

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -  
Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –  
Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

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

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Réseaux et Télécommunications

**Par** : BENACHOUR Nadir Ahmed & BENAZIZA Zakarya

### **Sujet**

# **CONCEPTION D'ANTENNES MICRORUBANS MINIATURES ET PERFORMANTES**

Soutenu publiquement, le 12/06/2024, devant le jury composé de :

Mme MELIANI. M	Professeur	Université de Tlemcen	Président
Mme BELGACEM. N	MAB	Université de Tlemcen	Examineur
Mme HASSAINE. N	MCB	Université de Tlemcen	Encadreur

Année universitaire : 2023/2024



# Remerciements

*Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à **Mme. HASSAINE Nawel** Maitre de conférences de classe B pour sa présence lors de notre soutenance portant sur La miniaturisation des antennes microrubans. Son soutien constant et ses conseils avisés ont été d'une valeur inestimable pour la réussite de ce projet.*

*Son expertise dans le domaine des antennes a enrichi nos échanges et a permis d'approfondir la réflexion autour des aspects cruciaux de notre recherche.*

*Nous souhaitons également exprimer notre reconnaissance envers **Mme. MELIANI. M**, Professeur à l'Université de Tlemcen pour avoir accepté de présider le jury de cette soutenance.*

*Nous remercions également **Mme. BELGACEM. N**, Maitre Assistante à l'Université de Tlemcen pour avoir consacré du temps et de l'énergie à évaluer notre travail de manière approfondie et impartiale.*

*Nous tenons également à remercier chaleureusement nos familles pour leurs soutien inconditionnel tout au long de cette aventure académique.*

*Nous sommes honorés d'avoir eu l'opportunité de présenter nos travaux devant vous et nous sommes reconnaissants des précieux enseignements que nous avons pu tirer de cette expérience.*

# *Dédicaces*

*Je souhaite exprimer ma sincère reconnaissance envers mes chers parents et ma précieuse sœur pour leur amour, leur soutien et leur présence intime dans ma vie. C'est grâce à vous que j'ai pu surmonter les difficultés et les obstacles avec force et détermination.*

*Chaque geste d'amour, chaque parole d'encouragement, chaque instant passé ensemble a joué un rôle essentiel dans mon soutien dans mes projets et mes difficultés. Votre soutien constant est une véritable source de réconfort et de motivation inépuisable.*

*Je suis extrêmement reconnaissant d'avoir une famille aussi extraordinaire, qui est toujours présente pour moi, que ce soit lors des moments positifs ou négatifs. Vous êtes mes piliers, mes guides et mes amis les plus proches.*

*Je vous aime de tout mon cœur, et je suis extrêmement reconnaissant pour chaque moment que j'ai passé avec vous.*

*À tous ceux qui me sont chers et qui m'ont accompagné de près ou de loin dans cette aventure. Votre affection m'a porté jusqu'ici. Que ce travail soit l'accomplissement de vos espoirs et le fruit de votre soutien indéfectible*

*Avec tout mon amour,*

**NADIR**

# *Dédicaces*

*Je dédie ce travail :*

*À mes chers parents pour leur amour inconditionnel, leur soutien indéfectible et leurs sacrifices tout au long de mon parcours. Ce travail est le fruit de votre dévouement et de votre foi en moi. Merci d'être toujours présents à mes côtés.*

*À mes frères et sœurs, pour votre soutien et vos conseils avisés. Vous êtes des piliers sur lesquels je peux toujours compter.*

*À toute ma famille, pour votre amour et votre présence bienveillante. Vous êtes ma force et ma fierté.*

*Je vous aime de tout mon cœur, et je suis extrêmement reconnaissant pour chaque moment que j'ai passé avec vous.*

*À mes amis proches, pour votre présence, votre écoute et vos encouragements. Nos moments de partage et de rire m'ont permis de traverser ces années de labeur.*

*Merci d'avoir cru en moi.*

**Zakarya**

# *Résumé*

À notre époque, le monde a été témoin d'un développement important et notable dans le domaine des communications filaires et sans fil. Ce développement concerne essentiellement les antennes car elles représentent l'élément le plus volumineux des appareils de communication qui deviennent de nos jours de plus en plus compacts. Les antennes microrubans restent très présentes dans les dispositifs actuels grâce à leur caractère à faible profil. Plusieurs techniques de miniaturisation ont été élaborées afin de diminuer leurs dimensions pour une meilleure intégration aux appareils d'aujourd'hui.

Face à ce besoin, la miniaturisation des antennes microrubans peut être réalisée à travers deux familles de méthodes. La première consiste à modifier la géométrie de la structure, comme par exemple : l'insertion de fentes ou d'encoches, le chargement par des éléments passifs et l'application des géométries fractales. La seconde famille consiste à modifier les paramètres électriques et magnétiques du substrat supportant l'antenne, comme par exemple l'utilisation de matériaux ayant une permittivité diélectrique élevée.

Ce travail vise à concevoir des antennes microrubans miniatures et performantes en appliquant certaines de ces techniques de miniaturisation. Les antennes conçues sont dédiées à servir divers domaines et standards de télécommunications, par exemple la technologie WIFI et le péage automatique sur autoroutes. Cette étude a été réalisée sous environnement CST Microwave Studio qui représente un logiciel de conception électromagnétique 3D très performant, basé sur la méthode intégrale (FIT). Les simulations nous ont permis d'évaluer les performances de chaque antenne en termes de résonance, de gain et de bande passante.

**Mots clés :** Antennes microrubans, techniques de miniaturisation, gain, bande passante, CST-Microwave Studion

# Abstract

Recently, the world has witnessed a significant and notable development in the field of wired and wireless communications. This development mainly concerns antennas because they represent the most voluminous element of communication devices that are becoming increasingly compact nowadays. Microstrip antennas remain very present in current devices thanks to their low-profile character. Several miniaturization techniques have been developed to reduce their dimensions for better integration with today's devices.

Faced with this need, the miniaturization of microstrip antennas can be achieved through two methods. The first is to modify the geometry of the structure, for example: the insertion of slots or notches, the loading by passive elements and the application of fractal geometries. The second method consists in modifying the electrical and magnetic parameters of the substrate supporting the antenna, such as the use of materials with high dielectric permittivity.

This work aims to design compact and high-performance microstrip antennas by applying some of these miniaturization techniques. The antennas designed are dedicated to serve various areas and standards of telecommunications, for example WIFI technology and automatic toll on highways. This study was carried out under the CST Microwave Studio environment which represents a high performance 3D electromagnetic design software, based on the integral method (FIT). The simulations allowed us to evaluate the performance of each antenna in terms of resonance, gain and bandwidth.

**Keywords:** Microstrip antennas, miniaturization techniques, gain, bandwidth, CST-Microwave Studio.

# ملخص

شهد العالم في عصرنا هذا تطوراً كبيراً وملحوظاً في مجال الاتصالات السلكية واللاسلكية. ويتعلق هذا التطور بشكل رئيسي بالهوائيات لأنها تمثل العنصر الأكبر في أجهزة الاتصالات التي أصبحت هذه الأيام أقل حجماً. تتواجد الهوائيات المطبوعة بكثرة في الأجهزة الحالية بفضل صغر سمكها و قد تم تطوير العديد من تقنيات التصغير من أجل تقليل أبعادها ودمجها بشكل أفضل في أجهزة اليوم.

لتحقيق هذا الهدف، يمكن تصغير الهوائيات المطبوعة من خلال طريقتين. الأولى تكون بتعديل هندسة الهوائي، مثل: إدخال الفتحات أو الشقوق، والتحميل بالعناصر السلبية وتطبيق الأشكال الهندسية الكسورية. أما الطريقة الثانية تكون بتعديل الخصائص الكهربائية والمغناطيسية للركيزة الداعمة للهوائي، على سبيل المثال استخدام المواد ذات سماحية عازلة عالية.

يهدف هذا العمل إلى تصميم هوائيات مطبوعة صغيرة الحجم وفعالة من خلال تطبيق بعض تقنيات التصغير. هذه الهوائيات المصممة مخصصة لخدمة مختلف مجالات ومعايير الاتصالات، على سبيل المثال تقنية WIFI ورسوم المرور التلقائي على الطرق السريعة. تم إجراء هذه الدراسة باستعمال CST Microwave Studio، وهو برنامج تصميم كهرومغناطيسي ثلاثي الأبعاد عالي الأداء، يعتمد على الطريقة المتكاملة (FIT). أتاحت لنا عمليات المحاكاة تقييم أداء كل هوائي من حيث الرنين والكسب وعرض النطاق الترددي.

**الكلمات المفتاحية:** الهوائيات المطبوعة، تقنيات التصغير، الكسب، عرض النطاق الترددي، CST-Microwave

Studio



## Table des matières

Remerciement.....	i
Dédicaces.....	ii
Résumé.....	iv
Abstract.....	v
ملخص.....	vi
Table des matières.....	vii
Table des figures.....	x
Liste des tableaux.....	xii
Liste des abréviations.....	xiii
Introduction générale.....	1

## Chapitre I

I.1	Introduction .....	4
I.2	Historique .....	4
I.3	Structure de base des antennes microrubans .....	4
I.3.1	L'élément rayonnant : .....	5
I.3.2	Le plan de masse .....	5
I.3.3	Le substrat diélectrique.....	5
I.4	Fonctionnement des antennes microrubans.....	6
I.5	Les différentes formes des antennes microrubans .....	7
I.6	Les caractéristiques des antennes microrubans .....	8
I.6.1	Impédance d'entrée de l'antenne .....	8
I.6.2	Diagramme de rayonnement.....	8
I.6.3	Directivité .....	9

I.6.4	Gain .....	10
I.6.5	Rendement de l'antenne .....	10
I.6.6	Coefficient de réflexion .....	10
I.6.7	Bande passante .....	11
I.7	Quelques techniques d'alimentation les plus usuelles .....	12
I.7.1	Alimentation par contact .....	12
<b>I.7.1.a</b>	<b>Alimentation par ligne microruban.....</b>	<b>12</b>
<b>I.7.1.b</b>	<b>Alimentation par une sonde coaxiale.....</b>	<b>13</b>
I.7.2	Alimentation sans contact.....	13
<b>I.7.2.a</b>	<b>Alimentation par couplage d'ouverture .....</b>	<b>13</b>
<b>I.7.2.b</b>	<b>Alimentation par couplage de proximité :.....</b>	<b>14</b>
I.8	Avantages et inconvénients .....	14
I.9	Domaines d'application.....	15

## Chapitre II

II.1	Introduction .....	18
II.2	Définition d'une antenne miniature .....	18
II.2.1	Le Facteur de qualité .....	20
II.3	Principales techniques de miniaturisation : par structuration et par ondes lentes ....	21
II.3.1	Définition.....	21
II.3.2	Miniaturisation par structuration.....	21
<b>II.3.2.a</b>	<b>Ajout de fentes ou d'entailles.....</b>	<b>22</b>
<b>II.3.2.b</b>	<b>Méandres.....</b>	<b>23</b>
<b>II.3.2.c</b>	<b>Corrugation .....</b>	<b>24</b>
<b>II.3.2.d</b>	<b>Ajout de composants discrets .....</b>	<b>25</b>
<b>II.3.2.e</b>	<b>Repliement et courbure.....</b>	<b>26</b>
<b>II.3.2.f</b>	<b>Les fractales .....</b>	<b>27</b>
<b>II.3.2.g</b>	<b>Antennes Volumétriques.....</b>	<b>29</b>

II.3.3	Miniaturisation par ondes lentes .....	30
	<b>II.3.3.a Utilisation de substrat à haute permittivité :</b> .....	31
II.4	Conclusion .....	32

## Chapitre III

III.1	Introduction .....	34
III.2	Définition du logiciel CST STUDIO SUITE .....	34
III.3	Description générale de l'interface CST .....	35
III.4	Conception et simulation d'antennes imprimées miniatures .....	36
	III.4.1 Antenne microruban miniature à conception fractale .....	36
	<b>III.4.1.a Structure initiale</b> .....	36
	<b>III.4.2.a Présentation de la structure miniaturisée</b> .....	39
III.4.2	Conception d'une antenne microruban à fentes dédiée au standard WLAN 5 GHz 42	
	<b>III.4.2.a Structure initiale</b> .....	42
	<b>III.4.2.b Structure intermédiaire</b> .....	46
	<b>III.4.2.b Structure finale</b> .....	49
<b>III.4.3</b>	<b>Conception et simulation de la troisième antenne :</b> .....	56
	<b>III.4.3.a Définition de l'identification RFID :</b> .....	56
	<b>III.4.3.b Structure initiale :</b> .....	56
	<b>III.4.3.c Structure intermédiaire</b> .....	60
	<b>III.4.3.d Structure finale</b> .....	62
III.5	Conclusion : .....	68
III.6	References .....	69

# Table des figures

## Chapitre I

Figure I. 1 Antenne microruban rectangulaire .....	6
Figure I. 2 Fonctionnement d'une antenne microruban.....	6
Figure I. 3 Diverses formes d'antennes microrubans .....	7
Figure I. 4 Illustration du diagramme de rayonnement d'une antenne.....	9
Figure I. 5 Bande passante et coefficient de réflexion .....	11
Figure I. 6 Alimentation par ligne microruban .....	12
Figure I. 7 Alimentation par une sonde coaxiale.....	13
Figure I. 8 Alimentation par couplage par d'ouverture .....	13
Figure I. 9 Alimentation par proximité.....	14

## Chapitre II

Figure II. 1 Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de CHU.....	19
Figure II. 2 Exemple des courants dans une antenne a) sans fentes b) avec fentes et encoches .....	22
Figure II. 3 Exemple d'une antenne à méandres .....	23
Figure II. 4 Exemple de surface corruguée .....	24
Figure II. 5 Interdigitation pour l'introduction de capacités a) capacités en vis-à-vis sans interdigitation b) avec interdigitation.....	25
Figure II. 6 le chargement capacitif a) avec l'ajout d'un élément vertical comme élément rayonnant b) avec repliement des éléments.....	26
Figure II. 7 Courbe de Hilbert.....	27
Figure II. 8 Courbe de Peano.....	27
Figure II. 9 Géométrie fractale de koch.....	28
Figure II. 10 Evolution du triangle de Sierpinski.....	28
Figure II. 11 Première quatre-itération de l'antenne en boucle de Minkowski .....	28
Figure II. 12 Une antenne hélicoïdale à quatre bras.....	29

## Chapitre III

Figure III. 1 Interface du CST.....	35
Figure III. 2 Géométrie de l'antenne initiale .....	37
Figure III. 3 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne initiale proposée .....	39
Figure III. 4 Antenne miniaturisée a) patch b) plan de masse .....	40
Figure III. 5 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne miniaturisée .....	41
Figure III. 6 VSWR de l'antenne miniaturisée.....	41
Figure III. 7 Coefficient de réflexion S11 représenté par l'article .....	42
Figure III. 8 VSWR de l'antenne miniaturisée représenté par l'article.....	42
Figure III. 9 Géométrie de l'antenne initiale « WIFI ».....	43

Figure III. 10	Calculateur de ligne microruban .....	44
Figure III. 11	Adaptation par ligne quart d'onde .....	44
Figure III. 12	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne initiale .....	46
Figure III. 13	Diagramme de rayonnement du gain de l'antenne initiale.....	46
Figure III. 14	Géométrie de l'antenne et des fentes insérées .....	47
Figure III. 15	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne intermédiaire (1ère étape) .....	47
Figure III. 16	2ème étape de miniaturisation a) l'antenne, b) plan de masse .....	48
Figure III. 17	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne intermédiaire (2ème étape) .....	48
Figure III. 18	Géométrie de l'antenne miniaturisée .....	49
Figure III. 19	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne miniaturisé.....	50
Figure III. 20	Diagramme de rayonnement de l'antenne miniaturisée .....	50
Figure III. 21	Le diagramme de rayonnement en polaire au niveau des deux plans principaux .....	51
Figure III. 22	Plan de masse avec fente de dimensions a) $W/4 * L/4$ , b) $W/2 * L/2$ .....	52
Figure III. 23	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne miniaturisé.....	52
Figure III. 24	Géométrie de l'antenne miniaturisée finale a) Patch b) Plan de masse.....	54
Figure III. 25	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne miniaturisé.....	54
Figure III. 26	Bande passante de l'antenne miniaturisé .....	54
Figure III. 27	Diagrammes de rayonnement de l'antenne miniaturisée.....	55
Figure III. 28	Géométrie de l'antenne initiale .....	57
Figure III. 29	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne initiale .....	58
Figure III. 30	Etude paramétrique sur le nombre de tours RT .....	58
Figure III. 31	Étude paramétrique sur la largeur $W_i$ .....	59
Figure III. 32	Nouvelle structure d'antenne .....	59
Figure III. 33	Coefficient de réflexion S11 de la nouvelle antenne .....	60
Figure III. 34	Géométrie de l'antenne avec fentes aux alentours .....	60
Figure III. 35	Coefficient de réflexion S11 après la 1ère étape .....	61
Figure III. 36	Géométrie de l'antenne avec fentes au centre.....	61
Figure III. 37	Coefficient de réflexion S11 après la 2ème étape.....	62
Figure III. 38	Géométrie de l'antenne miniaturisée .....	62
Figure III. 39	Coefficient de réflexion S11 de l'antenne miniature .....	63
Figure III. 40	Diagrammes de rayonnement de l'antenne miniature.....	64
Figure III. 41	Géométrie du superstrat a) vue de dessus et b) vue de profil .....	65
Figure III. 42	Etude paramétrique sur la distance $h_2$ .....	65
Figure III. 43	Coefficient de réflexion S11 en présence de superstrat .....	66
Figure III. 44	Diagrammes de rayonnement du gain en présence du superstrat .....	67

