous pouvons obtenir une bande passante de 25% d'après certains travaux [19], [20]. Le seul inconvénient est que la structure devient multicouche ce qui rend le processus de fabrication plus difficile.

La figure II.8 illustre une configuration constituée par deux éléments (en général de forme rectangulaire, mais ceci n'exclut pas l'usage d'éléments circulaires ou en anneaux). Les deux patches sont conçus pour résonner à la même fréquence, mais du fait qu'ils soient portés par deux substrats de permittivités diélectriques différentes, leurs longueurs vont être différentes aussi. Le couplage mutuel entre les deux résonateurs va décaler leurs fréquences de résonances l'une de l'autre, ce qui va aboutir à une bande passante plus large. Un choix judicieux des substrats utilisés (par rapport à leurs permittivités et leurs hauteurs) permet d'atteindre la bande passante désirée. En général, le substrat inférieur a une permittivité élevée face à une permittivité plus faible pour le substrat supérieur [19].



*Figure II. 8 Élément parasite empilé à l'élément rayonnant*

## II.3 Antennes Microrubans Ultra Large Bande (ULB)

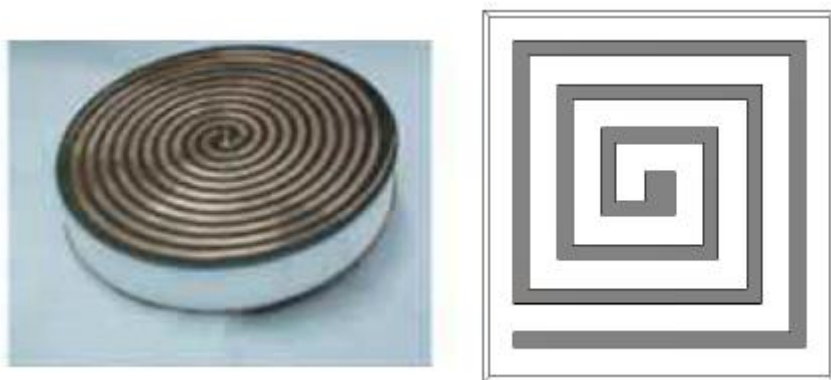
L'Ultra Large Bande ULB (an anglais Ultra Wide Band UWB) est une technologie très prometteuse dans le domaine de transmission de données. Les avantages d'une telle technologie sont le très haut débit et une faible consommation de puissance. Initialement réservée pour un usage militaire, particulièrement pour les systèmes Radars, elle est aujourd'hui utilisée dans de nombreuses applications, les communications sans fil et les systèmes d'imagerie médicale en font partie [21].

Pour faire bénéficier le large public de cette technologie tout en protégeant les systèmes électroniques existants d'éventuelles interférences, la commission fédérale des Communications (FCC, USA) a libéré en 2002 une large bande de 7.5 GHz du spectre fréquentiel (de 3.1 GHz jusqu'à 10.6 GHz) pour la technologie ULB commerciale.

Les antennes ULB représentent les composants clés d'un système ULB. Pour qu'une antenne soit considérée comme Ultra large bande, il faudrait que sa bande passante fractionnelle soit supérieure à 25% [1], [22]. Récemment, plusieurs conceptions d'antennes ayant une bande passante élargie ont été conçues et proposées, comme par exemple, les antennes Vivaldi, les antennes spirales, les antennes en forme de papillon et les antennes log-périodiques.

### II.3.1 Antennes Spirales

Plusieurs antennes spirales planaires conçues en technologie imprimée ont été proposés dans la littérature [23]–[25] pour servir des systèmes ULB. La spirale peut être de forme rectangulaire ou circulaire (dites d'Archimède), telle que nous pouvons le constater par la figure II.9.

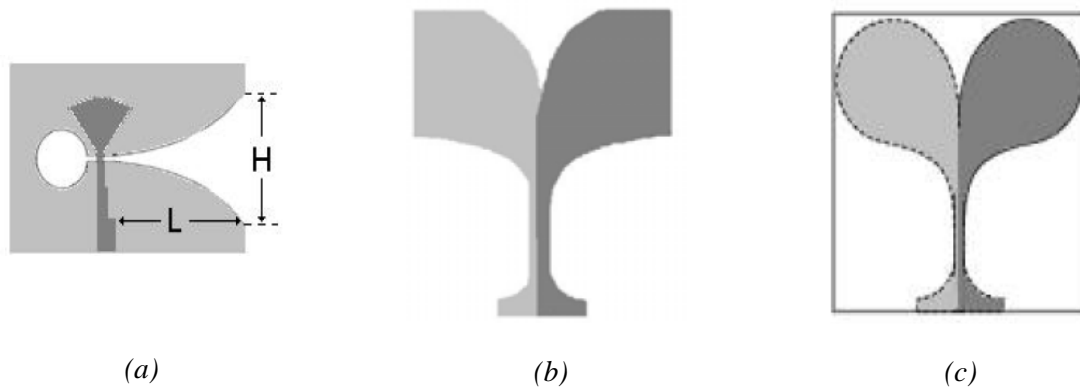


*Figure II. 9 Antennes imprimées spirales d'Archimède circulaire et rectangulaire*

Cette configuration pourrait avoir un impact favorable sur le gain de l'antenne notamment pour les basses fréquences de la bande d'opération, en plus du fait d'être de taille réduite.

### II.3.2 Antennes Vivaldi

L'antenne Vivaldi est largement utilisée dans de nombreuses applications à cause de sa large bande passante et sa haute directivité [26], [27]. Il s'agit d'une structure qui guide l'onde électromagnétique le long d'une ligne imprimée étroite au départ, qui s'élargit de plus en plus avec une variation exponentielle, pour être rayonnée par l'extrémité de la ligne. C'est justement cette forme non linéaire de l'antenne qui caractérise sa bande passante. Des exemples d'antenne Vivaldi sont représentés par la figure II.10.



*Figure II. 10 Exemples de configurations d'antennes Vivaldi*

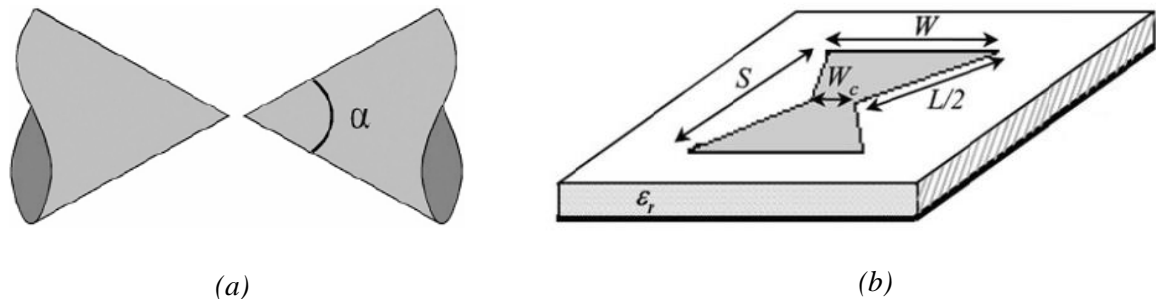
*(a) Antenne Vivaldi en fente, (b) et (c) deux formes d'antennes Vivaldi antipodales*

L'ouverture de l'antenne, sa longueur, le paramètre exponentiel, les caractéristiques du substrat utilisé, ainsi que la méthode appliquée pour son alimentation, sont des paramètres qui vont caractériser son fonctionnement et sa bande passante. Ce type d'antennes manifeste également une stabilité du rayonnement sur toute la bande de fréquences d'opération.

### II.3.3 Antennes Papillons

L'antenne biconique (figure II.11.a) est connue pour avoir une très large bande passante (de 120 à 150%). L'antenne papillon (figure II.11.b) représente la version planaire de l'antenne biconique. Il s'agit d'une structure symétrique pour laquelle les courants se concentrent principalement au niveau de ses deux extrémités.

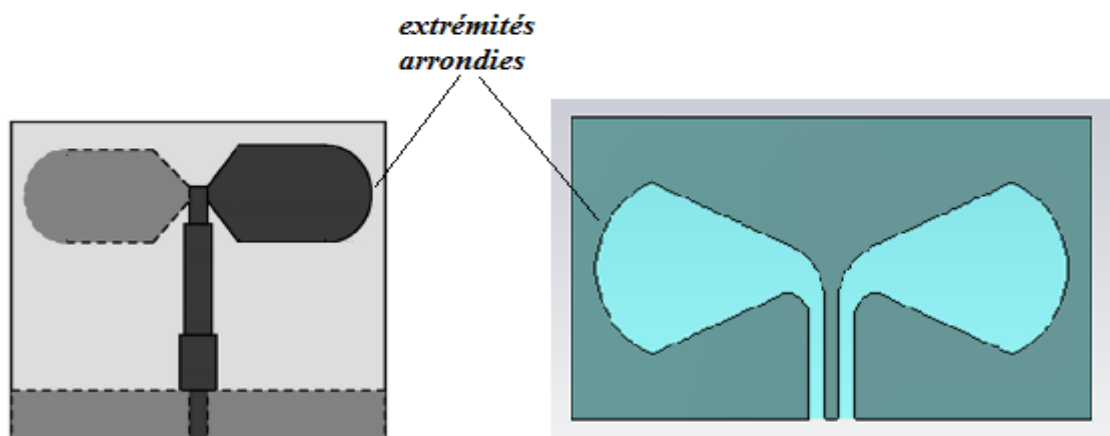
Cette antenne est de taille plus compacte, si nous la comparons avec l'antenne rectangulaire conventionnelle, ceci a favorisé son utilisation dans plusieurs applications.



**Figure II. 11 Antennes Ultra Large Bande ULB**

**(a) Antenne biconique (b) Antenne imprimée en forme de Papillon**

En termes de bande passante, l'antenne papillon est moins performante que l'antenne biconique. Cependant, certaines modifications apportées à sa géométrie peuvent améliorer et élargir sa bande passante de façon très significative, excédant les 90% [28]–[30]. Arrondir les extrémités de l'antenne, tel que le montre la figure II.12, représente l'une des techniques les plus performantes.



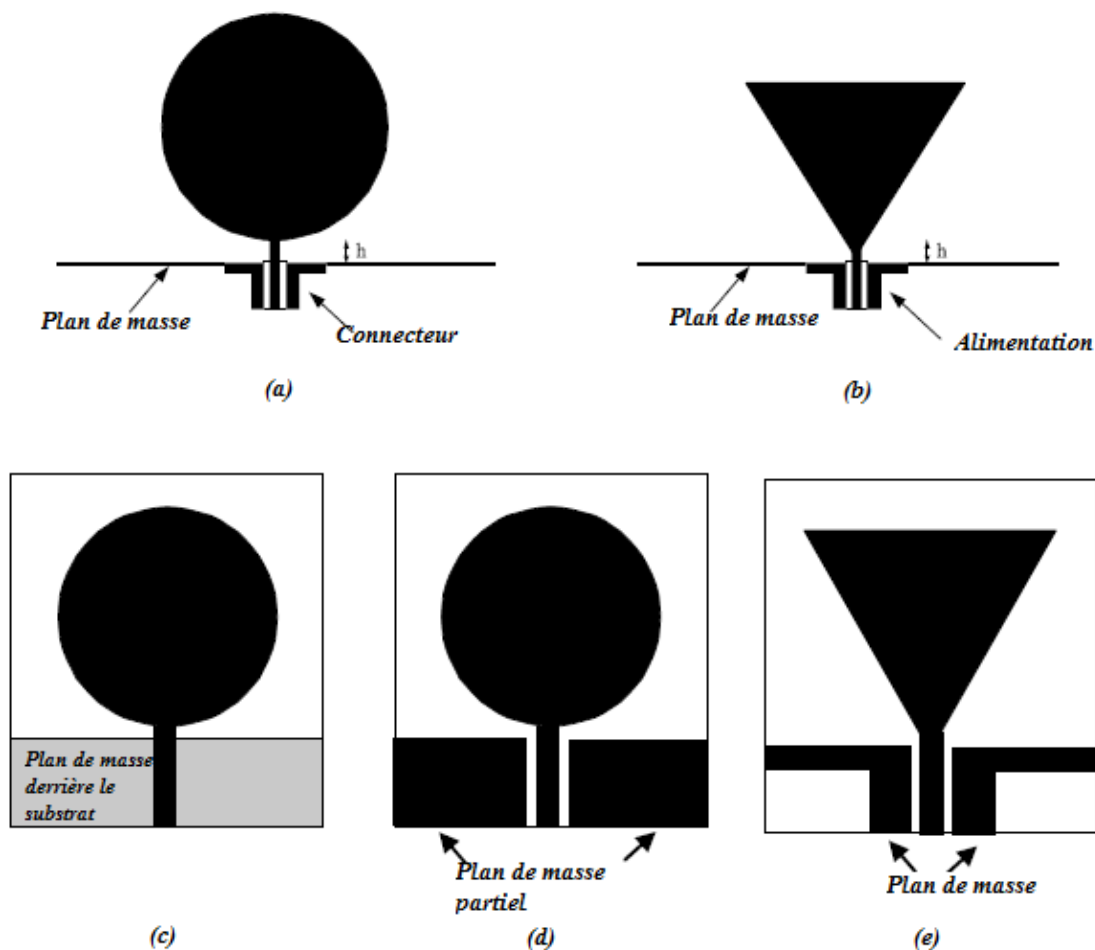
**Figure II. 12 Antennes papillons ULB avec des extrémités arrondies**

En termes de rayonnement, l'antenne papillon se comporte comme un dipôle, son gain est généralement compris entre 0 et 3 dB.

### II.3.4 Les monopoles planaires

Les antennes monopoles planaires sont très présentes dans les systèmes de télécommunications, notamment dans les applications Ultra Large Bande ULB. Elles présentent des caractéristiques intéressantes, à savoir, une taille réduite, une large bande passante, un gain constant et un rayonnement omnidirectionnel et stable sur toute la bande de fréquences. L'élément rayonnant peut être de différentes formes. La forme rectangulaire, circulaire et triangulaire sont les plus populaires, l'optimisation de leurs structures géométriques conduit à une large variété de monopoles [22], [31].

L'antenne peut être montée perpendiculairement sur le plan de masse (figure II.13.a et b), ou imprimée horizontalement par rapport à ce dernier. De meilleures performances en terme de bande passante sont observées lorsque nous réduisons la taille du plan de masse, comme l'illustrent les figures II. 13 c, d et e.



**Figure II. 13** Plusieurs configurations de monopoles planaire (a) monopole circulaire (b) monopole triangulaire (c) monopole avec plan de masse partiel (d) plan de masse partiel avec alimentation par ligne coplanaire et (e) plan de masse partiel en forme de T

## II.4. Antennes Microrubans Multibande

Le progrès croissant de l'industrie des communications mobiles exige de nouvelles conceptions d'antennes qui pourraient servir plusieurs bandes de fréquence, tout en étant de taille réduite. Si nous considérons le cas de la téléphonie mobile par exemple, les appareils portables actuels doivent être compatibles avec les normes GSM900, DCS1800, UMTS2000 tout en permettant aux utilisateurs d'accéder aux réseaux WLAN 2.4 GHz et 5GHz. La conception d'antennes répondant à ces exigences suscite un grand intérêt. Plusieurs techniques ont été proposées, la majorité sont basées sur des antennes de type microruban. L'idée globale est de considérer un élément rayonnant de forme ordinaire et de lui apporter des modifications géométriques qui vont lui procurer un fonctionnement multibande [1], [2], [22]. Selon la façon dont est perturbée la structure de l'antenne, différentes catégories d'antennes multi-fréquences sont apparues :

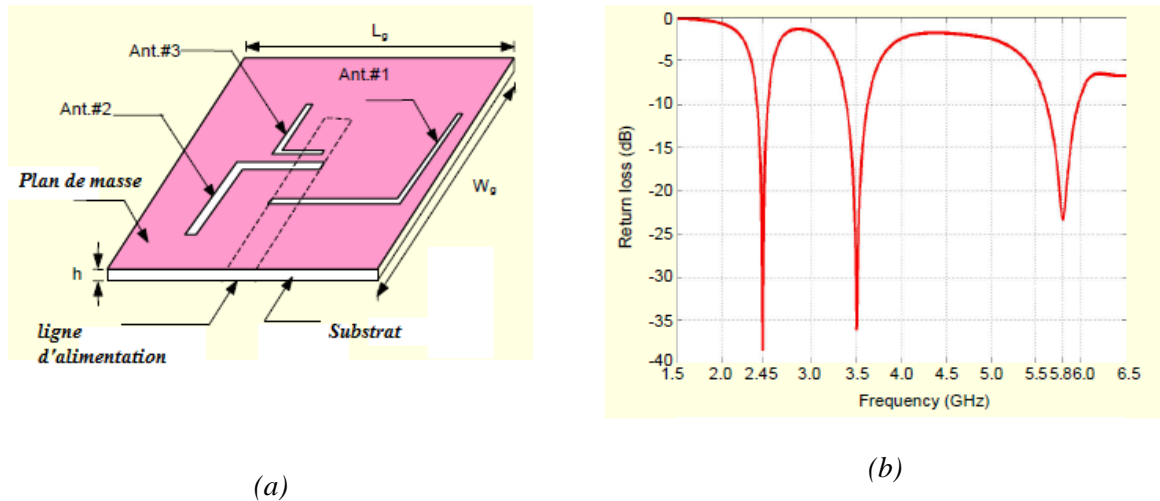
1. Antennes imprimées sur lesquelles nous insérons des fentes ou des encoches de formes appropriées. Cette technique assure également la miniaturisation de ces antennes.
2. Plusieurs éléments rayonnants inductivement couplés.
3. Plusieurs patches empilés.

Dans ce qui va suivre, nous allons illustrer quelques structures d'antennes microrubans multibandes présentes en littérature.

### II.4.1 Antenne microruban multibande à fentes

Les fentes peuvent être insérées aussi bien sur l'élément rayonnant que sur le plan de masse. Etant donné que la fente possède une largeur réduite, nous avons la possibilité d'en intégrer plusieurs pour un fonctionnement multi-fréquences. Rakluea et al. ont présenté une antenne fente tribande, en utilisant trois fentes de tailles et d'emplacements différents [32]. La structure de cette antenne est illustrée par la figure II.14.a.

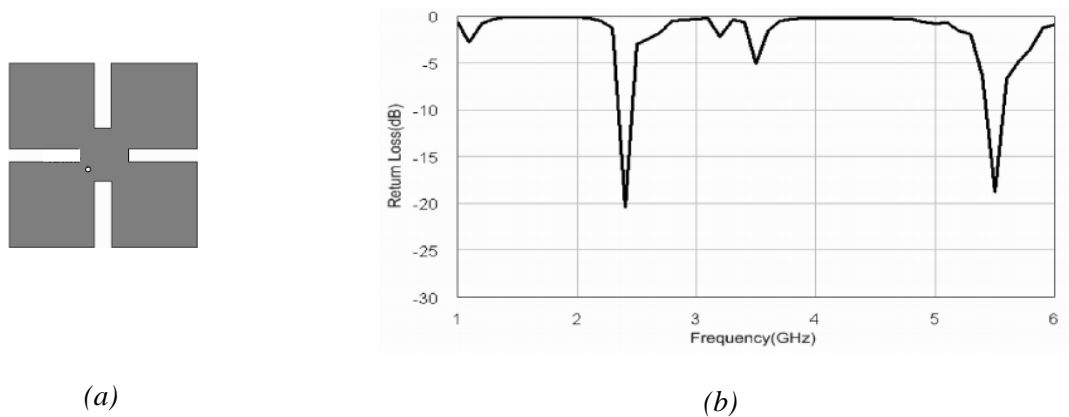




**Figure II. 14 Antenne tribande à fentes (a) Configuration géométrique (b) Coefficient de réflexion**

Les trois antennes (fentes) sont alimentées par couplage grâce à une ligne microruban gravée sur l'autre face du substrat. Leurs formes pliées permet d'occuper moins d'espace. Etant donné que l'impédance varie tout au long de la fente, l'emplacement du pliage peut être ajusté de façon à assurer une meilleure adaptation. Le coefficient de réflexion de cette structure est représenté dans la figure II.14.b. Il apparait clairement la présence de trois résonances, chacune d'elles est causée par l'une des trois fentes.

L'insertion d'encoches a également un impact sur le comportement multibande d'une antenne [33]. La figure II.15.a montre une antenne microruban carrée sur laquelle sont insérées quatre encoches pour un fonctionnement bibande, nous pouvons le constater à partir de la variation du coefficient de réflexion de la structure résultante (figure II.15.b)

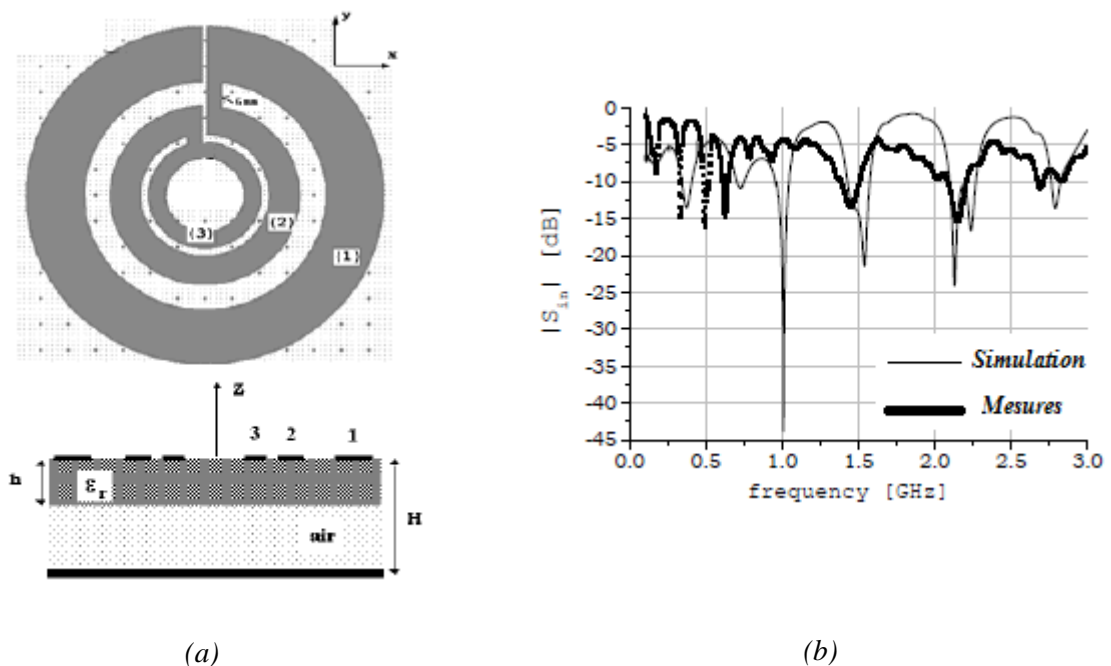


**Figure II. 15 Antenne microruban bibande (a) Géométrie de l'antenne et (b) Coefficient de réflexion de l'antenne**

## II.4.2 Structures multibande à plusieurs patches

Il s'agit dans ce cas de combiner plusieurs éléments inductivement couplés qui vont contribuer au fonctionnement multibande, chacun de ces éléments va imposer sa propre résonance. Une première configuration serait d'empiler plusieurs patches, portés généralement par des substrats diélectriques de permittivités et de hauteurs différentes [34]. Cette démarche est également appliquée lorsque nous cherchons à élargir la bande passante (§ II.2.2.d).

Une autre façon de procéder serait de disposer ces éléments à proximité de l'antenne principale. Pour éviter que la taille globale ne soit trop large, ces éléments peuvent être concentriques, comme c'est le cas de la structure proposée par les auteurs de la référence [35], illustrée par la figure II.16.a. Le coefficient de réflexion de cette structure obtenu par simulation et par des mesures, est représenté par la figure II.16.b. Le caractère multibande (7 résonances) apparaît clairement sur cette représentation graphique.

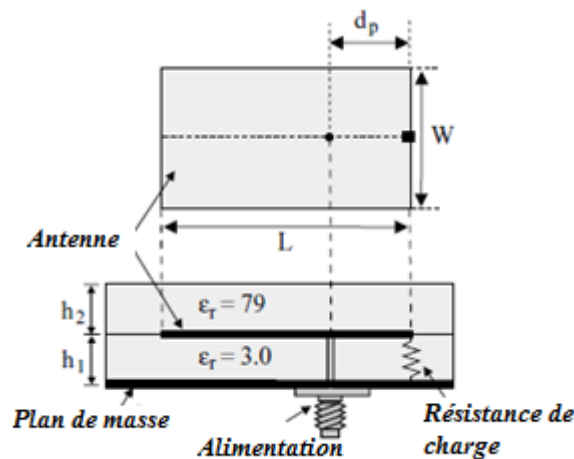


**Figure II. 16** Configuration de trois anneaux microrubans concentriques pour un fonctionnement multibande (a) Géométrie de l'antenne (b) Coefficient de réflexion mesuré et simulé

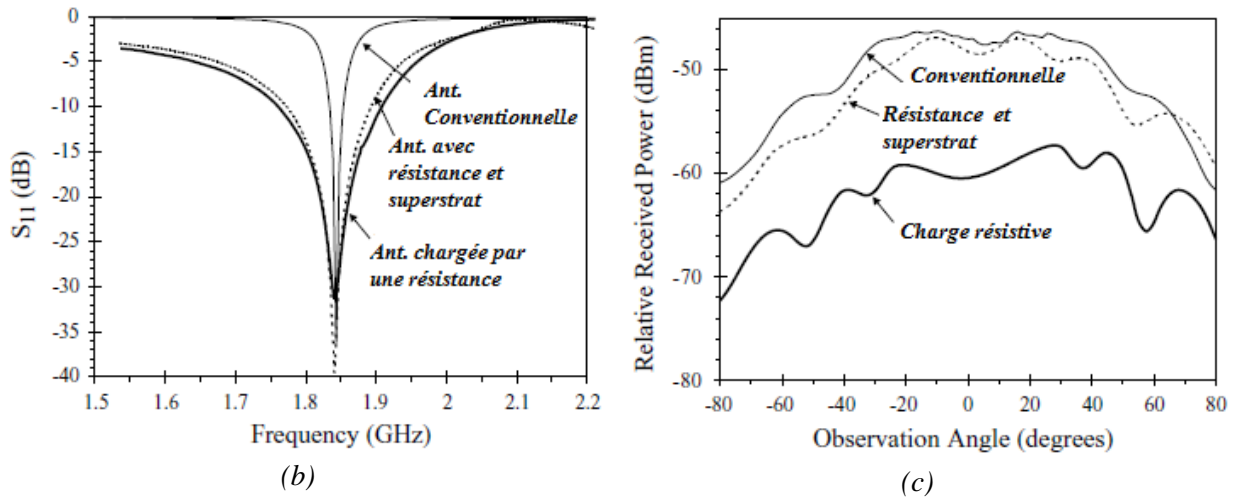
## II.5 Techniques d'amélioration du gain

La plupart des antennes microrubans miniatures manifestent une dégradation du gain à cause de la réduction de leur taille. Pour surmonter cet inconvénient plusieurs conceptions d'antennes compactes avec un gain amélioré ont été présentées. Parmi les techniques utilisées, nous pouvons citer : l'introduction de circuits actifs amplificateurs [36] et l'utilisation de superstrats de haute permittivité [37], [38].

La figure II.17.a montre l'exemple d'une antenne microruban de forme rectangulaire, compacte et large bande, munie d'un superstrat en céramique de permittivité  $\epsilon_r = 79$ , proposée par les auteurs de la référence [39]. La réduction de la taille de cette antenne et l'amélioration de sa bande passante par rapport à une antenne conventionnelle, sont assurées par une résistance de charge (de faible valeur  $1\Omega$ ), qui offre de meilleurs résultats en comparaison avec le chargement par un court-circuit. La présence du superstrat de haute permittivité a permis de compenser la diminution du gain causé par la miniaturisation de l'antenne, avec inévitablement une plus petite bande passante, tel que nous pouvons le constater par la figure II.17.b et c. La hauteur du superstrat et sa permittivité sont choisies de manière adéquate afin d'obtenir le gain désiré.



(a)



**Figure II. 17 Géométrie d'une antenne patch miniature avec gain amélioré**

**(a) Géométrie de l'antenne (b) Coefficient de réflexion et (c) Diagrammes de rayonnement au plan E pour les trois cas de figure**

La structure proposée par Chang et al. [40] offre une seconde solution pour améliorer le gain d'une antenne. L'utilisation d'éléments parasites empilés à l'élément rayonnant est à l'origine une technique qui sert à élargir la bande passante. En apportant quelques modifications, les auteurs ont pu réaliser une amélioration du gain également. La structure est constituée par une antenne patch rectangulaire au dessus de laquelle, et à une certaine distance, est placé un substrat où deux bandes microrubans sont gravées sur sa face inférieure. La figure II.18.a montre la vue supérieure et de profil de l'antenne.

La modification de la longueur de chaque bande microruban parasite ainsi que la distance qui sépare l'une de l'autre, a eu un impact direct sur la bande passante de la structure. Tandis que l'épaisseur  $h$  de l'espace « air » existant entre l'antenne et les deux éléments parasites interagit directement sur le gain, ainsi que l'illustre la figure II.18.b. Un gain maximal de plus de 7 dBi peut être réalisé.

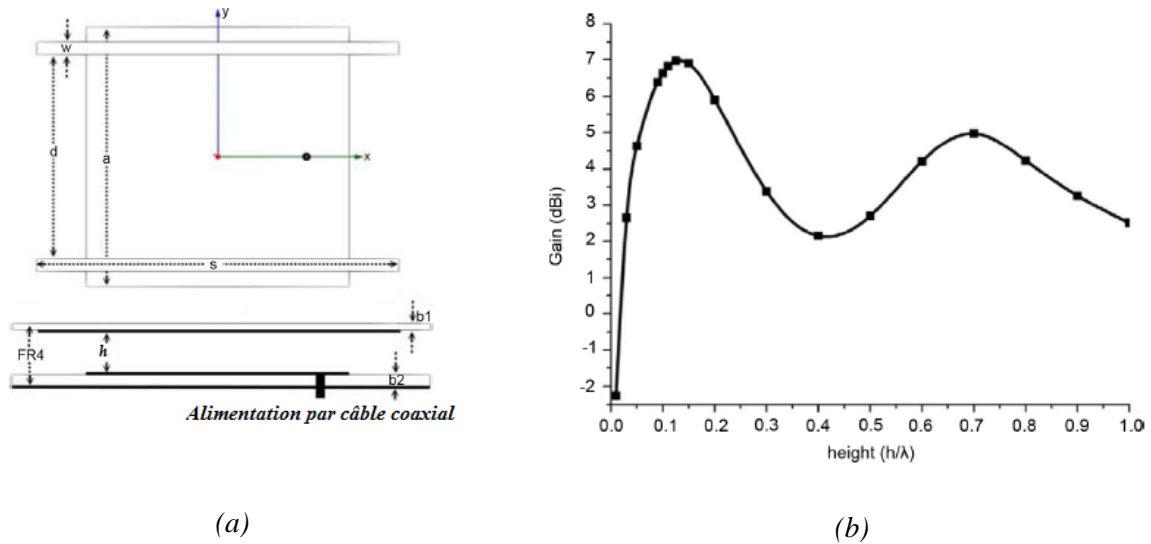


Figure II. 18 Antenne proposée par [40] (a) Géométrie de la structure (b) Gain de l'antenne pour différentes valeurs de  $h$

## II.6 Conclusion

Actuellement les applications en communication sans fils requièrent des antennes qui doivent répondre à toutes leurs exigences, tout en étant compactes, performantes et pouvant servir plusieurs standards en même temps. L'inconvénient majeur réside dans le fait que lorsque nous réduisons la taille de l'antenne, nous diminuons ses capacités en termes de bandes passante et de gain. Dans ce chapitre, nous avons exposés les techniques les plus usuelles, qui appliquées aux antennes microrubans, leurs permettaient d'avoir une large bande passante, voir même une Ultra large bande passante, en plus d'un gain suffisamment élevé.

Le chapitre suivant sera consacré à un état de l'art sur de nouveaux types de matériaux artificiels, appelés métamatériaux, qui sont récemment utilisés et appliqués pour miniaturiser la structure de l'antenne et pour rendre meilleures ses performances.

## Références

- [1] K. Siakavara, « Methods to Design Microstrip Antennas for Modern Applications », in *Microstrip Antennas*, N. Nasimuddin, Éd. InTech, 2011.
- [2] D. Guha et Y. Antar, *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications*, John Wiley & Sons Ltd. 2011.
- [3] J.-Y. Sze et K.-L. Wong, « Broadband rectangular microstrip antenna with pair of toothbrush-shaped slots », *Electron. Lett.*, vol. 34, n° 23, p. 2186, 1998, doi: 10.1049/el:19981569.
- [4] J.-Y. Sze et K.-L. Wong, « Single-layer single-patch broadband rectangular microstrip antenna », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, n° 4, p. 234-236.
- [5] C.-L. Li, H.-H. Wang, H.-J. Lin, X.-W. Shi, W.-T. Li, et L. Xu, « Analysis and design of broadband microstrip patch antenna with a pair of double cross-shaped slots », in *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Chengdu, China, 2010, p. 18-21, doi: 10.1109/ICMMT.2010.5525301.
- [6] S. Weigand, G. H. Huff, K. H. Pan, et J. T. Bernhard, « Analysis and design of broadband single-layer rectangular u-slot microstrip patch antennas », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, n° 3, p. 457-468, mars 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.809836.
- [7] K.-L. Wong et W.-H. Hsu, « Broadband triangular microstrip antenna with U-shaped slot », *Electron. Lett.*, vol. 33, n° 25, p. 2085-2087, 1997, doi: 10.1049/el:19971472.
- [8] A. Kaur et R. Khanna, « Dual- and Triple- Band U-slot Microstrip Patch Antenna for WLAN Applications », *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 2, n° 5, p. 2201-2204, 2013.
- [9] F. Yang, Xue-Xia Zhang, Xiaoning Ye, et Y. Rahmat-Samii, « Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, n° 7, p. 1094-1100, juill. 2001, doi: 10.1109/8.933489.
- [10] Kin-Lu Wong et Wen-Hsis Hsu, « A broad-band rectangular patch antenna with a pair of wide slits », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, n° 9, p. 1345-1347, sept. 2001, doi: 10.1109/8.951507.

- [11] K. M. Pramod, R. Jyoti, S. S. Kumar, et V. S. K. Reddy, « Simplified and efficient technique for designing of broadband patch antenna », in *2009 Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, Kolkata, 2009, doi: 10.1109/AEMC.2009.5430705.
- [12] S. K. Sharma et L. Shafai, « Performance of a Novel  $\psi$ -Shape Microstrip Patch Antenna With Wide Bandwidth », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 468-471, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2009.2020184.
- [13] L. Peng, C. Ruan, et Y. Zhang, « A Novel Compact Broadband Microstrip Antenna », in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, Bangkok, Thailand, 2007, doi: 10.1109/APMC.2007.4555034.
- [14] Yikai Chen, Shiwen Yang, et Zaiping Nie, « Bandwidth Enhancement Method for Low Profile E-Shaped Microstrip Patch Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 58, n° 7, p. 2442-2447, juill. 2010, doi: 10.1109/TAP.2010.2048850.
- [15] P. Kumar.M, S. kumar, R. Jyoti, V. Reddy, et P. Rao, « Novel structural design for compact and broadband patch antenna », in *2010 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Lisbon, Portugal, 2010, doi: 10.1109/IWAT.2010.5464975.
- [16] S. Xiao, Z. Shao, B.-Z. Wang, M.-T. Zhou, et M. Fujise, « Design of Low-Profile Microstrip Antenna with Enhanced Bandwidth and Reduced Size », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, n° 5, p. 1594-1599, mai 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.874362.
- [17] R. Chair, C.-L. Mak, Kai-Fong Lee, Kwai-Man Luk, et A. A. Kishk, « Miniature wide-band half U-slot and half E-shaped patch antennas », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, n° 8, p. 2645-2652, août 2005, doi: 10.1109/TAP.2005.851852.
- [18] R. B. Waterhouse, *Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide*. Boston, MA: Springer US, 2003.
- [19] S. A. R. Parizi, « Bandwidth Enhancement Techniques », in *Trends in Research on Microstrip Antennas*, S. Chattopadhyay, Éd. InTech, 2017.
- [20] H. F. AbuTarboush, H. S. Al-Raweshidy, et R. Nilavalan, « Bandwidth enhancement for microstrip patch antenna using stacked patch and slot », in *2009 IEEE International Workshop on Antenna Technology*, Santa Monica, CA, USA, 2009, doi: 10.1109/IWAT.2009.4906874.