# Liste des tableaux

## Chapitre I

Tableau I. 1 Les avantage et les inconvénients .....	15
--	----

## Chapitre III

Tableau III. 1 les expressions analytiques pour calculer les dimensions du patch rectangulaire .....	38
Tableau III. 2 Les dimensions de l'antenne patch rectangulaire initiale .....	38
Tableau III. 3 Comparaison des paramètres d'antenne initiale et miniaturisée .....	40
Tableau III. 4 Les paramètres de l'antenne initiale .....	45
Tableau III. 5 Les dimensions des fentes .....	47
Tableau III. 6 Les paramètres de l'antenne miniaturisée .....	49
Tableau III. 7 Comparaison entre les dimensions du l'antenne initiale et miniaturisée .....	51
Tableau III. 8 Les paramètres du l'antenne miniaturisée .....	53
Tableau III. 9 Comparaison entre les dimensions du l'antenne initiale et miniaturisée .....	55
Tableau III. 10 Les paramètres du l'antenne initiale .....	57
Tableau III. 11 Les nouvelles dimensions de l'antenne .....	63
Tableau III. 12 Comparaison des performances Par rapport aux différentes valeurs de $h_2$ .....	66

## Liste des abréviations

<b>CST</b>	Computer Simulation Technology	<b>IOT</b>	Internet Of Things
<b>S11</b>	Coefficient de réflexion	<b>RFID</b>	Radio Frequency IDentification
<b>ROS</b>	Rapport d'Onde Stationnaire	<b>ULB</b>	Ultra large bande
<b>3D</b>	trois Dimensions	<b>UHF</b>	Ultra High Frequency
<b>FIT</b>	Finite Integration Technique	<b>ISM</b>	Industrial, Scientific and Medical
<b>VSWR</b>	Voltage Standing Wave Ratio	<b>HFSS</b>	High Frequency Structure Simulator
<b>EPC</b>	Electronic Product Code	<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network

### Introduction générale

Depuis les années 70, les antennes microrubans ont acquis une immense popularité, même si initialement leur succès ait été limité à des fins militaires. Très rapidement, ces antennes ont connu une évolution significative vers une utilisation industrielle et cela durant les années 90. Cet intérêt est dû essentiellement aux nombreux avantages qui caractérisent ce type d'antennes, tels que : une structure mécanique robuste, un profil bas, un poids réduit et une fabrication et une intégration simples sur des surfaces planes et conformées. Malheureusement, ces antennes présentent trois inconvénients majeurs, qui limitent leurs performances, à savoir : une bande passante restreinte, un gain limité et une taille relativement importante, étant de l'ordre de la demi-longueur d'onde. Plusieurs techniques ont été développées afin d'améliorer les caractéristiques de rayonnement des antennes microrubans et dépasser leurs limites.

Aujourd'hui, ces antennes sont devenues des composants indispensables dans les systèmes de radiocommunication. Le progrès technologique actuel a mené vers des appareils de communication très compacts qui réclament des antennes à la fois petites et performantes afin de faciliter leur incorporation dans des espaces de taille réduite. Dès lors, de nombreuses études et recherches se sont intéressées à la miniaturisation des antennes microrubans et différentes techniques permettant de réduire la taille de ces antennes ont vu le jour, telles que : l'usage d'un substrat diélectrique à permittivité élevée, le chargement par des éléments passifs, l'utilisation de court-circuit, l'insertion de fentes, etc. Cependant, diminuer les dimensions d'une antenne n'est pas sans conséquences, il s'accompagne généralement d'une dégradation des performances des antennes, notamment en termes de gain et de bande passante. Les concepteurs sont donc confrontés à faire un compromis entre taille requise et performances exigées par le domaine d'application.

Dans le cadre de ce travail, nous cherchons à concevoir plusieurs antennes imprimées de petite taille en utilisant le logiciel CST-Microwave Studio, en explorant différentes techniques qui permettent d'atteindre cet objectif.



Le manuscrit est scindé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à une présentation générale des antennes microrubans, en décrivant leur structure de base et leur mode de fonctionnement. Nous parlerons également des différentes formes que peuvent prendre les antennes microrubans ainsi que les techniques utilisées pour leur alimentation les plus usuelles. Il existe un certain nombre de paramètres de rayonnement qui caractérisent ces antennes, ces derniers seront également abordés dans ce premier chapitre. Nous finissons par énumérer les principaux avantages et inconvénients de ce type d'antennes qui à la fois favorisent et conditionnent leur utilisation dans différents domaines d'application.

Le deuxième chapitre a pour objectif de donner une définition précise de ce qu'est une antenne miniature, plus précisément « une antenne électriquement petite », en mettant l'accent sur le facteur de qualité comme élément essentiel. Par la suite, différentes méthodes de miniaturisation les plus courantes seront détaillées. Elles peuvent être classées en deux principales catégories : miniaturisation par structuration et miniaturisation par ondes lentes. La première consiste à apporter des modifications géométriques sur l'antenne ou sur le plan de masse, comme insérer des fentes, des encoches ou des court-circuits. La seconde catégorie vise à modifier les paramètres du substrat, comme par exemple augmenter sa permittivité relative.

Le troisième chapitre commence par une brève présentation du logiciel CST-Microwave Studio avec une description générale de son interface. Ce logiciel va être utilisé pour faire la conception et la simulation de trois structures d'antennes microrubans miniatures auxquelles certaines techniques de miniaturisation seront appliquées. La première structure a été présentée dans la littérature, sa conception nous permettra de comparer et de valider nos résultats. Deux autres conceptions seront abordées visant à montrer l'impact d'une géométrie fractale et d'un pliage en anneau sur la taille de l'antenne, sa bande passante et son gain pour servir les standards WiFi et RFID

*Chapitre I : La Technologie  
des antennes microrubans*

## I.1 Introduction

Les antennes microrubans ont été largement utilisées dans plusieurs applications telles que la communication sans fil, l'Internet des objets (Internet Of Things IOT) et le radar. Elles sont connues pour leur faible coût, leur profil bas et leur haute capacité de conformabilité. La conception des antennes microrubans a évolué au fil du temps, de nouvelles recherches se concentrant sur l'amélioration de leurs performances et de leur efficacité. Différents types d'antennes microrubans ont été introduits, notamment les antennes microrubans laminées à fente ouverte en forme de U. Ces antennes ont été conçues et analysées pour comprendre leurs avantages, inconvénients et applications potentielles. De plus, le développement des antennes microrubans a été stimulé par la demande croissante d'applications IOT, qui nécessitent des antennes efficaces pour permettre une communication à longue portée et à faible taux d'erreur. Dans l'ensemble, les antennes microrubans disposent d'un large espace de perspectives et des recherches continues sont menées pour explorer leur potentiel dans divers domaines [1].

L'objectif de ce chapitre est de fournir une description générale sur les antennes imprimées et leur historique, ainsi que leurs différentes formes géométriques, leur fonctionnement et leurs caractéristiques de rayonnement. Diverses techniques d'alimentation de ces antennes seront également dévoilées. Nous parlerons aussi de leurs avantages et inconvénients, et les multiples domaines d'application.

## I.2 Historique

Les antennes microrubans ont été introduites pour la première fois en 1953 aux États-Unis par Georges Deschamps [2]. Mais ce n'est qu'en 1955 qu'Henri Gutton et Georges Baissinot déposèrent le premier brevet reprenant ce concept. Il a fallu attendre les années 1970 avant qu'elles fassent leur apparition. Grâce à l'amélioration des techniques de photolithographie du cuivre et de l'or sur substrat diélectrique et des avancées dans la modélisation, les premiers prototypes ont été réalisés [3].

## I.3 Structure de base des antennes microrubans

La structure de base d'une antenne microruban comprend trois éléments principaux :

### I.3.1 L'élément rayonnant :

Communément appelé patch, il représente l'élément clé de la structure. Il s'agit d'une couche métallique ayant une certaine forme géométrique, en général rectangulaire ou circulaire. Il est déposé sur le substrat diélectrique de la structure de l'antenne. Il est responsable de la réception et/ou la diffusion des signaux sous forme d'ondes électromagnétiques se propageant dans l'espace. Les performances de l'antenne telles que sa bande passante et son diagramme de rayonnement, peuvent être affectées par la forme et la taille du patch. Les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un rectangle ou bien un carré, un disque circulaire, un triangle ou une couronne [4].

### I.3.2 Le plan de masse

Le plan de masse des antennes microrubans est une surface conductrice placée sous le substrat diélectrique de la structure de l'antenne. Son rôle est de servir de référence pour le rayonnement de l'antenne et aide à assurer une distribution correcte du champ électromagnétique.

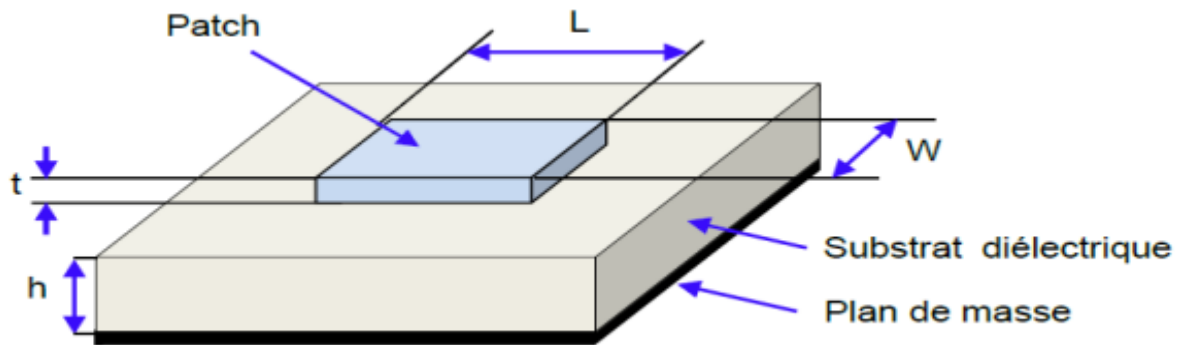
En général, le plan de masse est constitué d'une couche métallique qui sert à fournir un chemin de retour au courant qui traverse l'antenne. Aussi, il améliore l'efficacité de rayonnement de l'antenne et aide à réduire le rayonnement vers l'arrière de l'antenne. Le plan de masse permet également de minimiser les interférences causées par les ondes électromagnétiques externes et fournit un blindage à l'antenne [5].

### I.3.3 Le substrat diélectrique

Le matériau utilisé comme base ou support pour la construction de l'antenne microruban est appelé substrat. En général, il s'agit d'un matériau diélectrique qui présente des caractéristiques électriques particulières. Le substrat est placé entre le plan de masse et la plaque rayonnante de l'antenne. Il fournit un support mécanique et une isolation entre le patch et le plan de masse.

Les performances de l'antenne peuvent être influencées par le matériau utilisé comme substrat, par exemple sa bande passante, son efficacité de rayonnement et son adaptation d'impédance. Parmi les matériaux les plus utilisées pour les antennes microrubans il y a le FR-4, le Rogers, la céramique et le téflon [5].

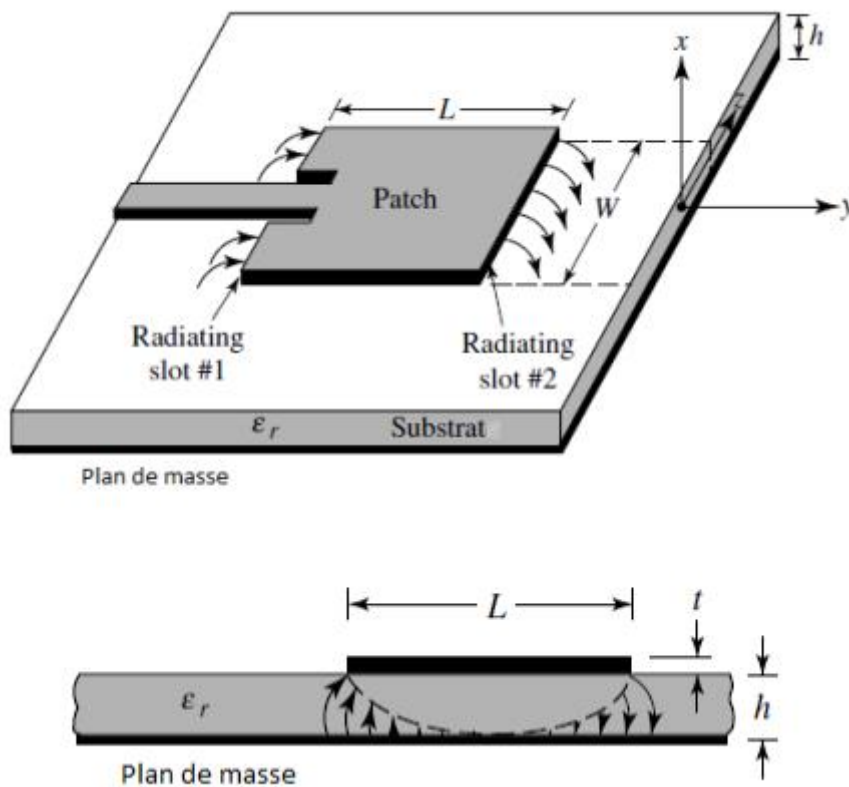
La **Figure I.1** montre les trois composants d'une antenne microruban.



**Figure I. 1** Antenne microruban rectangulaire

#### I.4 Fonctionnement des antennes microrubans

Pour comprendre le fonctionnement physique des antennes microrubans, il est nécessaire de connaître le champ électromagnétique dans la zone proche de la structure rayonnante, en utilisant la théorie de l'optique géométrique, comme le montre la **Figure I.2**.



**Figure I. 2** Fonctionnement d'une antenne microruban

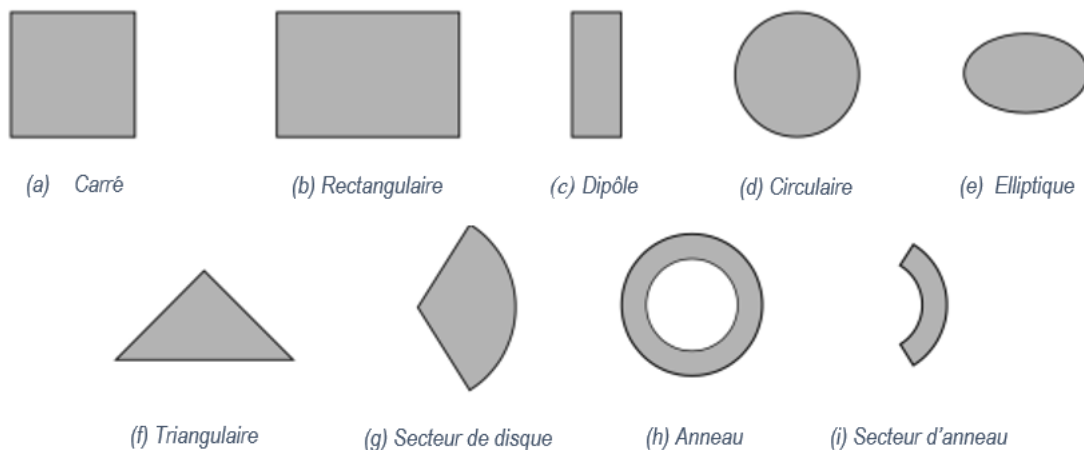
Les antennes microrubans fonctionnent en créant des champs électriques et magnétiques dans le substrat. Ce phénomène permet à la lumière des ondes de se propager dans l'air avec une vitesse de propagation  $v$  égale à celle de la lumière ( $3 \times 10^8 m/s$ ) [6].

La connaissance du champ électromagnétique dans la zone proche de la structure rayonnante est essentielle pour comprendre physiquement le fonctionnement de l'antenne imprimée. On peut aborder ce problème de manière simplifiée en considérant l'antenne comme une cavité résonante limitée par deux « murs électriques » horizontaux, correspondant à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par quatre « murs magnétiques » transversaux à pertes [4].

Par conséquent, le modèle de la cavité permet de rendre compte du fonctionnement des antennes imprimées plaques et de certaines de leurs caractéristiques telles que le gain, le rendement et la bande passante. Cependant, une telle méthode ne permet pas de considérer l'impact des ondes de surface et du circuit d'alimentation sur le comportement de l'antenne.

### I.5 Les différentes formes des antennes microrubans

Les éléments rayonnants les plus simples ont la forme d'un carré, d'un rectangle, d'un disque circulaire, d'une couronne ou encore d'un triangle. D'autres formes sont également possibles comme le montre la **figure I.3** [7].



**Figure I. 3 Diverses formes d'antennes microrubans**

Parmi toutes ces formes, l'élément rectangulaire est sans contexte le plus facile à analyser.

Les dimensions typiques d'une antenne patch sont sa longueur  $L_p$ , sa largeur  $W_p$  et son épaisseur  $h$ . D'un point de vue pratique, cette dernière est habituellement fine et bien inférieure à la longueur d'onde de travail ( $h < 0,05\lambda_0$ ),  $\lambda_0$  étant la longueur d'onde dans le vide [7].

## I.6 Les caractéristiques des antennes microrubans

Il est possible d'exprimer les performances de l'antenne en utilisant plusieurs paramètres. Les principaux paramètres seront définis comme suit :

### I.6.1 Impédance d'entrée de l'antenne

L'impédance d'entrée de l'antenne correspond à l'impédance quantifiée depuis la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne [8]. La formule qui donne cette impédance est la suivante :

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

$Z_0$  : impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

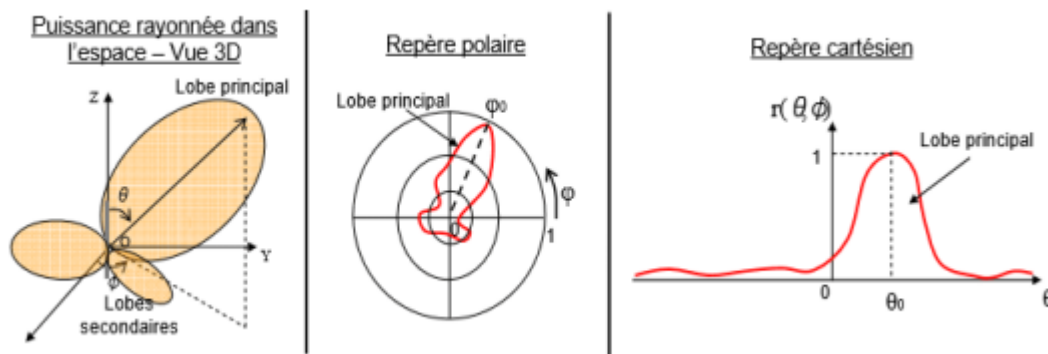
$S_{11}$  : représente le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne

Il est à noter que le coefficient  $S_{11}$  dépend de la fréquence, il en résulte que l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  varie également selon la fréquence.

### I.6.2 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne montre comment sa puissance est diffusée dans différentes directions de l'espace. Contrairement aux antennes omnidirectionnelles qui émettent de manière quasi-uniforme dans toutes les directions, d'autres antennes ont des schémas de rayonnement plus spécifiques, concentrant leur puissance dans certaines directions plutôt que dans d'autres.

La **Figure I.4** illustre quelques diagrammes de rayonnement en 3D, en coordonnées polaires et cartésiennes.



**Figure I. 4 Illustration du diagramme de rayonnement d'une antenne**

En général, il existe une direction maximale de rayonnement autour de laquelle se concentre une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante.

Grâce à la fonction caractéristique de rayonnement  $F(\theta, \phi)$  de l'antenne, il est possible d'avoir une vision globale du rayonnement. La définition de celle-ci est le rapport entre le champ  $E(\theta, \phi)$  et sa valeur maximale qui correspond à la direction où le rayonnement est maximal [9].

$$F(\theta, \phi) = \frac{|E(\theta, \phi)|}{|E_{\max}|} \quad (I.2)$$

### I.6.3 Directivité

La directivité d'une antenne désigne la façon dont elle concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace. Elle a été définie par [10] comme étant le rapport entre la densité de puissance rayonnée par l'antenne dans une direction donnée  $P(\theta, \phi)$  et la densité de puissance moyenne que rayonnerait une antenne isotrope.

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi r^2} = 4\pi r^2 \frac{P(\theta, \phi)}{P_r} \quad (I.3)$$

$P(\theta, \phi)$  : densité de puissance par unité de surface rayonnée par l'antenne.

$P_r$  : puissance totale rayonnée par l'antenne

Une antenne isotrope diffuse de manière homogène la puissance  $P_r$ , peu importe la direction.



### I.6.4 Gain

Le gain  $G$  d'une antenne, comme la directivité, représente également le rapport entre la densité de puissance de l'antenne considérée et la densité moyenne rayonnée par une source isotrope. La différence ici réside dans le fait que l'antenne isotrope va rayonner de manière uniforme la puissance fournie par l'alimentation  $P_a$  et non  $P_r$ . Il s'exprime alors par la relation :

$$G = 4\pi r^2 P(\theta, \varphi) / P_a \quad (I.4)$$

Avec :

$P_a$  : la puissance d'alimentation de l'antenne.

La directivité et le gain sont liés par la relation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (I.5)$$

Le paramètre  $\eta$  représente le rendement de l'antenne.

Remarque : le gain des antennes microrubans varie en général entre 2 et 6 dB.

### I.6.5 Rendement de l'antenne

Le rendement correspond au rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par :

$$\eta = \frac{P_r}{P_a} = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (I.6)$$

$R_r$  : Résistance liée à son rayonnement.

$R_p$  : Résistance liée aux pertes de l'antenne.

### I.6.6 Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion correspond à la relation entre la puissance du signal réfléchi et celle du signal incident. En général, ce coefficient  $\Gamma$  est associé à l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_e$  et à l'impédance caractéristique  $Z_c$  de la ligne de transmission par la relation suivante [11]:

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = \frac{\text{onde réfléchie}}{\text{onde incident}} \quad (\text{I.7})$$

$Z_c$  : Impédance caractéristique de la ligne qui alimente l'antenne (en général  $Z_c=50\Omega$ )

$Z_e$  : Impédance d'entrée de l'antenne.

Il peut également être exprimé en dB :

$$S_{11}(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \right| \quad (\text{I.8})$$

Lorsque l'adaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne qui l'alimente n'est pas parfaite, l'onde réfléchie va se superposer à l'onde incidente afin de ne former qu'une seule onde, connue sous le nom d'onde stationnaire. Dans ce cas, nous parlons d'un paramètre qui définit le taux de stationnarité appelé ROS (Rapport d'Onde Stationnaire), qui est lié au coefficient de réflexion  $\Gamma$  par la relation suivante :

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

### I.6.7 Bande passante

La bande passante peut être définie comme une bande de fréquences dans laquelle l'antenne rencontre un ensemble donné de spécifications, généralement basées sur les caractéristiques d'impédance. En d'autres termes, il s'agit de l'intervalle de fréquences dans lequel l'antenne est performante. Les chercheurs ont considéré que la valeur maximale du coefficient de réflexion pour mesurer la bande passante est d'environ 0.3, ce qui correspond à -10 dB (**Figure I.5**). Ainsi, la bande passante serait définie par la différence entre la fréquence la plus élevée  $F_H$  et la fréquence la plus basse  $F_B$  [6].

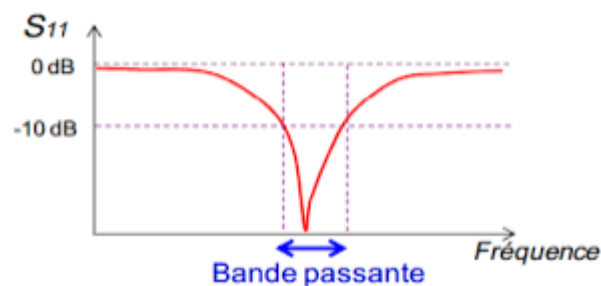


Figure I. 5 Bande passante et coefficient de réflexion

La bande passante est souvent exprimée en pourcentage, elle est donnée par :

$$\text{BP}(\%) = \left[ \frac{F_H - F_B}{F_0} \right] * 100 \quad (\text{I.10})$$

Avec :  $F_0$  représente la fréquence de résonance centrale.

## I.7 Quelques techniques d'alimentation les plus usuelles

Les antennes microrubans peuvent être alimentées à l'aide de différentes techniques que nous pouvons diviser en deux catégories : alimentation par contact et alimentation sans contact (via couplage).

### I.7.1 Alimentation par contact

#### I.7.1.a Alimentation par ligne microruban

L'alimentation de l'antenne microruban peut se faire à travers une ligne microruban. Le patch est alimenté à l'aide d'une ligne de transmission microruban directement reliée à l'élément rayonnant (patch) [12].

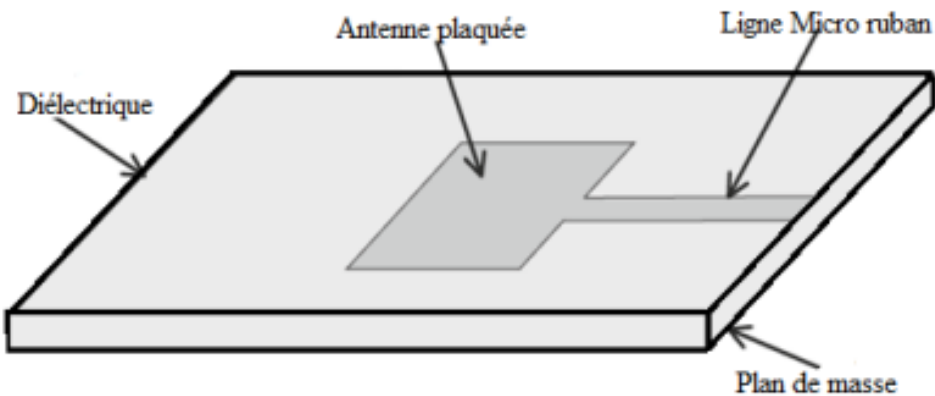
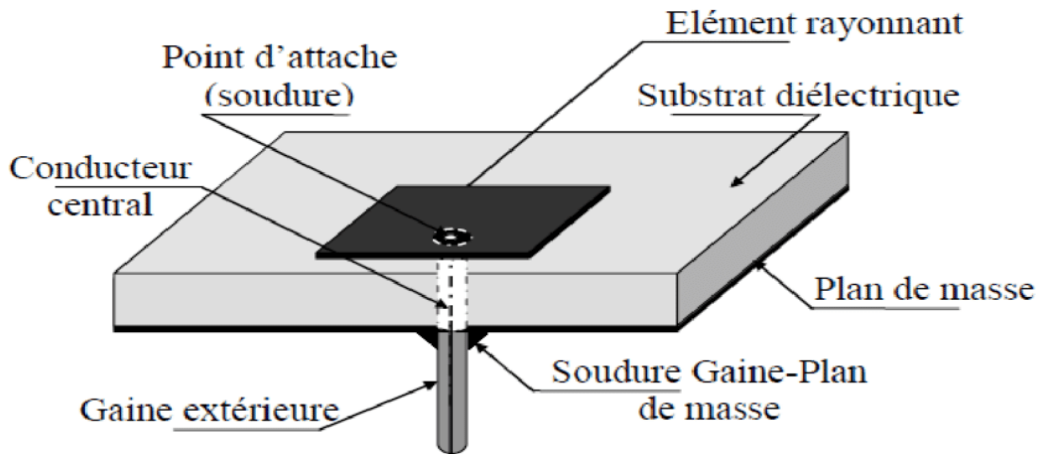


Figure I. 6 Alimentation par ligne microruban

### I.7.1.b Alimentation par une sonde coaxiale

Par cette technique un câble coaxial est utilisé pour alimenter l'antenne patch, le conducteur central étant connecté au patch et le conducteur extérieur du câble est connecté au plan de masse, tel que l'illustre la **Figure I.7** [13].



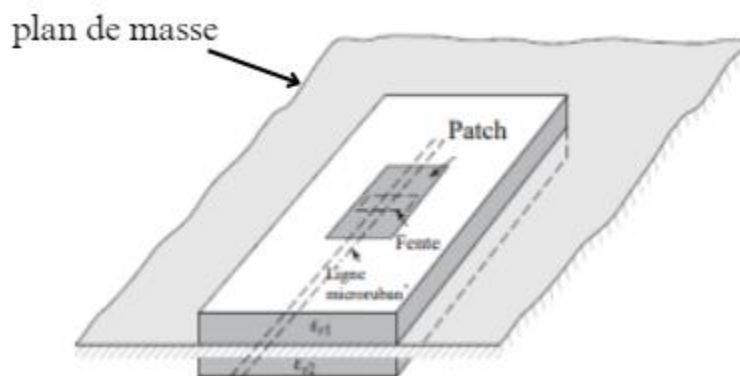
**Figure I. 7** Alimentation par une sonde coaxiale

### I.7.2 Alimentation sans contact

Dans ce cas, il n'y a pas de contact direct entre l'antenne et la ligne qui l'alimente. Parmi les techniques utilisées, nous avons :

#### I.7.2.a Alimentation par couplage d'ouverture

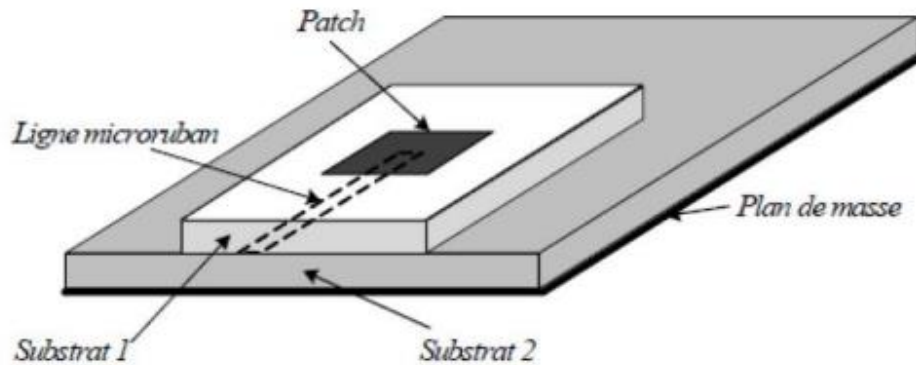
Le patch est alimenté à travers une ouverture insérée dans le plan de masse, une ligne de transmission microruban étant placée de l'autre côté de ce plan de masse [14], Comme il est représenté dans la **Figure I.8**.



**Figure I. 8** Alimentation par couplage par d'ouverture

### I.7.2.b Alimentation par couplage de proximité :

Dans ce cas, la structure sera composée de deux substrats diélectriques, l'un supportant le patch ou l'antenne et l'autre la ligne microruban d'alimentation qui sera à sa proximité. L'excitation se fera par couplage électromagnétique ce qui induit un courant au niveau du patch [15], tel qu'il est illustré dans la **Figure I.9** .



**Figure I. 9 Alimentation par proximité**

Ces techniques d'alimentation offrent différents avantages et compromis en termes d'adaptation d'impédance, de diagramme de rayonnement et de bande passante. Les chercheurs continuent d'explorer et d'optimiser ces techniques pour améliorer les performances des antennes microrubans.

## I.8 Avantages et inconvénients







Les antennes microrubans existent depuis de nombreuses années et continuent d'exister grâce à certains aspects avantageux. Cependant elles présentent certains inconvénients comme le montre le **Tableau I.1** [3].

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>* Elles sont légères et discrètes, ce qui les rend adaptées aux applications où la taille et le poids sont des contraintes.</li> <li>* Elles sont économiques et faciles à fabriquer par photolithographie, ce qui favorisent leur intégration dans des cartes à circuits imprimés.</li> <li>* Il existe des techniques qui permettent d'améliorer leurs performances, donc elles peuvent fonctionner sur une large gamme de fréquences avec une bonne efficacité de rayonnement et un gain adéquat.</li> <li>* Elles ont une conception simple et compacte, ce qui les rend adaptés aux applications dans un espace limité.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>* Elles ont une capacité de gestion de l'énergie relativement faible par rapport aux autres types d'antennes.</li> <li>* Elles sont sensibles aux propriétés diélectriques du matériau du substrat, ce qui peut affecter leurs performances.</li> <li>* Elles ont une bande passante d'impédance étroite, ce qui peut limiter leur utilisation dans certaines applications.</li> <li>* Elles peuvent subir des pertes importantes dues aux ondes de surface et aux fuites de rayonnement.</li> <li>* Elles ont une efficacité de rayonnement limitée par rapport aux autres types d'antennes, ainsi qu'un gain faible.</li> </ul>

**Tableau I. 1 Les avantage et les inconvénients**

## I.9 Domaines d'application

Dans les conceptions pratiques, les avantages des antennes microrubans dépassent de loin leurs inconvénients. Il existe plusieurs systèmes de communications qui nécessitent une antenne mince, légère et peu encombrante. L'antenne microruban a un profil idéal et possède une large gamme d'applications civiles et militaires [12] [16]. Parmi ces applications nous pouvons citer :

-  Systèmes de communication sans fil.
-  Systèmes d'Identifications par Radiofréquence RFID.
-  Applications médicales.
-  Industrie automobile.
-  Internet des objets (IOT).
-  Applications aérospatiales et de défense.