- [21] T. W. Barrett, « History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators », *Progress In Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS2000)*, Cambridge, MA, p. 1-29, juill. 2000.
- [22] A. Kishk, Éd., *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications*. InTech, 2013.
- [23] S. Zhaohui, L. Meijia, et D. Zhiyong, « An improved design of microstrip Archimedean spiral antenna », in *2007 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Guilin, China, 2007, doi: 10.1109/ICMMT.2007.381304.
- [24] M. Rajab, F. El-Hefnawi, et S. H., « UWB with Gain Enhancement Archimedean Spiral Microstrip serial Array Antennas for On-board Satellite Communications », *CAE*, vol. 7, n° 11, p. 16-22, déc. 2017, doi: 10.5120/cae2017652731.
- [25] A. Aoad et E. Korkmaz, « Simulation of a rectangular spiral shaped microstrip patch antenna », in *2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, Istanbul, 2011, doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6050301.
- [26] I. Linardou, C. Migliaccio, J. M. Laheurte, et A. Papiernik, « Twin Vivaldi antenna fed by coplanar waveguide », *Electron. Lett.*, vol. 33, n° 22, p. 1835-1837, 1997, doi: 10.1049/el:19971259.
- [27] Sang-Gyu Kim et Kai Chang, « Ultra wideband exponentially-tapered antipodal Vivaldi antennas », in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, Monterey, CA, USA, 2004, p. 2273-2276 Vol.3, doi: 10.1109/APS.2004.1331824.
- [28] A. A. Eldek, A. Z. Elsherbeni, et C. E. Smith, « Wide-band modified printed bow-tie antenna with single and dual polarization for C - and X-band applications », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 53, n° 9, p. 3067-3072, sept. 2005, doi: 10.1109/TAP.2005.851870.
- [29] T. Karacolak et E. Topsakal, « A Double-Sided Rounded Bow-Tie Antenna (DSRBA) for UWB Communication », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 5, p. 446-449, 2006, doi: 10.1109/LAWP.2006.885013.
- [30] N. Seladji-Hassaine, L. Merad, S. M. Meriah, et F. T. Bendimerad, « UWB Bowtie Slot Antenna for Breast Cancer Detection », *International Journal of Medical, Health, Biomedical, Bioengineering and Pharmaceutical Engineering*, vol. 6, n° 11, 2012.



- [31] J.-M. Laheurte, Éd., *Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [32] P. Rakluea, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej, et T. Wakabayashi, « Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems », *ETRI Journal*, vol. 31, n° 3, p. 271-281, juin 2009, doi: 10.4218/etrij.09.0108.0679.
- [33] B. K. Jarulla, I. K. Abboud, et W. I. khalil, « DUAL BAND MICROSTRIP ANTENNA WITH SLIT LOAD DESIGN FOR WIRELESS LOCAL AREA NETWORK APPLICATION », *Al-Qadisiya Journal For Engineering Sciences*, vol. 5, n° 4, p. 347-353, 2012.
- [34] P. Kumar et N. Bisht, « Stacked Coupled Circular Microstrip Patch Antenna for Dual Band Applications », *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Suzhou, China*, p. 629-632, 2011.
- [35] A. Manassas, T. Kaifas, et K. Siakavara, « Multiband Printed Antenna for Low Frequencies and WLAN Applications », *International Journal of Microwave and Optical Technology IJMOT*, vol. 2, n° 3, p. 182-186, 2007.
- [36] M.-C. Pan et K.-L. Wong, « A broadband active equilateral-triangular microstrip antenna », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, n° 6, p. 387-389, 1999.
- [37] D. R. Jackson et N. G. Alexopoulos, « Gain Enhancement Methods for Printed Circuit Antennas », *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 33, n° 9, p. 976-987, sept. 1985.
- [38] H. Y. YANG et N. G. Alexopoulos, « Gain Enhancement Methods for Printed Circuit Antennas Through Multiple Superstrata », *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 35, n° 7, p. 860-863, 1987.
- [39] C. Y. Huang, J. Y. Wu, C. F. Yang, et K. L. Wong, « Gain-Enhanced Compact Broadband Microstrip Antenna », *Electronics Letters*, vol. 34, n° 2, p. 138-139, 1998.
- [40] The-Nan Chang et Jyun-Ming Lin, « Enhanced Return-Loss and Flat-Gain Bandwidths for Microstrip Patch Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 59, n° 11, p. 4322-4325, nov. 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2164200.

## **CHAPITRE III**

---

# **LES METAMATERIAUX**

---

## Présentation du chapitre

Les métamatériaux sont des structures artificielles présentant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives, ce qui aboutit à un indice de réfraction négatif également. De ce fait, ce type de matériaux n'obéit plus à la loi de Snell-Descartes, ni à l'effet Doppler et permet la propagation à contre sens (backward). Ces propriétés qu'aucun autre type de matériau naturel ne possède, permettent aux métamatériaux de modifier les propriétés électrique et magnétique des ondes électromagnétiques qui les traversent. De ce fait, l'utilisation des métamatériaux dans la fabrication des composants micro-ondes, notamment dans la conception des antennes microrubans, permet de surpasser leurs inconvénients, en particulier leur faible gain, leur faible bande passante et de les rendre plus compactes.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les métamatériaux conçus à partir de réseau de particules résonantes et artificielles. Nous allons par la suite présenter une des approches utilisées pour extraire les paramètres électrique et magnétique de ces milieux à partir des paramètres de la matrice de répartition  $S$ . La simulation de trois cellules unités élémentaires nous permettra de valider le modèle utilisé.

---

## III.1 Introduction

Le concept de la miniaturisation d'une antenne en général est de rendre ses dimensions très petites devant la longueur d'onde tout en maintenant les mêmes performances qu'avait cette antenne avant la réduction de sa taille. Nous obtenons ainsi une antenne dite électriquement petite (Electrically Small Antenna ESA).

Réduire la fréquence de résonance d'une antenne ayant des dimensions données représente le principe de base pour rendre cette antenne électriquement petite. Parmi les moyens les plus efficaces pour réduire la fréquence de résonance d'une antenne c'est de combiner l'antenne avec une structure à "ondes lentes" (Slow Wave SW). En conséquence, l'onde électromagnétique va se propager dans la structure avec une vitesse de phase plus petite que la vitesse de la lumière  $c$ . Sa fréquence de résonance se voit être diminuée en conséquence, comme nous avons pu le constater en chapitre 1 (§ I.3.3.a), dans le cas de l'utilisation d'un substrat diélectrique de haute permittivité.

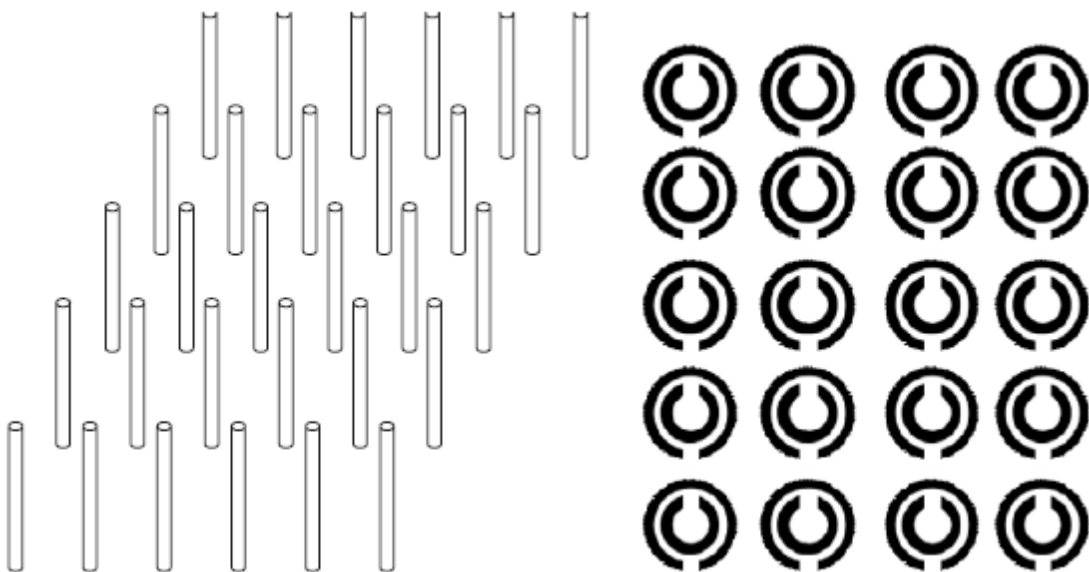
Un autre moyen efficace pour obtenir une structure à ondes lentes, est de faire usage de métamatériaux [1]–[3]. Ces derniers sont connus pour manifester des propriétés électromagnétiques avantageuses et peu communes grâce à un agencement de matériaux existants (des diélectriques isotropes ou anisotropes, des matériaux magnétiques, des conducteurs, etc...) [1]. Le terme "méta" du grec se traduit par "au delà" en français pour exprimer que ces matériaux composites vont au-delà des propriétés que nous trouvons dans la nature. La principale propriété est que ces métamatériaux manifestent un indice de réfraction négatif (se traduisant par une permittivité  $\epsilon < 0$  et une perméabilité  $\mu < 0$ ). Différentes approches ont été proposées et étudiées, notamment l'utilisation de cristaux photoniques à bande interdite (Electromagnetic Band Gap EBG), l'utilisation de lignes de transmission à rétropropagation (Composite Right/Left Handed Transmission Lines CRLH-TL) et la mise en réseau de particules élémentaires « artificielles » [2]–[4].

Les métamatériaux sont aujourd'hui appliqués dans la miniaturisation des équipements radiofréquences, et plus précisément des antennes, ainsi que l'amélioration de leurs performances, ce qui a fait l'objet de plusieurs travaux publiés [5]–[8]. En effet, les propriétés de propagation offertes par des milieux à bande interdite photonique et des milieux à indice de réfraction négatif sont très prometteuses pour diverses applications d'antennes, en termes de miniaturisation, d'amélioration de la bande passante, du gain et de l'efficacité de rayonnement.

## III.2 Propriétés fondamentales des métamatériaux

Les métamatériaux ont été présentés par le scientifique russe Victor Veselago en 1967. Veselago a été le premier à envisager de manière purement théorique, la réalisation artificielle d'un milieu pouvant avoir une permittivité  $\epsilon$  et une perméabilité  $\mu$  négatives [9]. Ce qui impliquerait un indice de réfraction négatif. Ce n'est que plusieurs années plus tard, que ça a été démontré expérimentalement, suite aux travaux de Pendry et de Smith et al. [10]–[12] sur des diélectriques artificiels ayant une permittivité et une perméabilité négatives.

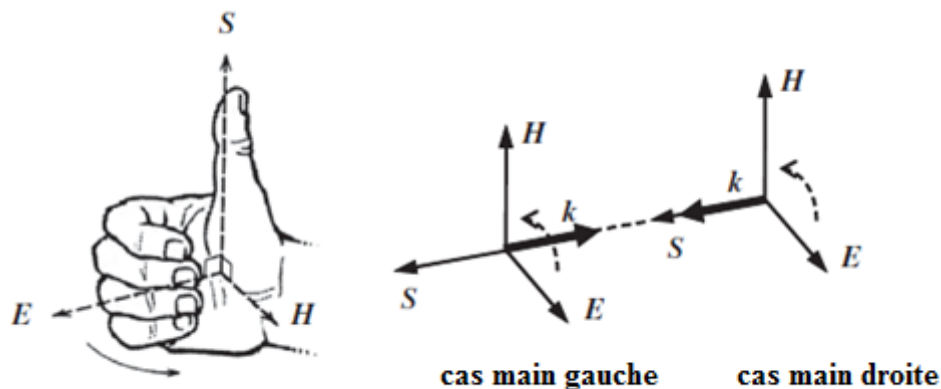
Les métamatériaux sont classés en deux catégories : à particules résonantes ou à lignes de transmission. La première catégorie est celle qui nous intéresse le plus, car elle est adaptée à la plupart des applications microondes [7]. Les métamatériaux résonnants se présentent sous la forme d'un réseau de fils métalliques (Thin Wires) produisant une permittivité  $\epsilon$  négative et d'un réseau de résonateurs en anneaux fendus (Split Ring Resonators SRR) donnant lieu à une perméabilité  $\mu$  négative [2], [3], [13] et cela dans une certaine bande de fréquences (voir figure III.1).



*Figure III. 1 Réseau de fils fins métalliques et réseau de résonateurs en anneaux fendus*

### III.2.1 Définition des métamatériaux main gauche

Dans un milieu présentant des paramètres électrique et magnétique négatifs, le champ électrique  $\vec{E}$ , le champ magnétique  $\vec{H}$  ainsi que le vecteur d'onde  $\vec{k}$  (direction de propagation de l'onde), forment un trièdre gauche, d'où l'appellation de milieu « main gauche » (Left Handed LH) [1], [14]. Ce terme vient par analogie avec les milieux « main droite » (Right Hand RH) dans lesquels nous utilisons la main droite pour définir la direction du vecteur d'onde  $\vec{k}$  à partir de la direction du champ électrique et celle du champ magnétique de l'onde qui se propage, tel que nous pouvons le voir dans la figure III.2.



**Figure III. 2** Direction de propagation dans le cas de matériaux main droite et de matériaux main gauche

Par conséquent, la vitesse de phase  $v_p$  et la vitesse de groupe  $v_g$  sont antiparallèles (c.à.d de sens contraire). Ceci implique que la direction de propagation dans les milieux main gauche est à l'opposée du vecteur de Poynting  $\vec{S}$  (qui représente la densité de puissance électromagnétique), alors que dans les milieux main droite, ils suivent la même direction [14]. En d'autres termes, les métamatériaux propagent l'onde en sens inverse par rapport au flux d'énergie, nous parlons alors de « rétropropagation ».

### III.2.2 Métamatériaux avec $\epsilon$ négative et $\mu$ négative

Les propriétés électromagnétiques d'un matériau sont directement reliées à l'effet qu'impose ce dernier sur les champs électrique et magnétique d'une onde qui le traverse. Ces propriétés sont la permittivité diélectrique  $\epsilon$  et la perméabilité magnétique  $\mu$ . Les quatre combinaisons possibles pour ces propriétés sont représentées par la figure III.3.

Comme nous pouvons le constater, lorsque l'un des deux paramètres seulement est négatif, ce qui est le cas des plasmas ( $\epsilon < 0$ ) ou des ferrites ( $\mu < 0$ ), une onde incidente venant du vide vers un de ces milieux se voit être atténuée. Ce qui n'est pas le cas pour des matériaux diélectriques conventionnels ( $\epsilon > 0$  et  $\mu > 0$ ), ni dans le cas de métamatériaux ( $\epsilon < 0$  et  $\mu < 0$  simultanément), où une propagation de l'onde est observée. Ces derniers matériaux ne sont pas naturels, ils ont été présentés la première fois par Veselago, qui a spéculé la possibilité de réaliser ce genre de matériau et a prédit l'ensemble des phénomènes qui pouvaient en découler lors du passage d'une onde électromagnétique [9], en particulier:

- i. Le fait que le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde forment un trièdre gauche (matériaux Main Gauche).
- ii. Un indice de réfraction négatif qui implique l'inversion de la loi de Snell et de l'effet Doppler.
- iii. Une dispersion fréquentielle.

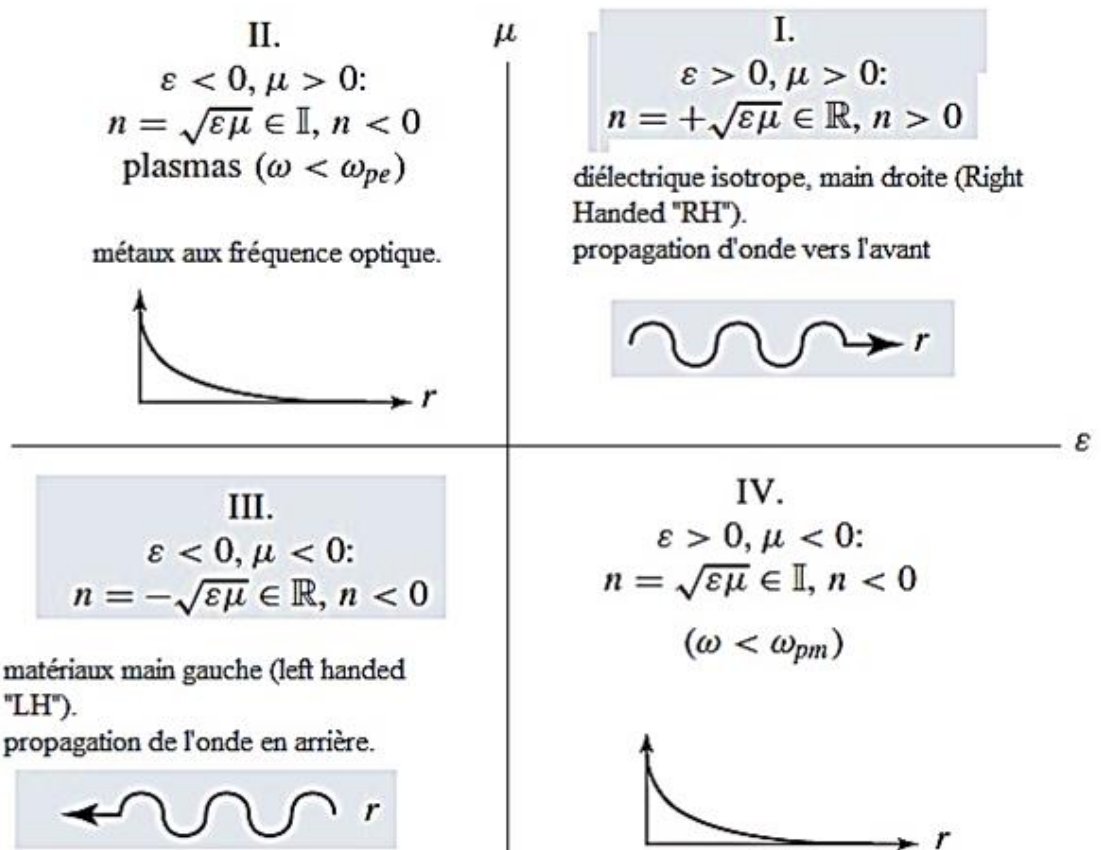


Figure III. 3 Diagramme de permittivité-perméabilité et indice de réfraction

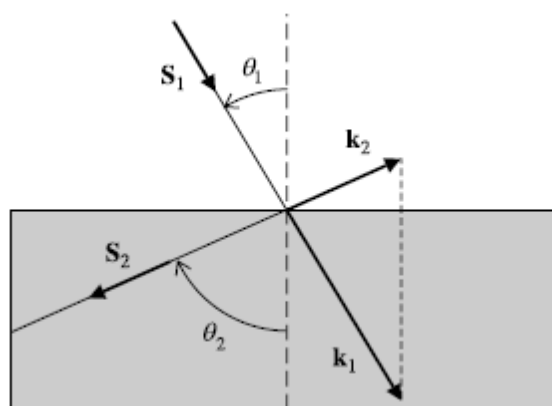
### III.2.3 Propriétés électromagnétiques des métamatériaux

La propagation en sens inverse de l'onde dans un milieu main gauche implique certaines propriétés non usuelles, notamment l'inversion de la loi de réfraction, ainsi que l'inversion de l'effet Doppler.

#### III.2.3.a Inversion de la loi de Snell-Descartes

Nous pouvons trouver dans la nature des matériaux ayant une permittivité négative ou une perméabilité négative, mais jamais simultanément. Les métamatériaux présentent un indice de réfraction négatif, ce qui aura pour conséquence d'inverser la loi de Snell-Descartes. Ceci n'est possible que lorsque les deux paramètres à savoir la permittivité et la perméabilité sont négatives simultanément. Le signe négatif de l'indice de réfraction fait que la vitesse de phase et la vitesse de groupe de l'onde électromagnétique ont des sens opposés, la direction de la propagation se voit aller à l'inverse de la direction du flux de l'énergie.

Nous considérons une onde incidente, venant d'un milieu ordinaire (le vide par exemple) et allant vers un milieu main gauche. Les conditions aux limites sur la surface de séparation entre les deux milieux imposent la continuité de la composante tangentielle du vecteur d'onde. Du fait de la propagation à contre sens dans les milieux main gauche, il en résulte une réfraction différente à celle qui se produit dans le cas de milieux ordinaires et qui se traduit par un angle d'incidence et un angle de réfraction de signe opposé, comme nous pouvons le constater par la figure III.4 [9], [15].



*Figure III. 4 Démonstration graphique d'une réfraction négative entre un milieu ordinaire et un milieu main gauche*



Nous pouvons donc écrire que :

$$\frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2} = \frac{-|k_2|}{|k_1|} = \frac{n_2}{n_1} < 0 \quad (\text{III.1})$$

Ce qui est connu comme étant la loi de Snell-Descartes.

$n_1$  et  $n_2$  représentent respectivement les indices de réfraction d'un diélectrique ordinaire et d'un milieu métamatériau. En admettant que  $n_1 > 0$ , il en résulte que  $n_2$  est forcément  $< 0$ .

L'indice de réfraction et donc négatif, on peut alors écrire que :

$$n = -c\sqrt{\varepsilon\mu} < 0 \quad (\text{III.2})$$

### III.3.2.b Inversion de l'effet Doppler

Lorsqu'un récepteur en mouvement détecte une onde provenant d'une source et se propageant dans un milieu homogène, la fréquence détectée est directement reliée à la vitesse relative de l'émetteur du récepteur. Il s'agit là de l'effet Doppler. Dans un milieu conventionnel où l'indice de réfraction  $n$  est  $> 0$ , si le récepteur se déplace vers la source, son déplacement sera à l'inverse de celui de l'onde émise par la source. Il en résulte que la fréquence vue par le récepteur sera plus élevée que celle mesurée par un observateur au repos. Cependant, si le milieu est un métamatériau, la propagation de l'onde est inversée, le récepteur et l'onde se déplacent dans la même direction. De ce fait, la fréquence mesurée par le récepteur en mouvement est plus petite que celle mesurée par un observateur immobile [15]. La différence de fréquence entre celle détectée par le récepteur et celle émise par la source est donnée par la relation suivante :

$$\Delta\omega = \pm\omega_0 \frac{v}{v_p} \quad (\text{III.3})$$

Où  $\omega_0$  représente la fréquence du signal émis par la source,  $v$  est la vitesse à laquelle le récepteur se déplace vers la source,  $v_p$  est la vitesse de phase de la lumière dans le milieu, le signe  $\pm$  fait référence à un milieu ordinaire et un milieu main gauche respectivement. Nous pouvons également écrire cette équation par :

$$\Delta\omega = \omega_0 \frac{n v}{c} \quad (\text{III.4})$$

$c$  étant la vitesse de la lumière dans le vide et  $n$  l'indice de réfraction du milieu.

Lorsque  $n$  est  $< 0$ , cette différence serait négative si nous considérons que  $v > 0$  (cas où le récepteur va vers la source).

### III.3 Déterminations des paramètres caractéristiques d'un métamatériau à partir des éléments de la matrice $S$

#### III.3.1 Introduction

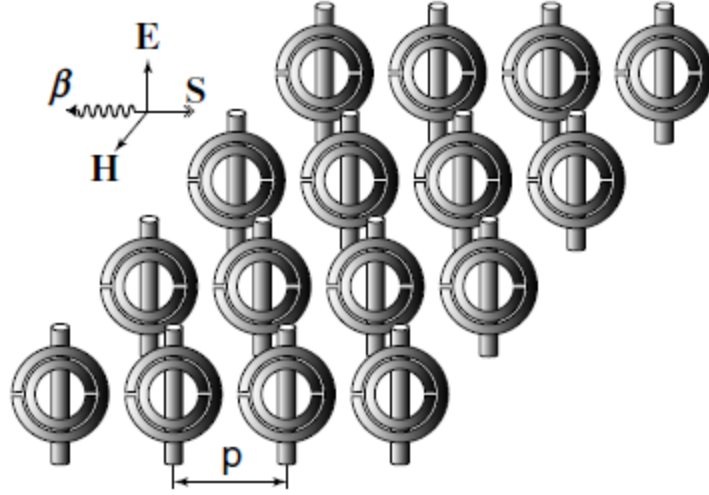
Un réseau périodique d'éléments conducteurs peut se comporter comme un milieu efficace de dispersion électromagnétique, lorsque les dimensions des ces éléments, ainsi que l'espace qui les sépare sont beaucoup plus petits que la longueur d'onde. Ceci engendre un milieu avec une permittivité relative  $\epsilon_{\text{eff}}(\omega)$  et une perméabilité effective  $\mu_{\text{eff}}(\omega)$  ayant des valeurs non observées dans les matériaux ordinaires [11]. C'est le cas d'un réseau de fils métalliques fins dans lequel nous remarquons des modes de propagation similaires à ceux que nous trouvons dans le cas des plasmas. Ceci a été utilisé pour étudier la propagation à travers la couche ionosphérique qui présente une permittivité  $\epsilon_{\text{eff}}(\omega) < 0$  pour toute fréquence inférieure à ce que nous appelons la fréquence plasma.

D'autre part, les travaux de Pendry et al. [16] ont démontré que la mise en réseau d'éléments métalliques résonnants SRR pouvait donner lieu à une perméabilité  $\mu_{\text{eff}}(\omega)$  qui aurait des valeurs positives pour toute fréquence inférieure à la fréquence de résonance, mais aussi des valeurs négatives pour les fréquences supérieures à celle-ci. Ce qui a bénéficié d'un intérêt particulier, dans le sens où la combinaison des deux phénomènes, à savoir une permittivité  $\epsilon_{\text{eff}}(\omega) < 0$  et une perméabilité  $\mu_{\text{eff}}(\omega) < 0$  simultanément devenait envisageable et réalisable pour former un matériau dit « main gauche ».

#### III.3.2 Métamatériaux à indice de réfraction négatif

La figure III.5 montre la structure typique d'un matériau main gauche à indice de réfraction négatif. Ce dernier est constitué par un réseau de fils métalliques fins et d'un réseau de résonateurs à anneaux fendus (Split Ring Resonators SRR), distribués dans l'espace avec une périodicité  $p$  très petite devant la longueur d'onde  $\lambda$ . Le premier réseau manifeste une dispersion électrique dite de Drude, lorsque le champ électrique  $\vec{E}$  est parallèle aux fils en métal. Ce champ induit un courant le long de ces fils, qui à son tour génère un moment dipolaire électrique équivalent. Par conséquent, la permittivité serait fonction de la fréquence ( $\epsilon(\omega)$ ).

Le second réseau manifeste également une dispersion magnétique dite de Lorentz, lorsque le champ magnétique  $\vec{H}$  est perpendiculaire au plan du résonateur SRR. Ce champ induit un moment dipolaire magnétique qui fait que la perméabilité serait fonction de la fréquence ( $\mu(\omega)$ ) [7], [14].



**Figure III. 5** Structure d'un métamatériau constitué par un réseau de fils en métal et d'anneaux fendus

D'après le modèle de Drude et celui de Lorentz, les paramètres caractéristiques de ce matériau sont donnés par les relations suivantes [7], [11], [16] :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 \left[ 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 - j\omega\Gamma_e} \right] = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (\text{III.5})$$

$$\mu(\omega) = \mu_0 \left[ 1 - \frac{\omega_{pm}^2}{\omega^2 - \omega_{rm}^2 - j\omega\Gamma_m} \right] = \mu' - j\mu'' \quad (\text{III.6})$$

$\omega_{pe}$  et  $\omega_{pm}$  sont respectivement les fréquences plasmas électrique et magnétique.  $\omega_{rm}$  représente la fréquence de résonance magnétique.  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_m$  sont des facteurs d'atténuations électrique et magnétique respectivement, dûs aux pertes.

Ces derniers sont définis comme suit :

$$\omega_{pe} = c \sqrt{\frac{2\pi}{\ln(p/a)}} \quad (\text{III.7})$$

$$\Gamma_e = \varepsilon_0 \frac{p \omega_{pe}}{\pi a^2 \sigma_e} \quad (\text{III.8})$$

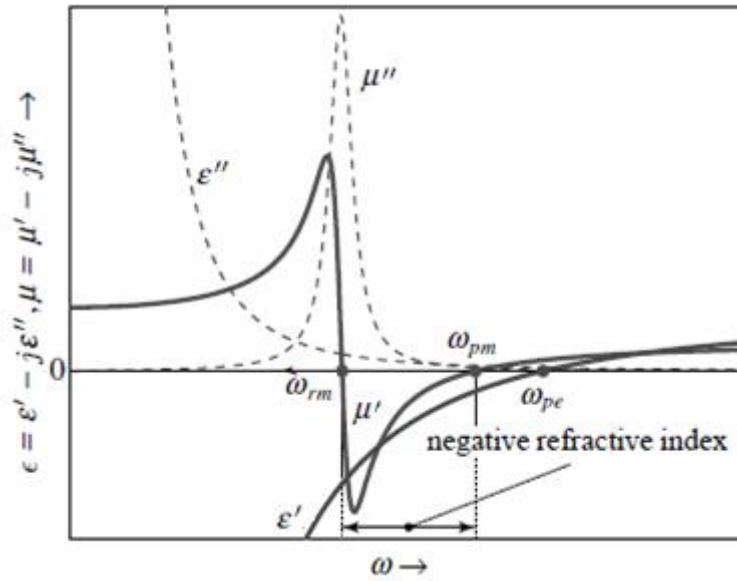
$$\omega_{pm} = \sqrt{\pi} \frac{r_i}{p} \omega \quad (\text{III.9})$$

$$\omega_{rm} = c \sqrt{\frac{3p}{\pi \ln(2wr_i^3/\delta)}} \quad (\text{III.10})$$

$$\Gamma_m = \frac{2p R'_m}{a\mu_0} \quad (\text{III.11})$$

$c$  étant la vitesse de la lumière,  $a$  le rayon des fils en métal,  $\sigma_e$  la conductivité du métal,  $r_i$  le rayon interne du plus petit anneau du résonateur SRR,  $w$  la largeur de chaque anneau,  $\delta$  l'espace radial entre les deux anneaux du résonateur et  $R'_m$  la résistance par unité de longueur du métal des anneaux.

Les parties réelles et imaginaires de la permittivité et de la perméabilité sont représentées par la figure III.6, d'après les relations III.5 et III.6.



**Figure III. 6 Dispersion électrique de Drude et magnétique de Lorentz pour des métamatériaux résonants**

Nous pouvons remarquer que les parties réelles de  $\epsilon$  et de  $\mu$ , à savoir  $\epsilon'$  et  $\mu'$ , sont simultanément négatives pour une fréquence  $\omega$  telle que :  $\omega_{rm} < \omega < \min(\omega_{pe}, \omega_{pm})$ . Dans ce cas, nous sommes en présence d'un métamatériau à indice de réfraction  $n$  négatif, dit « main gauche ». Etant constitué par des résonateurs en anneaux, ce métamatériau est également résonant, ce qui implique une bande passante étroite et des pertes élevées ( $\mu''$ ), pour des valeurs de  $\mu'$  élevées.

### III.3.3 Calcul des caractéristiques des métamatériaux à partir des paramètres S

Les métamatériaux, comme il a été mentionné auparavant, représentent des milieux composés, constitués par des éléments disposés de manière périodique. En général, chacun de ces éléments est constitué d'un résonateur en anneau fendu (permettant une perméabilité négative sous certaines conditions) et d'un fil métallique mince (assurant une permittivité négative lorsque certaines conditions sont vérifiées).

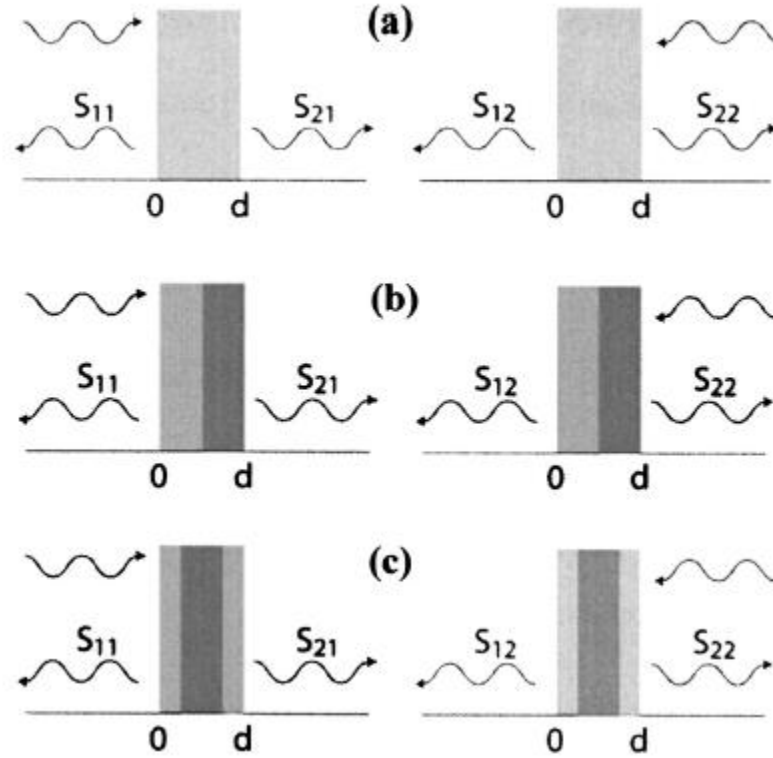
Dans ce paragraphe, nous nous intéressons au calcul des paramètres effectifs d'un métamatériau, à savoir l'indice de réfraction  $n$ , l'impédance d'onde  $Z$ , la permittivité  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$ , à partir des coefficients de réflexion et de transmission.

#### III.3.3.a Approche de Smith

La méthode qui a été suivie par Smith et al. consiste à remplacer le métamatériau, qui représente un milieu hétérogène, par un milieu hypothétique continu et homogène qui lui serait équivalent et qui aurait les mêmes réponses électromagnétiques. Ce milieu est caractérisé par son indice de réfraction  $n$  et son impédance  $Z$ , que nous pouvons facilement déduire à partir des paramètres de la matrice de répartition S [17], [18].

La figure III.7, représente des lames de matériaux (homogène et inhomogène de largeur  $d$ , même largeur qu'une cellule unité d'un métamatériau), ainsi que leurs paramètres de transmission ( $S_{12}$  ou  $S_{21}$ ) et de réflexion ( $S_{11}$  et  $S_{22}$ ). Smith considère que le comportement d'un matériau homogène et celui d'un matériau inhomogène face à une onde qui arrive est similaire tant que la largeur de l'élément est mince, plus précisément lorsque  $kd < 1$ .

L'approche de Smith consiste à inverser les coefficients de transmission et de réflexion mesurés ou calculés pour une onde incidente qui arrive vers un métamatériau, afin de déterminer les paramètres effectifs du milieu, à savoir son indice de réfraction et son impédance. La permittivité  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$  du milieu seront déduites par la suite.



**Figure III. 7** Mesures des paramètres  $S$  (a) dans une lame homogène (b) dans une lame inhomogène asymétrique et (c) dans une lame inhomogène symétrique

Le coefficient de transmission pour une onde arrivant avec une incidence normale vers une lame de matériau continu et homogène de largeur  $d$  est donné par la relation suivante [18] :

$$t^{-1} = \left[ \cos(nkd) - \frac{i}{2} \left( z + \frac{1}{z} \right) \sin(nkd) \right] e^{ikd} \quad (\text{III.12})$$

Où  $k = \omega/c$  représente la constante de propagation de l'onde incidente.

Pour simplifier cette expression, nous considérons le coefficient de transmission normalisé (par le terme  $e^{ikd}$ ) qui serait donné par :

$$t' = S_{21} = S_{12} = \frac{1}{\cos(nkd) - \frac{i}{2} \left( z + \frac{1}{z} \right) \sin(nkd)} \quad (\text{III.13})$$

Le coefficient de réflexion peut également se déduire à partir des paramètres  $n$  et  $Z$  par la relation :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{i}{2} \left( \frac{1}{z} - z \right) \sin(nkd) \cdot S_{21} \quad (\text{III.14})$$

Ces deux dernières équations peuvent être inversées afin d'exprimer  $n$  et  $Z$  en fonction des paramètres  $S$ , ce qui nous ramène vers les relations suivantes [18]:

$$\cos (nkd) = \frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (\text{III.15})$$

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (\text{III.16})$$

Bien que ces relations soient relativement simples, il ne faut cependant pas oublier qu'il s'agit de fonctions complexes ayant plusieurs branches, leur interprétation peut mener vers certaines ambiguïtés dans la détermination des expressions finales de  $\varepsilon$  et de  $\mu$  [19].

Première ambiguïté réside dans le signe que nous devons adopter pour l'impédance d'onde  $Z$ . Le matériau étant passif, la partie réelle de  $Z$  doit forcément être positive, même si le milieu est à indice de réfraction négatif. La restriction  $\text{Re}\{Z\} > 0$  va nous permettre de choisir le signe de la relation III.16.

D'un autre côté, la partie imaginaire de l'indice de réfraction  $\text{Im}\{n\}$  doit être positive, ceci nous permet de choisir le signe de l'expression III.17 (déduite à partir de l'équation III.15).

$$\text{Im}(n) = \pm \text{Im} \left( \frac{\cos^{-1} \left[ \frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \right]}{kd} \right) \quad (\text{III.17})$$

Cependant, la partie réelle de l'indice  $n$  est plus difficile à déterminer à cause des différentes branches possibles de la fonction arccosinus. D'où :

$$\text{Re}(n) = \pm \text{Re} \left( \frac{\cos^{-1} \left[ \frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \right]}{kd} \right) + \frac{2\pi m}{kd} \quad (\text{III.18})$$

$m$  étant un entier.

Il devient alors possible de déterminer les paramètres caractéristiques du matériau qui sont la permittivité et la perméabilité, sachant que :

$$\varepsilon = \frac{n}{z} \quad (\text{III.19})$$

$$\mu = nz \quad (\text{III.20})$$

Evidemment toutes ces grandeurs sont des fonctions qui dépendent de la fréquence. Nous obtenons de meilleurs résultats lorsque la largeur des cellules est la plus petite possible.

Dans le cas contraire, il faudra utiliser d'autres approches plus rigoureuses, autre que celle de Smith.

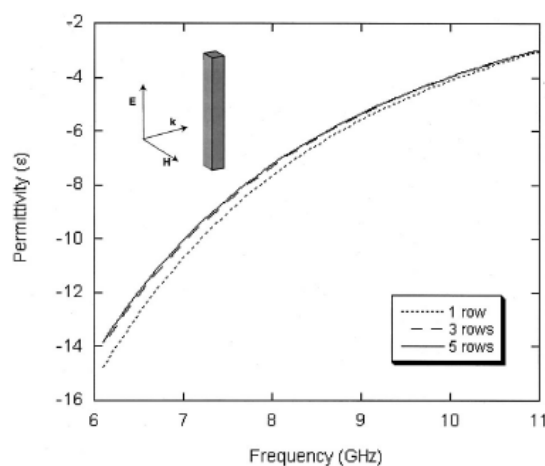
Dans le but de démontrer la validité des expressions de  $\epsilon$  et de  $\mu$  d'un métamatériau, Smith [18] a considéré trois types de structures. La première consiste en un réseau périodique de fils métalliques, la seconde est un réseau périodique de résonateurs SRR carrés, et la dernière est un milieu composé à la fois de fils métalliques et de résonateurs en anneaux fendus de forme carrée.

### III.3.3.b. Cellule unité constituée par des fils métalliques fins

Le fil métallique, seul ou en réseau, permet d'obtenir un milieu ayant une permittivité négative lorsque le champ électrique est parallèle au fil. Lors de la simulation de la structure, il faut s'assurer que cette condition soit vérifiée.

La figure III.8 représente la partie réelle de la permittivité calculée à partir des résultats de simulation pour une structure à un, trois et cinq fils métalliques disposés selon la direction de propagation, d'après la référence [18]. Les éléments sont séparés par une distance de 5 mm, chaque fil est de 3.63mm de longueur avec une section carrée de dimension  $0.33 \times 0.33 \text{mm}^2$ . La partie imaginaire de la permittivité n'est pas représentée ici, elle exprime les pertes dans le métal.

Nous remarquons que les résultats pour un réseau à trois et à cinq fils sont quasiment similaires. La perméabilité dans ce cas est égale à l'unité sur toute la marge de fréquences.



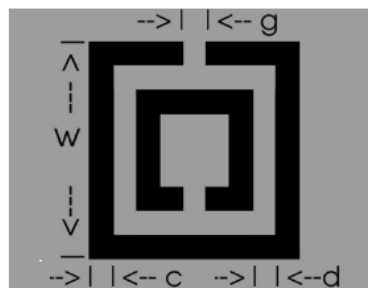
**Figure III. 8** Partie réelle de la permittivité d'un milieu constitué de fils métalliques en fonction de la fréquence[18]



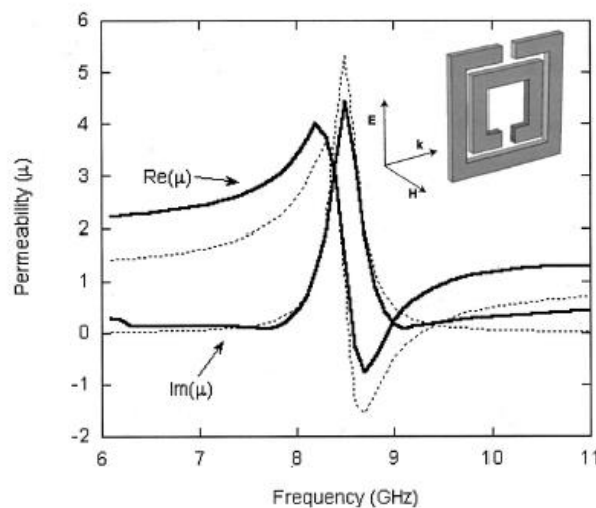
### III.3.3.c Cellule unité constituée par un résonateur en anneau fendu de forme carrée

Le résonateur en anneau fendu, seul ou disposé en réseau, assure une perméabilité négative lorsque le champ magnétique est perpendiculaire au plan du résonateur. Dans le cas contraire, cette propriété n'est pas atteinte. Ceci doit évidemment être pris en considération lors de la simulation de la structure, lorsque nous imposons les conditions aux limites.

La figure III.9.b représente la partie réelle et la partie imaginaire de la perméabilité d'un résonateur SRR carré en fonction de la fréquence, dont la géométrie est illustrée dans la figure III.9.a. Les dimensions de ce résonateur telles que présentées par [18], [20] sont les suivantes :  $w = 3$  mm,  $g = c = d = 0.33$ mm, la longueur de la cellule est de 5mm pour une largeur de 3.63mm. Les anneaux fendus sont déposés sur un substrat diélectrique de type FR-4, de permittivité 3.4 et de hauteur  $h = 0.25$  mm.



(a)



(b)

**Figure III. 9 (a) Structure du résonateur SRR carré [20] (b) Perméabilité du résonateur SRR carré en fonction de la fréquence [18]**

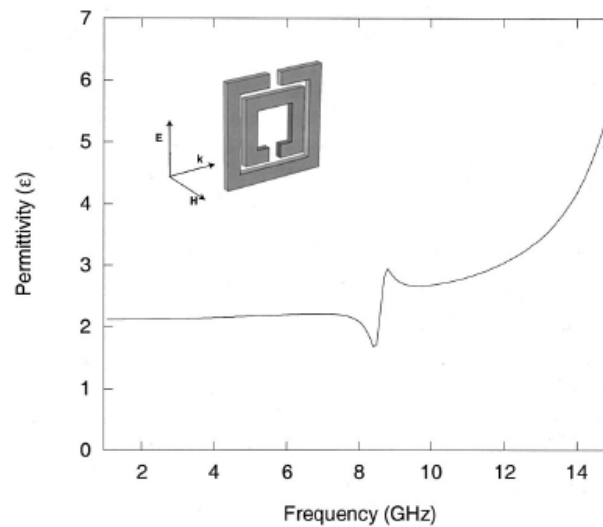
Les courbes en trait continu représentent la partie réelle et la partie imaginaire de  $\mu$ , déterminées à partir des coefficients de transmission et de réflexion obtenus par simulation. Nous remarquons qu'à partir de la fréquence 8.5 GHz, la partie réelle de la perméabilité devient négative pour une bande de fréquences égale à 0.5 GHz approximativement.

Les courbes en trait discontinu représentent la partie réelle et imaginaire de la perméabilité d'un matériau homogène, calculées à partir de la relation :

$$\mu_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pm}^2}{\omega^2 - \omega_{rm}^2 - j\omega\Gamma_m} \quad (\text{III.21})$$

Les valeurs utilisées sont :  $\omega_{rm}/2\pi = 8.5$  GHz,  $\omega_{pm}/2\pi = 3.3$  GHz et  $\Gamma_m = 2$  GHz. Nous remarquons une bonne concordance entre les deux résultats [18].

La figure III.10 montre la variation de la partie réelle de la permittivité du résonateur SRR carré, en fonction de la fréquence. Elle reste positive tout au long de l'intervalle de fréquences considéré.



**Figure III. 10** *Partie réelle de la permittivité en fonction de la fréquence d'un résonateur SRR*

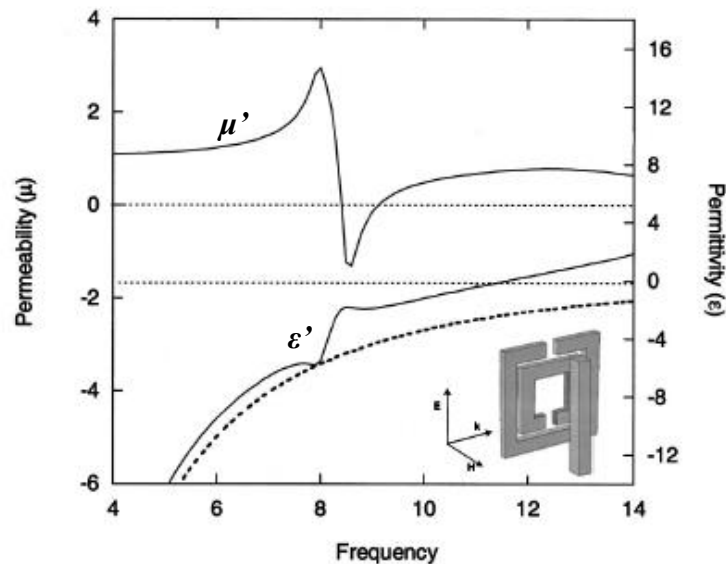
#### **III.3.3.d Cellule unité combinée par un résonateur en anneau fendu et un fil métallique**

La combinaison de résonateurs en anneaux fendus avec des fils fins métalliques permet de réaliser un milieu qui présente à la fois une perméabilité négative et une permittivité négative.

La figure III.11 représente la partie réelle de la perméabilité et celle de la permittivité d'une cellule combinée (en trait continu), ainsi que la partie réelle de la permittivité d'un fil métallique seul (en trait discontinu) [18].

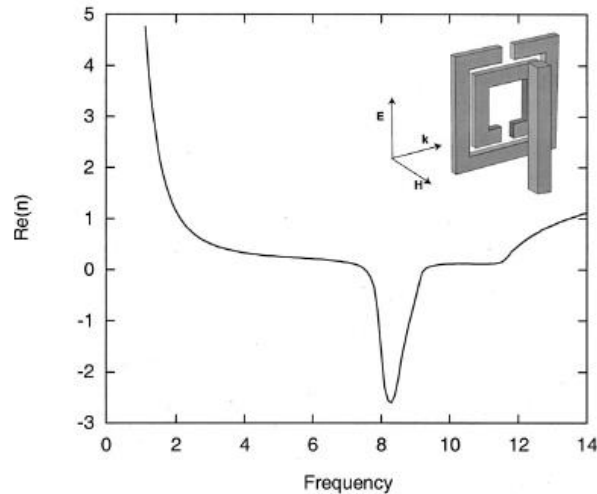
L'introduction d'un fil métallique à un résonateur SRR ne modifie pas de façon significative la perméabilité de ce dernier. Cependant, nous pouvons remarquer que la permittivité d'une cellule combinée est moins négative que celle d'un milieu où nous disposons d'un fil métallique seul.

L'intervalle de fréquence dans lequel nous avons une permittivité et une perméabilité de signe négatif est entre 8.5 GHz et 9 GHz, soit un intervalle de 0.5 GHz.



**Figure III. 11** *Re( $\mu$ ) à gauche et Re( $\epsilon$ ) à droite en fonction de la fréquence pour cellule combinée et isolée*

La figure III.12 représente la partie réelle de l'indice de réfraction  $n$  en fonction de la fréquence, déterminée à partir des paramètres de la matrice S et cela pour une cellule combinée par un résonateur SRR et un fil métallique, tel que présenté par la référence [18].



**Figure III. 12** *Partie réelle de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence pour une cellule SRR/fil en métal [18]*

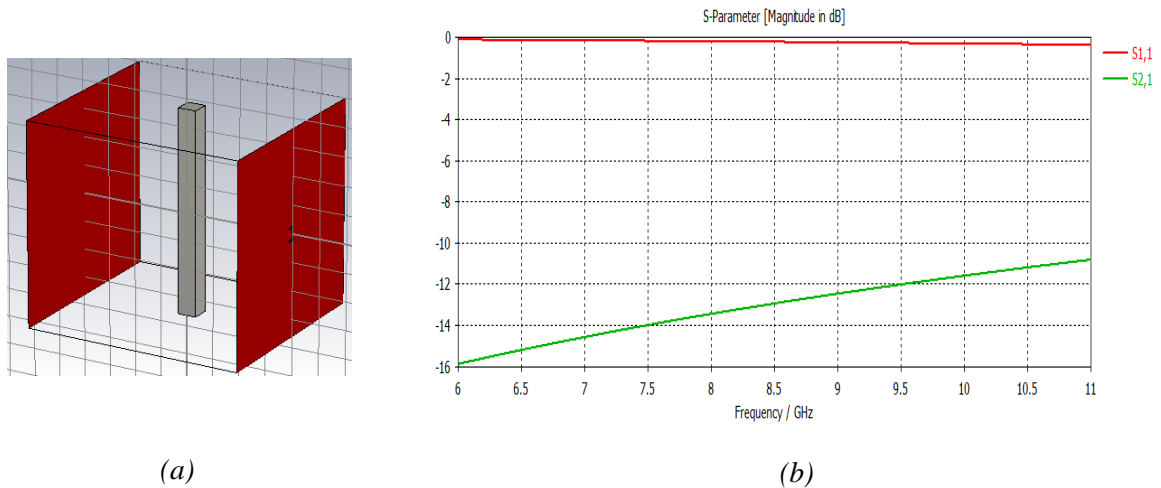
### III.3.4 Simulation de cellules unités des métamatériaux

Nous cherchons dans ce qui va suivre à valider les relations présentées dans le paragraphe précédent (§ III.3.3.a) et qui permettent de récupérer les caractéristiques électromagnétiques d'un milieu métamatériau à partir des paramètres de la matrice de répartition  $S$  selon l'approche de Smith. Nous proposons dans ce paragraphe de faire la simulation sous environnement CST de trois types de cellules unité constituées par :

- Un fil en métal.
- Un résonateur à anneau fendu SRR de forme carrée.
- Une combinaison d'un résonateur SRR carré avec un fil fin en métal.

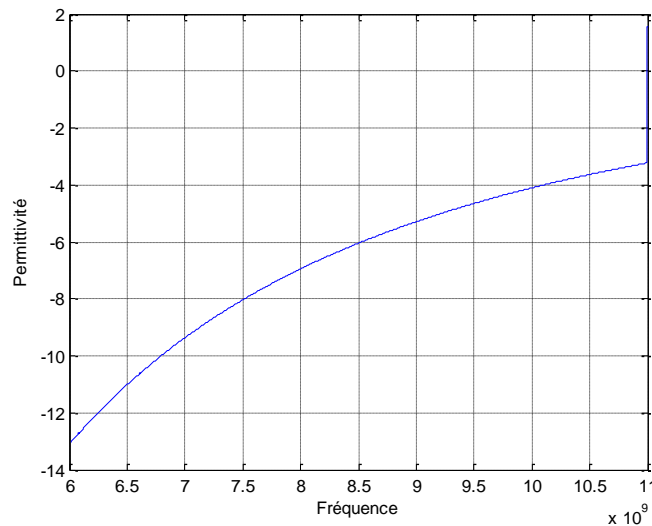
Lors de la simulation, certaines conditions aux limites doivent être imposées au volume délimitant la zone dans laquelle la résolution du problème électromagnétique est effectuée. Les plans perpendiculaires à la direction du champ électrique sont considérés comme des plans électriques parfaits (PEC). Les deux plans perpendiculaires au champ magnétique sont considérés comme étant des plans magnétiques parfaits (PMC). Les deux ports d'alimentation sont placés sur les deux plans restants, de façon à ce qu'ils soient perpendiculaires à la direction de propagation.

La figure III.13.a représente une structure constituée par un fil en métal de section carrée. Ses dimensions sont les mêmes que celles appliquées dans le paragraphe § III.3.3.b. Les coefficients de réflexion et de transmission calculés numériquement par simulation sous CST sont représentés par la figure III.13.b.



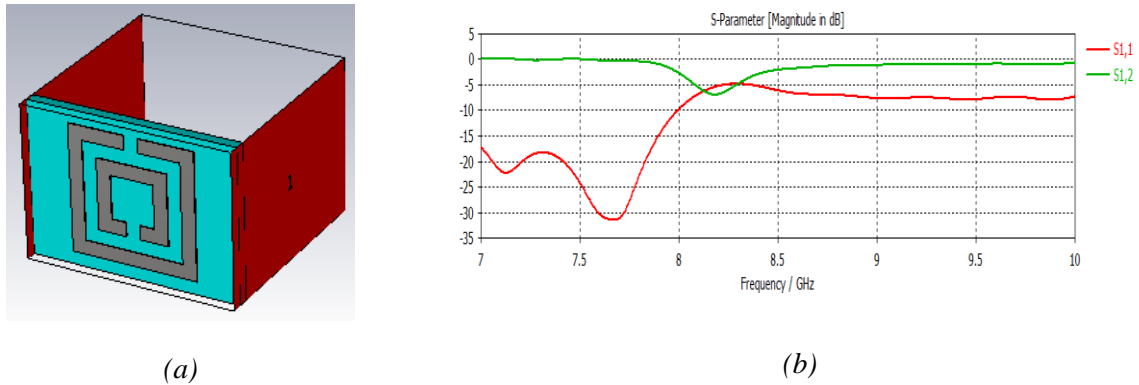
**Figure III. 13 (a) Cellule unité constituée par un fil en métal (b) Coefficients de la matrice de répartition  $S$  de la cellule obtenus par simulation**

A partir du coefficient de réflexion  $S_{11}$  et celui de transmission  $S_{21}$ , récupérés par simulation et tenant compte des relations (III.16 à III.20), la permittivité et la perméabilité peuvent être évaluées. Une programmation sous Matlab nous a permis de tracer la variation de la partie réelle de la permittivité en fonction de la fréquence. Cette dernière est illustrée par la figure III.14. Nous remarquons une bonne concordance avec les résultats présentés par la référence [18].



**Figure III. 14 Partie réelle de la permittivité d'un milieu constitué par un fil en métal**  
*fin*

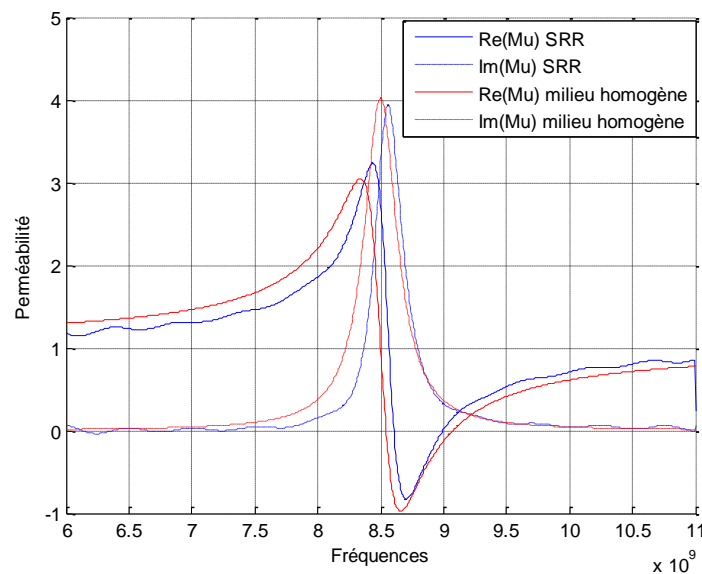
Nous allons procéder de la même manière avec une cellule constituée par un résonateur SRR de forme carrée, de mêmes dimensions et caractéristiques que celui proposé par [18] (figure III.15.a). Les résultats de la simulation sont illustrés par la figure III.15.b.



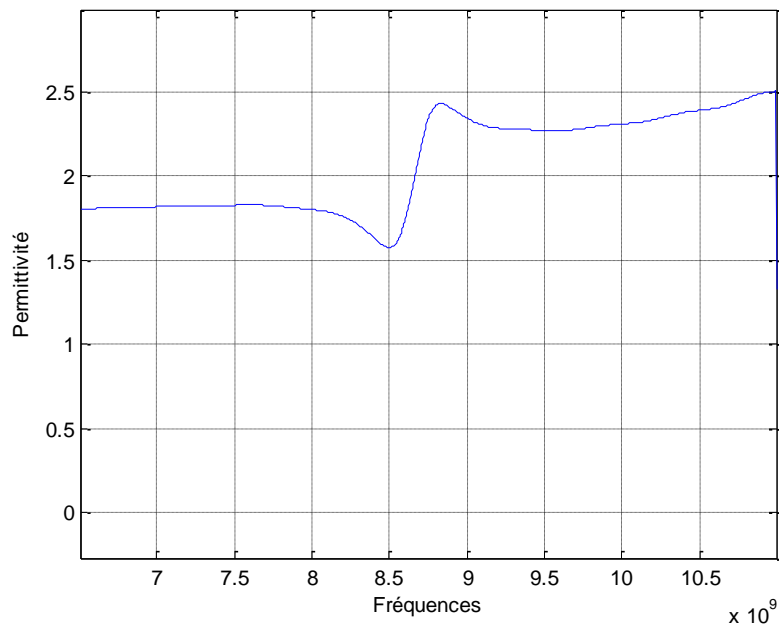
**Figure III. 15(a) Cellule unité constituée par un résonateur SRR carré (b) Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule obtenus par simulation**

La récupération des coefficients de transmission et de réflexion nous a permis de calculer et de tracer la variation de la perméabilité du milieu en fonction de la fréquence. La figure III.16 représente une comparaison entre la perméabilité de la cellule SRR avec celle d'un milieu homogène calculée à partir de l'équation III.21. Les résultats obtenus sont très proches et concordent avec ceux de la référence [18] (§ III.3.3.c).

Il en est de même en ce qui concerne la permittivité de la cellule SRR, représentée par la figure III.17. Sa valeur reste positive sur toute la bande de fréquence.

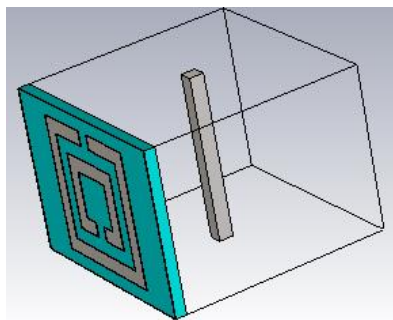


**Figure III. 16 Perméabilité d'un résonateur SRR carré en fonction de la fréquence**

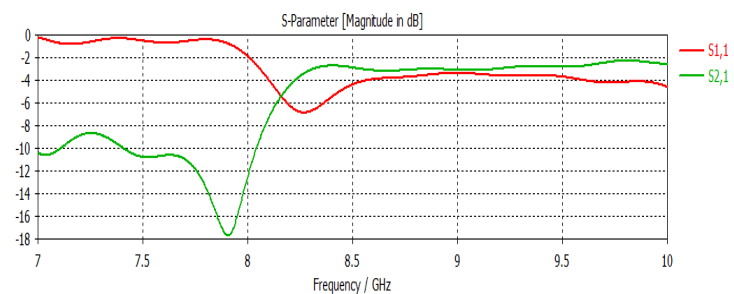


**Figure III. 17** Partie réelle de la permittivité d'un résonateur SRR

Afin d'obtenir une permittivité et une perméabilité négatives simultanément, il faudrait combiner le résonateur SRR avec le fil fin en métal. Il en résulte la configuration illustrée par la figure III.18.a. La simulation sous environnement CST nous a permis de calculer numériquement les paramètres S de la cellule ainsi conçue. Ils sont représentés par la figure III.18.b.



(a).

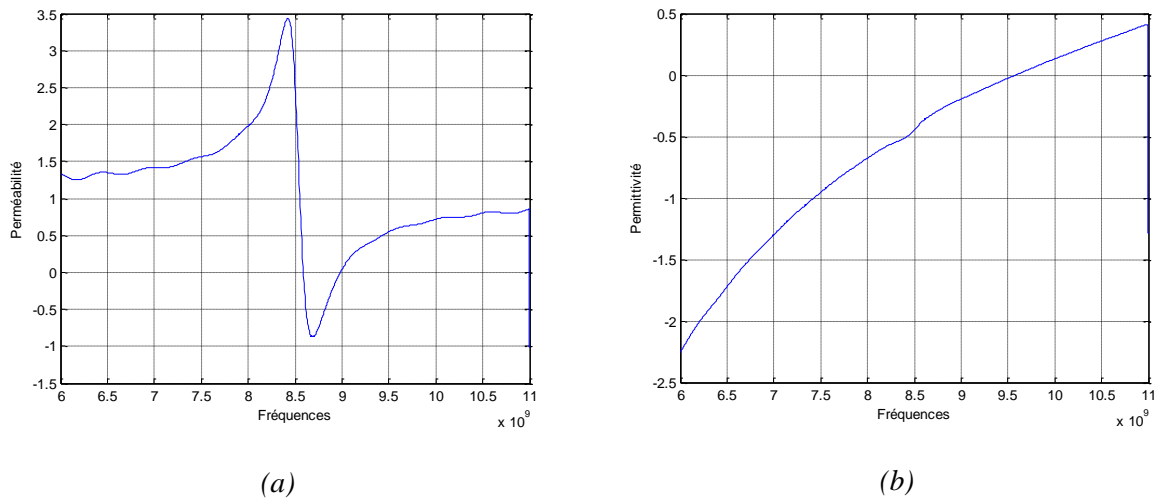


(b)

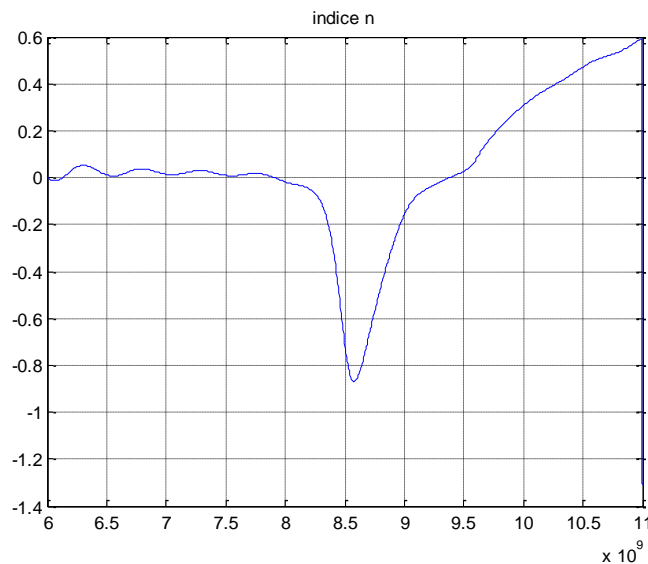
**Figure III. 18(a)** Cellule unité constituée par un résonateur SRR carré combiné à un fil métallique (b) Coefficients de réflexion et de transmission simulés de la cellule

La figure III.19 illustre les parties réelles de la permittivité et de la perméabilité de la cellule combinée, déterminées et calculées à partir des coefficients de réflexion et de transmission. En comparaison avec la cellule à résonateur SRR seul, la perméabilité varie peu.

Cependant la permittivité de la combinaison SRR-fil est moins négative, si nous la comparons avec celle d'un fil métallique seul. Lorsque les deux paramètres subissent une inversion de signe, l'indice de réfraction devient négatif, comme nous pouvons le constater par la figure III.20. Ces résultats sont très comparables avec ceux de Smith (§ III.3.3.d).



**Figure III. 19 (a) Partie réelle de la perméabilité d'un résonateur SRR combiné à un fil en métal (b) La partie réelle de sa permittivité**



**Figure III. 20 Variation de la partie réelle de l'indice de réfraction en fonction de la fréquence pour une cellule SRR-fil métallique**

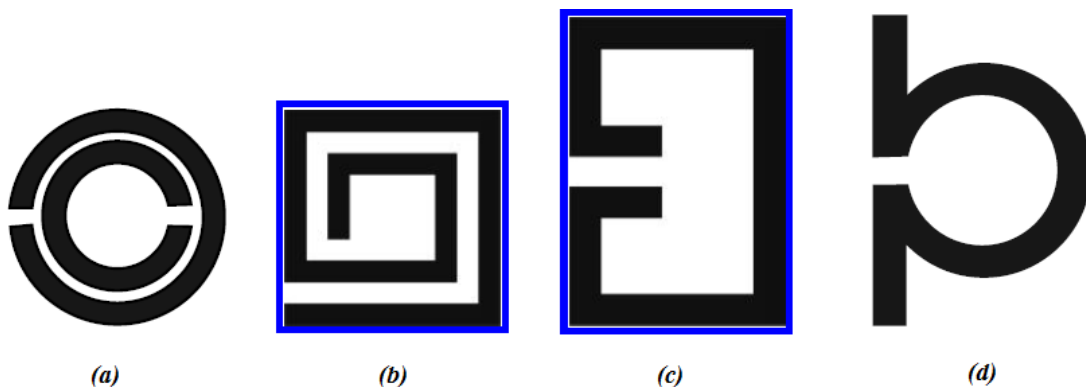


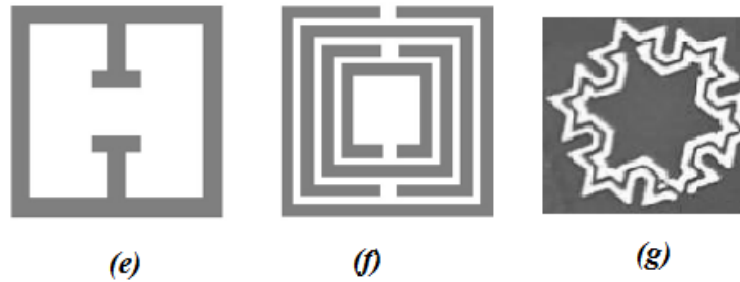
### III.4 Différentes configurations de résonateurs des métamatériaux

Les résonateurs à anneaux fendus SRR sont largement utilisés dans la conception et la fabrication de matériaux main gauche ; ils permettent d'assurer une perméabilité négative dans le milieu. Initialement introduits par Pendry [16], leur comportement « main gauche » a par la suite été vérifié et expérimenté par Smith [11], lorsqu'il a mis en réseau une combinaison de résonateurs magnétiques avec des fils métalliques. Ces résonateurs SRR sont des structures très conductrices, la capacité qui existe entre les anneaux équilibre leur inductance. Lorsqu'un champ magnétique variant dans le temps est appliqué perpendiculairement à la surface du résonateur, il induit des courants de surface sur les anneaux qui, selon les propriétés de la structure, produisent un champ magnétique qui va soit s'opposer, soit améliorer le champ incident. Il en résulte une perméabilité positive ou négative du milieu selon la fréquence utilisée [21].

Hormis les résonateurs SRR, d'autres types de résonateurs magnétiques peuvent être utilisés. Plusieurs géométries ont été présentées dans la littérature, comme par exemple : les boucles à charge capacitive (Capacitive Loaded Loops CLLs), les particules en forme de  $\Omega$  et les résonateurs en spirale. Nous trouvons aussi des structures à un seul anneau ou à anneaux multiples. Des géométries fractales peuvent également être appliquées, comme des résonateurs fendus à géométrie de Koch [13], [21].

Quelques exemples de résonateurs à  $\mu$ -négative sont illustrés dans la figure III.21.





**Figure III. 21** Exemples de résonateurs magnétiques (a) à anneaux fendus de forme circulaire (b) résonateur spirale SR (c) à charge capacitive CLL (d) en forme de  $\Omega$  (e) Structure à un seul anneau (f) à anneaux fendus multiples et (g) Résonateur fractal

### III.5 Applications des métamatériaux

Depuis que les matériaux artificiels main gauche aient été proposés, caractérisés et réalisés, les ingénieurs et les scientifiques ont cherché différents moyens de les intégrer dans diverses applications.

Dans le domaine de l'optique, l'application la plus attrayante des métamatériaux est dans la réalisation de super-lentilles, largement utilisées dans l'imagerie médicale. Les premières super-lentilles fonctionnant dans le régime microonde ont été réalisées en 2004. Elles ont la particularité de produire des images avec une super-résolution, sans les déformer ni les inverser [21], [22].

Les propriétés particulières des métamatériaux ont attiré l'attention vers la possibilité de concevoir des dispositifs de masquage. La réalisation expérimentale d'une cape d'invisibilité arrivant à détourner des ondes centimétriques et micro-ondes permet d'envisager une évolution future dans ce domaine [23], [24].

Aux fréquences micro-ondes, l'utilisation de ces matériaux spéciaux comme support dans la conception des antennes et des composants microondes comme les filtres et les diviseurs de puissance était une réelle innovation.

L'intégration des métamatériaux dans une structure d'antenne, comme l'antenne microruban par exemple, permet de changer la distribution du courant sur celle-ci, ce qui aurait pour conséquences la modification de son comportement.

Cette technologie a connu un intérêt croissant et plusieurs travaux mettant en exergue l'impact des métamatériaux sur les performances des antennes microrubans ont été publiés [4], [25]–[35]. Des résonateurs en anneaux fendus SRRs et d'autres structures planaires de différentes formes ont été appliqués dans la fabrication des antennes afin de minimiser leurs dimensions et d'améliorer leurs rayonnements. Il s'agit d'appliquer une approche différente et innovante pour améliorer la bande passante et le gain d'une antenne patch conventionnelle en insérant une structure à paramètres effectifs négatifs, sur le patch ou sur le plan de masse. C'est cet aspect des métamatériaux qui a suscité notre intérêt et qui nous a encouragé à aller vers des conceptions d'antennes miniatures et performantes, inspirées de métamatériaux.