- ✚ Radar Doppler et autres types de radar.
- ✚ Transport aérien ou terrestre.
- ✚ Télécommande de missile.
- ✚ Surveillance de terrains ou d'intersections.

## I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à un type particulier d'antennes, inventées dans les années 50 mais qui restent toujours d'actualité, il s'agit des antennes microrubans. Nous avons défini leur structure de base, leur mode de fonctionnement et les différentes formes géométriques qu'elles peuvent avoir. Nous avons également présenté l'ensemble des paramètres qui spécifient leurs performances. Les techniques d'alimentation appliquées aux antennes microrubans les plus connues ont été détaillées. Nous avons en dernier cité les avantages et les inconvénients des antennes microrubans ainsi que leurs divers domaines d'applications.

Dans le chapitre qui suit, nous allons parler de différentes techniques qui permettent de miniaturiser les antennes microrubans, qui sont à l'origine des antennes demi-onde, afin de pouvoir les intégrer plus facilement dans des appareils de communication qui deviennent de plus en plus compacts.

***Chapitre II : Techniques de  
miniaturisation des  
antennes microrubans***



## II.1 Introduction

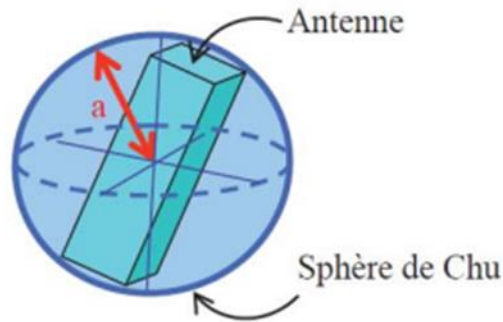
Le développement technologique actuel a mené vers une nouvelle génération d'équipements et de dispositifs de communications sans fils qui sont de taille de plus en plus petite. L'antenne représente l'élément le plus important mais aussi le plus encombrant dans un tel dispositif. Réduire sa taille tout en maintenant son fonctionnement en termes de fréquence de gain et d'efficacité de rayonnement représente un véritable challenge.

Le concept d'antenne miniature englobe différentes grandes catégories d'antennes. La principale catégorie pour laquelle nous nous intéressons concerne les antennes dites « électriquement petites ». Différentes définitions permettent de spécifier ce qu'est qu'une antenne électriquement petite. La plus ancienne est celle qui a été fournie par Wheeler en 1947. Effectivement, il réalisa les premières recherches sur les limites essentielles des petites antennes électriques [17].

Dans ce chapitre nous allons décrire les limites fondamentales de la miniaturisation, présentées par plusieurs chercheurs tel que Wheeler et Chu. Nous allons par la suite détailler les différentes techniques utilisées dans la miniaturisation des antennes. Elles peuvent être divisées en deux grandes familles : la miniaturisation par « structuration » et la miniaturisation par « ondes lentes ».

## II.2 Définition d'une antenne miniature

Pour définir une antenne miniature, il est crucial de comprendre le concept de la sphère de Chu (**Figure II.1**). Cette sphère englobe entièrement l'antenne et est définie par son rayon, qui correspond à la plus grande dimension de l'antenne [18]. Ce rayon est exprimé en termes de longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Dans le cas des antennes Ultra large bande ULB, la fréquence de fonctionnement est généralement prise égale à la fréquence basse de la bande passante. Ainsi, pour définir une antenne miniature, il faut connaître la taille maximale de la sphère de Chu, déterminée par la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne.



**Figure II. 1 Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de CHU**

Selon Wheeler, il est conseillé de vérifier une certaine condition sur le rayon de la sphère de Chu  $a$  multiplié par le nombre d'ondes  $k$  dans le milieu de propagation [19]. Nous rappelons que ce dernier peut être déterminé par la relation suivante :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (\text{II.1})$$

La condition de Wheeler spécifie qu'une antenne est miniature si elle satisfait la condition suivante :

$$k \times a < 1 \quad (\text{II.2})$$

King a ajouté une autre règle en disant qu'une antenne est considérée petite quand elle occupe au moins l'espace minimum entre la zone de rayonnement proche et celle lointaine. Cette distance est appelée la "radian sphère". Selon lui, une antenne est "miniature" si elle est complètement à l'intérieur de cette sphère. Ça veut dire que le rayon  $a$  de la sphère est égal à la radian-length [20], autrement dit :

$$k \times a < 0.5 \quad (\text{II.3})$$

Ces deux critères se basent uniquement sur les dimensions de l'antenne. La condition de King est celle qui est la plus considérée.

L'objectif de la miniaturisation est de réduire les dimensions d'une antenne tout en conservant ses performances en termes de fréquence de résonance, de bande passante et de rayonnement. Malheureusement, le fait de forcer l'antenne à avoir le même comportement tout en ayant des dimensions plus petites n'est pas sans conséquences. En effet, une dégradation des performances de l'antenne est constatée lorsqu'elle est miniaturisée. L'étude du facteur de qualité de l'antenne permet d'évaluer l'impact de la miniaturisation sur ces paramètres [21].

### II.2.1 Le Facteur de qualité

Aujourd'hui, plusieurs discussions tournent autour des limites théoriques de la miniaturisation des antennes, mais les travaux de Wheeler, Chu, McLean et Harrington restent des références. Grâce à leurs recherches, il a été possible d'évaluer le facteur de qualité afin d'obtenir des antennes électriquement petites et performantes en même temps [22].

Il est important de rappeler que le facteur de qualité  $Q$  correspond à la relation entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale émise par celle-ci. Il s'exprime par la relation suivante :

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

Les énergies électrique et magnétique moyennes stockées sont appelées  $W_e$  et  $W_m$  respectivement, tandis que  $P_{ray}$  correspond à la puissance totale rayonnée par l'antenne. L'une des estimations du coefficient de qualité d'une antenne pour le mode de résonance fondamental est donnée par [23] :

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

Lorsque la taille d'une antenne diminue, par conséquent le rayon  $a$ , son facteur de qualité augmente. Etant inversement proportionnel à la bande passante, cette augmentation du facteur de qualité s'accompagne inévitablement d'une diminution de la bande passante. En même temps, les pertes dans l'antenne augmentent, ce qui entraîne une diminution de l'efficacité de rayonnement. Il est donc nécessaire de trouver un compromis entre la taille, la bande passante et l'efficacité d'une antenne spécifique [24].

Pour le gain d'une antenne miniature, il peut être exprimé en fonction de la taille de l'antenne par :

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

Cette relation met en évidence que lorsque la taille de l'antenne est réduite, cela entraîne généralement une diminution de son gain. Cette observation est valide pour le mode fondamental. En revanche, pour les modes supérieurs il y a une augmentation du gain.

Donc il est essentiel d'utiliser des méthodes de conception spécifiques afin d'éviter la dégradation des performances de l'antenne à faible profil.

## II.3 Principales techniques de miniaturisation : par structuration et par ondes lentes

### II.3.1 Définition

La miniaturisation d'une antenne est de réduire ses dimensions géométriques tout en gardant ses caractéristiques de rayonnement. Nous sommes cependant limités par les lois de la nature, qui comme nous l'avons déjà mentionné, engendrent une nette dégradation des performances en particulier la bande passante et le gain lors de la miniaturisation. Il faudrait essayer de trouver un compromis entre les dimensions réduites de l'antenne et les spécificités requises imposées par l'application [25].

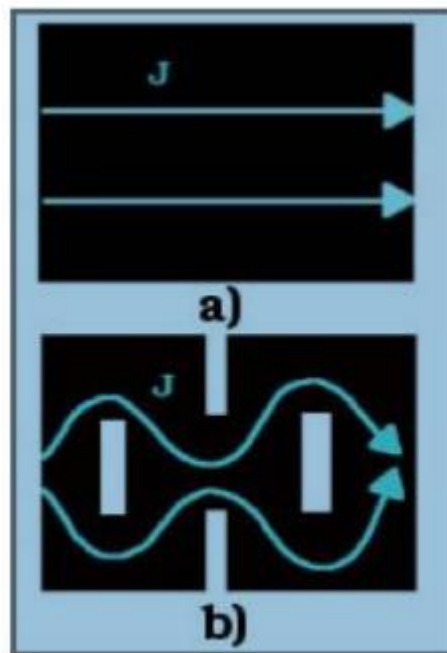
Pour réduire la taille de l'antenne plusieurs techniques ont été mises en œuvre. Toutes ont le même objectif : décaler la résonance de l'antenne vers une fréquence plus petite. Il existe deux catégories de techniques de miniaturisation. La première catégorie est dite « par structuration ». Ceci englobe les méthodes qui modifient la structure géométrique de l'antenne. La seconde catégorie est dite « par onde lentes » qui repose sur la modification des caractéristiques électriques et magnétiques du substrat.

### II.3.2 Miniaturisation par structuration

Modifier la forme d'une antenne implique le changement d'un ou plusieurs de ses paramètres physiques pour diminuer sa taille tout en préservant son mode fondamental et sans exciter les modes supérieurs. L'objectif des techniques de miniaturisation par structuration est d'augmenter la longueur électrique de l'antenne et/ou d'optimiser l'occupation de l'antenne dans le volume de la sphère de Chu. Ces méthodes de miniaturisation sont largement répandues et nous offrent une grande diversité de configurations. Dans cette section, nous allons fournir une description de chacune de ces techniques [26].

### II.3.2.a Ajout de fentes ou d'entailles

L'une des techniques les plus couramment employées dans le domaine des antennes imprimées miniatures est d'insérer des fentes ou des encoches au niveau de l'élément rayonnant. Ces fentes empêcheront les courants de passer d'un côté à l'autre de manière linéaire, il en résulte un chemin plus long suivi par le courant afin de les contourner [27], comme présenté par la **Figure II.2** .



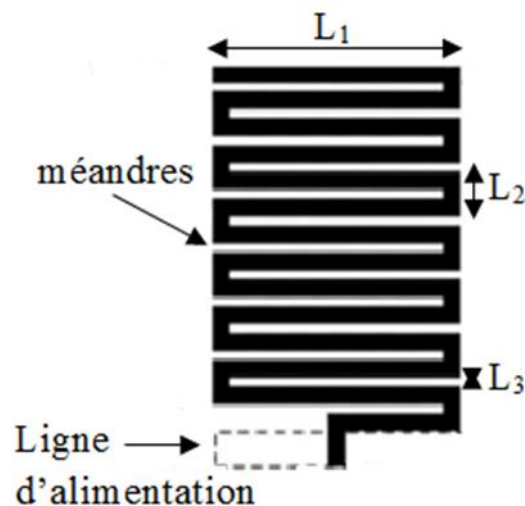
**Figure II. 2 Exemple des courants dans une antenne  
a) sans fentes b) avec fentes et encoches**

La longueur électrique est ainsi augmentée ce qui aura pour conséquence de diminuer la fréquence de résonance. Il ne nous reste comme alternative que de réduire les dimensions de l'antenne afin de revenir vers la fréquence de résonance initiale. Cette technique a un impact sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne ce qui engendre quelques soucis d'adaptation avec le système d'alimentation. Une fente correspond à une capacité, tandis qu'une encoche correspond à une inductance. D'après certaines études, il a été démontré qu'une réduction d'environ 30 % peut être atteinte par cette technique.

Il est également possible de créer des fentes dans le plan de masse afin de diminuer la taille de l'antenne. L'inconvénient de cette méthode réside dans l'augmentation du facteur de qualité, ce qui entraîne une réduction de la bande passante de l'antenne.

### II.3.2.b Méandres

Pour augmenter la longueur électrique d'une antenne sans qu'elle prenne plus de place, il est possible de lui donner une forme serpentée qui favorisera un chemin plus grand du courant. Ceci est réalisé par l'insertion de plusieurs encoches sur les côtés non rayonnants de l'antenne. Cette technique peut être appliquée sur différentes formes de patch comme les carrés, les triangles, ou même des formes plus complexes [21]. Le bon choix du motif, peut donc étendre significativement la longueur électrique de l'antenne en gardant sa taille physique inchangée. Cela nous permet d'améliorer les performances de l'antenne par la modification de sa configuration électrique sans avoir un impact sur son encombrement global.



**Figure II. 3 Exemple d'une antenne à méandres**

L'utilisation des méandres présente un inconvénient majeur, à savoir : l'augmentation des pertes métalliques et la diminution de l'efficacité de rayonnement. En effet, les conducteurs métalliques introduisent des pertes conductrices, et plus la zone de rayonnement est éloignée de la source, comme c'est le cas en basse fréquence pour les spirales, plus le courant sera faible à la fin de la ligne ou du fil. Recourber un fil sur lui-même entraîne une augmentation de l'inductance effective de l'antenne, ce qui entraîne une augmentation de la longueur d'onde effective de l'antenne. Cependant, si le motif est trop recourbé, il y aura des capacités parasites en série qui vont se créer. Lorsque ces effets capacitifs dans le motif sont plus importants que l'effet inductif, l'antenne stocke plus d'énergie qu'elle ne la transmet, ce qui entraîne une diminution de l'efficacité de rayonnement.

### II.3.2.c Corrugation

Le processus de corrugation ressemble au pliage d'un tissu, mais appliqué à une antenne. Ça rappelle l'application de méandres, mais non pas sur une surface plane, mais plutôt dans l'espace (méandres en 3D). En d'autres termes, au lieu d'étirer l'antenne dans une direction pour la rendre plus longue, on la plie ou on la "corrugue" dans un motif régulier tel que l'illustre la figure II.4. Cela permet d'augmenter la longueur électrique de l'antenne en gardant sa taille globale assez petite. C'est une technique qui permet d'améliorer la qualité de la transmission sans avoir à agrandir l'antenne elle-même [27].

Plusieurs travaux ont utilisé cette méthode, comme ceux de LEE et al [28], qui avaient pour objectif de fabriquer une antenne patch miniature de forme circulaire. Comme pour les méandres, cette technique présente l'inconvénient majeur de générer de nombreuses pertes Ohmiques ce qui engendre une baisse de l'efficacité de l'antenne. Sans oublier le fait qu'étant à trois dimensions, la fabrication d'une telle structure et sa réalisation devient très complexe.

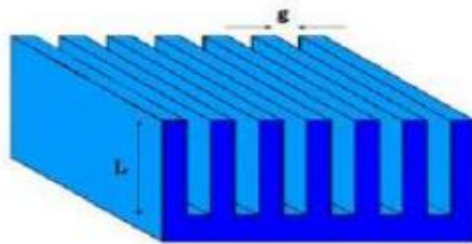


Figure II. 4 Exemple de surface corruguée

Où :

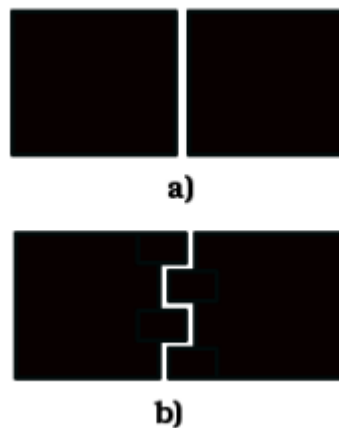
$g$  : espacement entre les créneaux.

$L$  : longueur des créneaux.

### II.3.2.d Ajout de composants discrets

Il s'agit par cette technique de déformer certaines parties de l'antenne afin de produire des capacités et des inductances localisées. L'idée d'ajouter des composants passifs localisés et permet d'augmenter artificiellement sa longueur électrique sans affecter sa longueur physique.

La **figure II.5** montre un exemple de capacités localisées introduites par interdigitation. Cette dernière consiste à faire un engrenement de replis de manière à ce que deux parties de l'antenne s'emboîtent étroitement l'une dans l'autre.



**Figure II. 5 Interdigitation pour l'introduction de capacités**  
**a) capacités en vis-à-vis sans interdigitation b) avec interdigitation**

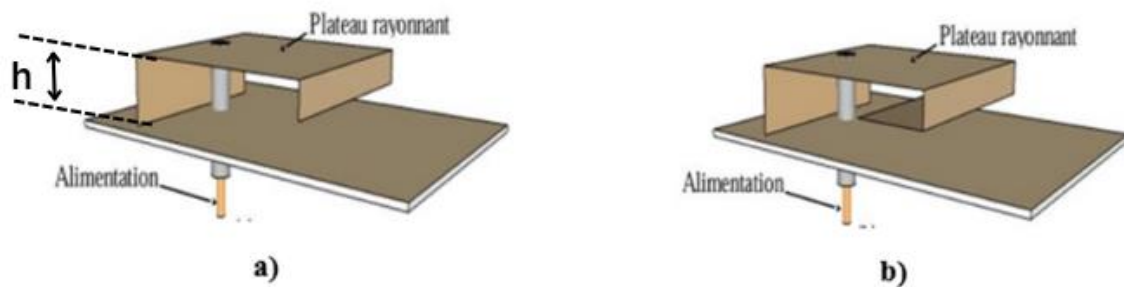
Grâce à cette méthode, il est possible d'augmenter la capacité de l'antenne sans ajouter de composant électrique nécessitant une soudure. Le désavantage de l'intégration de composants discrets réside par contre dans l'augmentation du coefficient de qualité, ce qui entraîne une réduction de la bande passante de ces antennes.



### II.3.2.e Repliement et courbure

Le repliement est également une technique pour apporter des modifications à la forme originale de l'antenne et réduire ses dimensions. Les deux configurations sont représentées sur la **Figure II.6** le chargement capacitif a) avec l'ajout d'un élément vertical comme élément rayonnant, b) avec repliement des éléments charge capacitif.

L'interférence avec le trajet du courant permet d'abaisser la fréquence de résonance.



**Figure II. 6 Le chargement capacitif a) avec l'ajout d'un élément vertical comme élément rayonnant b) avec repliement des éléments**

Le pliage de la plaque rayonnante réduit non seulement l'encombrement de la structure, mais crée également un effet capacitif qui contribue également à réduire la fréquence de résonance. Cet effet capacitif peut être contrôlé en ajustant certains paramètres de l'antenne, suivant cette équation [29]:

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{h} \quad (\text{II.7})$$

D'où :

$\epsilon_0$  : est la permittivité du vide  $8,85 \cdot 10^{-12} \text{F.m}^{-1}$ .

$\epsilon_r$  : est la Permittivité relative.

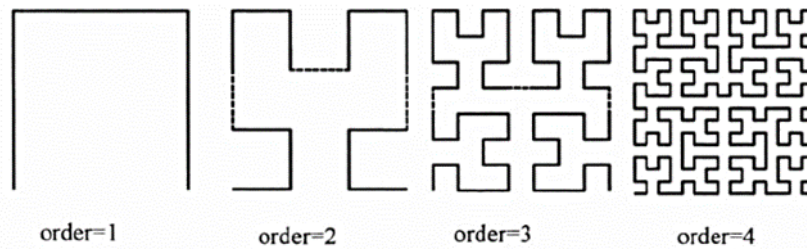
S : l'aire des surfaces métalliques.

h : est la distance entre les deux plateaux métalliques

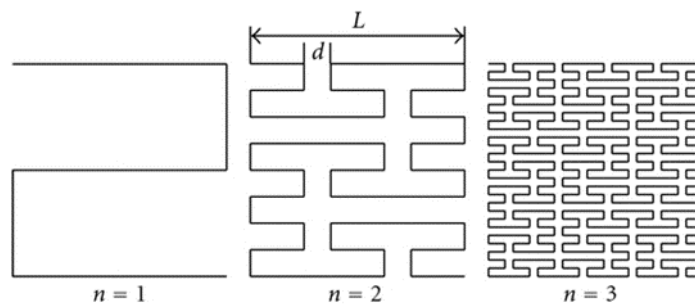
Quand on éloigne les deux plaques métalliques l'une de l'autre ou qu'on les agrandit, ça augmente la capacité et fait baisser la fréquence de résonance. Mais cette augmentation de capacité peut avoir un revers : elle peut nuire à la bande passante et à l'efficacité de l'antenne.

### II.3.2.f Les fractales

Il existe une autre méthode pour améliorer l'optimisation du remplissage de la sphère de Chu basée sur des courbures, afin de couvrir une surface plane par un enchevêtrement de forme. Nous pouvons citer les configurations de deux mathématiciens Hilbert et Peano [30] qui ont proposé deux types de courbes présentées par les **Figures II.7** et **II.8** respectivement.



**Figure II. 7 Courbe de Hilbert**



**Figure II. 8 Courbe de Peano**

Ces deux configurations peuvent être considérées comme une fractalisation de la forme de l'antenne. De nombreux domaines scientifiques ont utilisé la technique fractale, y compris l'électrodynamique, où les concepts fractals sont combinés avec la théorie électromagnétique afin d'étudier une nouvelle catégorie de problèmes de rayonnement, de propagation et de diffusion. Les antennes fractales représentent donc un nouveau type d'éléments rayonnants provenant de la combinaison de ces deux théories [31].

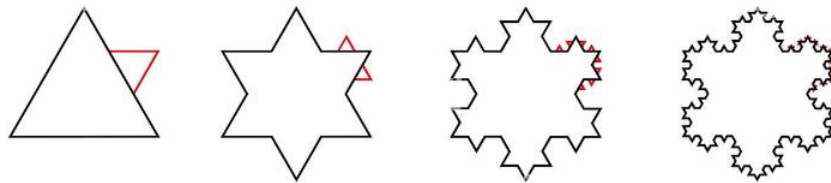
Le mot « Fractal » est un terme qui désigne une fragmentation irrégulière, à l'origine employé pour désigner une famille de formes complexes qui présentent une autosimilarité dans leurs structures géométriques. La théorie fractale a été inventé par Mandelbrot en 1975. Plusieurs structures fractales ont été suggérées par la suite et ont été utilisées dans divers domaines, notamment dans l'ingénierie des antennes. Elles ont généralement une forme planaire

imprimée. Elles sont largement utilisées en raison de leur compacité, de leur profil faible et de leur facilité d'alimentation [22].

L'un de leurs principaux intérêts est l'utilisation de leur facteur d'échelle pour accroître la bande passante de l'antenne, une dérivée de leur propriété géométrique est l'augmentation de la longueur électrique de l'antenne par optimisation de l'occupation de la sphère de CHU [27].

Différentes configurations fractales peuvent être utilisées pour concevoir des antennes microrubans miniatures et multi-bandes. Parmi ces configurations, on peut mentionner : la géométrie de Koch, la géométrie d'Hilbert, celle de Penao, de Sierpinski, etc...

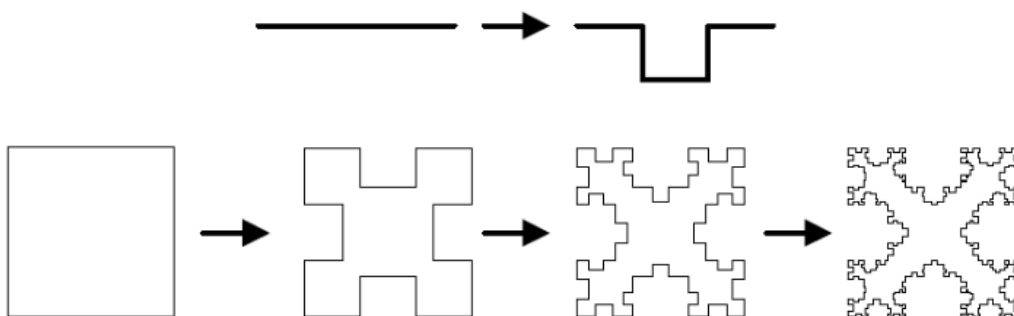
Les **Figures II.9 -11** suivantes montrent les formes fractales les plus courantes.



**Figure II. 9 Géométrie fractale de koch**



**Figure II. 10 Evolution du triangle de Sierpinski**



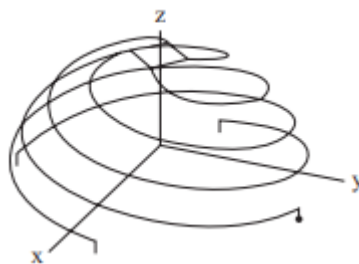
**Figure II. 11 Première quatre-itération de l'antenne en boucle de Minkowski**

Selon des recherches comparatives sur les différents types de fractales et sur la comparaison entre les méandres et les fractales, il est démontré que plus il y a d'itérations ou de méandres, plus il y a de pertes et une diminution de la résistance radiologique [30]. Elles dévoilent également qu'un niveau d'itération élevé ne signifiera pas nécessairement une fréquence de résonance plus faible. Si le motif créé par la nième itération est beaucoup plus petit que la longueur d'onde ( $\lambda$ ) du mode résonant de l'antenne, les courants à  $\lambda$  ne seront pas capables de voir les motifs les plus petits. Il n'y a donc pas besoin d'un grand nombre d'itérations.

### II.3.2.g Antennes Volumétriques

Les discussions sur l'amélioration de la largeur de bande et de la maximisation du gain dans les antennes de taille fixe soulignent l'importance de l'utilisation efficace de l'espace environnant. Selon Balanis et Hansen, pour améliorer la largeur de bande, l'antenne doit exploiter pleinement le volume qui l'entoure, en utilisant sa géométrie de manière optimale. Cependant, cette idée est souvent théorique, car une antenne ne peut jamais occuper entièrement l'espace qui la circonscrit. Malgré cela, des structures telles que les formes fractales ou les lignes de méandre peuvent aider à remplir efficacement l'espace disponible, contribuant ainsi à améliorer les performances de l'antenne [20].

La forme fractale est un exemple typique, qui remplit efficacement un espace avec la géométrie de l'antenne. Un exemple d'une telle configuration est celui d'une antenne sphérique héliçoïdale représentée par la **Figure II.12**.



**Figure II. 12 Une antenne héliçoïdale à quatre bras**

Il existe d'autres exemples d'antennes bidimensionnelles tel que les lignes de méandres, géométrie de Peano et courbe de Hilbert.

### II.3.3 Miniaturisation par ondes lentes

Une onde lente désigne une onde dont la vitesse de phase est plus faible que celle de la lumière (vitesse de phase d'une onde monochromatique dans l'espace vide) [30].

La vitesse de phase dans le vide est également connue sous le nom de célérité. Elle est définie par :

$$v_{\varphi} = \frac{\omega}{k} \quad (\text{II.8})$$

D'où :

$\omega$  : la pulsation de l'onde :

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{II.9})$$

$f$  : fréquence de l'onde.

$k$  : le vecteur d'onde qui indique la propagation de l'onde, exprimé par :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{II.10})$$

La fréquence de l'onde associée sera directement affectée par une variation de cette vitesse de phase, ce qui entraînera une miniaturisation de l'antenne.

La longueur électrique d'une antenne est :

$$L_{eq} = L_{physique} \cdot \eta \quad (\text{II.11})$$

On retient  $L_{physique}$  :

$$L_{physique} = L_{eq} / \eta \quad (\text{II.12})$$

$L_{physique}$  : représente la longueur physique de l'antenne, tandis que  $\eta = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$  correspond à l'indice du milieu sur lequel elle est construite.

En remplaçant  $\omega$  et  $k$  par leurs expressions en fonction de la longueur d'onde dans (II.8), nous obtenons :

$$v_{\varphi} = \frac{c}{\eta} \quad (\text{II.13})$$

En remplaçant la valeur de  $\eta$  telle que (II.13) dans (II.11) nous obtenons :

$$L_{\text{physique}} = L_{\text{eq}} * \left(\frac{v_{\phi}}{c}\right) \quad (\text{II.14})$$

Par exemple, pour un dipôle,  $L_{\text{eq}} = \lambda_0 / 2$  avec une longueur d'onde  $\lambda_0$  en espace libre à la fréquence de résonance, alors

$$L_{\text{physique}} = (\lambda_0 / 2) * (v_{\phi} / c) \quad (\text{II.15})$$

En général, la réduction de la vitesse de phase  $v_{\phi}$  permet de réduire la taille de l'antenne en générant une onde lente. Deux méthodes sont utilisées pour générer des ondes lentes :

- L'utilisation de substrat permittivité élevée.
- L'utilisation de matériaux artificiels dits « métamatériaux » qui possèdent des caractéristiques électriques et magnétiques particulières. Il s'agit d'un domaine de recherche très vaste qui ne fera pas l'objet de ce travail.

### II.3.3.a Utilisation de substrat à haute permittivité :

La structure de l'antenne microruban est encombrante, surtout lorsqu'elle fonctionne à des fréquences basses, ce qui rend son intégration dans un système de communication sans fils extrêmement complexe. Effectivement, le mode essentiel d'une antenne microruban est son mode fondamental [22].

L'antenne microruban possède une longueur d'environ la demi-longueur d'onde ( $\lambda_g / 2$ ). La valeur  $\lambda_g$  correspond à la longueur d'onde guidée dans le milieu de propagation, qui est inhomogène dans ce cas.

Pour une antenne patch rectangulaire de longueur L et de largeur W, le mode essentiel est le mode  $TM_{10}$  ou  $TM_{01}$ . La longueur du patch rectangulaire L peut être représentée par relation :

$$L \cong \frac{\lambda_g}{2} \quad (\text{II.16})$$

La longueur d'onde guidée s'exprime également par la relation :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (\text{II.17})$$

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

$\epsilon_{\text{reff}}$  : correspond à la permittivité diélectrique effective du milieu de propagation, qui est composé du substrat et de l'air. Elle est donnée par la relation :

$$\epsilon_{\text{reff}} (W) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{Lorsque } \frac{h}{W} > 1 \quad (\text{II.18})$$

La relation suivante exprimerait la fréquence de résonance du mode fondamental :

$$f \cong \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (\text{II.19})$$

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

Nous pouvons constater que l'utilisation de matériau diélectrique à permittivité élevée permet de diminuer les dimensions de l'antenne. Ce processus est une miniaturisation par "ondes lentes" car la vitesse à laquelle l'onde se propage est réduite par l'augmentation de la permittivité.

## II.4 Conclusion

Lorsque la taille des antennes est réduite, les performances en gain, bande passante et rendement sont dégradées. L'augmentation du coefficient de qualité de la structure entraîne une concentration accrue du champ électromagnétique près de l'antenne, ce qui conduit à des pertes plus importantes, notamment par effet Joule et dans le substrat diélectrique.

Au cours de ce chapitre, nous avons établi quelques concepts généraux concernant l'antenne miniature. Par la suite, nous avons exposé une étude sur les antennes miniatures pour lesquelles nous avons détaillé les principales caractéristiques et les limites essentielles. Finalement, nous avons conclu notre étude en décrivant toutes les techniques usuelles utilisées pour réduire la taille des antennes microrubans. Le chapitre suivant sera consacré à la conception de plusieurs structures d'antennes microrubans, miniaturisées et simulées sous environnement CST Microwave Studio.

***Chapitre 3 : Simulation de  
plusieurs structures  
d'antennes microrubans  
miniatures destinées à  
plusieurs standards de  
Télécommunications***



### **III.1 Introduction**

Les antennes miniatures ont malheureusement des qualités en matière de gain, de bande passante et de rendement qui se dégradent d'autant plus que les dimensions géométriques diminuent. Effectivement, cette réduction se traduit par une augmentation du facteur de qualité de la structure entraînant une concentration accrue du champ électromagnétique autour de l'antenne, ce qui entraîne une augmentation des pertes par effet Joule et dans le diélectrique.

Dans ce chapitre nous allons commencer par faire une description du logiciel de simulation CST qui sera suivie par la conception et la simulation de trois antennes microrubans miniaturisées à l'aide de certaines techniques présentées dans le chapitre précédent.

La première structure est celle proposée par un article de la littérature, ce qui va nous permettre d'apprendre à maîtriser l'outil de simulation et de valider notre utilisation du logiciel CST STUDIO.

Par la suite, grâce aux connaissances acquises dans la conception d'antennes sous CST, nous avons pu appliquer diverses techniques pour avoir une antenne microruban de taille réduite et performante à la fois.

### **III.2 Définition du logiciel CST STUDIO SUITE**

CST STUDIO est une entreprise allemande créée en 1992. Après de nombreuses études, la première version du studio CST Microwave est apparue en 1998. La conception électromagnétique est l'objectif de cette dernière. Elle permet d'analyser rapidement et de manière précise des appareils à haute fréquence tels que les antennes, les filtres, etc.

CST Microwave Studio est un logiciel qui se concentre sur la simulation tridimensionnelle des composants à haute fréquence, en utilisant la méthode des intégrales finies (FIT) pour résoudre les équations de Maxwell [25].

La notion d'intégration finie consiste à réécrire les équations intégrales de Maxwell et à les discrétiser pour les rendre compatibles avec les systèmes informatiques afin de résoudre des problèmes à structure complexe. Il est essentiel de définir le domaine de calcul en utilisant un volume fermé et fini pour simplifier la discrétisation de chaque équation de Maxwell et sa résolution à l'aide d'une structure cubique [32].

Comme tout simulateur 3D, l'intérêt de cet outil réside dans sa capacité à traiter toutes sortes de structures homogènes, quelle que soit la technologie utilisée [33].

### III.3 Description générale de l'interface CST

Une fois le projet créé, nous pouvons accéder à l'interface de l'utilisateur du CST.