### III.6 Conclusion

Les antennes miniatures sont devenues primordiales de nos jours dans les systèmes de communications sans fil. Les difficultés typiques rencontrées lors de la conception d'antennes compactes sont la bande passante étroite, la difficulté d'adaptation d'impédance, le faible gain et la faible efficacité de rayonnement. L'usage de métamatériaux pourrait constituer une solution intéressante pour la miniaturisation et pour contourner les inconvénients de la miniaturisation. Nous avons présenté dans ce chapitre un état de l'art sur les métamatériaux, leur conception, leurs caractéristiques qui les différencient des matériaux ordinaires disponibles dans la nature, caractéristiques qui leur ont permis d'offrir des possibilités nouvelles et innovantes dans plusieurs domaines d'applications, notamment dans le domaine des antennes. Une étude de trois types de cellules unités nous a permis d'extraire les paramètres effectifs de ces matériaux, à savoir leur permittivité et leur perméabilité, à partir des coefficients de la matrice de répartition S, selon l'approche de Smith. La comparaison entre les résultats obtenus avec ceux proposés dans la littérature nous a permis de valider le modèle utilisé.

Dans le prochain chapitre, nous proposons plusieurs structures d'antennes microrubans miniatures et performantes, conçues et simulées par le logiciel de conception CST-MWS.

## Références

- [1] K. Fujimoto et H. Morishita, *Modern Small Antenna*. Cambridge, United Kingdom: CAMBRIDGE University Press, 2013.
- [2] F. Capolino, *Theory and Phenomena of Metamaterials*, 1<sup>re</sup> éd. CRC Press, 2017.
- [3] N. Engheta et R. W. Ziolkowski, *Metamaterials, Physics and Engineering Explorations*, IEEE PRESS, JOHN WILEY & SONS, INC. 2006.
- [4] T. J. Cui, D. R. Smith, et R. Liu, Éd., *Metamaterials: theory, design, and applications*. New York: Springer, 2010.
- [5] A. Lai, C. Caloz, et T. Itoh, « Composite Right/Left Handed Transmission Line Metamaterials », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, n° 3, p. 34-50, sept. 2004, doi: 10.1109/MMW.2004.1337766.
- [6] C. Caloz, T. Itoh, et A. Rennings, « CRLH metamaterial leaky-wave and resonant antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, n° 5, p. 25-39, oct. 2008, doi: 10.1109/MAP.2008.4674709.
- [7] D. Guha et Y. Antar, *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications*, John Wiley & Sons Ltd. 2011.
- [8] R. Mittra, Kyungho Yoo, et Yanfei Li, « A systematic approach to directivity enhancement of microstrip antennas using an EBG or dielectric superstrate », in *2009 IEEE International Workshop on Antenna Technology*, Santa Monica, CA, USA, 2009, p. 1-4, doi: 10.1109/IWAT.2009.4906951.
- [9] V. G. Veselago, « The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$  », *SOVIET PHYSICS USPEKHI*, vol. 10, n° 4, p. 509-514, févr. 1968.
- [10] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, et W. J. Stewart, « Low frequency plasmons in thin-wire structures », *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, n° 22, p. 4785-4809, juin 1998, doi: 10.1088/0953-8984/10/22/007.
- [11] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, et S. Schultz, « Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity », *Physical Review Letters*, vol. 84, n° 18, p. 4184-4187, mai 2000, doi: 10.1103/PhysRevLett.84.4184.

- [12] D. R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, et S. Schultz, « Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial », *Applied Physics Letters*, vol. 77, n° 14, p. 2246-2248, oct. 2000, doi: 10.1063/1.1314884.
- [13] F. Capolino, Éd., *Metamaterials handbook. 2: Applications of metamaterials*. Boca Raton, Fla.: CRC Press, 2009.
- [14] C. Caloz et T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications: The Engineering Approach*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [15] R. Marqués, F. Martín, et M. Sorolla, *Metamaterials with negative parameter: theory, design, and microwave applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [16] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, et W. J. Stewart, « Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n° 11, p. 2075-2084, nov. 1999, doi: 10.1109/22.798002.
- [17] D. R. Smith, D. C. Vier, Th. Koschny, et C. M. Soukoulis, « Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials », *Physical Review E*, vol. 71, n° 3, mars 2005, doi: 10.1103/PhysRevE.71.036617.
- [18] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markoš, et C. M. Soukoulis, « Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients », *Physical Review B*, vol. 65, n° 19, avr. 2002, doi: 10.1103/PhysRevB.65.195104.
- [19] D. Seetharamdoo, « Étude des métamatériaux à indice de réfraction négatif : paramètres effectifs et applications antennaires potentielles », Université de Rennes I, France, 2006.
- [20] P. Markoš et C. M. Soukoulis, « Transmission studies of left-handed materials », *Phys. Rev. B*, vol. 65, n° 3, p. 033401, déc. 2001, doi: 10.1103/PhysRevB.65.033401.
- [21] R. Grimberg, « Electromagnetic metamaterials », *Materials Science and Engineering: B*, vol. 178, n° 19, p. 1285-1295, nov. 2013, doi: 10.1016/j.mseb.2013.03.022.
- [22] J. B. Pendry, « Negative Refraction Makes a Perfect Lens », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, n° 18, p. 3966-3969, oct. 2000, doi: 10.1103/PhysRevLett.85.3966.

- [23] J. B. Pendry, « Controlling Electromagnetic Fields », *Science*, vol. 312, n° 5781, p. 1780-1782, juin 2006, doi: 10.1126/science.1125907.
- [24] S. A. Cummer, B.-I. Popa, D. Schurig, D. R. Smith, et J. Pendry, « Full-wave simulations of electromagnetic cloaking structures », *Phys. Rev. E*, vol. 74, n° 3, p. 036621, sept. 2006, doi: 10.1103/PhysRevE.74.036621.
- [25] Jiang Zhu et G. V. Eleftheriades, « A Compact Transmission-Line Metamaterial Antenna With Extended Bandwidth », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, p. 295-298, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2008.2010722.
- [26] Kyung Duk Jang, Jae Hee Kim, Dong Hyun Lee, Gi Ho Kim, Won Mo Seong, et Wee Sang Park, « A small CRLH-TL metamaterial antenna with a magneto-dielectric material », in *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Diego, CA, 2008, doi: 10.1109/APS.2008.4619284.
- [27] A. Erentok et R. W. Ziolkowski, « A Summary of Recent Developments on Metamaterial-based and Metamaterial-inspired Efficient Electrically Small Antennas », *Turk J Elec Engin*, vol. 16, n° 1, p. 21-32, 2008.
- [28] V. Dwivedi, Y. P. Kosta, et R. Jyoti, « An investigation on design and application issues of miniaturized compact microstrip patch antennas for RF wireless communication systems using metamaterials: A study », in *2008 IEEE International RF and Microwave Conference*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2008, p. 226-231, doi: 10.1109/RFM.2008.4897450.
- [29] G. Singh, « Double Negative Left-Handed Metamaterials for Miniaturization of Rectangular Microstrip Antenna », *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 02, n° 06, p. 347-351, 2010, doi: 10.4236/jemaa.2010.26044.
- [30] R. W. Ziolkowski et A. Erentok, « Metamaterial-based efficient electrically small antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 7, p. 2113-2130, juill. 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.877179.
- [31] R. Ziolkowski, « Metamaterial-based source and scattering enhancements: From microwave to optical frequencies », *Opto-Electronics Review*, vol. 14, n° 3, janv. 2006, doi: 10.2478/s11772-006-0022-0.

- 
- [32] H. A. Majid, M. K. A. Rahim, et T. Masri, « Microstrip Antenna's Gain Enhancement Using Left-Handed Metamaterial Structure », *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 8, p. 235-247, 2009, doi: 10.2528/PIERM09071301.
- [33] A. G. Jahromi, F. Mohajeri, et N. Feiz, « Miniaturization of a Rectangular Microstrip Patch Antenna Loaded with Metamaterial », *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 7, n° 4, p. 666-669, 2013.
- [34] P. D. Tung, P. H. Lam, et N. T. Quynh Hoa, « A Miniaturization of Microstrip Antenna Using Negative Permittivity Metamaterial Based On CSRR-Loaded Ground for WLAN Applications », *Vietnam Journal of Science and Technology*, vol. 54, n° 6, p. 689, déc. 2016, doi: 10.15625/0866-708X/54/6/8375.
- [35] R. Varma, S. K. Sharma, et B. Singh, « Miniaturization of Microstrip Patch Antenna Using Metamaterial », *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3, n° 5, p. 9652-9661, 2014.

## CHAPITRE IV

---

# SIMULATION D'ANTENNES MICRORUBANS MINIATURES ET PERFORMANTES

---



# Présentation du chapitre

Ces dernières années, les systèmes de Télécommunications ont connu un développement sans précédent, marqué par l'émergence de nouveaux standards autre que le GSM (Global System for Mobile Communication), comme l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System), le LTE (Long Term Evolution), l'ultra large bande ULB (Ultra WideBand UWB), etc..

Les terminaux mobiles d'aujourd'hui doivent être capables de servir différents standards en même temps tout en devenant de plus en plus compacts. Le système antenne se trouve contraint de se soumettre aux nouvelles exigences et aux contraintes de la miniaturisation.

Le principal objectif de ce chapitre est de proposer des configurations d'antennes microrubans de différentes formes, pour lesquelles sont appliquées plusieurs techniques de miniaturisation et d'amélioration des performances. Les résultats de simulation sont validés par des mesures.

---

## IV.1 Introduction

Nous avons au cours des chapitres précédents présenté les différentes techniques utilisées pour la miniaturisation des antennes en particulier les antennes microrubans, ainsi que les méthodes qui permettent de perfectionner leurs performances en vue de les intégrer dans des terminaux mobiles de plus en plus petits.

C'est dans cet objectif que nous avons conçu plusieurs structures d'antennes microrubans adaptées à différents standards de communications sans fil. Nous allons dans ce chapitre présenter toutes les étapes de conception qui nous ont menés vers des structures antennaires de dimensions réduites et ayant des caractéristiques de rayonnement satisfaisantes. Toutes les simulations sont effectuées grâce au logiciel CST- MWS (Computer Simulation Technology- Microwave Studio) qui se base sur la méthode d'intégration finie (FIT). Cette étude sera couronnée par la réalisation de l'une des structures pour une confrontation entre les résultats de mesures avec ceux de la simulation.

## IV.2 Antenne microruban spirale miniature pour communications sans fil

Les antennes microrubans sont connues pour être à faible profil et à faible coût de fabrication. De ce fait, elles représentent des candidates idéales pour les applications des télécommunications actuelles. Malheureusement, elles sont limitées par leur faible gain, leur faible efficacité de rayonnement et leur bande passante étroite. L'amélioration de leurs performances est un véritable défi pour les concepteurs d'antennes [1].

En plus de cela, deux principaux aspects sont à prendre en considération : la miniaturisation et le fonctionnement multibande. En effet, les dispositifs de communication deviennent de plus en plus petits et compactes, alors qu'il est communément connu que l'antenne microruban est une structure demi-onde. Cette spécificité est très encombrante et plusieurs techniques de miniaturisation ont vu le jour pour y remédier [2], [3], ceci a fait l'objet du premier chapitre.

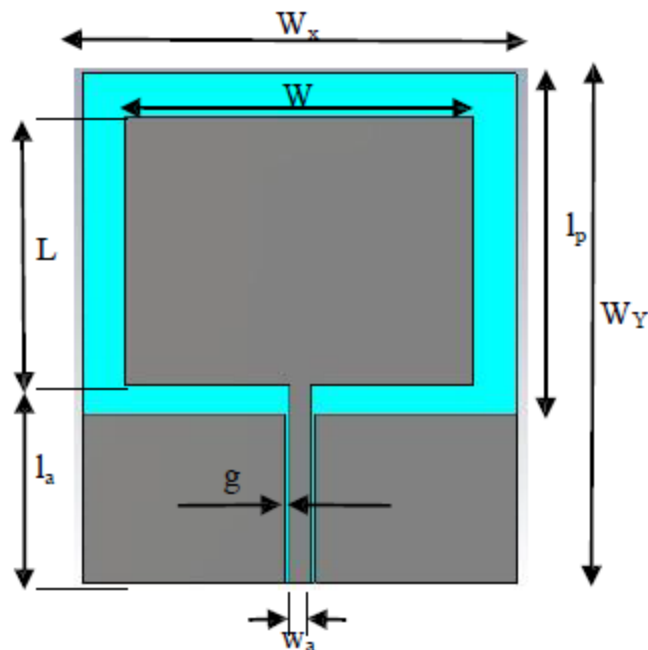
D'un autre côté, la capacité d'une antenne à servir plusieurs standards des télécommunications en même temps pourrait être très attrayante. De ce fait, plusieurs techniques ont été développées pour répondre à ces exigences [4], [5].

Les stratégies les plus usuelles pour réduire la taille d'une antenne microruban, sont l'insertion de fentes ou d'encoches, application d'un plan ou d'un fil de court circuit, méandrer la surface du patch et aussi utiliser des substrats diélectriques de haute permittivité [6]–[9]. Certaines techniques assurent à la fois la miniaturisation et le caractère multistandard.

La structure que nous proposons est une antenne microruban, alimentée par une ligne coplanaire et ayant un fonctionnement multibande pour servir les normes LTE (Long Term Evolution ou 4G) et WiMAX. Nous allons pouvoir montrer, grâce à cette étude, l'effet de la miniaturisation sur les performances de cette antenne.

### IV.2.1 Conception initiale de l'antenne

En premier lieu, nous nous intéressons à la conception d'une antenne patch rectangulaire opérant à la fréquence 700 MHz de la norme LTE. Cette antenne est alimentée par une ligne coplanaire et est déposée sur un substrat diélectrique de type FR-4, ayant une permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 3.34$ , une tangente de pertes  $\tan\delta = 0.02$  et une hauteur  $h = 0.794$  mm, telle que le montre la figure IV.1.



*Figure IV. 1 Géométrie d'une antenne patch rectangulaire alimentée par ligne coplanaire*

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 700 MHz [10] :

$$f_r \cong \frac{c_0}{2L_e \sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (IV.1)$$

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 :

$$L_e = L + 2 \Delta L \quad (IV.2)$$

Avec  $\Delta L$  l'extension de longueur à chaque extrémité.

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

$$\text{par : } \varepsilon_{reff}(W) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{Lorsque } \frac{W}{h} > 1 \quad (IV.3)$$

$h$  et  $\varepsilon_r$  représentent respectivement la hauteur du substrat et sa permittivité relative.

La formule de Hammerstad qui permet de déterminer la longueur de l'extension est :

$$\Delta l = 0.412 h \frac{\varepsilon_{reff} + 0.3}{\varepsilon_{reff} - 0.258} \cdot \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8} \quad (IV.4)$$

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

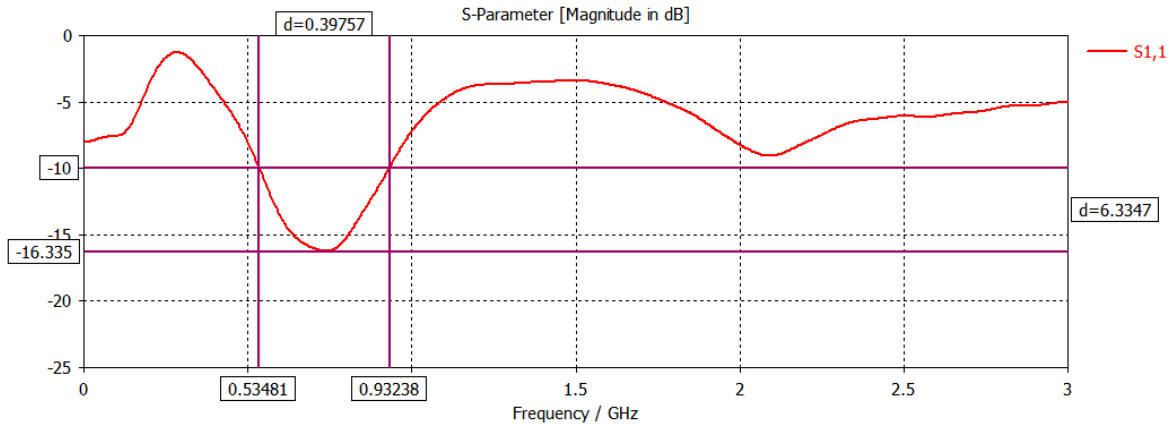
$$W = \frac{c_0}{2f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (IV.5)$$

L'ensemble des dimensions de cette structure se résument dans le tableau suivant :

Dimensions	Valeurs (mm)
L	120
W	145
$W_x$	208.52
$W_y$	246.76
$l_p$	165
$l_a$	95
$w_a$	7
G	1.5

**Tableau IV. 1 Dimensions de la structure initiale de l'antenne patch**

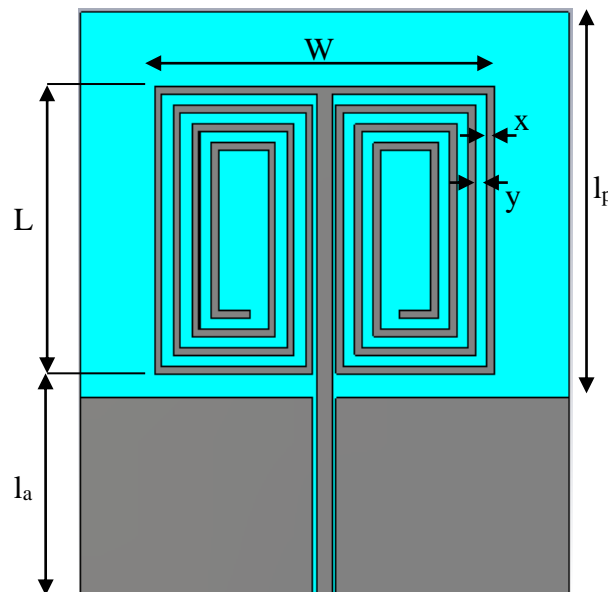
La simulation de cette configuration initiale a été effectuée sous environnement CST-Microwave Studio. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence sur un intervalle qui s'étale de 0 à 3 GHz est illustré par la figure IV.2.



**Figure IV. 2 Coefficient de réflexion d'une antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne coplanaire**

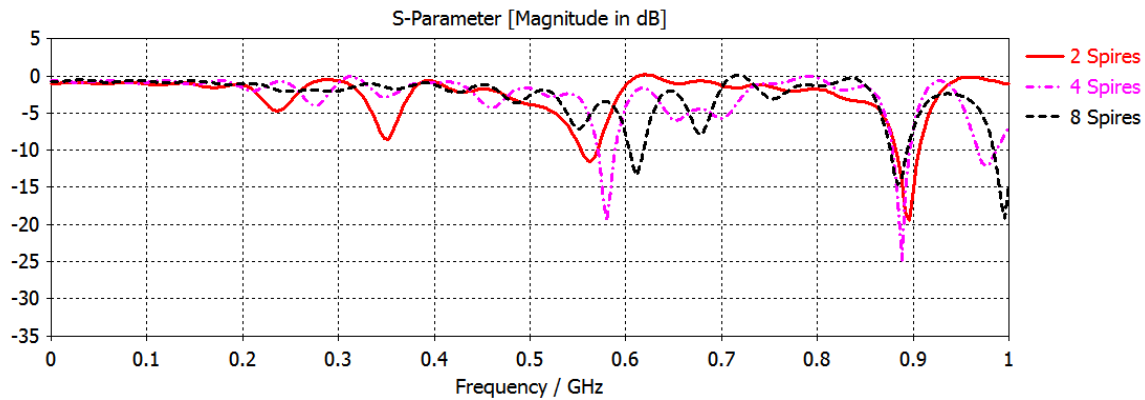
D'après cette courbe, une résonance à 700 MHz avec un coefficient  $S_{11}$  à -16.33 dB est réalisée. La bande passante mesurée à -10 dB s'étale de 534 MHz à 932 MHz (soit une bande passante de 54.3%).

Afin de miniaturiser cette antenne, nous allons remplacer le patch initial par une ligne microruban pliée en spirale de manière symétrique. La nouvelle configuration de l'antenne est telle que le montre la figure IV.3, pour le cas particulier d'un pliage à quatre spires.



**Figure IV. 3 Géométrie d'une antenne à pliage en spirale, alimentée par ligne coplanaire**

En gardant les mêmes dimensions que l'antenne initiale et en prenant  $x = 2$  mm et  $y = 1.5$  mm, nous allons considérer les cas à 8, 4 et 2 spires. Les résultats des simulations sont représentés dans la figure IV.4.



**Figure IV. 4** Coefficient de réflexion de l'antenne Spirale symétrique pour différents cas de nombre de spires

Nous pouvons constater que le pliage en spirale a eu pour conséquences de décaler la fréquence du mode fondamental vers des fréquences plus basses. Nous remarquons également que ce décalage est plus important lorsque le nombre de spires est réduit. Ce résultat nous permet de dire que l'objectif de la miniaturisation est atteint, car pour revenir vers la fréquence convoitée, qui est 700 MHz, il faudrait réduire l'espace occupé par l'antenne.

## IV.2.2 Conception de l'antenne miniature

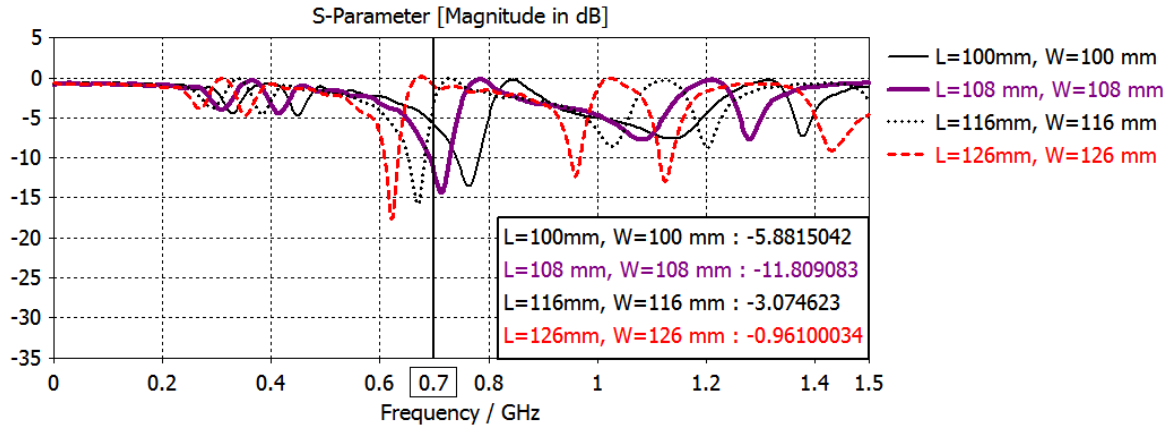
### IV.2.2.a Première étape de miniaturisation

Notre choix s'est porté à la configuration à deux spires comme une première étape. Nous allons modifier la longueur  $L$  et la largeur  $W$  de l'antenne, en maintenant les autres dimensions telles qu'illustrées dans le tableau suivant :

Dimensions	Valeurs (mm)
$l_p$	165
$l_a$	95
$w_a$	7
$g$	1.5
$x$	2
$y$	1.5

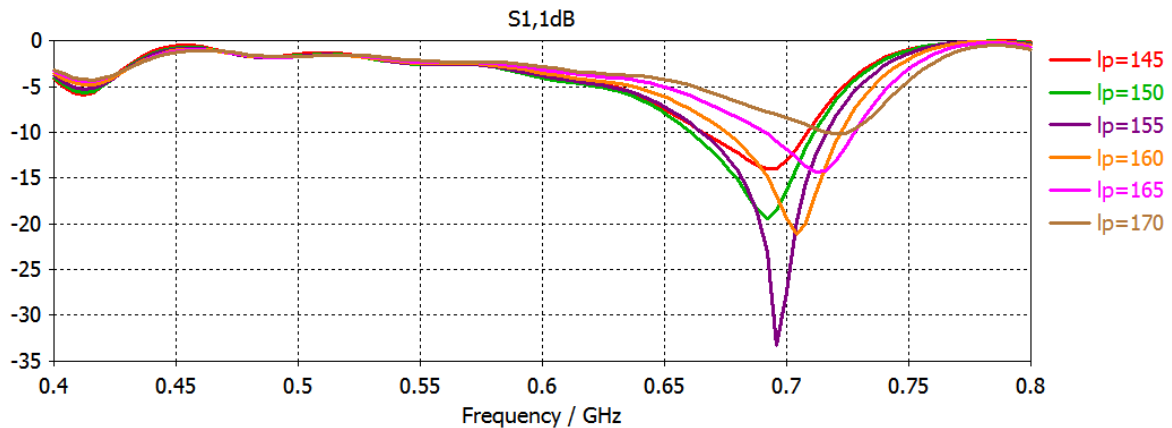
**Tableau IV. 2** Dimensions de la structure patch spiral symétrique

La figure IV.5 présente le paramètre  $S_{11}$  pour différentes combinaisons de la longueur  $L$  et de la largeur  $W$ .



**Figure IV. 5 Coefficients de réflexion de l'antenne spirale pour plusieurs dimensions  $L$  et  $W$**

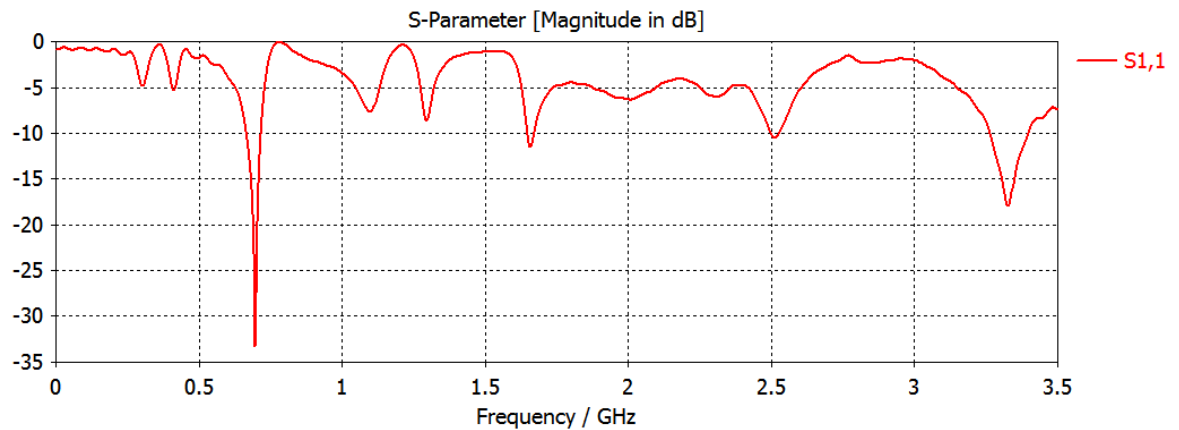
La combinaison la plus adéquate d'après cette figure est celle qui correspond à  $L = W = 108$  mm. Nous allons à présent montrer l'influence du décalage du plan de masse sur le comportement de l'antenne. L'étude paramétrique a abouti aux résultats représentés par la figure IV.6.



**Figure IV. 6 Influence du plan de masse sur l'adaptation d'impédance**

Nous pouvons conclure que pour  $l_p = 155$  mm, nous obtenons une meilleure adaptation d'impédance autour de la fréquence 700 MHz avec une meilleure bande passante. A ce stade de la miniaturisation, les dimensions de l'antenne sont réduites à  $108 \times 108$  mm<sup>2</sup> (soit de  $0.25\lambda_0 \times 0.25\lambda_0$ ,  $\lambda_0$  étant la longueur d'onde dans le vide). Le substrat qui supporte l'antenne est de dimensions  $W_x = 139.76$  mm et  $W_y = 234.76$  mm. Une réduction de 33% de la surface occupée par l'antenne par rapport à la structure initiale est atteinte.

Le coefficient de réflexion de cette antenne miniaturisée est illustré par la figure IV.7.



**Figure IV. 7 Coefficient de réflexion obtenu par simulation de l'antenne spirale miniaturisée à 33%**

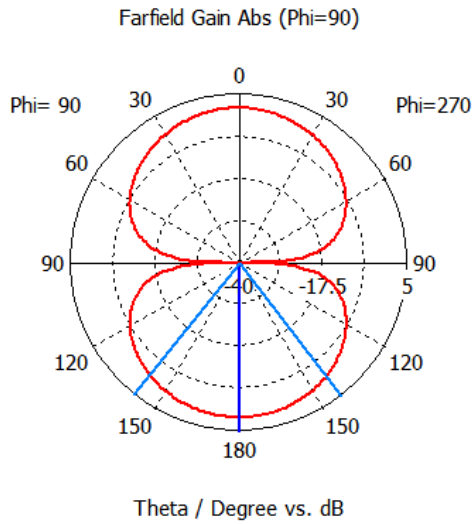
Cette antenne présente plusieurs résonances, les plus intéressantes en termes d'adaptation sont 700 MHz de la norme LTE, avec un niveau du coefficient de réflexion de -33 dB et une résonance à 3.3 GHz de la norme WiMAX avec un  $S_{11}$  à -18 dB. Nous constatons une diminution de la bande passante en comparaison avec la structure initiale. Elle s'étale sur 53 MHz autour du premier mode (soit 7.3% seulement), elle est plus significative autour du second mode, soit de 130 MHz.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne pour ces deux modes de résonances sont représentés par la figure IV.8.

Il est à noter que le rayonnement sur le plan  $\varphi = 90^\circ$  est symétrique et bidirectionnel. La direction du lobe principal est de  $180^\circ$  et  $127^\circ$  avec des gains de 1.9 dB et 5.18 dB respectivement pour les deux fréquences de résonance correspondantes. Les largeurs du faisceau sont de  $75.8^\circ$  et  $31.2^\circ$  respectivement.

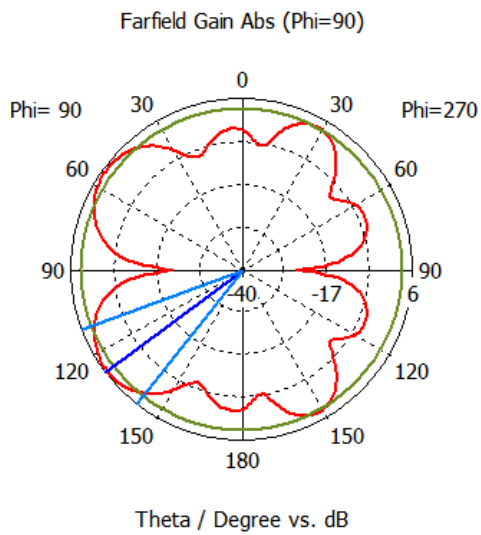
Au niveau du plan  $\varphi = 0^\circ$ , le rayonnement manifeste un comportement omnidirectionnel avec un gain maximal de 1.9 dB à la fréquence 700 MHz et de 2.25 dB à la fréquence 3.3 GHz.





— farfield (f=0.7)

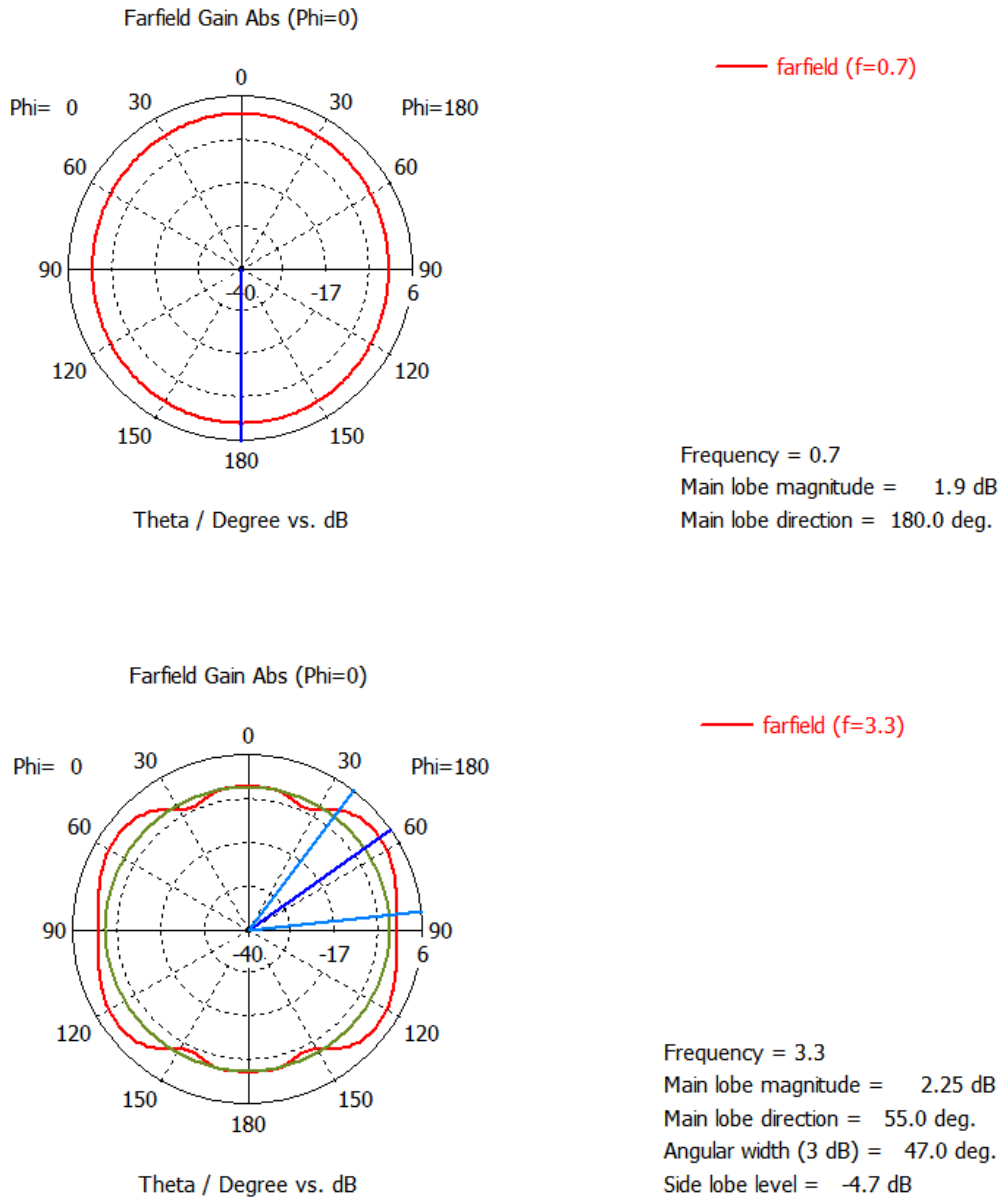
Frequency = 0.7  
 Main lobe magnitude = -1.9 dB  
 Main lobe direction = 180.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 75.8 deg.



— farfield (f=3.3)

Frequency = 3.3  
 Main lobe magnitude = 5.18 dB  
 Main lobe direction = 127.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 31.2 deg.  
 Side lobe level = -1.9 dB

(a)

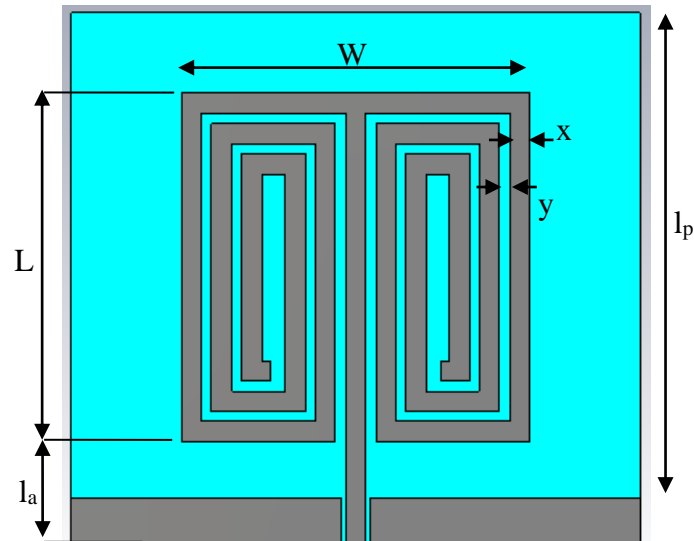


(b)

**Figure IV. 8** Diagrammes de rayonnement obtenus par simulation de l'antenne spirale miniature à la fréquence 700 MHz et 3.3 GHz (a) au plan E et (b) au plan H

#### IV.2.2.b Seconde étape de miniaturisation

Dans cette partie, nous tentons de défier la nature de l'antenne microruban en réduisant davantage ses dimensions. Nous proposons la configuration illustrée par la figure IV.9.