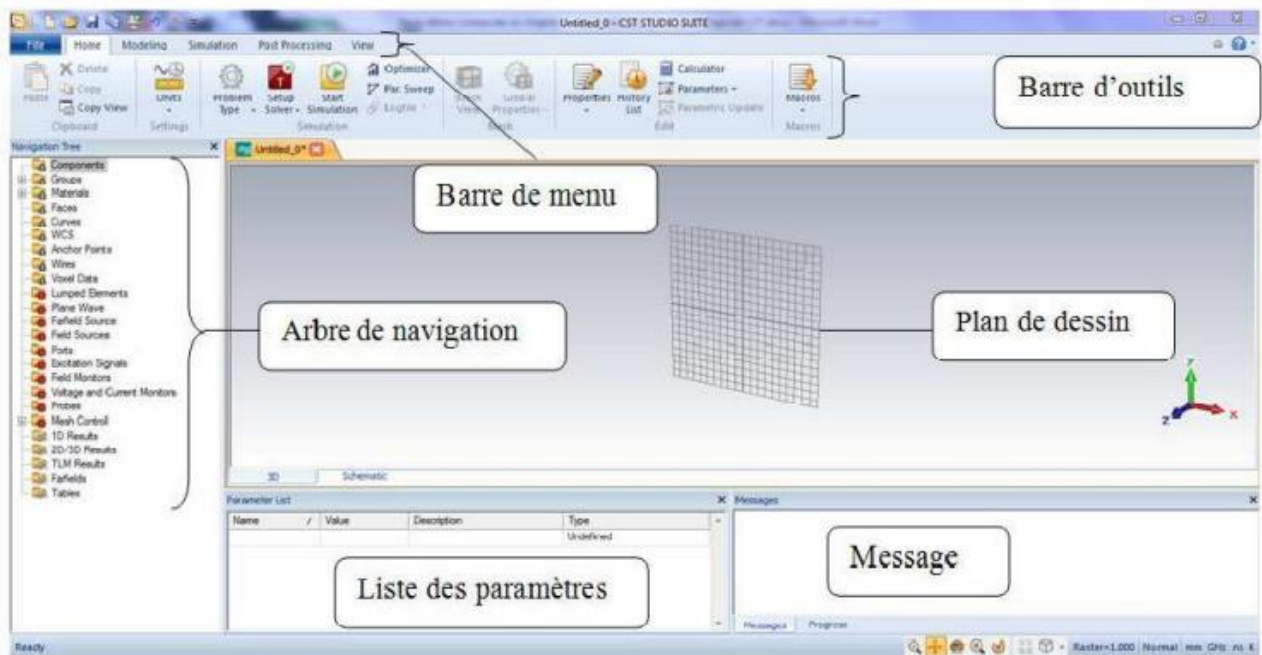


Figure III. 1 Interface du CST

En haut de l'interface, nous pouvons observer la barre d'outils, qui regroupe des raccourcis de la barre de menu. À gauche de l'interface se trouve l'arbre de navigation qui permet d'accéder aux éléments structuraux et aux résultats de simulation. Le corps de l'interface contient le plan de travail avec une structure en 3D.

Dans la partie inférieure de l'interface, nous pouvons observer la barre d'outils, qui regroupe des raccourcis de la barre de menu. À gauche de l'interface se trouve le menu de navigation permettant d'accéder aux différents éléments structurés.

À la partie inférieure de l'interface, nous trouvons : la liste des paramètres où se trouvent les variables utilisées lors de la simulation, ainsi qu'un message qui indique si chaque étape est réalisée avec succès. En cas d'échecs, un message d'erreur s'affichera.

Le CST présente divers bénéfices pour l'ingénieur tels que [3] :

- La capacité de gérer différentes structures à trois dimensions, qu'elles soient homogènes ou inhomogènes.
- Propose une interface conviviale graphique. Différents graphiques sont présentés afin de simplifier l'analyse de la structure étudiée (diagramme de rayonnement, coefficient de réflexion, etc.).
- Affichage de la densité de courant sur la surface de l'élément rayonnant et sur sa ligne de propagation.
- Compatible avec toutes les technologies informatiques.
- Catalogue des matériaux.
- Propose à ses clients une variété de modules solveurs.

Cependant, un désavantage de ce logiciel réside dans la corrélation entre la durée de simulation et le volume du projet, ce qui veut dire que la simulation prend un temps plus important lorsque le volume est plus grand [34].

## **III.4 Conception et simulation d'antennes imprimées miniatures**

### **III.4.1 Antenne microruban miniature à conception fractale**

La première antenne que nous présentons ici est proposée par l'article [35]. Il s'agit d'une antenne patch microruban alimentée par une ligne microruban avec encoches pour assurer l'adaptation d'impédance. La miniaturisation de cette antenne a été réalisée en incorporant des structures fractales dans le patch. Elle est destinée à fonctionner à la fréquence 2.4 GHz de la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical).

Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter la structure initiale de l'antenne microruban classique, pour laquelle plusieurs modifications géométriques seront apportées pour nous permettre d'atteindre les exigences imposées.

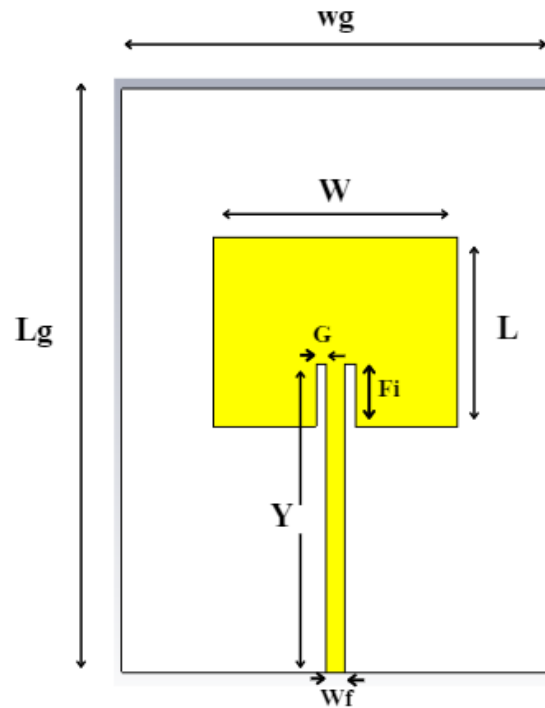
#### **III.4.1.a Structure initiale**

L'antenne proposée est conçue sur un substrat diélectrique de type FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r=4.4$  ayant une longueur  $L_g$ , une largeur  $W_g$  et une épaisseur  $h$ . Sa face inférieure est entièrement métallisée, formant ainsi un plan de masse.

L'élément rayonnant est imprimé sur la partie supérieure du substrat et relié directement à la ligne d'alimentation microruban, de largeur  $W_f$  et de longueur  $Y$  qui seront choisis de façon à assurer une adaptation d'impédance à  $50 \Omega$ .

En premier lieu, les dimensions du patch rectangulaire, à savoir sa longueur  $L$  et sa largeur  $W$ , vont être calculées en fonction des caractéristiques du substrat utilisé (permittivité relative  $\epsilon_r$  et l'épaisseur  $h$ ).

La géométrie de cette antenne est représentée sur la **Figure III.2**.



**Figure III. 2 Géométrie de l'antenne initiale**

Afin d'obtenir une résonance à 2,4 GHz, on peut calculer les dimensions du patch rectangulaire en utilisant les expressions analytiques fournies dans le **Tableau III.1**

Paramètre d'antenne	Equation
Largeur efficace de l'antenne $w$	$w = \frac{1}{2F_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$
Constante diélectrique effective $\epsilon_{\text{eff}}$	$\epsilon_{\text{reff}}(W) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}}$
L'extension de la longueur ( $\Delta L$ )	$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)}$
Longueur réelle ( $L$ )	$L = \frac{1}{2F_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}} - 2\Delta L$

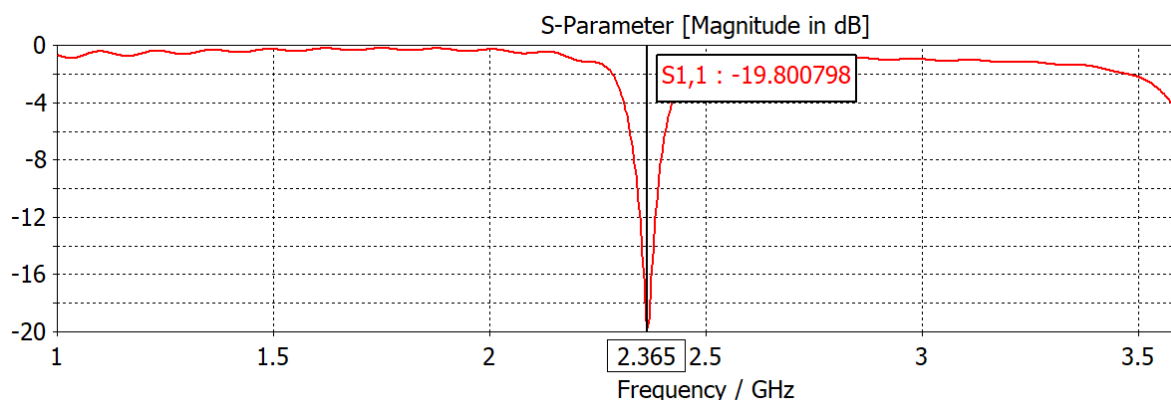
Tableau III. 1 les expressions analytiques pour calculer les dimensions du patch rectangulaire

Ainsi, les valeurs caractérisant les dimensions de l'antenne patch rectangulaire initiale sont illustrées dans le **Tableau III.2.**

Fréquence de résonance (GHz)		Fr = 2.4		
<b>Substrat</b>	Type FR- 4	Hauteur (mm) h = 1.59	Permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$	
<b>Plan de masse</b>	Longueur (mm) Lg= 66.6	Largeur (mm) Wg = 90.85	Matériel PEC	Epaisseur (mm) -h
<b>Patch</b>	Longueur (mm) L = 38.04	Largeur (mm) W = 29.45	Matériel Couper	Epaisseur (mm) t = 0.035
<b>Ligne d'alimentation</b>	G 1.52 mm	Fi 9.777mm	Wf 3.04mm	Y 38.318mm

Tableau III. 2 Les dimensions de l'antenne patch rectangulaire initiale

La simulation de cette configuration initiale sous environnement CST nous permet de visualiser la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence tel que l'illustre la **Figure III.3**.



**Figure III. 3 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne initiale proposée**

D'après cette courbe, une résonance à la fréquence 2.365 GHz avec un niveau du coefficient  $S_{11}$  à -19.80 dB est réalisée. La bande passante mesurée à -10 dB s'étale de 2.34 GHz à 2.38 GHz, soit une bande passante de 40 MHz.

#### III.4.2.a Présentation de la structure miniaturisée

Dans cette partie, nous appliquons une des techniques de miniaturisation basée sur l'insertion d'une structure fractale au niveau du patch selon la configuration du tapis de Sierpinski modifiée. La zone occupée par l'antenne sera divisée en trois parties horizontales égales. Les parties supérieure et inférieure sont divisées en trois rectangles identiques. Ensuite, chaque rectangle sera divisé en neuf parties égales où seul le rectangle du milieu de dimensions 3.27mm\*2.44mm sera retiré. La partie médiane de l'antenne est à son tour divisée en deux parties. Pour chacune d'elles, on retire le rectangle central de dimensions 3.27mm\*3.66mm. Afin d'améliorer les performances de l'antenne, une fente rectangulaire de dimensions 10mm\*5mm est insérée au niveau du plan de masse. Après ces deux itérations, la longueur et la largeur de l'antenne sont réduites pour obtenir une antenne miniaturisée, comme le montre la **Figure III.4**.

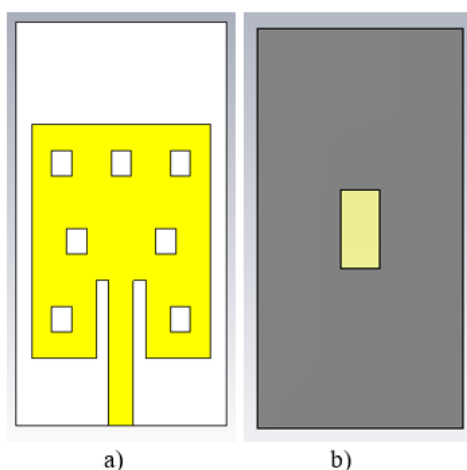


Figure III. 4 Antenne miniaturisée a) patch b) plan de masse

Le **Tableau III.3** montre une comparaison entre les dimensions de l'antenne initiale et celles de l'antenne miniaturisée que nous avons modifiée pour garder les mêmes performances en termes de résonance. Les autres paramètres géométriques sont restés inchangés.

Paramètres En (mm)	Largeur du patch (W)	Longueur du patch (L)	Largeur du plan de masse (Wg)	Longueur du plan de masse (Lg)	Longueur du la ligne (La)
Antenne initiale	38.04	29.45	66.6	90.85	28.54
Antenne miniaturisée	22	29.45	26.04	50.85	8.54

Tableau III. 3 Comparaison des paramètres d'antenne initiale et miniaturisée

La représentation de la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence ainsi que celle du taux d'onde stationnaire de la structure miniaturisée sont illustrées par les **Figures III.5** et **III.6** respectivement.

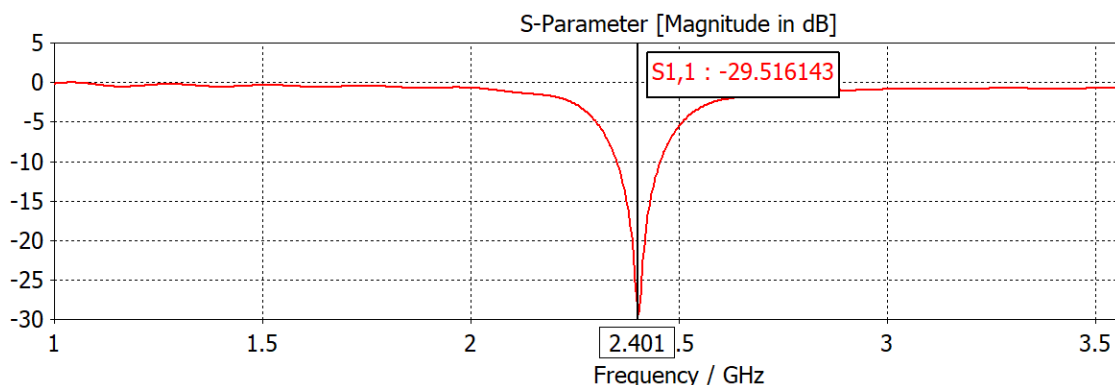


Figure III. 5 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne miniaturisée

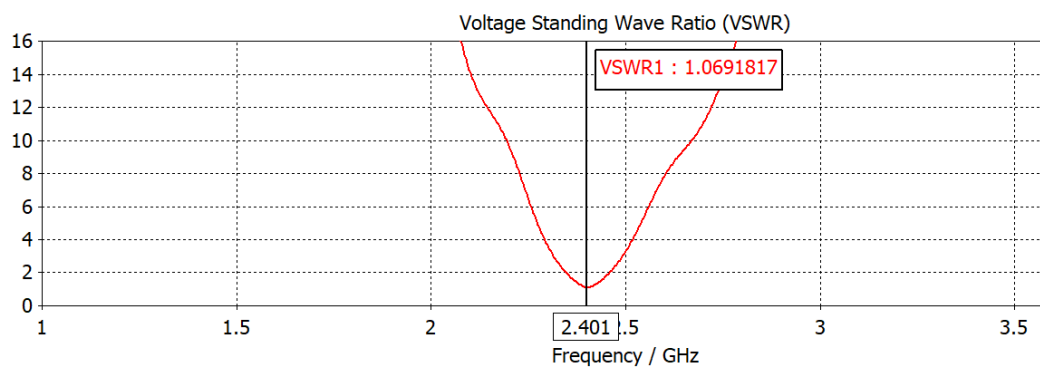


Figure III. 6 VSWR de l'antenne miniaturisée

Nous pouvons constater d'après ces courbes, une résonance à 2.4 GHz avec un coefficient  $S_{11}$  à -29.51 dB et un VSWR égale à 1.069 dB à la résonance.

Les **Figures III.7** et **III.8** montrent les résultats de simulation obtenus sous HFSS par les auteurs de l'article [35]. L'antenne résonne à la fréquence 2.4 GHz avec un  $S_{11}$  de -27.43 dB. Un taux VSWR de 1.173 est réalisé à cette fréquence. Ces résultats sont très comparables à ceux que nous avons obtenus, même si les logiciels de conception électromagnétique utilisés sont différents. Un taux de miniaturisation de 78.11% sur la surface globale de l'antenne a été réalisé.