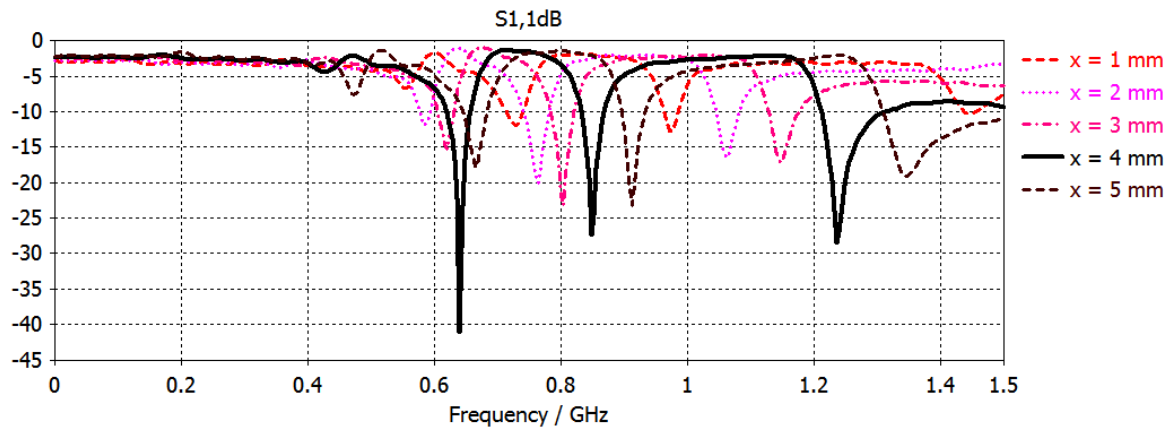
**Figure IV. 9 Structure de la seconde configuration de l'antenne miniaturisée**

Les nouvelles dimensions sont illustrées dans le tableau IV.3. Elles ont été réajustées de façon à obtenir une première résonance proche des 700 MHz, malgré le fait que la longueur et la largeur de l'antenne aient été nettement diminuées.

Dimensions	Valeurs (mm)
L	<b>69</b>
W	<b>69</b>
$W_x$	<b>116.64</b>
$W_y$	<b>104.88</b>
$l_p$	<b>96</b>
$l_a$	<b>20</b>
$w_a$	<b>4</b>
g	<b>1</b>

**Tableau IV. 3 Dimensions de la seconde antenne miniaturisée**

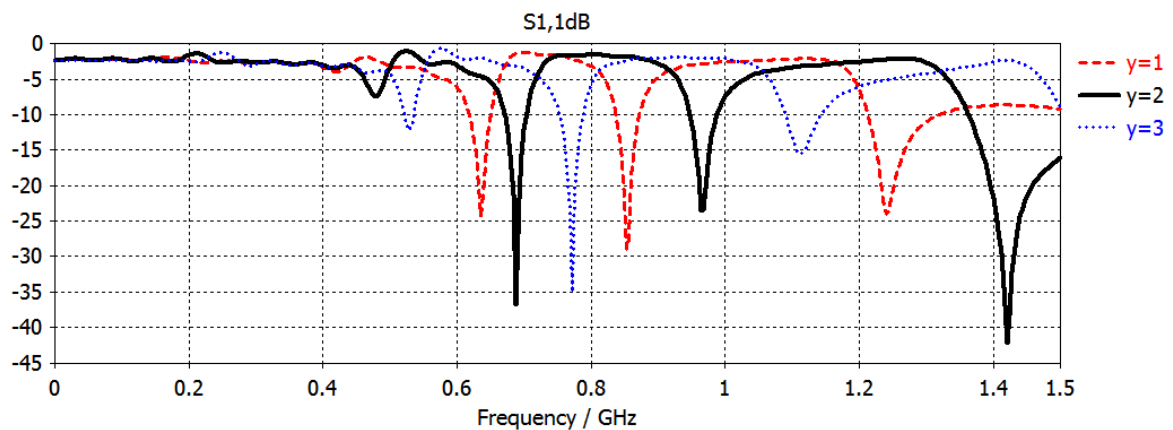
Une étude paramétrique par rapport à la largeur du ruban  $x$  et l'espace entre chaque spire  $y$ , a été effectuée. La figure IV.10 montre l'influence de la variation du paramètre  $x$  en gardant la valeur de  $y$  à 1 mm.



**Figure IV. 10** Effet de la largeur du ruban sur le coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée

En premier lieu, nous constatons que lorsque la valeur de  $x$  augmente, la fréquence de résonance augmente aussi. Ceci reste conditionné par l'espace occupé par l'antenne, par conséquent, nous ne pourrions pas dépasser une certaine limite.

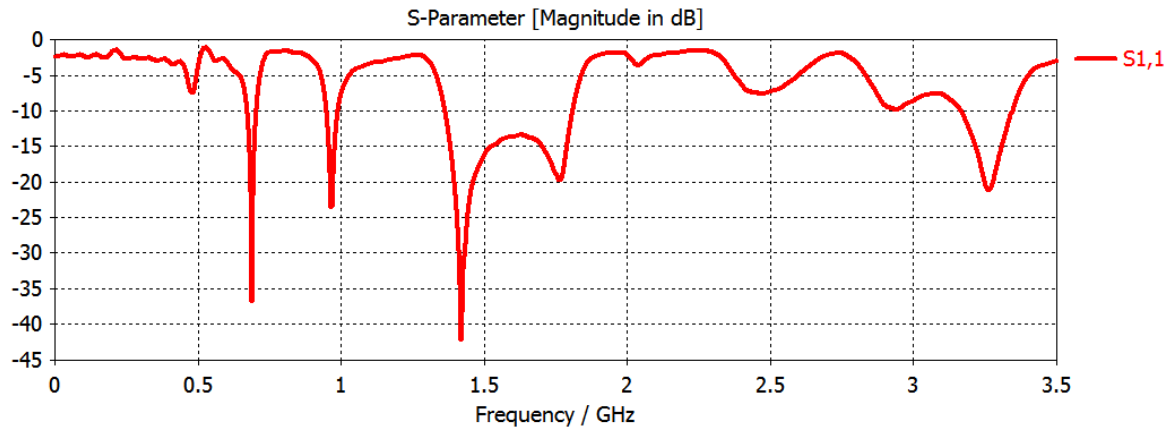
Nous pouvons également observer une meilleure adaptation d'impédance pour une valeur de  $x$  égale à 4 mm, avec un coefficient de réflexion de -41dB à la fréquence 640 MHz. Nous fixons  $x$  à cette valeur, et nous faisons varier le paramètre  $y$  de 1 mm à 3 mm, afin d'ajuster la fréquence à 700 MHz. La figure IV.11 illustre l'ensemble des résultats simulés.



**Figure IV. 11** Effet de l'espace entre spires sur le coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée

D'après cette figure, nous pouvons dire que la valeur  $y = 2$  mm est la plus adéquate en termes de résonance et de niveau d'adaptation. Les paramètres géométriques choisis sont donc :  $x = 4$  mm et  $y = 2$  mm.

La surface occupée par l'antenne à ce niveau de la miniaturisation est de  $69 \times 69 \text{ mm}^2$  (soit  $0.16 \lambda_0 \times 0.16 \lambda_0$ ). Une réduction de taille de 72% est réalisée. Le coefficient de réflexion de cette antenne miniaturisée est illustré par la figure IV.12.



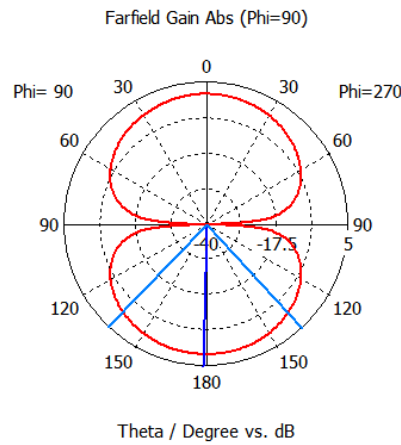
**Figure IV. 12 Coefficient de réflexion obtenu par simulation de l'antenne spirale miniaturisée à 72%**

L'antenne conçue est à caractère multibande, des résonances aux fréquences 700 MHz, 964 MHz, 1.42 GHz, 1.76 GHz et 3.26 GHz sont obtenues avec des niveaux du paramètre  $S_{11}$  de -36 dB, -23.5 dB, -42 dB, -20 dB et -21 dB respectivement. Les bandes passantes autour de ces résonances sont 33 MHz, 41 MHz, 442 MHz et 178 MHz. Au mode fondamental, nous remarquons que la bande passante a diminué de façon très significative (4.8 % seulement), par rapport à la structure initiale (qui était de 54.3%). Ce phénomène est malheureusement inévitable. En effet, il a été démontré que la réduction de la taille implique un facteur de qualité  $Q$  plus important. Etant inversement proportionnel à la bande passante, cette dernière se trouve nettement diminuée [3].

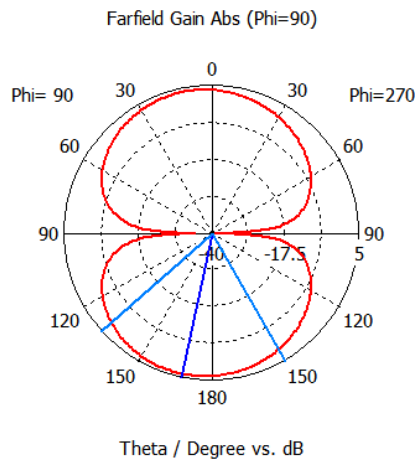
Cette antenne pourrait servir les standards LTE 700 MHz, LTE 1700 MHz et WiMAX 3.3 GHz. Les diagrammes de rayonnement pour ces trois fréquences de résonance au niveau des deux plans principaux sont illustrés par la figure IV.13.

Nous observons un rayonnement omnidirectionnel. Sur le plan E, la direction du lobe principal est à  $179^\circ$ ,  $168^\circ$  et  $115^\circ$  avec des gains de 1.13 dB, 3.75 dB et 6.07 dB respectivement pour les trois fréquences de résonance correspondantes. Les largeurs du faisceau sont de  $86.4^\circ$ ,  $78.3^\circ$  et  $26^\circ$  respectivement.

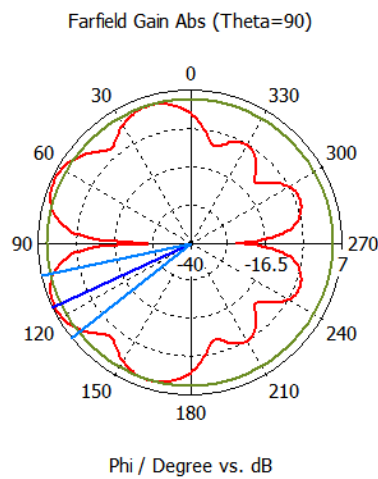
Au niveau du plan H, les gains maximaux sont de 1.13 dB, 3.48 dB et 2.3 dB respectivement.



Frequency = 0.7  
 Main lobe magnitude = 1.13 dB  
 Main lobe direction = 179.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 86.4 deg.

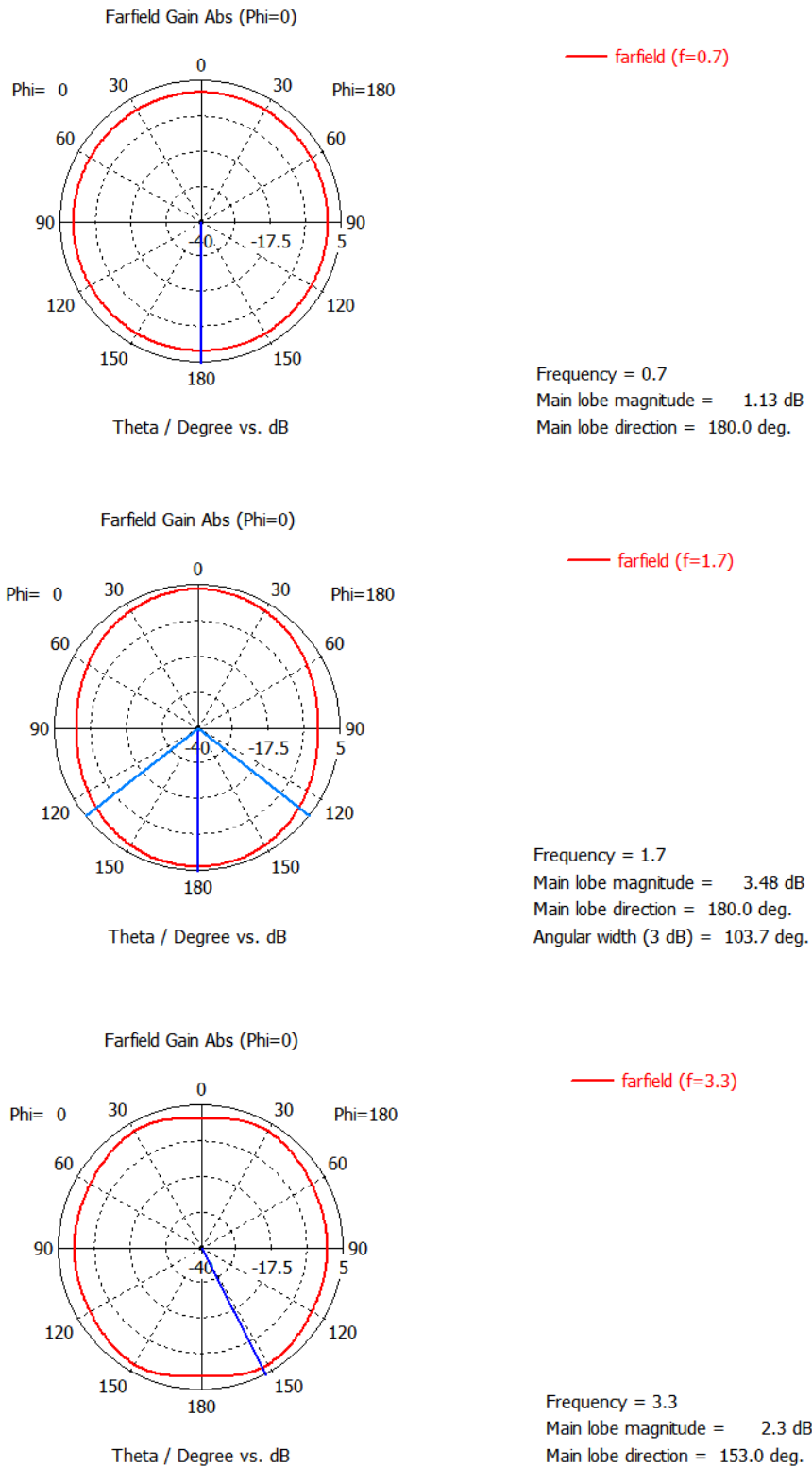


Frequency = 1.7  
 Main lobe magnitude = 3.75 dB  
 Main lobe direction = 168.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 78.3 deg.



Frequency = 3.3  
 Main lobe magnitude = 6.07 dB  
 Main lobe direction = 115.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 26.0 deg.  
 Side lobe level = -2.0 dB

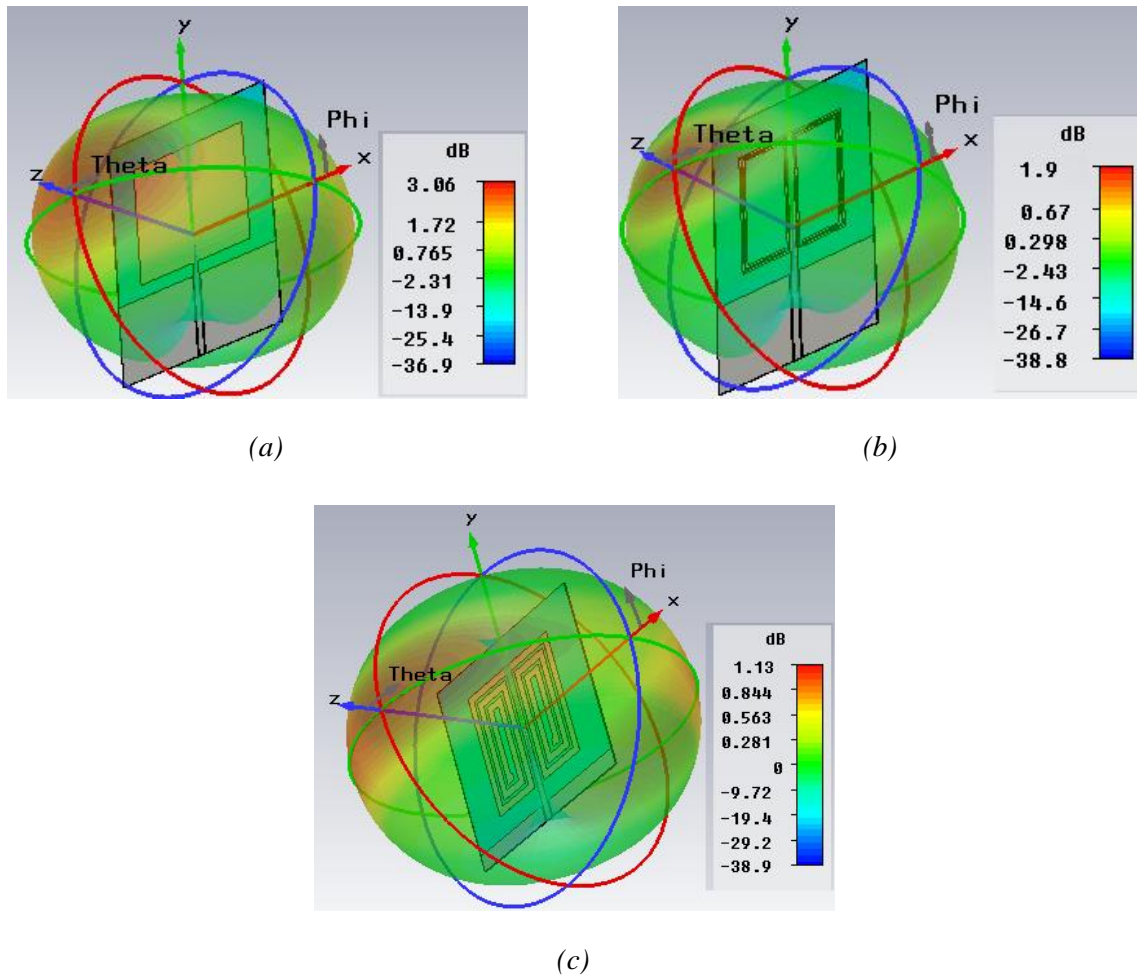
(a)



(b)

Figure IV. 13 Diagrammes de rayonnement obtenus par simulation de l'antenne spirale miniature aux fréquences 700 MHz, 1.7 GHz et 3.3 GHz (a) au plan E et (b) au plan H

Une vue en 3D des rayonnements de l'antenne initiale et ceux des deux configurations miniaturisées, à la fréquence 700 MHz, sont représentés dans la figure IV.14.



**Figure IV. 14 Diagrammes de rayonnement 3D (a) de l'antenne initiale conventionnelle, (b) de l'antenne spirale miniaturisée à 33% et (c) de l'antenne spirale miniaturisée à 72%**

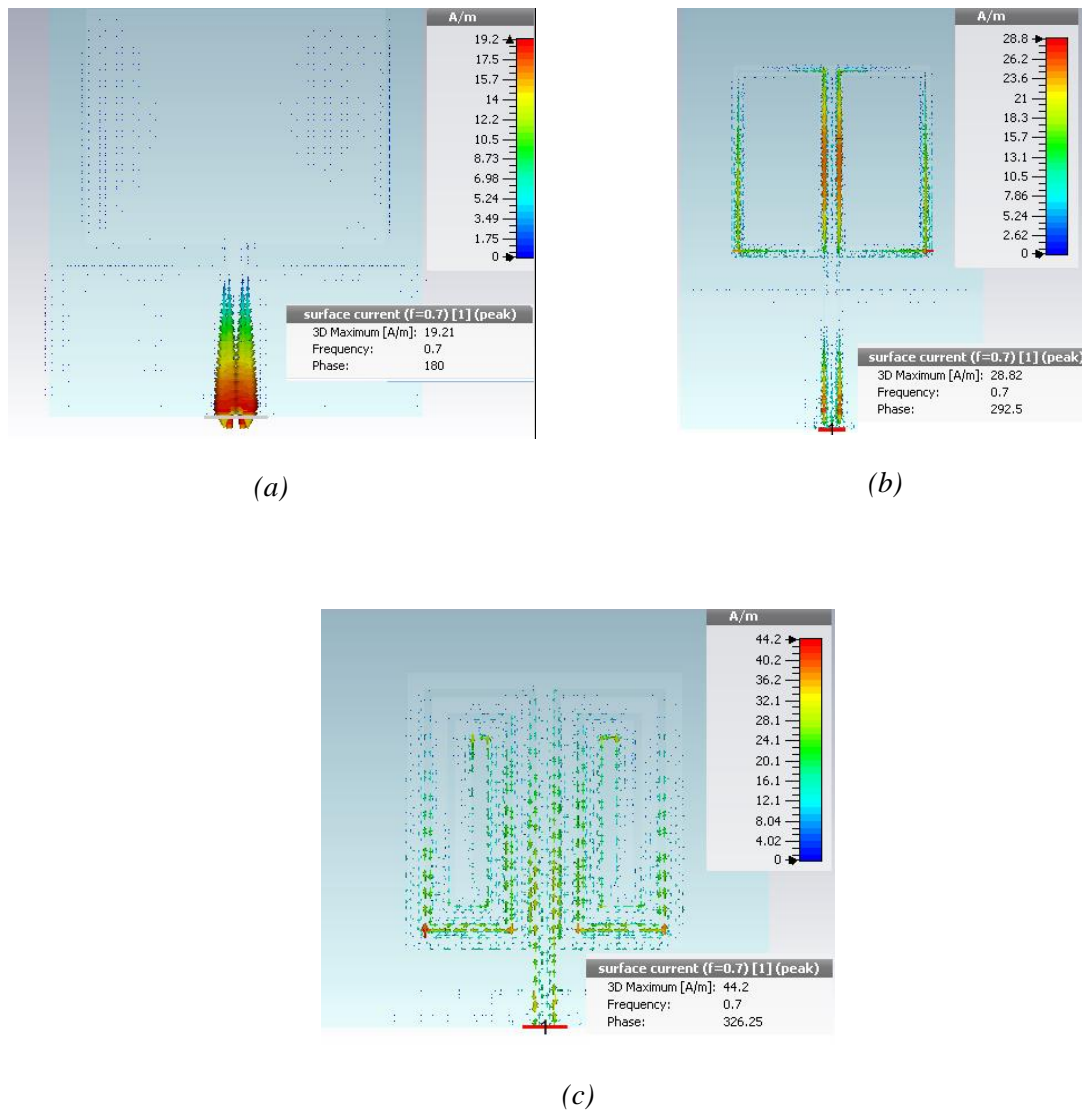
D'après ces figures, il apparaît clairement que plus nous réduisons la taille de l'antenne, plus le gain devient faible. Il en est de même pour la bande passante, comme nous avons pu le constater. Les performances des trois structures sont résumées dans le tableau IV.4.



	L (mm)	W (mm)	Bande passante (%)	Gain (dB)
Antenne initiale	120	145	54.3	3.06
Antenne miniature #1	108	108	7.3	1.9
Antenne miniature #2	69	69	4.8	1.13

**Tableau IV. 4 Récapitulatif des dimensions et performances de l'antenne initiale et les deux antennes miniaturisées**

La figure IV.15 nous permet de visualiser la distribution du courant de surface à la fréquence 700 MHz, pour l'antenne conventionnelle et les deux antennes miniaturisées.



**Figure IV. 15 Distribution du courant à la fréquence 700 MHz pour (a) l'antenne rectangulaire (b) l'antenne miniature #1 et (c) l'antenne miniature #2**

Nous pouvons constater que le flux du courant se concentre essentiellement sur les extrémités non rayonnantes du patch ordinaire (figure IV.15.a). Le fait d'avoir remplacé ce patch par une ligne pliée en spirale de manière symétrique a eu pour conséquences d'allonger le chemin arpenté par le courant, perturbant ainsi son mode de fonctionnement et rendant l'antenne de taille plus petite. De ce fait, une concentration plus dense du courant est observée dans le cas de la seconde et de la troisième configuration avec des maximums de courant de 28.8 A/m et de 44.2 A/m respectivement (figures IV.15.b et c).

Nous avons pu démontrer à partir des structures proposées, que le pliage en spirale peut être considéré comme une bonne stratégie de miniaturisation. Les antennes conçues sont compactes, à fonctionnement multibande, elles manifestent des gains modérés et des bandes passantes acceptables. Il a été établi que les performances de l'antenne diminuent lorsque nous réduisons davantage la taille de l'antenne. Un compromis doit être fait selon les performances requises et l'espace qui sera alloué à l'antenne.

### **IV.3 Antenne microruban triangulaire miniature et bibande avec un plan de masse fractal**

Durant ces dernières années, la technique fractale, combinée à la théorie de l'électromagnétisme, a donné naissance à une génération innovante d'antennes dites antennes fractales. Ces dernières sont en général des structures planaires imprimées. Dès lors, plusieurs antennes microrubans fractales ont été développées et optimisées aussi bien pour être miniaturisées, mais aussi pour avoir un fonctionnement multibande et ultra large bande. Les géométries fractales les plus populaires sont celle de Koch, de Sierpinski et de Hilbert [11]–[14].

La conception des antennes microrubans est un réel défi. L'amélioration de l'une de ses caractéristiques peut causer la dégradation d'une autre, surtout lorsque nous cherchons à les rendre miniatures. Nous devons donc définir un compromis pour servir l'ensemble des exigences d'une application spécifique. Les résultats les plus intéressants sont souvent obtenus lorsque nous combinons deux ou plusieurs techniques de miniaturisation ensemble.

Nous allons présenter dans cette partie une approche originale pour miniaturiser une antenne microruban de forme triangulaire. Cette approche consiste à fusionner deux techniques de miniaturisation : un plan de masse fractal et l'insertion d'un fil de court circuit entre l'élément rayonnant et son plan de masse [15], [16].

### IV.3.1 Conception de l'antenne

La conception de cette antenne a été élaborée en trois étapes. En premier lieu, nous commençons par simuler une antenne imprimée en forme de triangle équilatéral, alimentée par une ligne microruban et déposée sur un substrat diélectrique recouvert par son autre face d'un plan de masse total telle que présentée par la référence [17]. Le substrat utilisé est le FR-4 de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$ , de tangente de pertes  $\tan\delta = 0.019$  et de hauteur  $h = 1.6$  mm.

La fréquence de résonance de cette antenne pour les différents modes  $TM_{mn}$  peut être évaluée par la relation suivante [18] :

$$f_{mn} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} (m^2 + mn + n^2)^{1/2} \quad (IV.6)$$

Où  $c$  représente la vitesse de la lumière dans le vide,  $m$  et  $n$  sont les nombres des modes de résonance,  $a$  est la longueur de chaque côté du triangle.

Cette équation est valide lorsque le résonateur triangulaire est entouré d'un mur magnétique parfait. Lorsque ce n'est pas le cas, il est suggéré de remplacer la longueur  $a$  par la longueur effective  $a_e$  ( qui ne varie pas beaucoup de  $a$  ) [11]. L'expression approchée pour  $a_e$  est donnée par la relation IV.7.

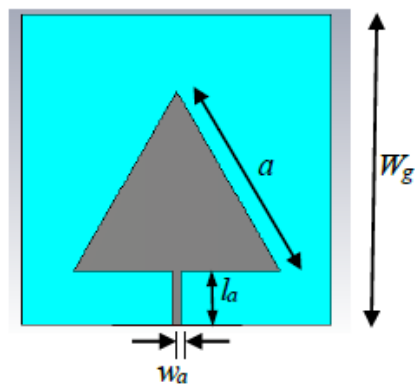
$$a_e = a \left[ 1 + 2.199 \frac{h}{a} - 12.853 \frac{h}{a\sqrt{\epsilon_r}} + 16.436 \frac{h}{a\epsilon_r} + 6.182 \left( \frac{h}{a} \right)^2 - 9.802 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \left( \frac{h}{a} \right)^2 \right] \quad (IV.7)$$

Les dimensions du patch triangulaire peuvent être déterminées afin d'exciter la première résonance correspondant au mode  $TM_{10}$  en utilisant la relation :

$$f_{10} = \frac{2c}{3a_e\sqrt{\epsilon_r}} \quad (IV.8)$$

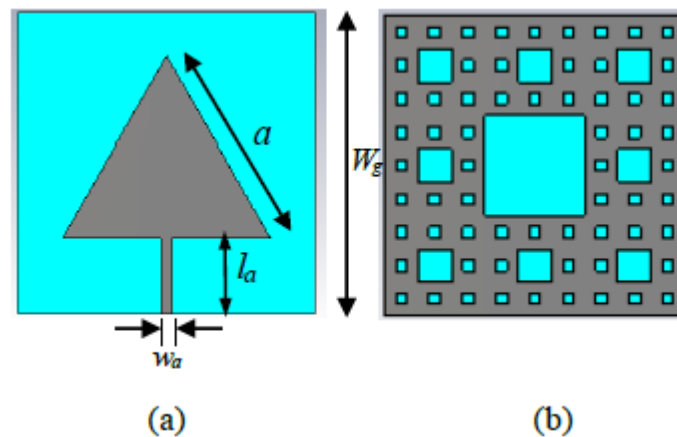
Pour l'application WLAN opérant à la fréquence 2.4 GHz, la longueur estimée du patch triangulaire doit être de 39.94 mm. Elle a été ajustée lors de la simulation à 38.5 mm pour maintenir la résonance à 2.4 GHz.

La face inférieure du substrat est entièrement recouverte d'un plan métallique carré de longueur  $W_g = 57.7$  mm. L'épaisseur de la métallisation est  $t = 0.035$  mm. La largeur et la longueur de la ligne alimentant l'antenne sont respectivement  $w_a = 0.5$  mm et  $l_a = 10$  mm. Cette configuration sera notre antenne de référence (antenne 1), elle est illustrée par la figure IV.16.



**Figure IV. 16 Géométrie de l'antenne triangle de référence (Antenne 1)**

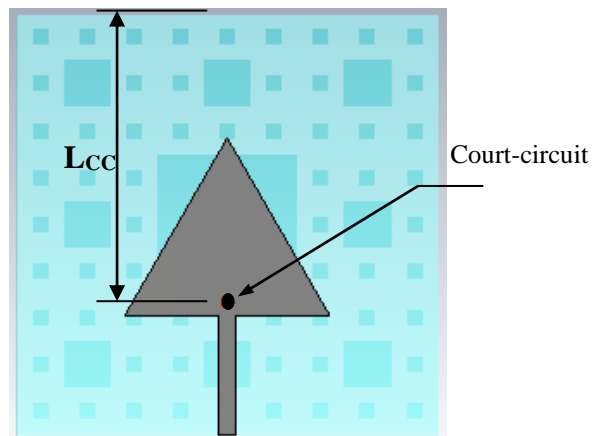
Récemment, certains chercheurs ont utilisé un plan de masse fractal pour obtenir un comportement ultra large bande ULB [19]. Nous cherchons à démontrer que cette approche pourrait aboutir à une miniaturisation de l'antenne également. Pour se faire, une configuration de type tapis de Sierpinski est appliquée au plan de masse de la structure initiale. Nous détaillerons dans le paragraphe suivant toutes les étapes de simulation et toutes les modifications qui ont été apportées aussi bien à l'antenne triangle, mais aussi au plan de masse et qui ont abouti à notre seconde configuration (Antenne 2), illustrée dans la figure IV.17. Cette dernière serait de taille réduite, en comparaison avec l'antenne 1, mais fonctionne à la même fréquence d'opération qui est de 2.4 GHz.



**Figure IV. 17 Antenne triangulaire miniature avec plan de masse fractal, (a) face supérieure et (b) face inférieure**

Les ajustements apportés aux dimensions de la structure pour maintenir le même fonctionnement sont :  $W_g = 40$  mm,  $l_a = 10$  mm,  $w_a = 1.5$  mm et  $a = 28$  mm. Une réduction de 27.2% est atteinte à ce stade de la conception.

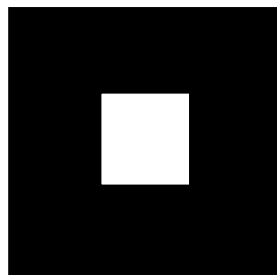
La troisième étape (Antenne 3) consiste à insérer un fil de court circuit connectant l'antenne au plan de masse. La position optimale du court-circuit est  $L_{cc} = 23.9$  mm, distance mesurée à partir du côté supérieur du plan de masse (voir figure IV.18). Les dimensions de cette nouvelle structure sont  $W_g = 35$  mm,  $l_a = 10$  mm,  $w_a = 1.5$  mm et  $a = 17$  mm, ce qui voudrait dire que l'antenne a été miniaturisée de 55.8 % par rapport sa taille initiale.



*Figure IV. 18 Antenne triangulaire compacte avec plan de masse fractal et court-circuit*

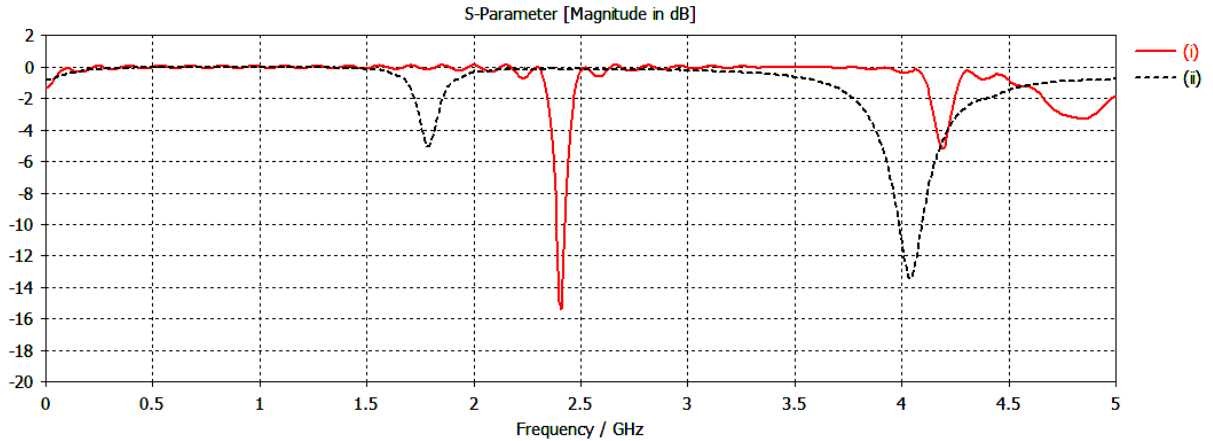
### IV.3.2 Résultats de simulation et discussions

Les simulations ont été effectuées par le logiciel CST-Microwave Studio. Tout d'abord, nous allons insérer une fente de forme carrée centrée au niveau du plan de masse de l'antenne 1, ce qui correspond à la première itération du tapis de Sierpinski, comme le montre la figure IV.19.



*Figure IV. 19 Plan de masse de type tapis de Sierpinski première itération*

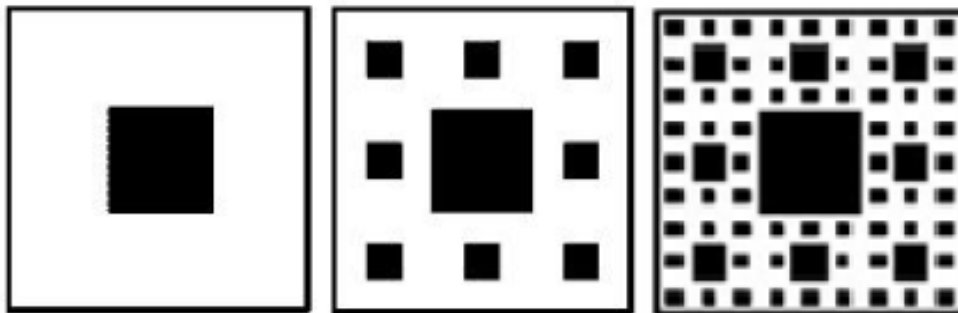
Nous allons pouvoir comparer le fonctionnement de cette nouvelle configuration avec celui de l'antenne de référence. La figure IV.20 illustre la réponse du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour ces deux cas de figure.



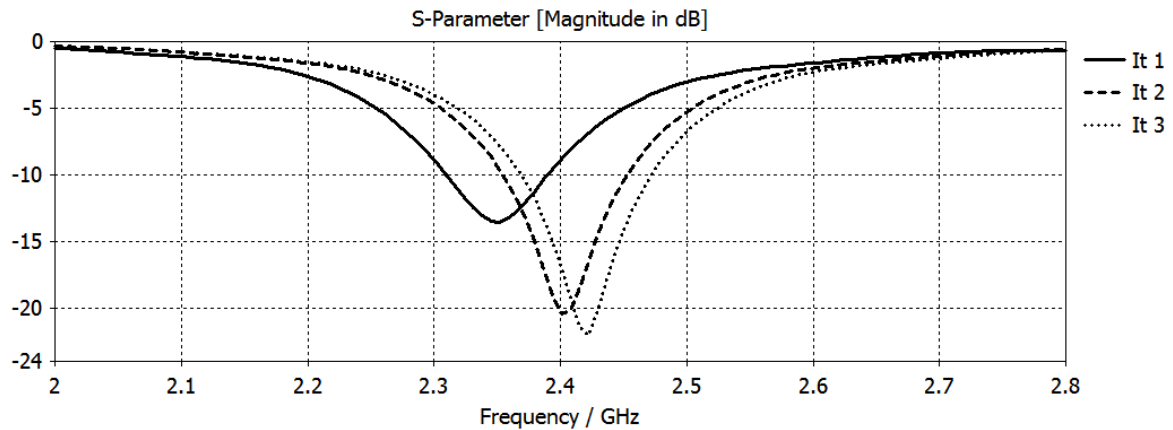
**Figure IV. 20** Coefficient de réflexion  $S_{11}$  en dB pour (i) l'antenne de référence et (ii) l'antenne avec une première itération du tapis de Sierpinski appliquée au plan de masse

L'antenne de référence résonne à la fréquence 2.4 GHz avec une bande passe mesurée à -10 dB de 50 MHz. La première itération du tapis de Sierpinski a mené vers un décalage de la fréquence du premier mode de résonance vers 1.785 GHz. Ceci va nous permettre de réduire la taille de notre antenne pour revenir vers la fréquence désirée qui est de 2.4 GHz. La longueur de chaque côté de l'antenne triangulaire  $a$  est réduite à 28 mm. Les dimensions du plan de masse sont à présent de  $40 \times 40 \text{ mm}^2$ .

Les trois premiers ordres du tapis de Sierpinski sont appliqués successivement sur le plan de masse (figure IV.21.a). Les résultats de simulation du coefficient de réflexion pour chaque itération sont représentés par la figure IV.21.b.



(a)



(b)

**Figure IV. 21 Influence de l'ordre d'itération du plan de masse fractal sur le fonctionnement de l'antenne triangle**

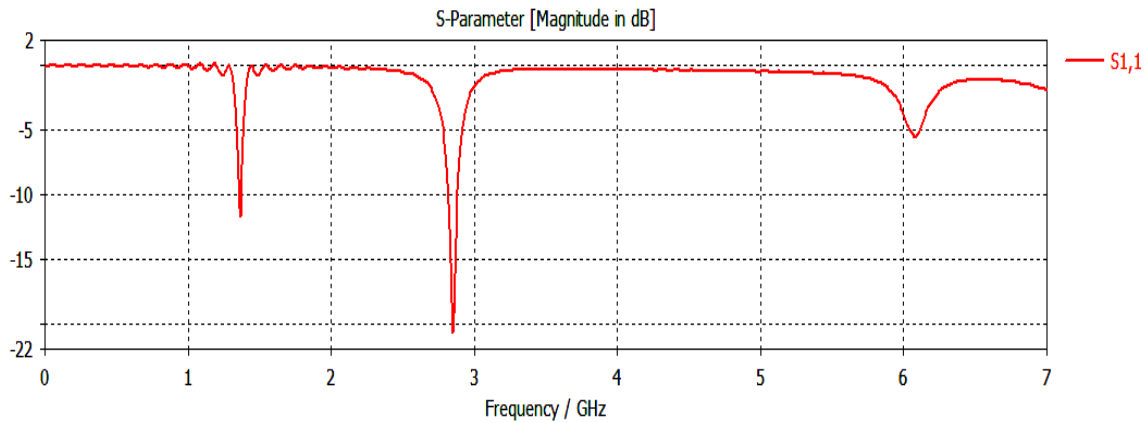
Les résultats de ces simulations se résument par le tableau suivant :

	Fréquence de résonance $f_r$ (GHz)	Coefficient de réflexion $S_{11}$ (dB)	Bande passante
1 <sup>ère</sup> itération	2.35	-13.5	80 MHz
2 <sup>ème</sup> itération	2.4	-20.42	100 MHz
3 <sup>ème</sup> itération	2.42	-22	104 MHz

**Tableau IV. 5 Résultats de simulation de l'antenne 2 pour les trois premiers ordres d'itération du plan de masse fractal de type Sierpinski**

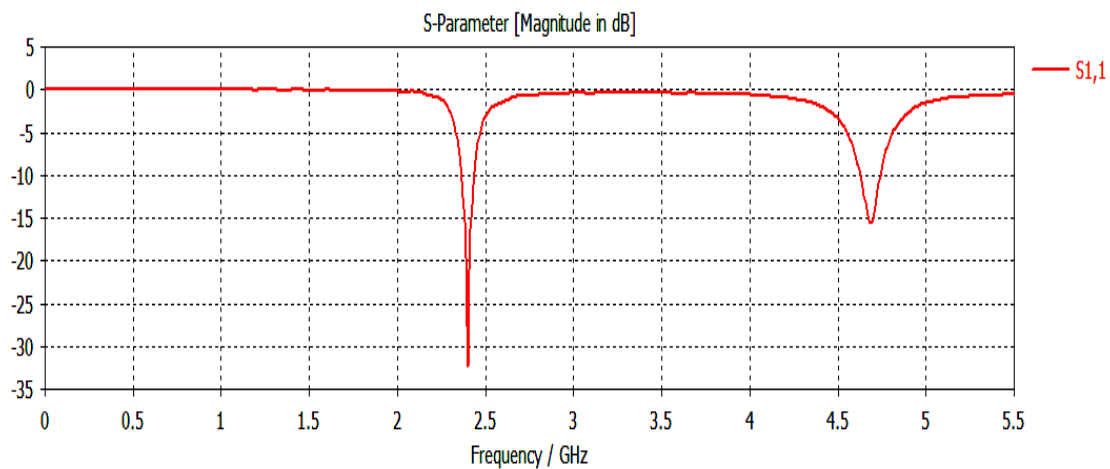
Nous pouvons dire que c'est la première itération qui nous a permis d'atteindre l'objectif de miniaturisation. En effet, nous n'obtenons aucun décalage vers les basses fréquences pour les deux autres itérations, cependant une meilleure bande passante et une meilleure adaptation d'impédance sont réalisées.

Pour plus de compacité, nous allons appliquer une seconde technique très souvent utilisée dans la littérature : l'insertion de court-circuit. De ce fait, un fil court-circuitant l'élément rayonnant avec le plan de masse est inséré à une distance de 27.2 mm du sommet de l'antenne 2. Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, obtenu par simulation est représenté par la figure IV.22.



**Figure IV. 22** Coefficient de réflexion de l'antenne avec plan de masse fractal d'ordre 3 et fil de court-circuit

A nouveau, un décalage de la première résonance vers les basses fréquences est observé (1.36 GHz). Ce résultat est très intéressant et va nous permettre de réduire davantage la taille de l'antenne pour revenir vers la fréquence 2.4 GHz, ce qui nous mène vers la structure finale (Antenne 3). Le coefficient de réflexion de cette dernière, obtenu par simulation est illustré dans la figure IV.23.

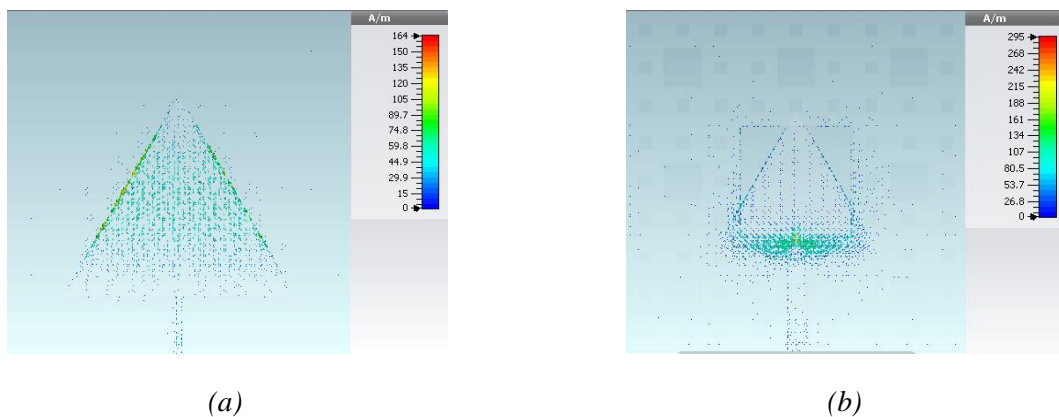


**Figure IV. 23** Paramètre  $S_{11}$  simulé pour l'antenne triangle avec plan de masse fractal (3<sup>ème</sup> ordre) et un fil de court-circuit

Nous obtenons ainsi une antenne b bande, une première résonance apparaît à la fréquence 2.4 GHz (ce qui correspond à l'exigence imposée au début de cette étude) en plus d'une seconde résonance à la fréquence 4.68 GHz, fréquence généralement réservée aux communications de défense sécurisées. Le paramètre  $S_{11}$  correspondant est respectivement de -32.34 dB et -15.6 dB. La bande passante mesurée à -10 dB est de 70 MHz autour de la première résonance et de 113 MHz autour de la seconde résonance.



La figure IV.24 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 2.4 GHz. Dans le premier cas, nous remarquons que le courant de surface est plus concentré sur les côtés latéraux de l'antenne. Un maximum de 164 A/m peut être atteint. Tandis que pour la structure miniature, le courant est plus dense autour du point du court-circuit, avec un maximum de 295 A/m. L'application d'un plan de masse fractal en collaboration avec le court-circuit 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.

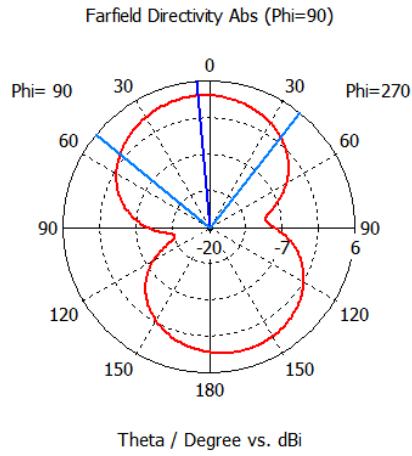


**Figure IV. 24 La distribution du courant de surface à la fréquence 2.4 GHz pour (a) L'antenne de référence et (b) L'antenne finale miniature**

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 2.4 GHz sont représentés par la figure IV.25.

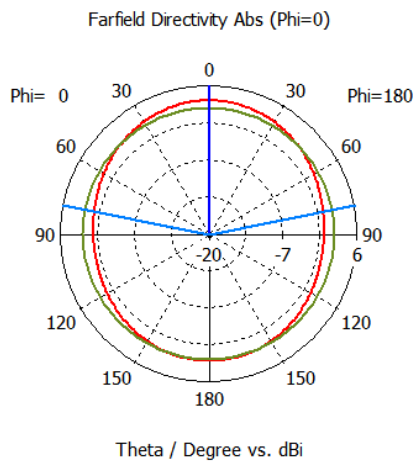
Il est à noter que le rayonnement dans le plan E est symétrique et bidirectionnel. Les lobes principaux sont dirigés autour de  $0^\circ$  et  $180^\circ$  avec un gain maximal de 3.44 dBi et 5.3 dBi respectivement pour les deux résonances. La largeur du faisceau est de  $88.9^\circ$  à la fréquence 2.4 GHz et  $66.8^\circ$  à la fréquence 4.68 GHz.

Au niveau du plan H, le rayonnement est omni-directionnel avec des gains maximaux de 3.4 dBi et 5.22 dBi pour les fréquences correspondantes.



— farfield (f=2.4)

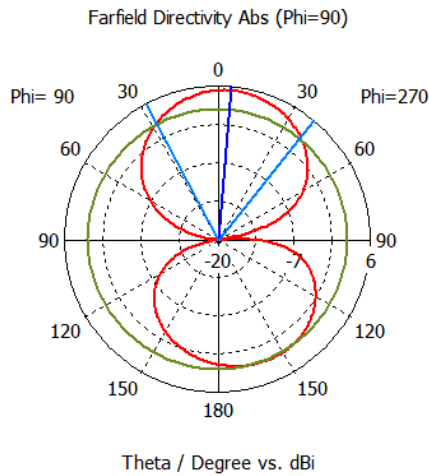
Frequency = 2.4  
Main lobe magnitude = 3.44 dBi  
Main lobe direction = 5.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 88.9 deg.



— farfield (f=2.4)

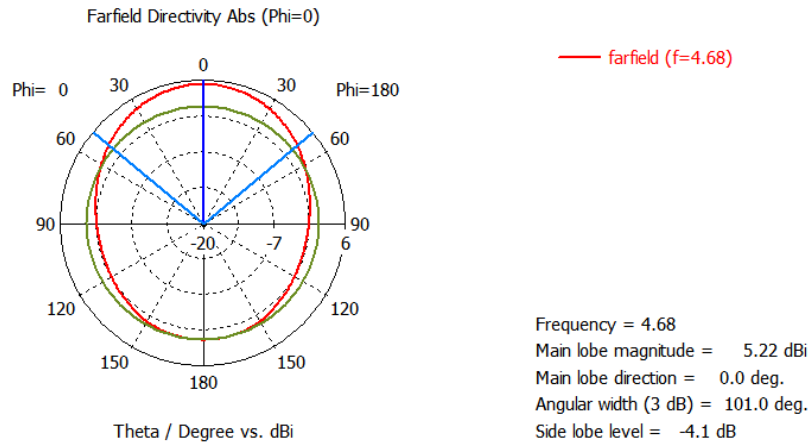
Frequency = 2.4  
Main lobe magnitude = 3.4 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 157.5 deg.  
Side lobe level = -1.2 dB

(a)



— farfield (f=4.68)

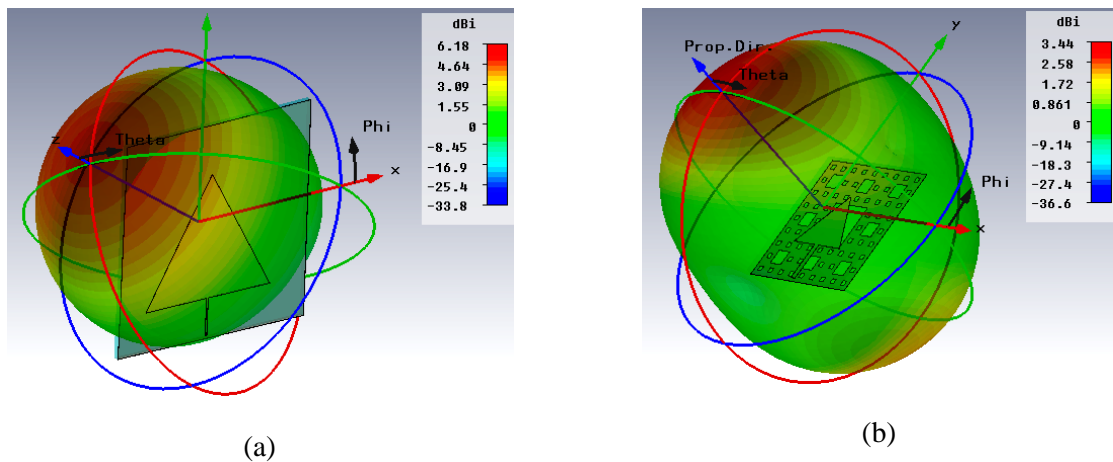
Frequency = 4.68  
Main lobe magnitude = 5.3 dBi  
Main lobe direction = 5.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 66.8 deg.  
Side lobe level = -3.3 dB



(b)

**Figure IV. 25 Représentation des diagrammes de rayonnement de l'antenne miniature aux plans E et H (a) à la fréquence 2.4 GHz et (b) à la fréquence 4.68 GHz**

Une comparaison entre le rayonnement spatial de l'antenne triangulaire conventionnelle résonant à la fréquence 2.4 GHz et celui de l'antenne miniature avec plan de masse fractal et court-circuit à la même fréquence est illustrée dans la figure IV.26.



**Figure IV. 26 Rayonnement 3D à la fréquence 2.4 GHz pour (a) l'antenne de référence et (b) l'antenne miniaturisée**

Nous constatons que le gain a nettement diminué entre la structure de taille normale et celle miniaturisée. En effet, nous passons d'un gain de 6.18 dBi à 2.4 GHz pour la structure initiale à un gain de 3.44 dBi pour l'antenne miniaturisée. Néanmoins, ce résultat reste très acceptable.

Nous pouvons conclure que l'association d'un plan de masse fractal avec l'insertion d'un court-circuit nous a permis d'atteindre une réduction de taille de plus de 55% sur une antenne microruban de forme triangulaire, en plus de son caractère bibande. Ses caractéristiques en termes de gain, d'adaptation et de bande passante restent acceptables et satisfaisantes pour l'application WLAN.

#### **IV.4 Antenne microruban miniature Ultra Large Bande pour imagerie micro-onde**

L'Ultra Large Bande (ULB) semble être une technologie très prometteuse pour les communications sans fils à très haut débit, les Radars à haute précision et les systèmes d'imagerie. Les systèmes ULB utilisent de courtes impulsions (de l'ordre du picoseconde), répétées avec une certaine cadence qui peut aller jusqu'à plusieurs giga-impulsions par seconde, offrant ainsi une très large bande passante avec un niveau de puissance d'émission très faible. Ceci offre aux systèmes ULB la possibilité de coexister avec d'autres systèmes électroniques [20].

Initialement utilisée dans des applications militaires, la technologie ULB est de nos jours exploitée par diverses applications, depuis que la Commission Fédérale américaine des Communications (FCC) l'a autorisé en Février 2002. Cette commission a établi certaines réglementations quant aux bandes de fréquences et aux limites de puissance d'émission allouées aux différentes applications ULB. Tout système présentant une bande passante fractionnelle d'au moins 20%, ou une bande passante d'au moins 500 MHz peut être considéré comme un transmetteur ULB [20].

Parmi les applications ULB, l'imagerie médicale microondes a suscité un intérêt considérable ces dernières années. Le spectre de fréquences qui lui a été alloué par le FCC est de 3.1 à 10.6 GHz [20]. Cette technique pourrait être un moyen très efficace dans la détection de tumeurs malignes du fait qu'aux fréquences microondes, le contraste des propriétés électriques entre les tissus normaux et les tissus malins devient très significatif [21]–[23].

Nous nous intéressons essentiellement à l'application de cette technique dans la détection du cancer du sein. Basée sur la technique Radar, l'idée est d'illuminer le sein par de courtes impulsions d'énergie microonde à faibles puissances et de récolter les ondes diffusées ou réfléchies par une ou plusieurs antennes réceptrices. Le traitement des informations reçues permettrait la détection et la localisation de la tumeur, la connaissance de sa taille, sa forme et ses propriétés électriques, et pourrait être exploité pour la constitution d'une image à trois dimensions.

De tels systèmes nécessitent la conception d'antennes ULB qui répondent à leurs exigences en termes de bande passante, de gain, de stabilité de rayonnement, mais aussi de compacité de l'antenne pour une meilleure intégration dans le système ; ce qui représente un véritable challenge. Les antennes microrubans semblent être des candidates idéales et sont fréquemment rencontrées dans les applications ULB, notamment dans l'imagerie médicale [1], [24]–[26].

L'antenne que nous proposons a été conçue dans le cadre d'un projet de recherche national sur la « détection avancée du cancer du sein par imagerie micro-ondes ». Il s'agit d'une antenne microruban de forme rectangulaire, connue pour avoir un faible gain et une bande passante étroite. Notre premier souci, pour répondre aux exigences de notre cahier de charges, serait d'arriver à élargir la bande passante, en appliquant certaines techniques.

L'utilisation d'un plan de masse partiel [27] et la découpe en « marches d'escaliers » du patch pour un passage progressif avec l'alimentation [28], sont des méthodes qui ont prouvé leur efficacité. Infliger une courbure au plan de masse partiel avec insertion d'encoche peut également avoir un effet considérable sur la bande passante [29], nous permettant d'atteindre les objectifs que nous nous sommes fixés. La réduction de la taille de cette antenne sera assurée par l'insertion d'une fente au niveau de l'élément rayonnant, pour une meilleure intégration dans le système et un minimum d'encombrement.

#### **IV.4.1 Conception de l'antenne**

La géométrie de l'antenne microruban étudiée est présentée par la figure IV.27. L'antenne est un patch rectangulaire qui a subi un certain nombre de modifications afin de pallier à la limitation de sa bande passante, étroite à l'origine [30], [31].

Le patch (de dimensions  $l = 12$  mm et  $w = 10$  mm) est réalisé sur un substrat de type FR-4 (permittivité diélectrique  $\epsilon_r = 3.34$  d'épaisseur  $h = 0.794$  mm), de dimensions  $L = 30$  mm et  $W = 20$  mm. Une fente rectangulaire est insérée sur l'élément rayonnant (de longueur  $l_f = 6$  mm et largeur  $w_f = 0.5$  mm) assurant sa miniaturisation. Ce dernier est alimenté par une ligne microruban de largeur  $w_a$  égale à 1.8 mm et de longueur  $l_a = 14.7$  mm, afin de l'adapter à une alimentation à 50 Ohm.

Une progression en marches d'escaliers entre l'alimentation et l'antenne permet une meilleure adaptation et l'apparition de nouvelles résonances. La largeur des marches est de 1.5mm, leurs hauteurs respectives sont  $h_1 = 1$  mm et  $h_2 = 1.5$  mm. La longueur  $l_a$  de la ligne d'alimentation, ainsi que la largeur des encoches à l'entrée du patch ont été optimisées grâce au logiciel de simulation, afin d'obtenir une meilleure adaptation.

Un plan de masse partiel, semi-circulaire, auquel on a inséré une encoche, est imprimé sur la surface inférieure du substrat. Sa hauteur  $H$  est de 13.2 mm, il est de même largeur que le substrat (20 mm). La courbure du plan de masse est obtenue par un arc de rayon  $R = 48.2$  mm, dont le centre est à 34 mm de la base du substrat. L'encoche a pour dimensions  $l_e = 3$  mm et  $w_e = 2.4$  mm. L'outil de simulation utilisé est le CST MWS.

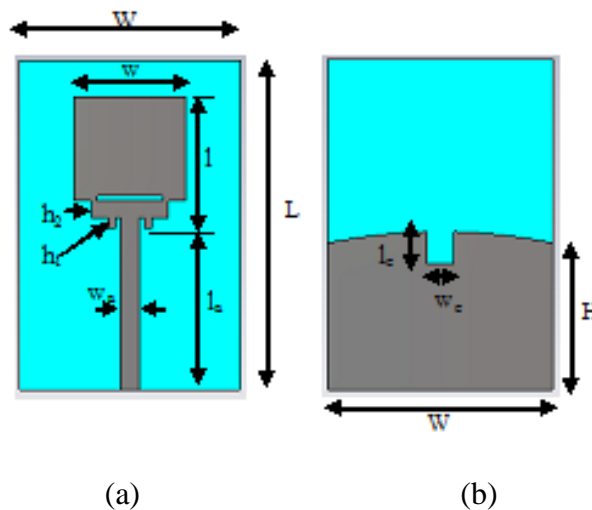


Figure IV. 27 Géométrie de la structure (a) Face supérieure (b) Face inférieure

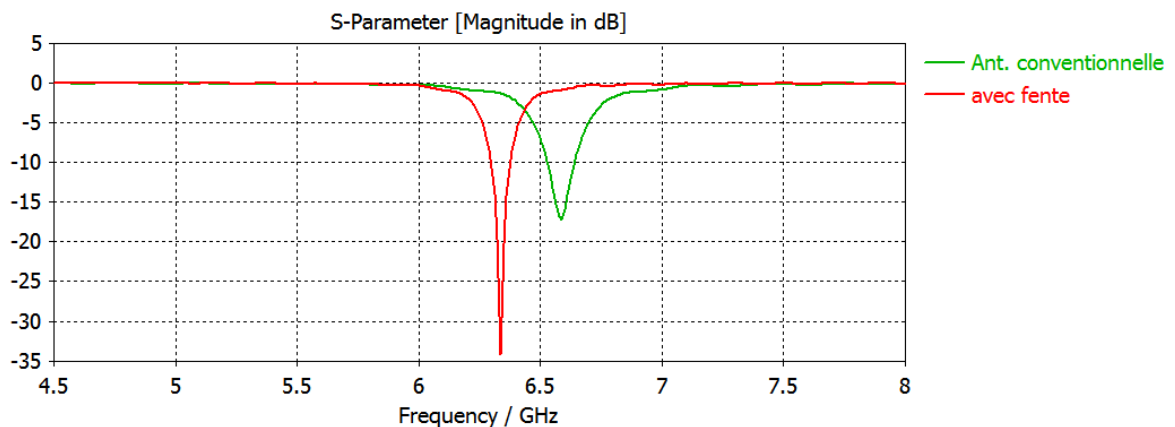
#### IV.4.2 Présentation des résultats et Interprétations

En premier lieu, nous allons comparer la réponse fréquentielle du coefficient de réflexion d'une antenne rectangulaire de taille  $12 \times 10 \text{ mm}^2$ , avec et sans la présence de la fente rectangulaire. Dans les deux cas de figure, le plan de masse recouvre entièrement la surface inférieure du substrat diélectrique. Pour des raisons d'adaptation d'impédance, les dimensions de la ligne d'alimentation sont modifiées. Les paramètres géométriques (en millimètres) sont illustrés dans le tableau suivant :

$l$	$w$	$L$	$W$	$w_a$	$l_a$	$l_f$	$w_f$
12	10	25	20	0.3	6	6	0.5

**Tableau IV. 6 Dimensions de l'antenne patch conventionnelle et celles de la fente**

La figure IV.28 illustre les résultats du paramètre  $S_{11}$  obtenus par simulation.

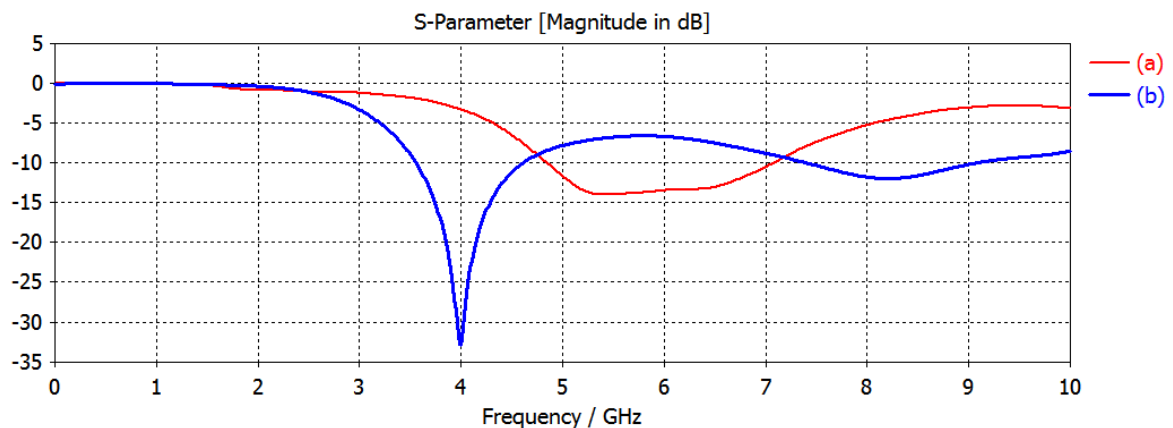


**Figure IV. 28 Coefficient  $S_{11}$  simulé pour l'antenne rectangulaire avec et sans fente**

L'antenne rectangulaire ayant les dimensions que nous avons imposées, présente un mode fondamental de fréquence de résonance de 6.58 GHz. Lorsque nous insérons une fente, cette fréquence se voit être décalée vers la gauche à la valeur 6.33 GHz. La présence de la fente permet de rendre l'antenne plus compacte.

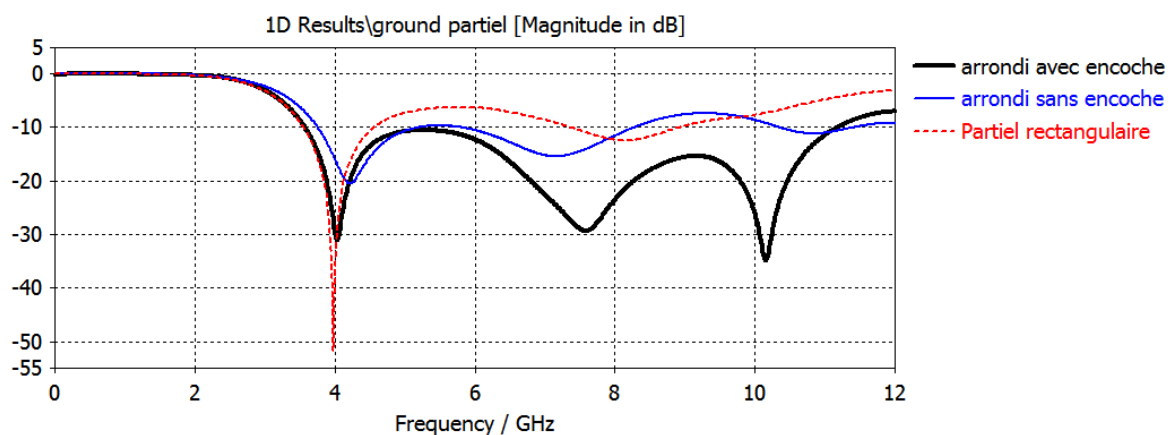
D'après la figure IV.29, nous remarquons que l'application d'un plan de masse partiel rectangulaire de hauteur  $H = 13.2 \text{ mm}$ , assure à la fois une miniaturisation de l'antenne et un élargissement de la bande passante. En effet, un décalage vers la fréquence 5.4 GHz est observé avec une bande passante de 2.23 GHz, alors qu'elle ne dépassait pas les 100 MHz pour l'antenne initiale. La progression en marches d'escaliers entre la ligne d'alimentation et l'antenne permet de rendre l'antenne plus compacte, puisqu'un décalage vers la fréquence

4 GHz est réalisé. En plus du fait de faire apparaître une nouvelle résonance au alentour de 8 GHz. A ce stade de la simulation, la longueur de la ligne d'alimentation a été réajustée à 14.7 mm.



**Figure IV. 29** Antenne rectangulaire avec fente (a) avec plan de masse partiel et (b) avec plan de masse partiel et progression en marches d'escaliers

La figure IV.30 montre que la courbure appliquée au plan de masse a pour effet d'élargir davantage la bande passante, en comparaison avec un plan de masse partiel de forme rectangulaire. La bande passante obtenue dans ce cas est de 4.32 GHz (entre 3.75 GHz et 8.07 GHz). L'insertion d'une encoche rectangulaire au niveau du plan de masse a permis de faire apparaître une nouvelle résonance à la fréquence 10.15 GHz, ce qui a contribué à l'amélioration de la bande passante.

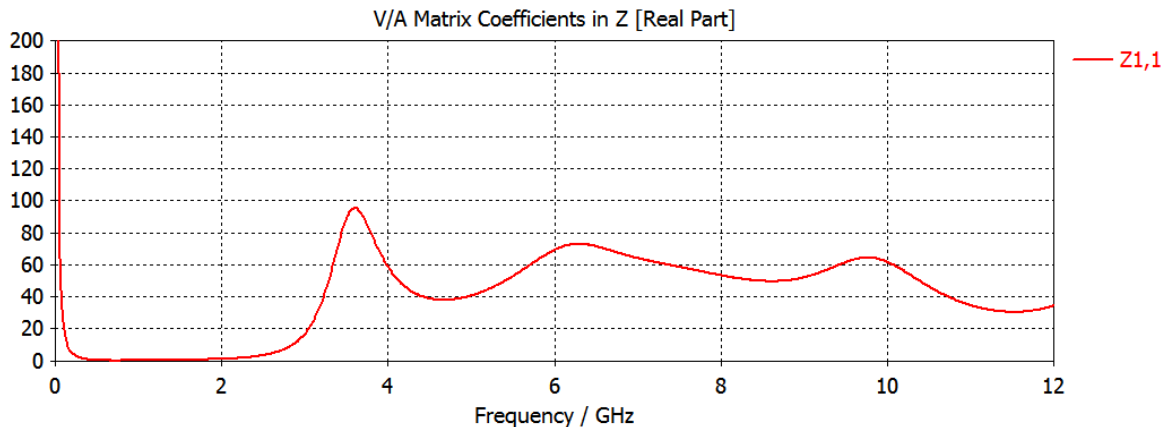


**Figure IV. 30** Comparaison entre les coefficients de réflexion dans le cas d'un plan de masse partiel rectangulaire, arrondi et arrondi avec encoche



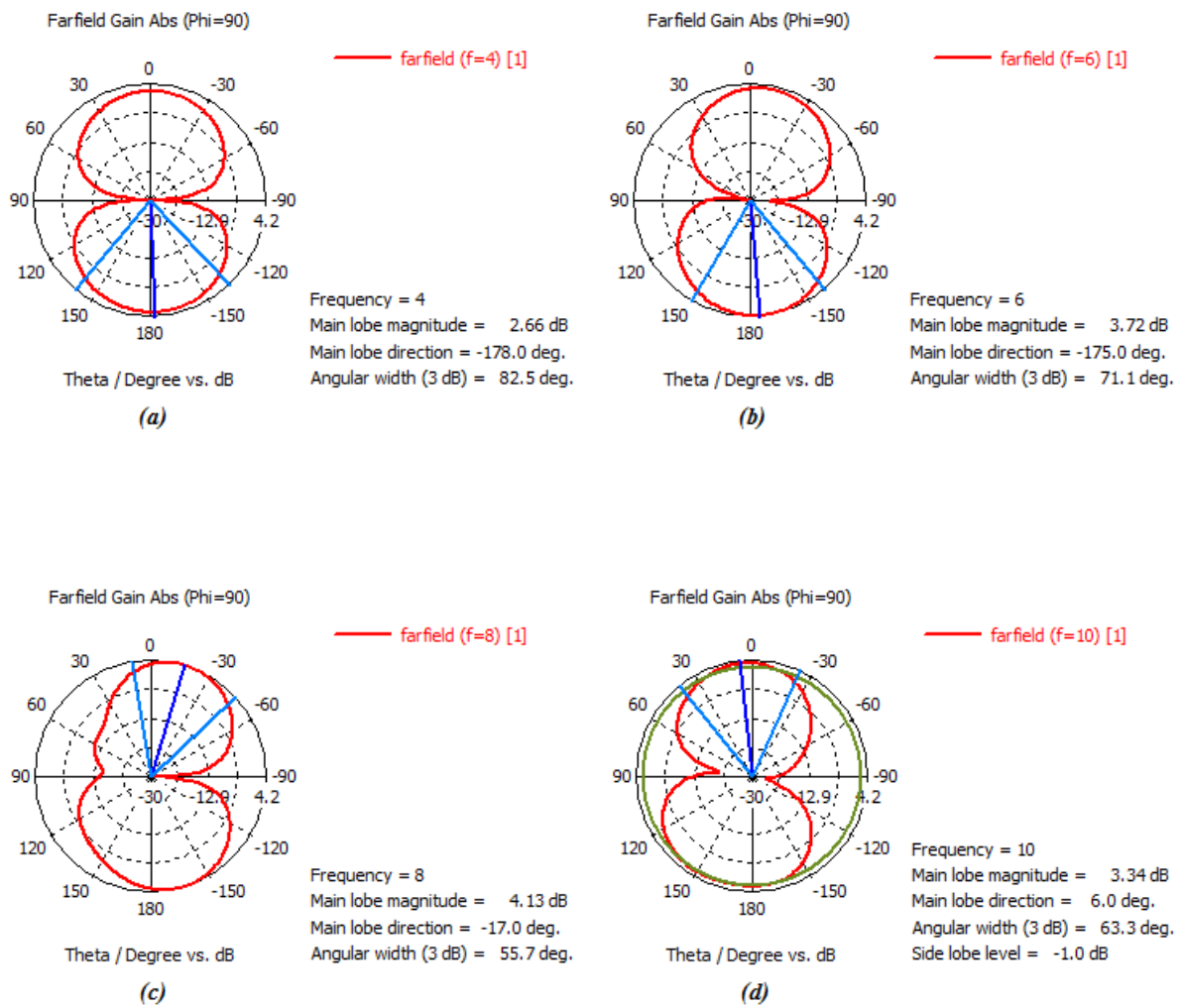
Nous pouvons conclure que l'effet de courbure appliqué au plan de masse, la présence de l'encoche et le gap entre le plan de masse et l'élément rayonnant nous ont permis d'élargir considérablement la bande en fréquences et d'obtenir une meilleure structure ULB. La structure finale présente des résonances aux fréquences 4.03 GHz, 7.58 GHz et 10.15 GHz avec des niveaux du paramètre  $S_{11}$  de -31dB, -29.3 dB et -35 dB respectivement. La bande passante en impédance, mesurée à -10 dB, s'étale de 3.55 GHz à 11.17 GHz, soit une largeur de 7.62 GHz.