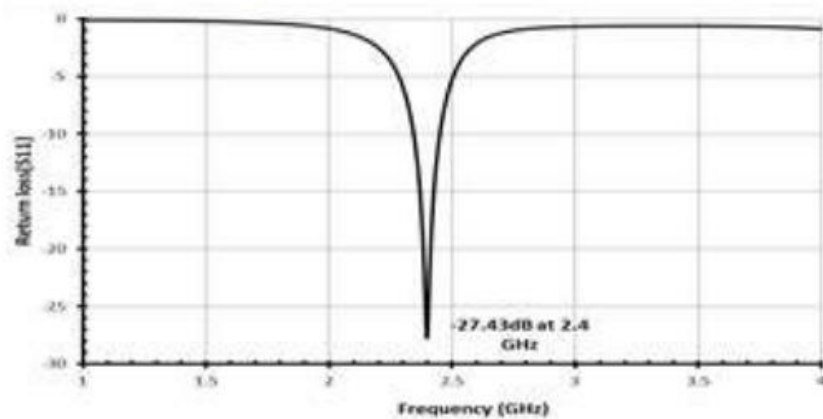


Figure III. 7 Coefficient de réflexion S11 représenté par l'article

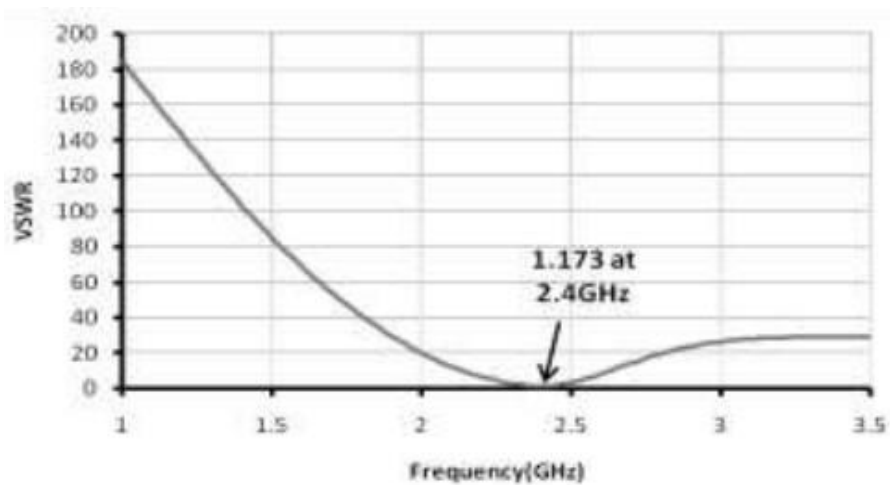


Figure III. 8 VSWR de l'antenne miniaturisé représenté par l'article

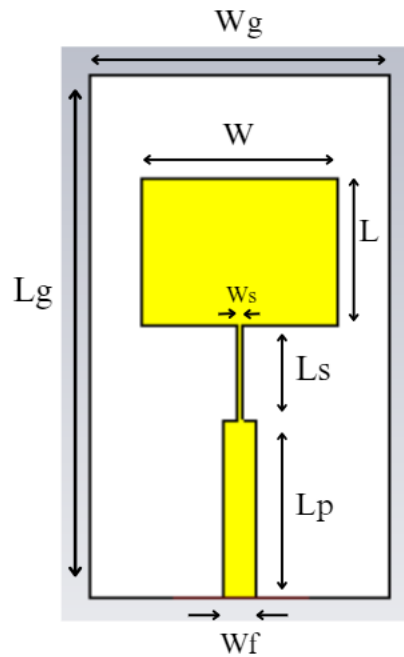
### III.4.2 Conception d'une antenne microruban à fentes dédiée au standard WLAN 5 GHz

L'antenne que nous proposons est conçue pour servir l'application WIFI et doit fonctionner à la fréquence 5 GHz avec une bande passante minimale de 80 MHz et un gain minimal de 2.8 dB.

#### III.4.2.a Structure initiale

La première étape de la conception consiste à déterminer les dimensions d'une antenne rectangulaire fonctionnant à la fréquence 5 GHz grâce aux formules mentionnées précédemment dans le tableau III.1. Ces dimensions ont été légèrement réajustées pour avoir la résonance désirée. Nous avons choisi d'alimenter cette antenne par une ligne microruban adaptée à 50 Ohm, via une ligne quart-d'onde qui va assurer l'adaptation d'impédance entre la

ligne et l'antenne. Cette dernière est déposée sur un substrat diélectrique de type FR4, de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$  avec une constante de perte  $\tan\delta = 0.02$  et une épaisseur  $h = 1.6\text{mm}$ . La géométrie de l'antenne et sa structure dans l'éditeur CST Microwave Studio est présentée dans la **Figure III.9**.



**Figure III. 9** Géométrie de l'antenne initiale « WIFI »

Nous avons eu recours à un calculateur en ligne « Microstrip Line Calculator » (**Figure III.10**), afin de déterminer les dimensions de la ligne d'alimentation correspondant à une impédance  $Z_0$  de  $50\ \Omega$ , notamment sa longueur  $L_p$  et sa largeur  $W_f$ .

### Microstrip Line Calculator

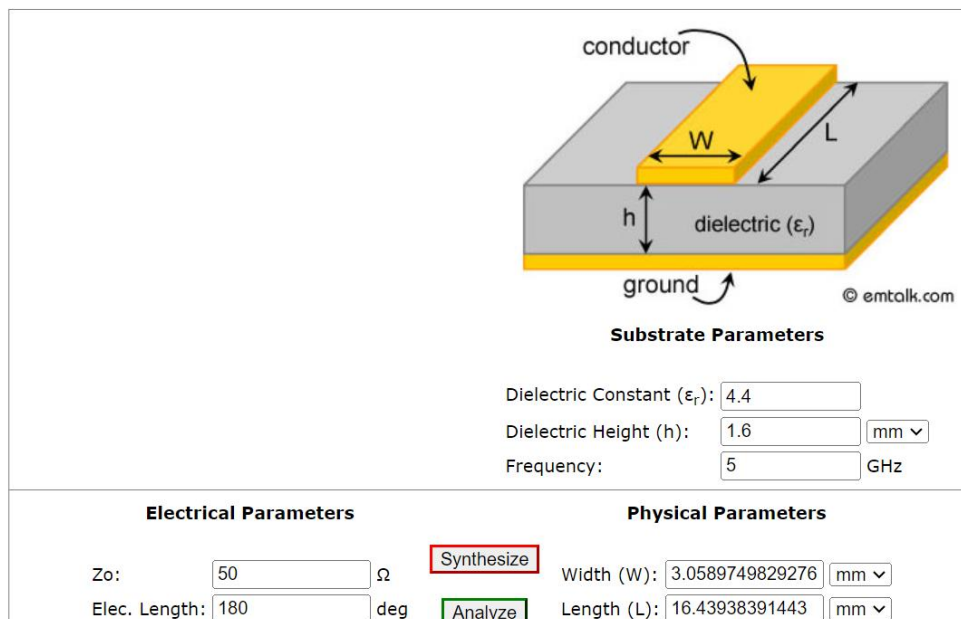


Figure III. 10 Calculateur de ligne microruban

En général, lorsqu'on conçoit des circuits microondes, la principale difficulté est de pouvoir assurer un transfert maximal de la puissance d'alimentation vers l'antenne. Ceci ne peut être réalisé que si l'antenne est adaptée au système d'alimentation. Parmi les techniques les plus utilisées, nous avons l'insertion d'une ligne quart-d'onde ( $\lambda/4$ ) [36], comme on peut le voir dans la Figure III.11.

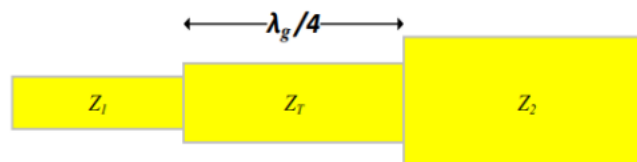


Figure III. 11 Adaptation par ligne quart d'onde

L'utilisation du transformateur quart d'onde aboutit à l'équations suivante :

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2} \tag{III.1}$$

$Z_T$  : Impédance caractéristique de la ligne quart-d'onde

$Z_1$  : Impédance de la ligne d'alimentation

$Z_2$  : Impédance d'entrée de l'antenne à adapter.

La longueur de la ligne quart-d'onde se calcule par rapport à la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$ , déterminée par la relation :

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (\text{III.2})$$

Où :

$f$  : Fréquence de fonctionnement (Hz).

$\epsilon_{\text{reff}}$  : Permittivité diélectrique effective du milieu.

$c$  : Vitesse de la lumière (m/s).

Le **tableau III.4** présente les paramètres géométriques de la structure initiale.

<b>Paramètres</b>	<b>Symbole</b>	<b>Dimension (mm)</b>
<b>Longueur du patch</b>	<b>L</b>	<b>13.75</b>
<b>Largueur du patch</b>	<b>W</b>	<b>18.24</b>
<b>Longueur du substrat</b>	<b>L<sub>g</sub></b>	<b>48.48</b>
<b>Largueur du substrat</b>	<b>W<sub>g</sub></b>	<b>27.84</b>
<b>Longueur du ligne quart d'onde</b>	<b>L<sub>s</sub></b>	<b>8.15</b>
<b>Largueur du ligne quart d'onde</b>	<b>W<sub>s</sub></b>	<b>0.534</b>
<b>Longueur du ligne simple</b>	<b>L<sub>p</sub></b>	<b>16.44</b>
<b>Largueur du ligne simple</b>	<b>W<sub>f</sub></b>	<b>3.05</b>

**Tableau III. 4 Les paramètres de l'antenne initiale**

La figure qui suit montre le résultat de simulation de la structure initiale, à savoir la représentation du coefficient de réflexion sur un intervalle de fréquences comprises entre 0 et 6 GHz.

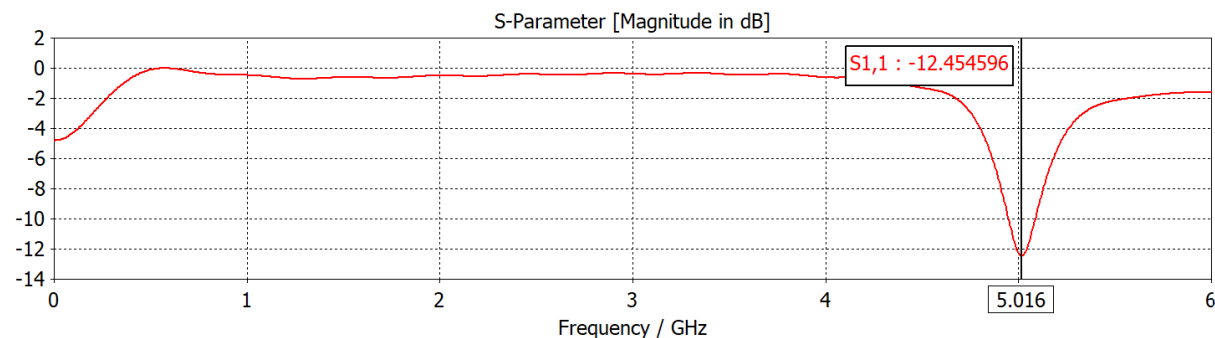


Figure III. 12 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne initiale

Nous avons obtenu une adaptation à la fréquence 5.016 GHz, avec un coefficient de réflexion de -12.45 dB.

A partir de la **Figure III.13** dans laquelle est illustré le diagramme de rayonnement de l'antenne de départ, nous pouvons constater un gain de 4.81 dB, ce qui est courant dans le cas des antennes microrubans.

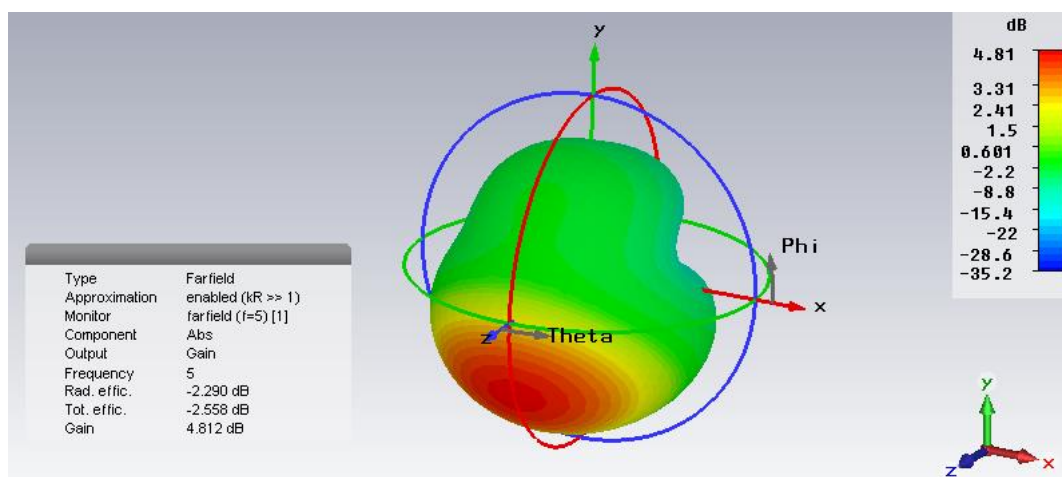


Figure III. 13 Diagramme de rayonnement du gain de l'antenne initiale

Notre but est de réduire les dimensions de l'antenne tout en gardant les mêmes caractéristiques que l'antenne initiale, à savoir une résonance à 5 GHz et un gain supérieur à 2 dB.

### III.4.2.b Structure intermédiaire

L'étape qui suit consiste à insérer plusieurs fentes de forme rectangulaire au niveau de l'élément rayonnant initial, afin de modifier la répartition du courant sur l'antenne et par

conséquent minimiser ses dimensions. Une fente rectangulaire de dimensions  $W/3 * L/3$  (soit de  $6.08\text{mm} * 4.28\text{mm}$ ) est également insérée au niveau du plan de masse de la structure. La **Figure III.14** illustre les modifications apportées.

	Paramètre	Valeur
Longueur du cut ground	$L/3$	4.28
Largueur du cut ground	$W/3$	6.08
Longueur de la fente	$L/9$	1.42
Largueur de la fente	$W/9$	2.02

Tableau III. 5 Les dimensions des fentes

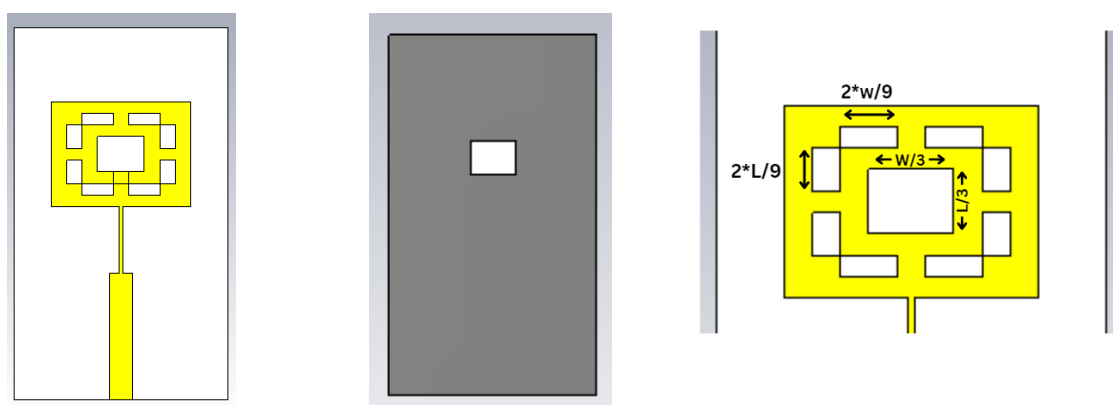


Figure III. 14 Géométrie de l'antenne et des fentes insérées

Nous relevons un décalage vers la gauche de la résonance, telle que le montre la **Figure III.15**. Effectivement, l'antenne à ce stade fonctionne à la fréquence 4.52 GHz, avec un niveau du coefficient de réflexion de -37.57 dB.