La figure IV.31 représente la variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence. Nous observons une assez bonne adaptation d'impédance qui varie autour de 50 Ohm sur toute la bande passante (entre 80 Ohm et 38 Ohm).



**Figure IV. 31 Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence**

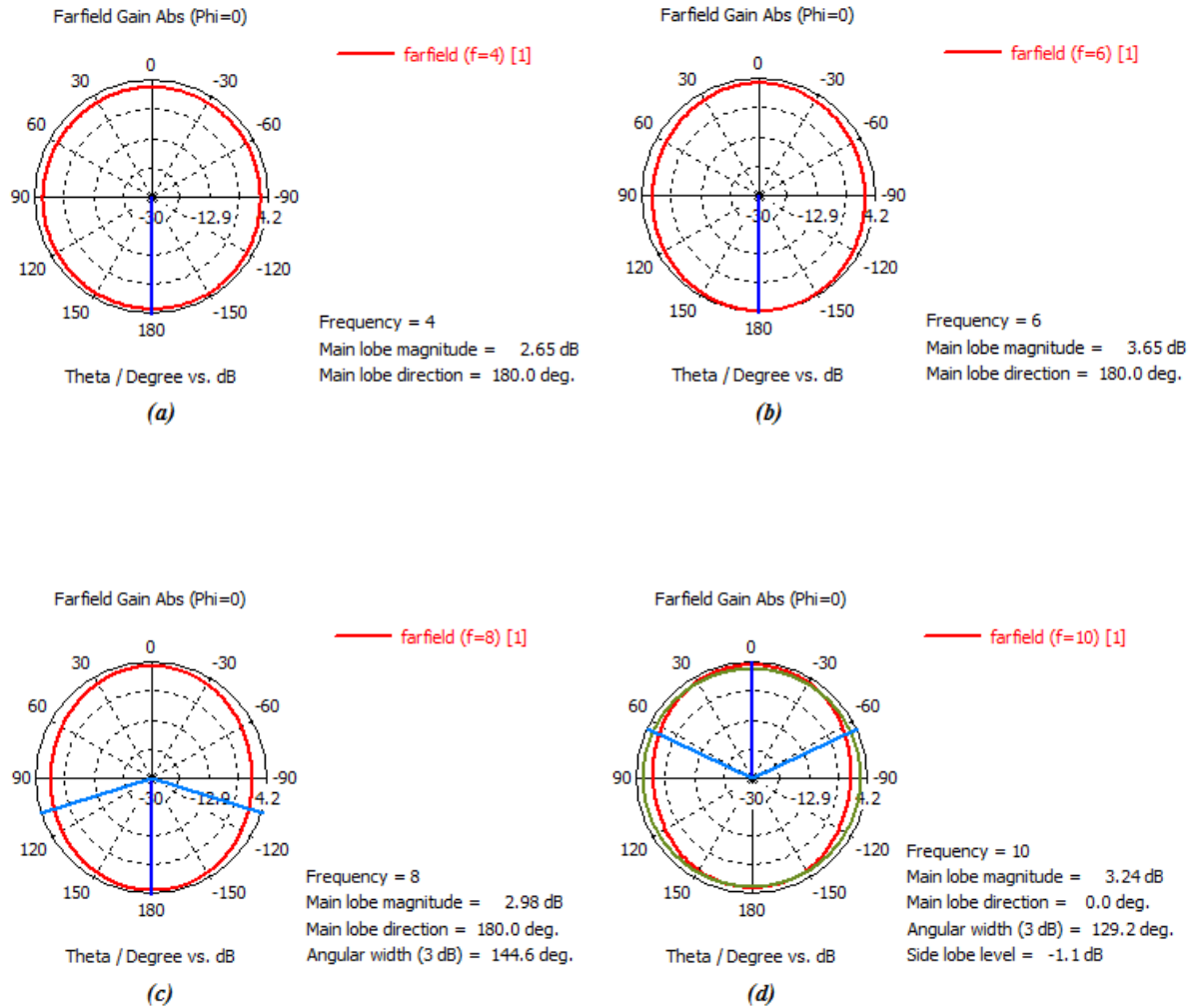
La figure IV.32 illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne aux fréquences 4, 6, 8 et 10 GHz sur le plan E. Le rayonnement est symétrique et bidirectionnel et le lobe principal se dirige aux alentours de 0 et de 180 degrés. Le rayonnement est relativement stable sur toute la bande de fréquence convoitée. Les ouvertures du lobe principal à -3 dB pour les différentes fréquences sont respectivement 82.5°, 71.1°, 55.7° et 63.3°. Nous remarquons une diminution de cet angle pour les fréquences élevées. Ceci n'est pas souhaitable car il est important en imagerie médicale et plus particulièrement pour la détection du cancer du sein, d'avoir un angle d'ouverture assez large pour pouvoir couvrir la surface du sein.



**Figure IV. 32 Diagrammes de rayonnement au plan E, aux fréquences (a) 4 GHz (b) 6 GHz (c) 8 GHz et (d) 10 GHz**

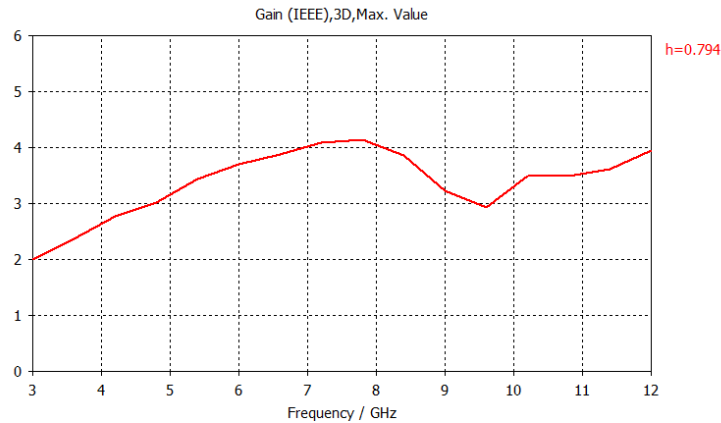
Nous présentons également dans la figure IV.33 le rayonnement de cette antenne pour les mêmes fréquences sur le plan H. On remarque un comportement omnidirectionnel, plus ou moins stable sur toute la bande de fréquences.

Comme la plupart des structures planaires ULB, notre antenne se comporte comme un dipôle du point de vue rayonnement (bidirectionnel dans un plan principal et omnidirectionnel dans l'autre) avec un gain (ou une directivité) assez faible qui est approximativement de l'ordre de 0 à 3 dB.



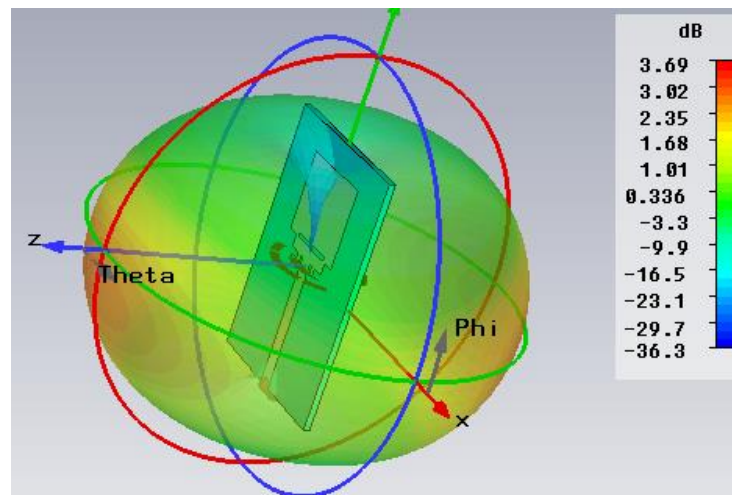
**Figure IV. 33 Diagrammes de rayonnement au plan H, aux fréquences (a) 4GHZ (b) 6 GHZ (c) 8 GHZ et (d) 10 GHZ**

La figure IV.34 nous donne la variation du gain de notre antenne en fonction de la fréquence. Il est assez stable et varie entre 2 et 4.1dB sur toute la bande de fréquence qui nous intéresse, qui est [3.1-10.6GHz].



**Figure IV. 34** Variation du gain de l'antenne en fonction de la fréquence

Afin de montrer le rayonnement par rapport à l'antenne, nous illustrons dans la figure IV.35 le diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 6 GHz. Nous pouvons dire que le rayonnement est focalisé des deux côtés de l'antenne. Une perspective future serait de pouvoir concentrer le rayonnement d'un seul côté, ce qui aurait pour conséquences un meilleur gain et une couverture plus large des tissus à traiter.



**Figure IV. 35** Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à la fréquence 6GHz

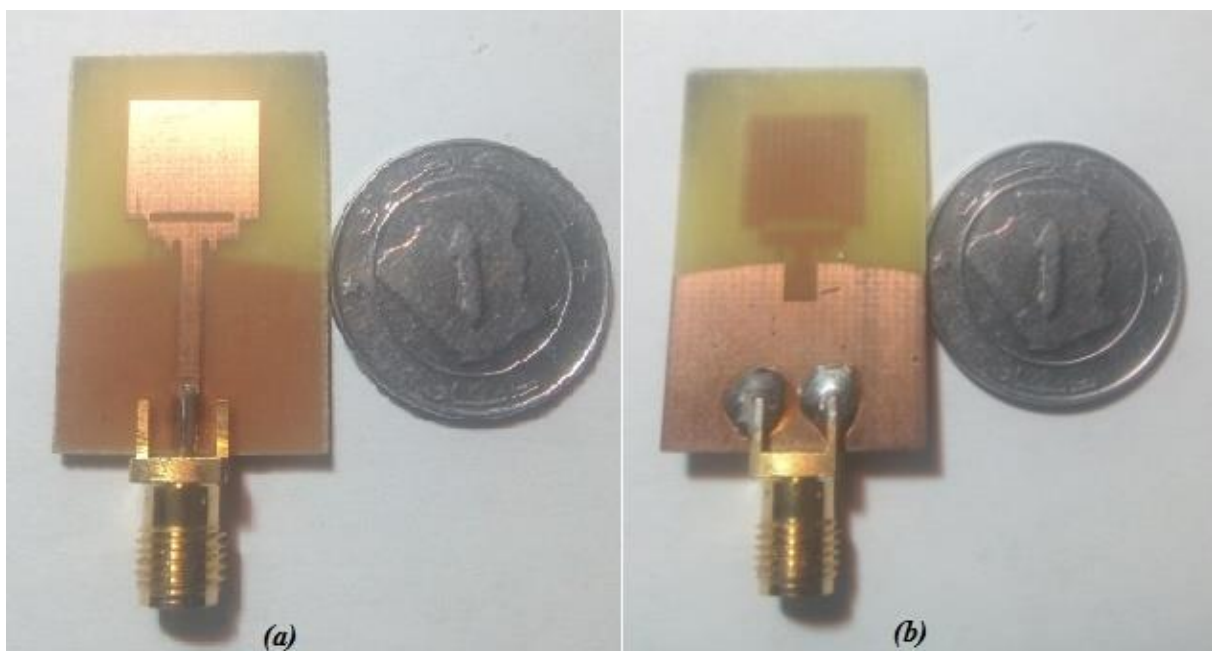
Dans ce travail, nous avons proposé une antenne microruban miniature, de dimensions  $0.16\lambda_0 \times 0.13 \lambda_0$  ( $\lambda_0$  étant la longueur d'onde dans le vide). Elle est destinée à une application en imagerie médicale qui est la détection du cancer du sein. L'antenne répond de manière satisfaisante aux exigences imposées et présente un comportement Ultra Large Bande ULB. En effet, les simulations sous CST ont abouti à un coefficient de réflexion à  $-10$  dB entre 3.55 GHz et 11.17 GHz.

Nous avons démontré par cette étude que les dimensions et la forme du plan de masse pouvaient avoir un impact conséquent sur la bande passante de la structure. Il s'agit de l'effet de courbure du plan de masse et de la présence d'une encoche sur ce dernier. Une bonne adaptation en termes d'impédance est obtenue entre l'antenne et son alimentation grâce au passage progressif par le biais de marches d'escaliers.

Le rayonnement de cette antenne a été analysé. Il présente une bonne stabilité sur toute la bande de fréquence convoitée et cela au niveau des deux plans principaux E et H. Le gain assez modeste reste suffisant pour ce type d'applications. Toutes ces caractéristiques de l'antenne conçue ont favorisé son intégration dans des systèmes de détection et de localisation de tumeurs, d'objets enfouis et de vision à travers les murs par un algorithme d'imagerie par rétroprojection [32]–[35].

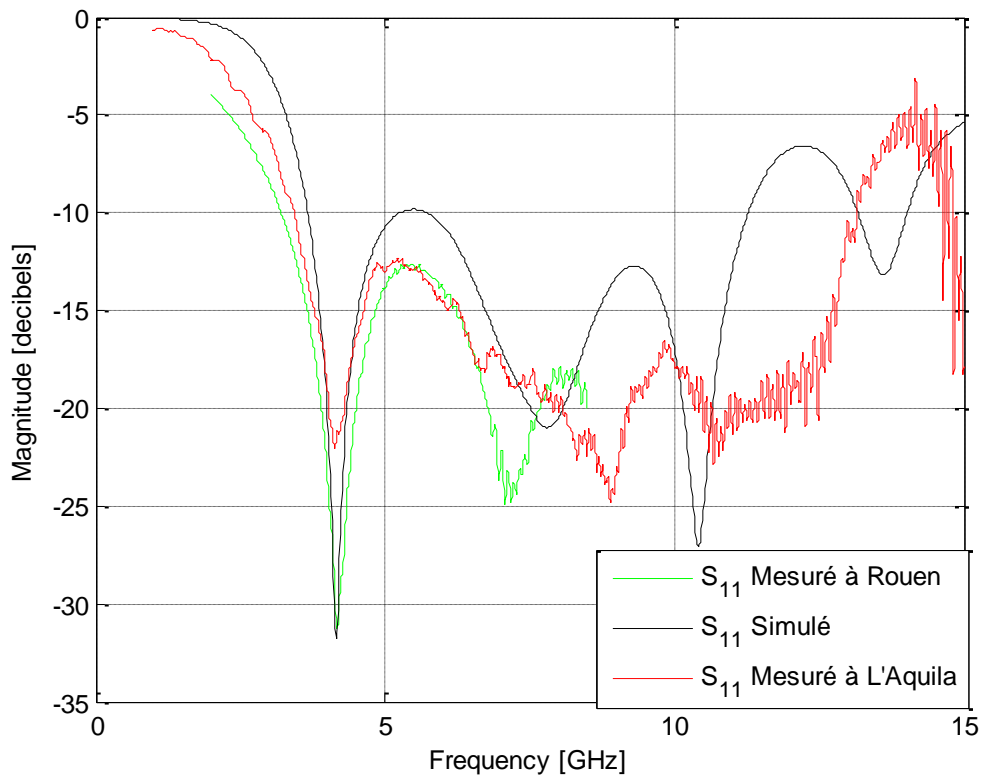
#### IV.4.3 Résultats de mesures

L'antenne proposée a été fabriquée et réalisée selon les paramètres géométriques optimisés, à l'IRSEEM de l'ESIGELEC de Rouen en France. Elle est illustrée par la figure IV.36.



*Figure IV. 36 Photographie du prototype fabriqué (a) face supérieure et (b) face inférieure*

Les coefficients de réflexion  $S_{11}$  simulé et mesurés de cette antenne sont représentés par la figure IV.37. Les mesures ont initialement été faites à l'IRSEEM de Rouen sur une bande de fréquences limitée, variant de 2 GHz à 8.5 GHz, ne nous permettant pas de faire une comparaison sur l'intervalle fréquentiel convoité. De nouvelles mesures ont été effectuées par la suite au niveau du département « *Industrial and Information Engineering and Economics* », Université de L'Aquila (Italie), sur une bande de fréquence s'étalant de 1 GHz jusqu'à 15 GHz. L'appareil de mesures utilisé est un analyseur de réseau vectoriel VNA de type « MS46122B Compact ShockLine ». Nous remarquons une très bonne concordance entre les mesures et la simulation. La bande passante évaluée à -10 dB issue de la simulation varie de 3.55 GHz jusqu'à 11.17 GHz. La bande passante de la réponse fréquentielle du coefficient de réflexion à partir des mesures s'étale de 3.5 GHz jusqu'à 13.14 GHz, bien au-delà de la bande requise. Ce résultat permet de valider notre conception.



**Figure IV. 37 Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne patch rectangulaire ULB et miniature**

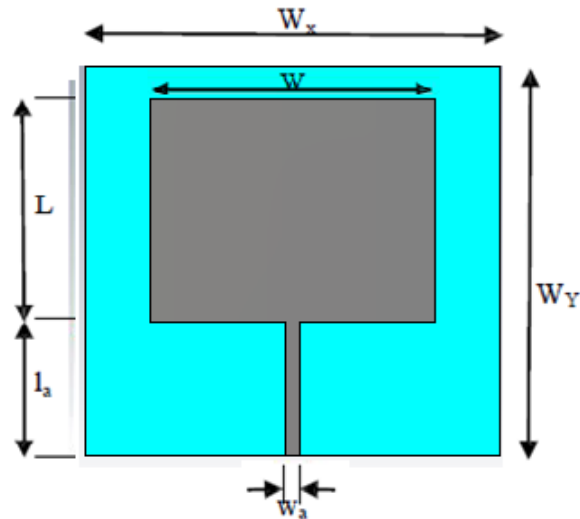
## IV.5 Antenne microruban miniature inspirée des métamatériaux

Les applications actuelles nécessitent des antennes occupant un volume réduit et présentant un gain élevé et une bande passante élargie. De part leurs caractéristiques électromagnétiques intéressantes et peu communes, les métamatériaux sont aujourd'hui largement utilisés dans la conception des antennes, en particuliers des antennes microrubans. 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 rétropropagation sont actuellement utilisés pour miniaturiser la structure de l'antenne et pour améliorer ses performances [36], [37].

L'antenne que nous proposons est une antenne rectangulaire conçue pour servir le standard WLAN 2.4 GHz. La conception va se faire en deux étapes. Nous allons tout d'abord miniaturiser les dimensions de cette antenne grâce à un réseau de résonateurs SRR de forme carrée, inséré au niveau du plan de masse de la structure. Il en résulte une antenne de taille compacte mais avec une bande passante très étroite. La seconde étape de cette conception serait de chercher à améliorer le gain et à élargir la bande passante de façon significative.

### IV.5.1 Miniaturisation de l'antenne

L'antenne microruban est de forme rectangulaire, alimentée par une ligne microruban et déposée sur un substrat diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r = 3.34$ , de hauteur  $h = 0.794$  mm et de tangente de pertes  $\tan\delta = 0.02$ . Un plan de masse total recouvre la face inférieure du substrat. La longueur et la largeur de cette antenne sont calculées de façon à ce qu'elle ait une première résonance à la fréquence 2.4 GHz. La largeur de la ligne d'alimentation est également déterminée pour une adaptation avec un port d'alimentation à  $50 \Omega$ . La configuration de l'antenne est illustrée par la figure IV.38.



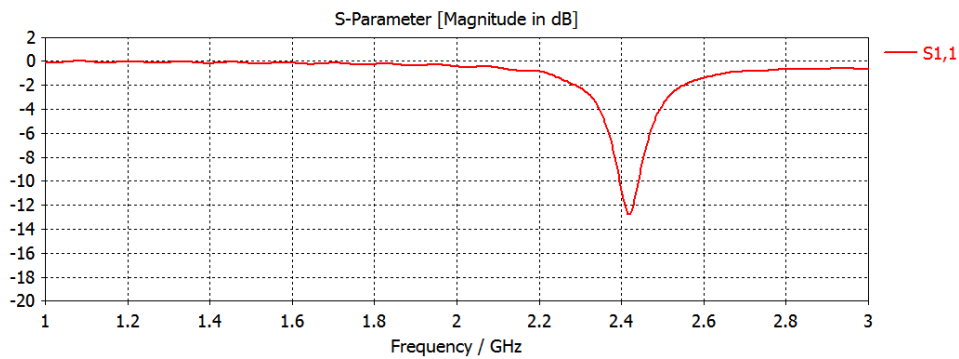
**Figure IV. 38 Géométrie de l'antenne patch alimentée par une ligne microruban**

Les dimensions de cette structure sont résumées dans le tableau suivant :

Dimensions	Valeurs (mm)
L	33
W	42.4
$W_x$	61.45
$W_y$	57.76
$l_a$	20
$w_a$	1.8

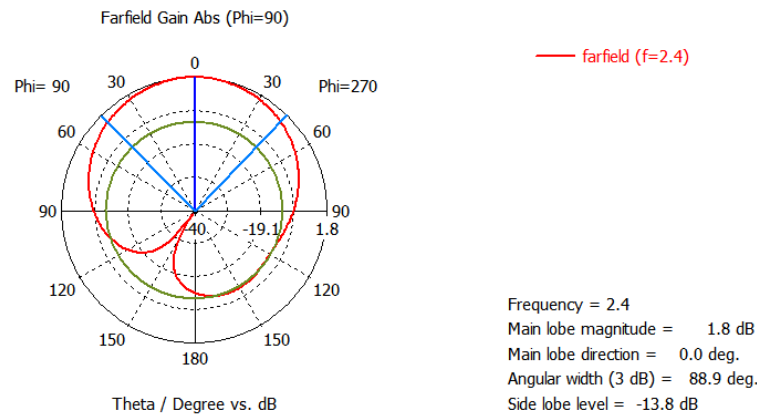
**Tableau IV. 7 Dimensions de la structure initiale**

La simulation sous CST nous a permis d'établir la variation du coefficient de réflexion de cette antenne, sur un intervalle de fréquences qui varie de 0 à 3 GHz. Il est représenté par la figure IV.39.a.



(a)



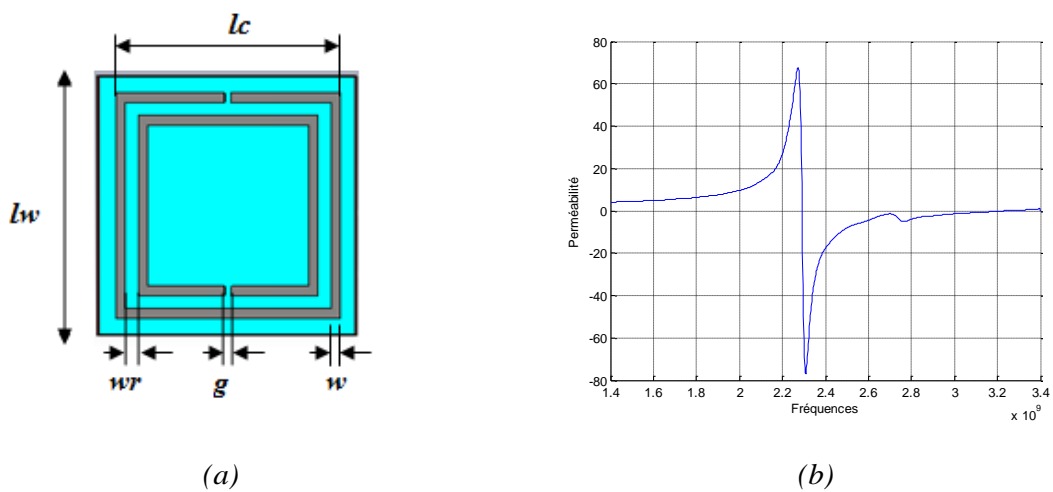


(b)

**Figure IV. 39 (a) Coefficient de réflexion d'une antenne patch rectangulaire conventionnelle, (b) Diagramme de rayonnement au plan E**

Une résonance à la fréquence 2.41 GHz est observée avec un coefficient  $S_{11}$  de -12.7 dB. La bande passante mesurée à -10 dB est dans ce cas de 45.4 MHz. Le gain maximal de cette antenne est de 1.8 dB à la fréquence 2.4 GHz, tel que l'illustre la figure IV.39.b.

Nous insérons au niveau du plan de masse un réseau constitué par quatre, puis par huit résonateurs à anneaux fendus de forme carrée, comme ceux étudiés lors du troisième chapitre. Ces résonateurs sont centrés par rapport au patch rayonnant. La structure du résonateur et ses dimensions sont illustrées dans la figure IV.40. Les dimensions sont établies de façon à avoir une perméabilité négative autour de la fréquence 2.4 GHz.



**Figure IV. 40 Cellule à résonateur SRR (a) Géométrie de la cellule (b) Partie réelle de la perméabilité en fonction de la fréquence**

Les dimensions de la cellule sont données par le tableau suivant :

Dimensions	Valeurs (mm)
$lc$	<b>6.55</b>
$lw$	<b>7.55</b>
$wr$	<b>0.4</b>
$w$	<b>0.3</b>
$g$	<b>0.2</b>

**Tableau IV. 8 Dimensions d'un résonateur à anneaux fendus de forme carrée**

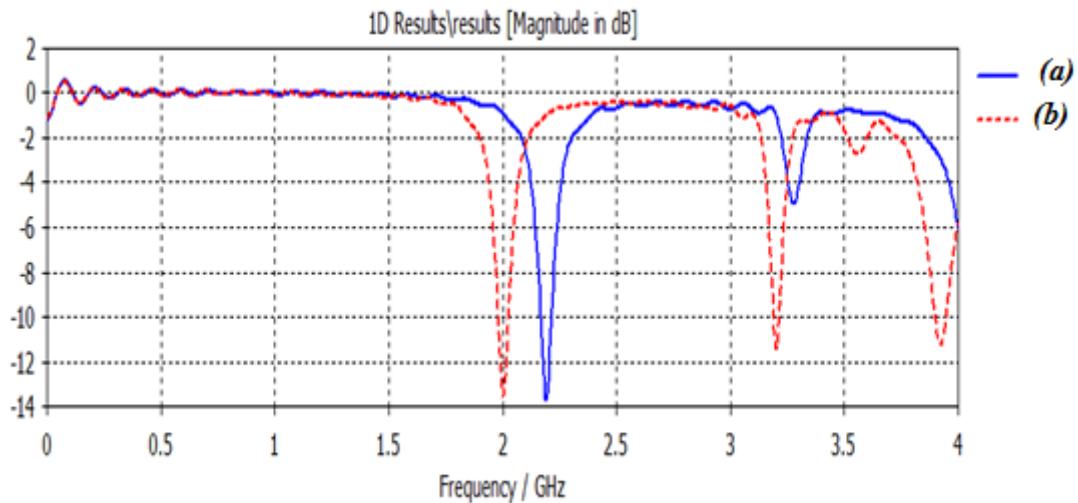
L'insertion du réseau de SRRs au niveau du plan de masse de la structure pour les deux cas de figure est telle que le présente la figure IV.41.



**Figure IV. 41 Face inférieure de la structure après insertion du réseau de résonateurs**

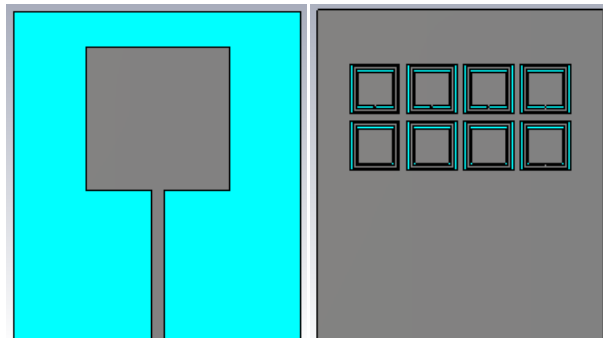
**(a) Réseau à 4 résonateurs et (b) Réseau à 8 résonateurs**

Les coefficients de réflexion pour les deux cas en fonction de la fréquence sont représentés par la figure IV.42. Nous pouvons constater un décalage de la première résonance vers la gauche. Ce décalage est plus important pour le second cas. Ceci nous permet de réduire la taille de l'antenne pour revenir vers la fréquence convoitée au départ qui est de 2.4 GHz.



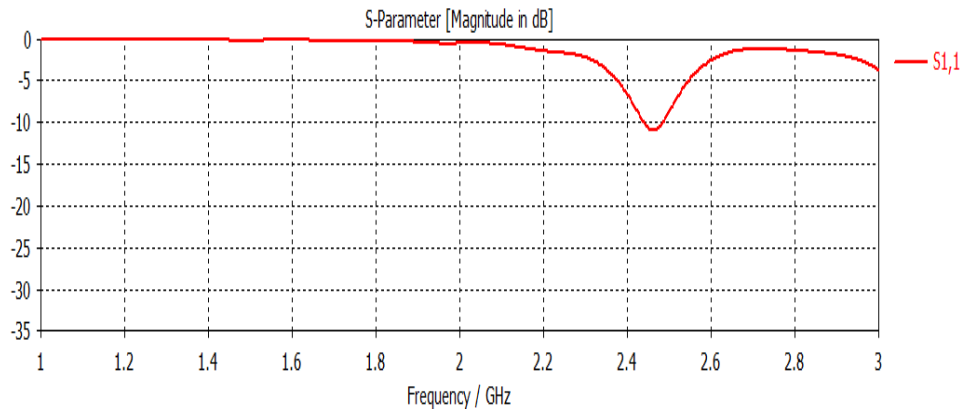
**Figure IV. 42** Coefficients de réflexion pour les deux configurations du plan de masse (a) et (b)

Les nouvelles dimensions de l'antenne sont :  $L=W=19\text{mm}$ ,  $W_x=38\text{mm}$  et  $W_y=43.76\text{mm}$ , soit une réduction de surface de 75 %, en comparaison avec la taille initiale de l'antenne. La longueur actuelle du patch  $L=19\text{ mm}$  représente  $0.16\lambda_0$ ,  $\lambda_0$  étant la longueur d'onde dans le vide. La structure de l'antenne à ce stade de la conception est illustrée par la figure IV.43.

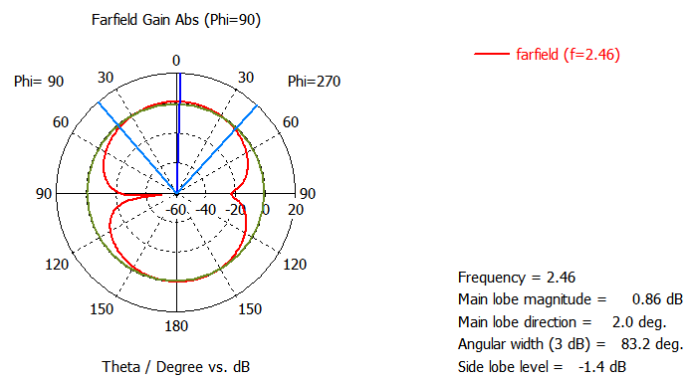


**Figure IV. 43** Antenne patch miniaturisée par un réseau de SRRs

La figure IV.44.a présente le coefficient de réflexion de cette antenne, simulé sous CST. Son diagramme de rayonnement au plan E est représenté par la figure IV.44.b.



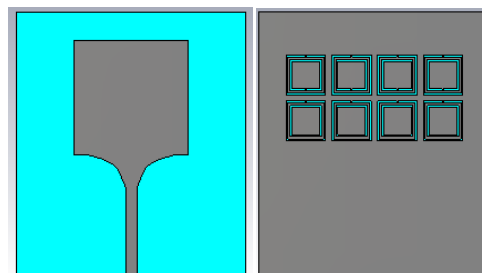
(a)



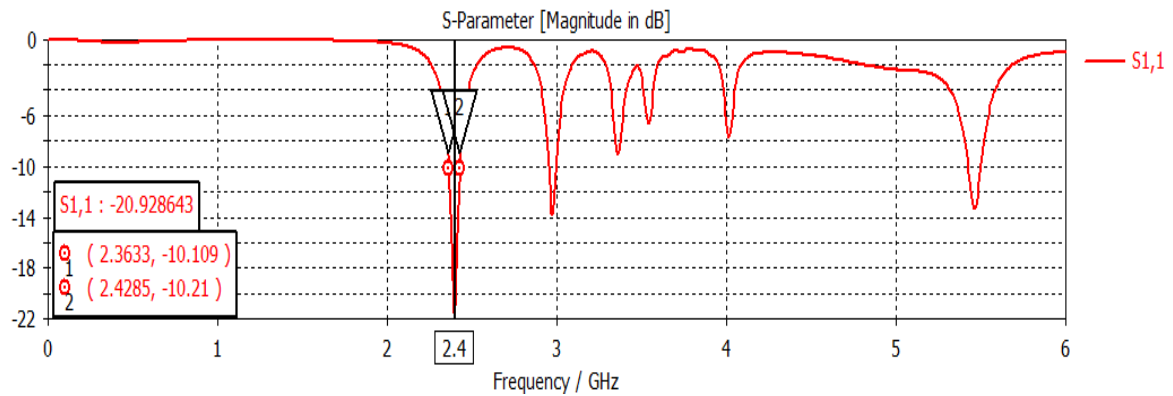
(b)

**Figure IV. 44 (a) Coefficient de réflexion de l'antenne miniaturisée, (b) Diagramme de rayonnement au plan E**

D'après cette figure, nous remarquons une résonance à la fréquence 2.46 GHz avec un niveau de paramètre  $S_{11}$  de -11.89 dB. Le gain maximal de cette antenne au plan E est de 0.86 dB. Pour une meilleure adaptation et un meilleur gain, une courbure est appliquée pour un passage progressif entre la ligne d'alimentation et l'antenne, telle que le présente la figure IV.45. La variation de son coefficient de réflexion est donnée par la figure IV.46.

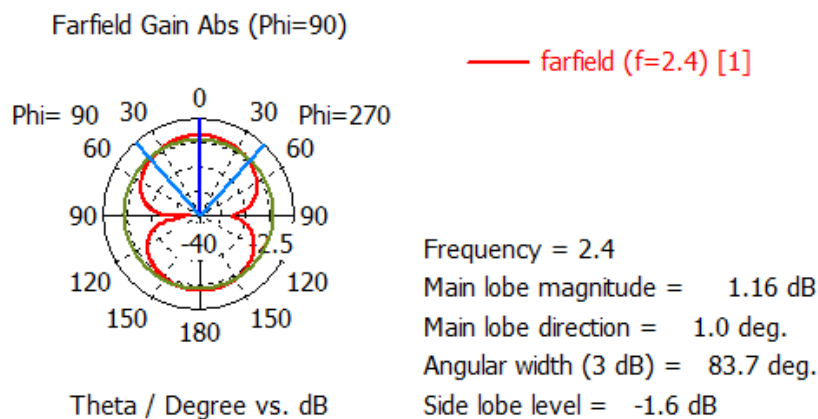


**Figure IV. 45 Nouvelle configuration de l'antenne patch miniature**



**Figure IV. 46 Coefficient de réflexion de l'antenne miniature modifiée**

Une résonance à 2.4 GHz est observée avec un niveau du coefficient de réflexion de -20.9 dB. La bande passante autour de cette résonance est de 65 MHz seulement. Nous remarquons l'apparition de plusieurs résonances, à 3 GHz et à 5.4 GHz avec une bande passante assez étroite. Le gain maximal de l'antenne est de 1.16 dB, tel que le montre la figure IV.47.



**Figure IV. 47 Rayonnement de l'antenne miniature modifiée au niveau du plan E**

Nous avons pu démontrer par cette structure qu'un réseau de résonateurs SRR inséré au niveau du plan de masse permettait d'atteindre l'objectif de la miniaturisation. Cependant, le gain de l'antenne et sa bande passante restent modestes. Nous cherchons à améliorer cette configuration pour un meilleur gain et une meilleure bande passante.

### IV.5.2 Amélioration des performances de l'antenne

Pour arriver à améliorer les performances de cette antenne, quelques modifications sont apportées à la structure miniaturisée. Tout d'abord, nous remplaçons le plan de masse total par un plan de masse partiel (figure IV.48). Nous effectuons une étude paramétrique par rapport à la distance  $x_g$  (qui représente l'espace séparant le plan de masse du réseau de SRRs). La réponse fréquentielle du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de  $x_g$  est représentée dans la figure IV.49.

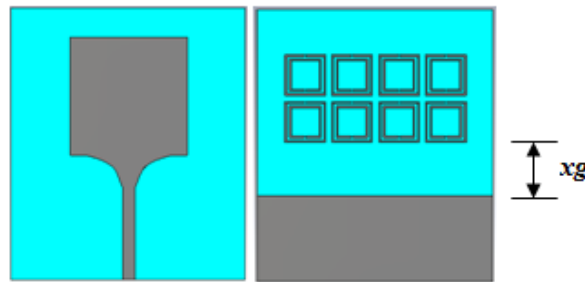


Figure IV. 48 Antenne patch miniature avec plan de masse partiel

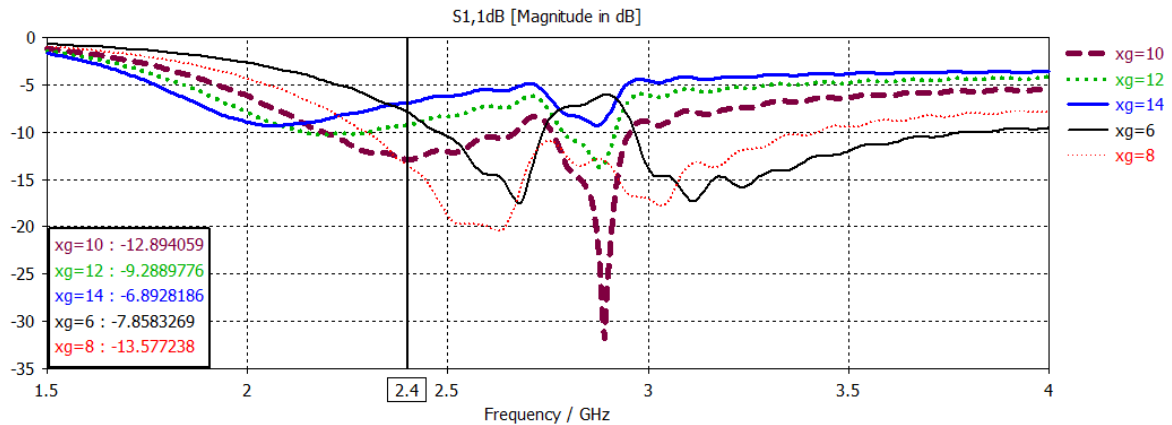
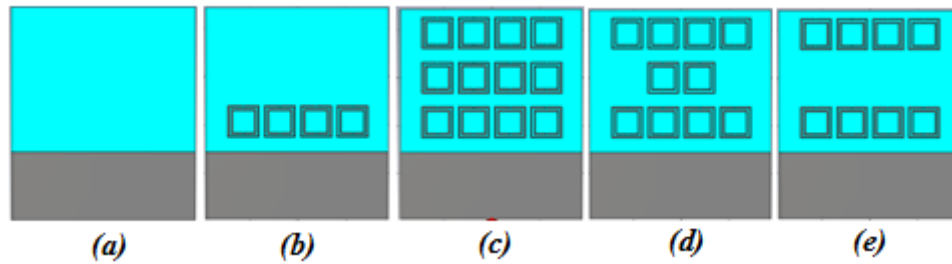


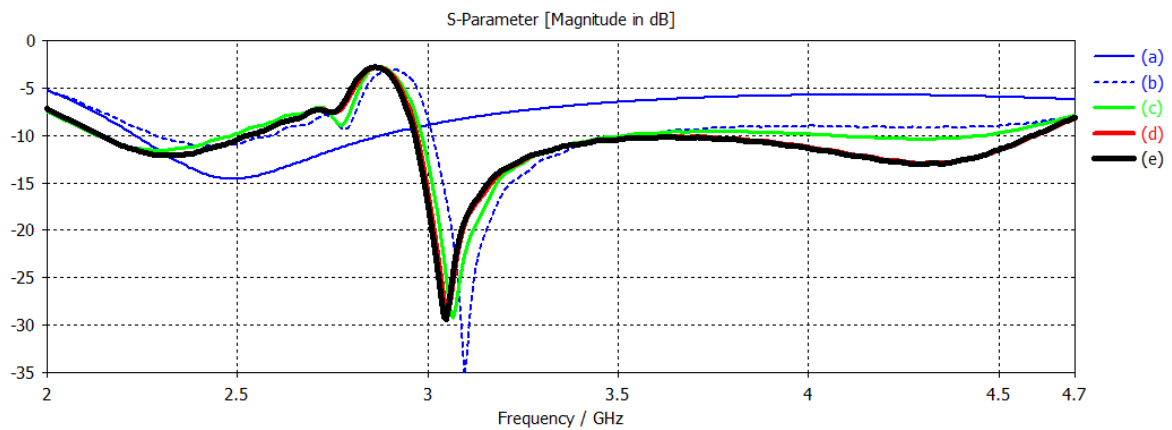
Figure IV. 49 Coefficients de réflexion pour différentes valeurs de  $x_g$

Nous pouvons constater que pour un décalage  $x_g = 10$  mm par rapport au réseau de SRRs, nous obtenons le meilleur compromis en termes de fréquence de résonance et de bande passante. Nous considérons par la suite plusieurs dispositions des cellules SRRs dans la structure. Cinq cas de figure sont étudiés, tel que le montre la figure IV.50.



**Figure IV. 50 Etude de différentes positions des cellules SRR sur la face inférieure du substrat diélectrique**

La représentation graphique du paramètre  $S_{11}$  pour chacun de ces cas est donnée par la figure IV.51.



**Figure IV. 51 Coefficients de réflexion pour les cinq configurations**

Nous remarquons d'après ces graphes que la présence du réseau de résonateurs a un impact sur la bande passante, si nous le comparons avec le cas où il n'y a aucune cellule SRR (Figure IV.51.a). La bande passante est meilleure lorsque nous avons placé deux réseaux de quatre cellules chacun au-dessous des deux extrémités rayonnantes du patch. Les cellules placées au milieu du patch n'ont quasiment aucune influence sur la bande passante de la structure ni son fonctionnement.

La configuration finale qui présente les meilleures performances est celle représentée par la figure IV.51.e. A partir de la figure IV.52 nous pouvons lire les différentes fréquences de résonance de l'antenne optimisée, ainsi que sa bande passante.

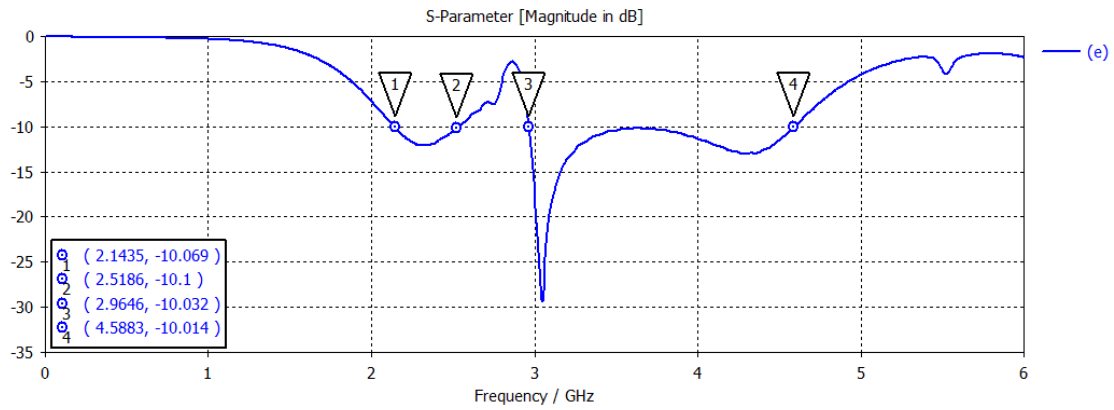


Figure IV. 52 Coefficient de réflexion de l'antenne finale

Trois résonances sont établies aux fréquences 2.38 GHz, 3.05 GHz et 4.3 GHz. La bande passante s'étale sur 375 MHz autour de la première résonance, elle est de plus de 1.6 GHz autour de la seconde et de la troisième résonance. L'antenne conçue peut être considérée comme une antenne ultra large bande.

Nous présentons dans la figure IV.53, le rayonnement de cette antenne aux fréquences 2.4 GHz, 3.05 GHz et 4.3 GHz.

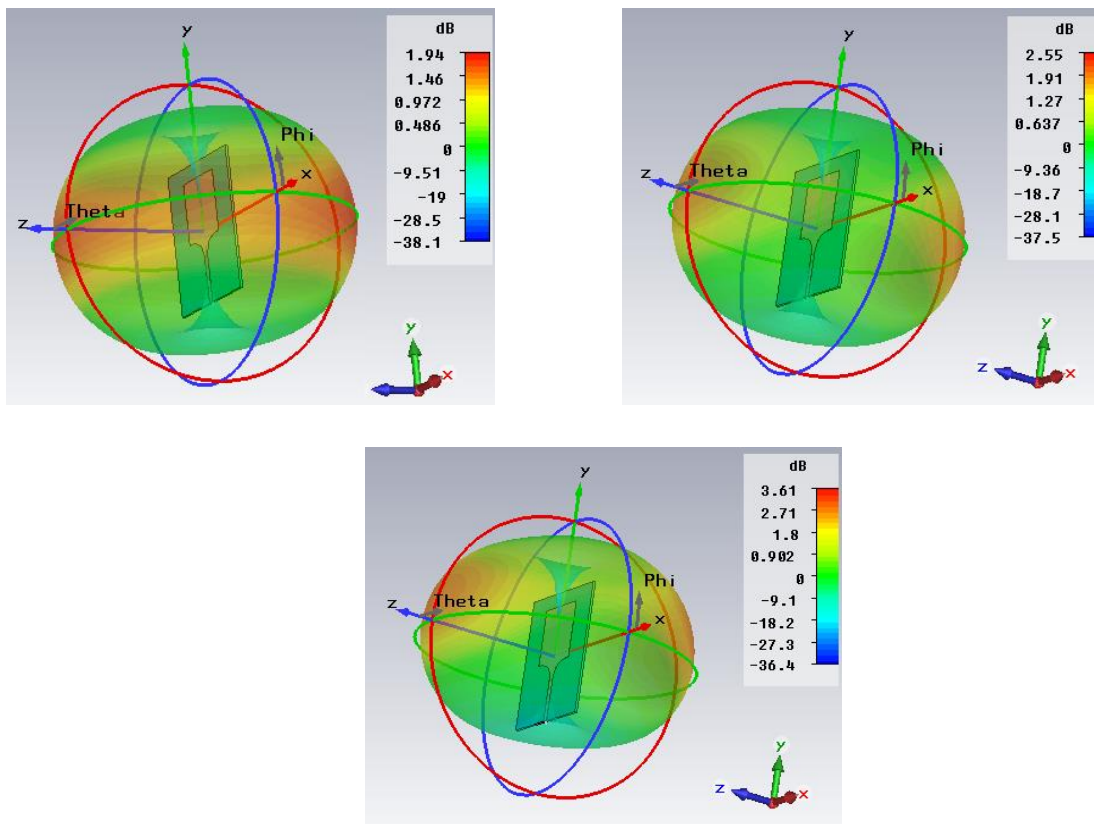


Figure IV. 53 Rayonnement 3D de l'antenne miniature ULB aux trois fréquences de résonance



Le concept de la miniaturisation en général est de pouvoir réduire la taille d'une antenne tout en maintenant les mêmes performances qu'elle avait avant sa miniaturisation. Nous avons pu démontrer que l'application d'un métamatériau à perméabilité négative, constitué par un réseau de résonateurs à anneaux fendus, pouvait non seulement réduire la taille d'une antenne microruban, mais aussi lui attribuer un meilleur gain et une bande passante beaucoup plus importante. Cette technique nous paraît très intéressante et nous ouvre de nouvelles perspectives et une grande diversité dans la conception d'antennes compactes et performantes.

## **IV.6 Conclusion**

Dans ce dernier chapitre, plusieurs nouvelles architectures d'antennes miniatures ont été conçues. Ces antennes sont à caractère multibande ou ultra large bande. L'association de plusieurs techniques a été appliquée afin de concilier entre miniaturisation et performances. Les antennes proposées mettent en exergue des éléments de formes différentes et de dimensions plus compactes et sont donc facilement intégrables dans des terminaux mobiles de petites tailles. Cette étude nous a permis de démontrer l'impact de différentes techniques sur le fonctionnement de l'antenne, que ce soit l'insertion de fentes ou d'encoques, l'application d'un plan de masse partiel ou fractal, l'insertion de court-circuit et l'utilisation de matériaux ayant des caractéristiques particulières dits métamatériaux. Nous avons enrichi notre travail par la réalisation de l'une des structures proposées, il s'agit de l'antenne patch rectangulaire miniature et ultra large bande. Les mesures effectuées sont en adéquation avec les résultats de simulation, ceci nous a permis de valider les résultats obtenus.

## Références

- [1] J. R. James et P. S. Hall, Éd., *Handbook of microstrip antennas*. London, U.K: P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1989.
- [2] K.-L. Wong, *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
- [3] J.-M. Laheurte, Éd., *Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [4] D. Guha et Y. Antar, *Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications*, John Wiley & Sons Ltd. 2011.
- [5] P. Kumar et N. Bisht, « Stacked Coupled Circular Microstrip Patch Antenna for Dual Band Applications », *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Suzhou, China*, p. 629-632, 2011.
- [6] A. K. Skrivervik, J. F. Zürcher, O. Staub, et J. R. Mosig, « PCS Antenna Design: The Challenge of Miniaturization », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 43, n° 4, p. 12-27, août 2001.
- [7] Y. X. Guo, Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, et N. Yang, « Miniature Embedded Multi-Band Antennas for Portable Devices », *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, p. 213-216, 2005, doi: 10.1109/IWAT.2005.1461052.
- [8] A. Sharma et G. Singh, « DESIGN OF SINGLE PIN SHORTED THREE-DIELECTRIC-LAYERED SUBSTRATES RECTANGULAR PATCH MICROSTRIP ANTENNA FOR COMMUNICATION SYSTEMS », *PIER Letters*, vol. 2, p. 157-165, 2008, doi: 10.2528/PIERL08010703.
- [9] N. Seladji-Hassaine et F. T. Bendimerad, « A miniaturized Spiral Folded Microstrip Antenna for Wireless Communications », *Icosip, Tlemcen, Algeria*, p. 166-175, nov. 2015.
- [10] E. O. Hammerstad, « Equations for Microstrip Circuit Design », in *1975 5th European Microwave Conference*, Hamburg, Germany, 1975, p. 268-272, doi: 10.1109/EUMA.1975.332206.
- [11] K. Siakavara, « Methods to Design Microstrip Antennas for Modern Applications », in *Microstrip Antennas*, N. Nasimuddin, Éd. InTech, 2011.

- [12] G. Srivatsun et S. Subha Rani, « A compact wideband fractal cantor antenna for wireless applications », *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 65, n° 9, p. 719-723, sept. 2011, doi: 10.1016/j.aeue.2010.10.003.
- [13] S. H. Zainud-Deen, H. A. El-Azem Malhat, et K. H. Awadalla, « FRACTAL ANTENNA FOR PASSIVE UHF RFID APPLICATIONS », *PIER B*, vol. 16, p. 209-228, 2009, doi: 10.2528/PIERB09051506.
- [14] Y. Yu, Z. Huang, C. Zheng, et Y. Wu, « A Miniature Antenna for 2.45 GHz RFID Tag », *JCP*, vol. 9, n° 2, p. 404-411, févr. 2014, doi: 10.4304/jcp.9.2.404-411.
- [15] N. Seladji-Hassaine et F. T. Bendimerad, « COMPACT TRIANGULAR MICROSTRIP ANTENNA WITH FRACTAL GROUND », *Proceedings of Academics World 10th International Conference*, p. 12-15, 2015.
- [16] N. Seladji-Hassaine et F. T. Bendimerad, « Miniaturized Dual Band Triangular Microstrip Antenna with Sierpinski Fractal Ground », *International Journal of Microwave and Optical Technology IJMOT*, vol. 11, n° 5, p. 347-355, 2016.
- [17] M. Arulaalan et L. Nithyanandan, « Analysis of Microstrip Line Feed Triangular Patch Antenna for WLAN (2.4GHz) - PDF Free Download », *Proc. of Int. Conf. on Advances in Communication, Network, and Computing, CNC*, p. 802-806, 2014.
- [18] A. Asrokin, M. K. Abd. Rahim, M. H. Jamaluddin, et M. R. Ahmad, « Triangular and Circular Dual Band Microstrip Antenna for WLAN Application », in *2006 International RF and Microwave Conference*, Putra Jaya, 2006, p. 53-57, doi: 10.1109/RFM.2006.331036.
- [19] Z. A. Abed El Husein, S. K. Ahmed, et A. A. Osman, « Design of Ultra Wide Band Microstrip antennas with slots and fractal based ground Plane », *Journal of Al Rafidain University College*, n° 34, p. 244-258, 2014.
- [20] Z. N. Chen, Éd., *Antennas for portable devices*. Chichester: Wiley, 2007.
- [21] A. I. Afifi, A. B. Abdel-Rahman, A. Allam, et A. S. A. El-Hameed, « A compact ultra-wideband monopole antenna for breast cancer detection », in *2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2016, doi: 10.1109/MWSCAS.2016.7870066.

- [22] D. Shukla, « Latest Trends in Microwave Bioimaging & Diagnostic Technology », *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 4, n° 5, p. 4464-4469, mai 2015.
- [23] S. Adnan, R. A. Abd-Alhameed, C. H. See, H. I. Hraga, I. T. E. Elfergani, et D. Zhou, « A Compact UWB Antenna Design for Breast Cancer Detection », *PIERS Online*, vol. 6, n° 2, p. 129-132, 2010, doi: 10.2529/PIERS091029055334.
- [24] M. A. Al-Joumayly, S. M. Aguilar, N. Behdad, et S. C. Hagness, « Dual-Band Miniaturized Patch Antennas for Microwave Breast Imaging », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, p. 268-271, 2010, doi: 10.1109/LAWP.2010.2045871.
- [25] N. Seladji-Hassaine, L. Merad, S. M. Meriah, et F. T. Bendimerad, « UWB Bowtie Slot Antenna for Breast Cancer Detection », *World Academy of Science, Engineering and Technology*, p. 1693-1696, 2012.
- [26] S. K. Singh et A. K. Singh, « UWB Rectangular Ring Microstrip Antenna with Simple Capacitive Feed for Breast Cancer Detection », *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, p. 1639-1642, 2009.
- [27] N. Prombutr, P. Kirawanich, et P. Akkaraekthalin, « Bandwidth Enhancement of UWB Microstrip Antenna with a Modified Ground Plane », *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol. 2009, p. 1-7, 2009, doi: 10.1155/2009/821515.
- [28] C. P. Lee et C. K. Chakrabarty, « Ultra Wideband Microstrip Diamond Slotted Patch Antenna with Enhanced Bandwidth », *IJCNS*, vol. 04, n° 07, p. 468-474, 2011, doi: 10.4236/ijcns.2011.47057.
- [29] D. Abed et H. Kimouche, « Design and Characterization of Microstrip UWB Antennas », in *Ultra Wideband*, B. Lembrikov, Éd. Sciyo, 2010.
- [30] N. Seladji *et al.*, « Antenne microruban miniature Ultra Large Bande ULB pour imagerie microonde », *Congrès Méditerranéen des Télécommunications, CMT'12*, mars 2012.
- [31] N. Seladji, F. Z. Marouf, S. M. Meriah, F. T. Bendimerad, M. Bousahla, et N. Benhamed, « Antenne Microruban Miniature Ultra Large Bande ULB pour Imagerie Micro-onde », *Revue Méditerranéenne des Télécommunications*, vol. 3, n° 1, p. 21-25, Fev 2013.

- [32] S. M. Chouiti, « Détection et Reconstruction de forme d'Objets par les Techniques d'Imagerie Micro-ondes », Thèse de Doctorat en Sciences Spécialité: Informatique, Université de Tlemcen, 2017.
- [33] S. M. Chouiti, L. Merad, S. M. Meriah, X. Raimundo, et A. Taleb-Ahmed, « An Efficient Image Reconstruction Method for Breast Cancer Detection Using an Ultra-Wideband Microwave Imaging System », *Electromagnetics*, vol. 36, n° 4, p. 225-235, mai 2016, doi: 10.1080/02726343.2016.1158612.
- [34] S. M. Chouiti, L. Merad, S. M. Meriah, F. Derraz, et X. Raimundo, « Monostatic imaging of an embedded object using a confocal algorithm », *Int J Numer Model*, vol. 31, n° 5, sept. 2018, doi: 10.1002/jnm.2338.
- [35] W. Sekkal, « Imagerie micro-onde pour la détection et la localisation du cancer du sein. Application d'une approche neuronale », Thèse de Doctorat en Sciences Spécialité: Télécommunications, Université de Tlemcen, 2018.
- [36] M. Wei, Y. Sun, X. Wu, et W. Wen, « Gain enhancement for wideband end-fire antenna design with artificial material », *SpringerPlus*, vol. 5, n° 1, déc. 2016, doi: 10.1186/s40064-016-3039-y.
- [37] A. Ennajih, J. Zbitou, M. Latrach, A. Errkik, L. EL Abdellaoui, et A. Tajmouati, « New Miniature Microstrip Antenna Based on Metamaterial for RFID Applications », *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, vol. 16, n° 1, p. 174-181, févr. 2018, doi: 10.12928/telkomnika.v16i1.8060.

## Conclusion Générale et Perspectives

Les communications sans fil font désormais partie de notre vie quotidienne. Les équipements mobiles tels que les téléphones portables, les ordinateurs sans fil et les dispositifs d'identification radiofréquence RFID, sont devenus omniprésents.

Le développement dans l'industrie des composants microélectroniques a permis une réduction spectaculaire de la taille des terminaux mobiles. Parallèlement à cela, les fonctionnalités et les services qu'ils nous offrent ne cessent de se développer. L'antenne dans un système de communication moderne doit être miniature et à fonctionnement multibande ou ultra large bande pour pouvoir répondre aux besoins des utilisateurs en leur donnant l'accès à plusieurs standards en même temps et à travers le même dispositif. L'objectif de ce travail a été de trouver des solutions originales à cette problématique.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés aux différentes techniques de miniaturisation qui ont été développées et présentées dans la littérature. Ces techniques se divisent en 4 catégories :

- Utilisation de matériaux ayant une haute permittivité.
- Modification et optimisation de la géométrie de l'antenne et de sa structure.
- Chargement de l'antenne par des composants passifs.
- L'application d'une technique récente et innovante : les métamatériaux.

L'application de ces techniques nous conduits vers des structures antennaires de taille réduite, ce qui va à l'encontre de la nature de l'antenne et de son fonctionnement normal. Il en résulte une dégradation de ses performances, notamment un rétrécissement de la bande passante et une diminution de son gain et de son efficacité.

Confrontés à cette nouvelle problématique, nous étions contraints de recourir à de nouvelles méthodes qui servent à augmenter le gain et à élargir la bande passante des antennes miniatures. Parmi ces méthodes, une technique innovante et originale a été exploitée ces dernières années pour perfectionner les propriétés physiques et fonctionnelles des antennes microrubans. Il s'agit de supporter l'antenne par un matériau artificiel, appelé métamatériau, constitué par des cellules unités mises en réseaux dans le but d'avoir une permittivité et/ou une perméabilité négatives dans une certaine bande de fréquences.

Dans le cadre de ce travail, plusieurs structures d'antennes ont été proposées et simulées par le logiciel CST-MWS. Bien que la miniaturisation ait un effet néfaste sur la bande passante et le gain, les résultats obtenus par simulation restent très satisfaisants.

Nous avons pu constater que plus nous réduisons la taille de l'antenne et plus son gain est faible et sa bande passante étroite. Il faudrait arriver à faire un compromis entre la surface de l'antenne et ses performances. Lorsque le cahier de charges nous exige un espace très réduit, nous sommes contraints de recourir à d'autres techniques qui permettent de rehausser ce que la miniaturisation a endommagé.

Cette étude nous a permis de prendre conscience de l'impact de chacune des techniques appliquées sur le fonctionnement de l'antenne, à savoir : l'insertion de fentes, l'application d'un plan de masse partiel ou à géométrie fractale, l'insertion de court-circuit et le repliement de la surface de l'élément rayonnant. Quelques-unes de ces techniques assurent à la fois la miniaturisation et le fonctionnement multibande. Il s'est avéré qu'un plan de masse partiel est un moyen très efficace dans l'élargissement de la bande passante. L'insertion de fentes et d'encoches, que ça soit au niveau de l'élément rayonnant ou au niveau du plan de masse permet d'exciter de nouveaux modes de résonance assurant à la fois la réduction de la taille et l'élargissement de la bande passante. Il est souvent plus intéressant d'associer plusieurs techniques ensemble pour atteindre les objectifs escomptés. L'application de ces techniques repose essentiellement sur la synthèse que le concepteur se fait à partir des travaux de recherche antérieurs et de sa propre intuition, ce qui lui permet d'atteindre une certaine maturité dans la conception.

Nous avons également présenté une antenne Ultra large bande ULB et miniature, conçue pour être implémentée dans un système de détection du cancer du sein par imagerie microondes. Cette antenne a été réalisée et des mesures ont pu être effectuées. Nous avons noté une très bonne concordance entre les résultats de mesures et ceux de la simulation. La bande passante de cette antenne dépasse de loin la bande exigée par les applications ULB (3.1 GHz-10.6 GHz), son rayonnement présente une stabilité sur toute la bande de fréquences.

Hormis l'amélioration de la bande passante, rehausser le gain d'une antenne miniature représente une tâche très difficile à accomplir. Obtenir le même gain que l'antenne avait avant sa miniaturisation représente déjà un réel défi. En général, les techniques les plus utilisées sont l'application de superstrats ou l'association de la structure avec des éléments parasites empilés. Nous avons écarté ces deux éventualités qui mènent inévitablement vers des structures beaucoup plus épaisses. Nous avons plutôt choisi, pour la dernière structure

proposée, d'exploiter les propriétés électromagnétiques exceptionnelles et peu communes des métamatériaux afin de rehausser les performances d'une antenne microruban de forme rectangulaire en termes de gain et de bande passante. La combinaison de cette antenne avec un réseau de résonateurs de type SRRs de forme carrée s'est révélée être une technique innovante et très efficace.

Cette étude nous ouvre de nouvelles perspectives dans un domaine de recherche et de développement très important qui est la miniaturisation et le perfectionnement des antennes microrubans. De nouvelles structures de métamatériaux constituées de cellules unités autres que des résonateurs à anneaux fendus de forme carrée ou circulaire peuvent être exploitées, pour répondre à des exigences prédéfinies imposant des caractéristiques de rayonnement spécifiques et des contraintes dimensionnelles préétablies.

Il existe une autre famille des métamatériaux qu'il serait intéressant d'étudier. Il s'agit de métamatériaux basés sur l'utilisation de lignes de transmission à rétropropagation (Composite Right/Left Handed Transmission Lines CRLH-TL). Grâce à la nature non résonnante de leurs éléments, ce type de métamatériaux mène vers des structures large bande et à faible pertes que nous pouvons exploiter pour concevoir des antennes miniatures et performantes.

Le second axe concerne l'application de certaines méthodes d'optimisation comme l'algorithme génétique par exemple, pour aller vers une configuration géométrique optimale de l'antenne, qui répond à un critère auquel doit se conformer la bande passante, le gain et le coefficient de réflexion de l'antenne.

Au cours de cette aventure scientifique, nous avons eu l'occasion d'apprendre qu'*en plein cœur de toute difficulté se cache toujours une possibilité\**, il suffit de s'armer de patience et de persévérance.

\* Albert Einstein



## Résumé :

Le progrès technologique des communications sans fil a donné naissance à des équipements de communication de plus en plus compacts. L'antenne, élément clé de ces dispositifs, doit s'adapter à cette nouvelle contrainte. Parmi les antennes les plus populaires de nos jours, l'antenne microruban a su s'imposer en dépit de ses limitations, grâce à sa structure à faible profil. Afin de réduire ses dimensions, plusieurs techniques de miniaturisation ont été développées. Certaines visent à modifier la structure et la géométrie de l'antenne, d'autres s'intéressent à l'application de matériau à haute permittivité, ou des matériaux artificiels présentant une perméabilité et/ou une permittivité négative, appelés métamatériaux.

Malheureusement, la miniaturisation de l'antenne implique inévitablement une dégradation de ses performances. Pour y remédier, certains procédés de conception sont appliqués pour élargir sa bande passante et améliorer son gain et son efficacité de rayonnement.

D'un autre côté, les terminaux de communications actuels doivent servir plusieurs standards simultanément pour offrir aux utilisateurs divers services via le même appareil. L'antenne monobande a très vite été remplacée par une antenne multibande ou ultra large bande pour répondre aux nouvelles exigences des systèmes de communications qui ne cessent de se développer, nous imposant chaque jour de nouveaux défis.

Dans ce contexte, nous proposons des structures d'antennes microrubans miniatures, performantes et pouvant servir plusieurs standards de communications sans fil comme les normes LTE, ULB, WLAN et WiMAX. Les simulations sont effectuées par le logiciel de conception électromagnétique CST- Microwave Studio. L'accent est mis sur l'impact de certaines techniques sur les dimensions de l'antenne et sur son comportement.

Ce travail est couronné par la réalisation d'une antenne rectangulaire miniature et ultra large bande ULB, destinée au domaine de l'imagerie microonde. Les résultats de mesures sont très comparables avec ceux de la simulation. Cette étude nous ouvre de nouvelles perspectives dans le domaine de la miniaturisation des antennes et leur perfectionnement.

**Mots clés :** Antennes microrubans, techniques de miniaturisation, fonctionnement multibande et ultra large bande ULB, élargissement de la bande passante, amélioration du gain, CST-MWS.

## Abstract:

The technological progress of wireless communications has given rise to increasingly compact communication equipments. The antenna, a key element of these devices, must be adapted to this new constraint. Nowadays, much attention is given to microstrip antennas despite of their limitations, thanks to their low profile. Many techniques for size reduction have been developed. Some aim to modify the structure and the geometry of the antenna, others are interested by the application of material with high permittivity, or artificial materials having a negative permeability and / or a negative permittivity, called metamaterials.

Unfortunately, microstrip antenna's miniaturization inevitably leads to a degradation of its performance. For this reason, many studies to achieve bandwidth enhancement and gain improvement, have greatly increased.

On the other hand, today's communications terminals must serve multiple standards simultaneously to provide users with various services through the same device. The single-band antenna was quickly replaced by a multiband or an ultra wideband antenna to meet the new requirements of communication systems that are constantly developing, imposing new challenges every day.

In this context, we propose several structures of miniature microstrip antennas, efficient and able to serve several wireless communication standards such as LTE, UWB, WLAN and WiMAX. The simulations are carried out by the electromagnetic design software CST- Microwave Studio. Emphasis is placed on the impact of certain techniques on the dimensions of the antenna and on its performances.

This work is highlighted by the realization of a compact and ultra wideband UWB rectangular microstrip antenna, suitable for microwave imaging systems. The measurement results are very comparable with those of the simulation. This study opens up new perspectives in the field of antenna miniaturization and their improvement.

**Keywords:** Microstrip antennas, miniaturization techniques, multiband and ultra wideband UWB operation, bandwidth enhancement, gain improvement, CST-MWS.

## ملخص:

أدى التقدم التكنولوجي للاتصالات اللاسلكية إلى ظهور معدات اتصالات مدمجة وصغيرة الحجم بشكل متزايد. يجب أن يتكيف الهوائي، وهو عنصر رئيسي في هذه الأجهزة، مع هذا القيد الجديد. من بين الهوائيات التي استطاعت أن تبرز وجودها في الأونة الأخيرة، هي الهوائيات المطبوعة. بالرغم من سلبياتها، إلا أن سمكها الرقيق ساهم بشكل كبير في تواجدها. من أجل تصغير أبعاد هذه الهوائيات، تم تطوير العديد من تقنيات التصغير. يهدف البعض إلى تعديل هيكل وهندسة الهوائي. تتعلق التقنيات الأخرى بتطبيق مواد ذات سماحية عالية، أو مواد اصطناعية ذات نفاذية وسماحية سلبية، تسمى بالمواد الوصفية.

لسوء الحظ، فإن تصغير الهوائي يؤدي حتما إلى تدهور إمكانياته. من أجل هذا، يتم تطبيق طرق تصميم معينة لتوسيع عرض النطاق الترددي وتحسين الكسب وكفاءة الإشعاع.

من ناحية أخرى، يجب أن تخدم وسائل الاتصالات الحالية شبكات متعددة في وقت واحد وذلك لتزويد المستخدمين بخدمات متنوعة من خلال نفس الجهاز. في وقت قصير، تم استبدال الهوائي أحادي النطاق بهوائي متعدد النطاقات أو فائق عريض النطاق لتلبية المتطلبات الجديدة للاتصالات اللاسلكية التي تتطور باستمرار، مما يشكل تحديات جديدة كل يوم.

في هذا السياق، نحن نقدم من خلال هذا العمل هياكل مصغرة من هوائيات مطبوعة، تتسم بالكفاءة والقدرة على خدمة العديد من شبكات الاتصالات اللاسلكية مثل LTE, WLAN, ULB و WiMAX. يتم تنفيذ عمليات المحاكاة بواسطة برنامج التصميم الكهرومغناطيسي CST- Microwave Studio. يتم التركيز على تأثير بعض التقنيات على أبعاد الهوائي وعلى سلوكه.

يتوج هذا العمل بصنع هوائي ULB واسع النطاق مستطيل الشكل وصغير للغاية، مخصص لمجال التصوير بالموجات الدقيقة. نتائج القياس قابلة للمقارنة مع نتائج المحاكاة. هذه الدراسة تفتح آفاقا جديدة في مجال تصغير الهوائيات وتحسينها.

**الكلمات الرئيسية:** الهوائيات المطبوعة، تقنيات التصغير، تشغيل ULB متعدد النطاق وعريض النطاق، توسيع نطاق التردد، تحسين الكفاءة