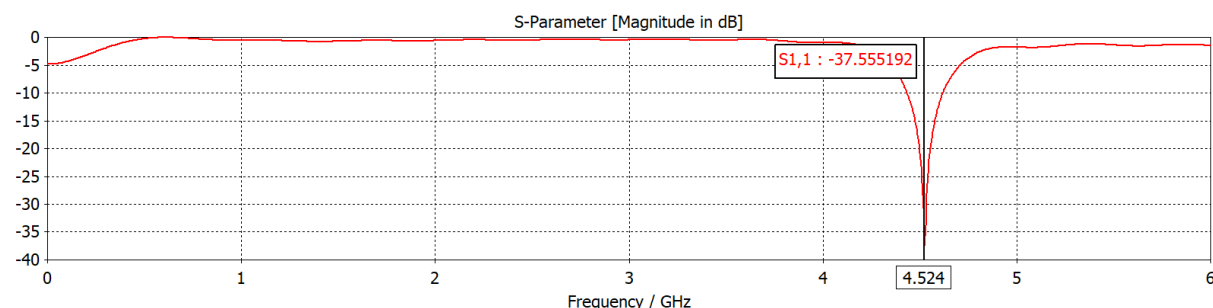
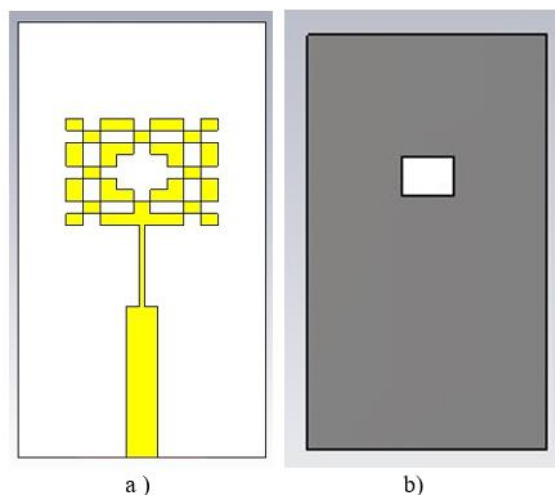


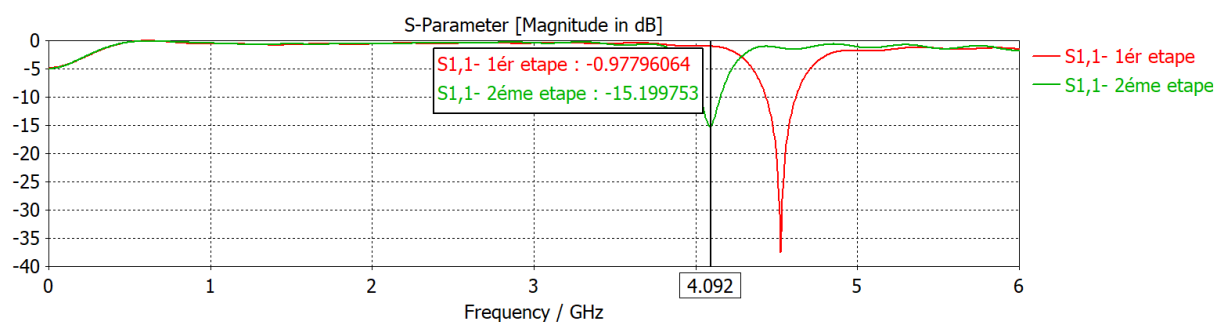
Figure III. 15 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne intermédiaire (1ère étape)

Pour minimiser davantage la taille de l'antenne, nous avons en seconde étape introduit des fentes supplémentaires identiques de dimensions  $W/9 * L/9$  (soit de  $2.02\text{mm} * 1.42\text{mm}$ ), comme il est représenté dans la **Figure III.16 a)**. Nous avons gardé les mêmes dimensions de la fente insérée dans le plan de masse (**Figure III.16 b)**.



**Figure III. 16 2ème étape de miniaturisation a) l'antenne, b) plan de masse**

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la structure ainsi conçue, après sa simulation sous CST, est représenté dans la **figure III.17**. Nous constatons un nouveau décalage de la fréquence de résonance par rapport l'étape précédente. En effet une fréquence de 4.092 GHz est réalisée à ce stade. Un niveau du paramètre  $S_{11}$  de -15.19 dB est atteint.



**Figure III. 17 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne intermédiaire (2ème étape)**

Nous avons pu réduire la fréquence de fonctionnement de l'antenne tout en gardant ses dimensions initiales. Ce résultat est très intéressant en termes de miniaturisation, car pour revenir à la fréquence désirée, nous devons minimiser les paramètres géométriques de l'antenne.

### III.4.2.b Structure finale

Dans cette dernière étape, nous avons miniaturisé l'antenne précédente en réduisant les dimensions du patch rectangulaire, du substrat et du plan de masse. Les dimensions des fentes insérées étant en fonction de celles du patch, leurs tailles seront réduites de manière automatique.

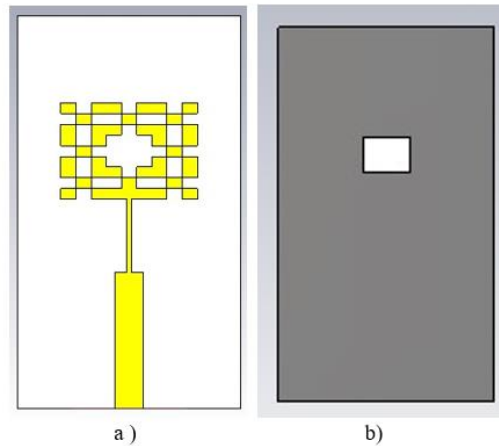


Figure III. 18 Géométrie de l'antenne miniaturisée

Les meilleures dimensions obtenues sont données par le **Tableau III.6**.

W	L	Wg	Lg	Lp	Ls
15.64	10.25	25.24	42.85	15	8

Tableau III. 6 Les paramètres de l'antenne miniaturisée

➤ **Résultats de simulation :**

Une comparaison entre la variation fréquentielle du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'étape précédente et l'étape actuelle est représentée dans la **Figure III.19**.



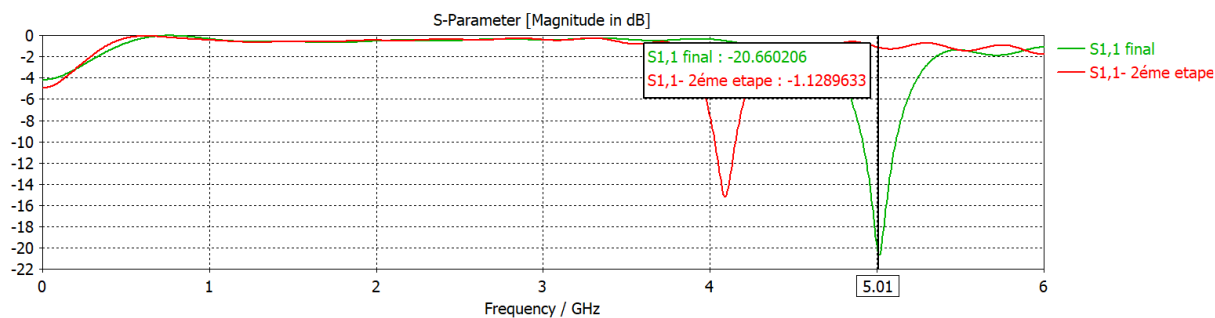


Figure III. 19 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne miniaturisé

D'après cette courbe, une résonance à 5.01 GHz avec un coefficient de réflexion S<sub>11</sub> égale à -20.66 dB sont obtenus. La bande passante mesurée à -10 dB s'étale de 4.91 GHz à 5.11 GHz, soit une bande passante de 190 MHz.

Le logiciel CST nous permet également de visualiser le rayonnement de notre antenne. Une représentation du diagramme de rayonnement en 3D est illustrée dans la **Figure III.20**. La **Figure III.21 (a et (b)** montre le diagramme de rayonnement en polaire au niveau des deux plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$  respectivement.

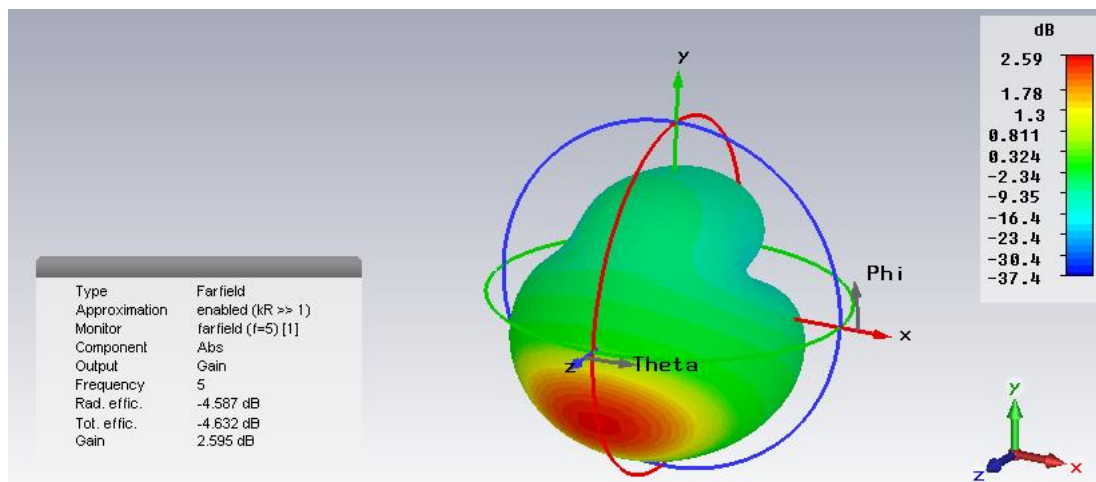


Figure III. 20 Diagramme de rayonnement de l'antenne miniaturisée

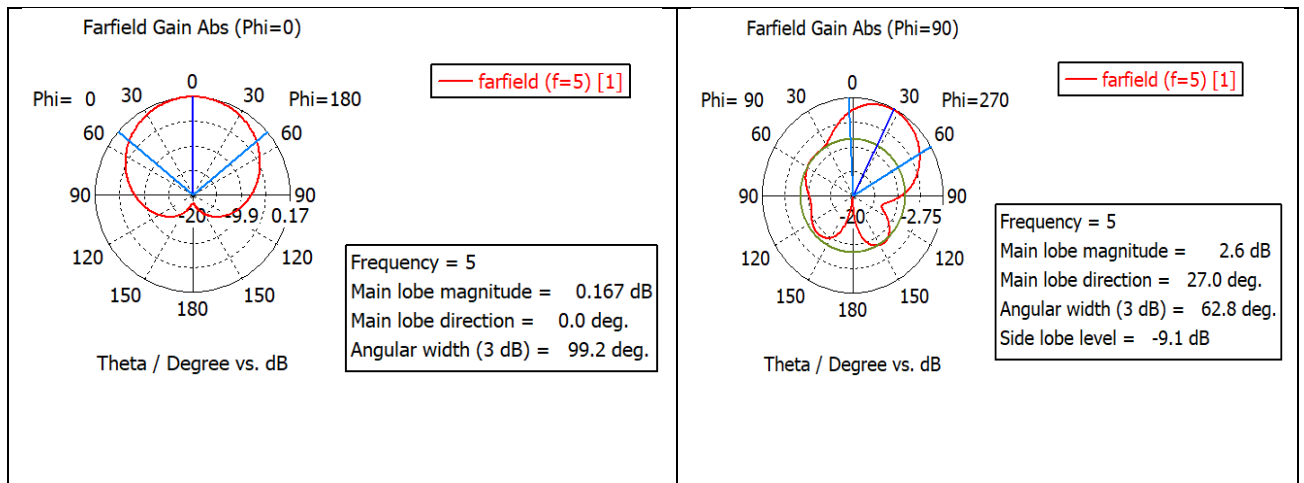


Figure III. 21 Le diagramme de rayonnement en polaire au niveau des deux plans principaux

Le gain de cette antenne est de 2.59 dB. Le maximum de rayonnement se trouve dans la direction  $\theta = 27^\circ$  avec un angle d'ouverture à -3 dB de  $62.8^\circ$ . Nous remarquons une nette diminution du gain, en comparaison avec la structure de départ, dont le gain était de 4.81 dB. Ce résultat était attendu, car nous savons que lorsqu'on minimise les dimensions, nous aurons un gain plus petit.

Nous pouvons faire une comparaison entre les dimensions initiales de l'antenne et les dimensions de l'antenne miniaturisée par le tableau suivant :

	W	L	W <sub>g</sub>	L <sub>g</sub>	L <sub>p</sub>	L <sub>s</sub>
<b>Antenne initiale</b>	<b>18.24</b>	<b>12.85</b>	<b>27.84</b>	<b>48.48</b>	<b>16.44</b>	<b>8.69</b>
<b>Antenne miniaturisé</b>	<b>15.64</b>	<b>10.25</b>	<b>25.24</b>	<b>42.85</b>	<b>15</b>	<b>8</b>

Tableau III. 7 Comparaison entre les dimensions du l'antenne initiale et miniaturisée

A ce stade, un taux de miniaturisation sur la surface occupée par le patch de 31% est réalisé.

Nous voulons à présent pousser plus loin les limites de la miniaturisation en faisant une étude sur l'influence des dimensions de la fente insérée dans le plan de masse sur les performances de notre antenne.

Dans les étapes précédentes, cette fente avait des dimensions de  $W/6$  et  $L/6$  ( $W$  et  $L$  étant la largeur et la longueur de l'antenne respectivement). Dans ce qui suit, nous agrandissons cette fente à  $(W/4 * L/4)$  et  $(W/2 * L/2)$ , telles que présentées dans la **Figure III.22**.

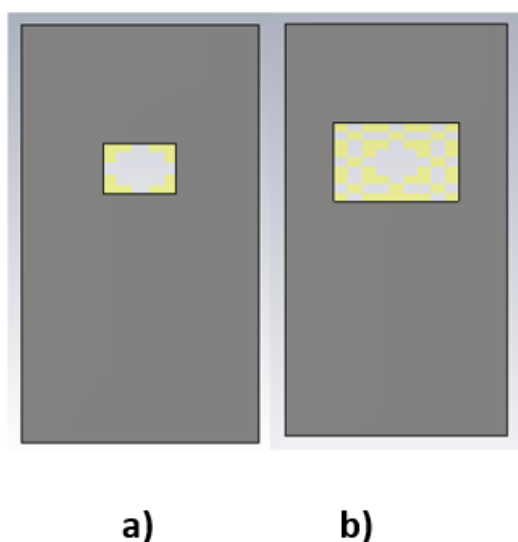


Figure III. 22 Plan de masse avec fente de dimensions a)  $W/4 * L/4$ , b)  $W/2 * L/2$

➤ Résultats de simulation :

La **Figure III.23** montre la variation du paramètre  $S_{11}$  pour les trois dimensions de la fente.

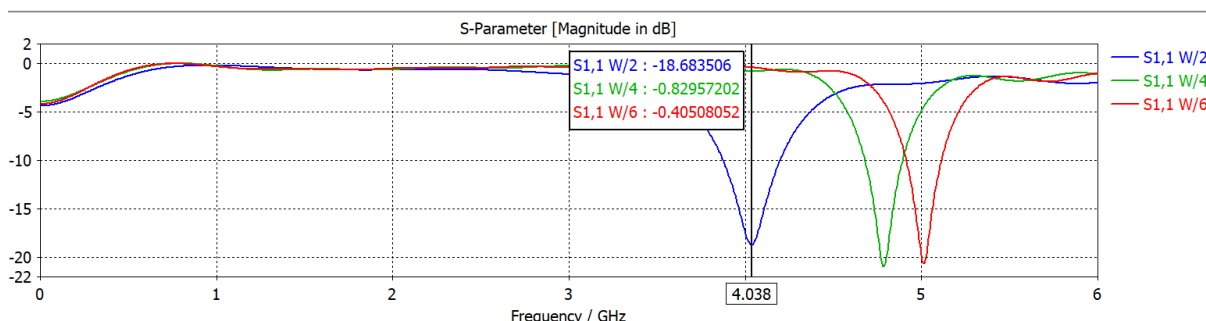


Figure III. 23 Coefficients de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne miniaturisé

Nous constatons que la fréquence de résonance a diminué lorsque la taille de la fente est devenue plus importante. Le plus grand décalage est obtenu pour  $W/2 * L/2$ . Ce résultat nous permet de réduire encore les paramètres géométriques de l'antenne pour revenir à la fréquence de 5 GHz.

Le **Tableau III.8** montre les nouveaux paramètres de l'antenne miniaturisée, illustrée par la **Figure III.24**.

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du patch	L	7.30
Largueur du patch	W	12.81
Longueur du substrat	$L_g$	39.90
Largueur du substrat	$W_g$	22.41
Longueur du ligne quart d'onde	$L_s$	8
Largueur du ligne quart d'onde	$L_p$	15

**Tableau III. 8 Les paramètres du l'antenne miniaturisée**

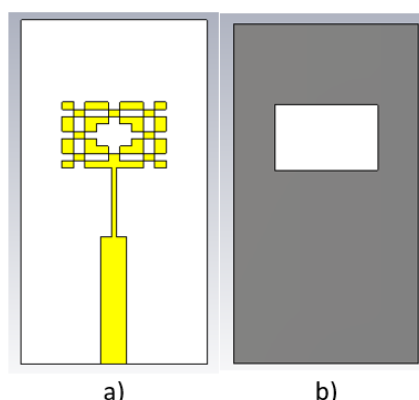


Figure III. 24 Géométrie de l'antenne miniaturisée finale  
a) Patch b) Plan de masse

➤ Résultats de simulation :

La figure III.25 montre la variation du coefficient de réflexion de cette antenne après sa simulation sous CST.

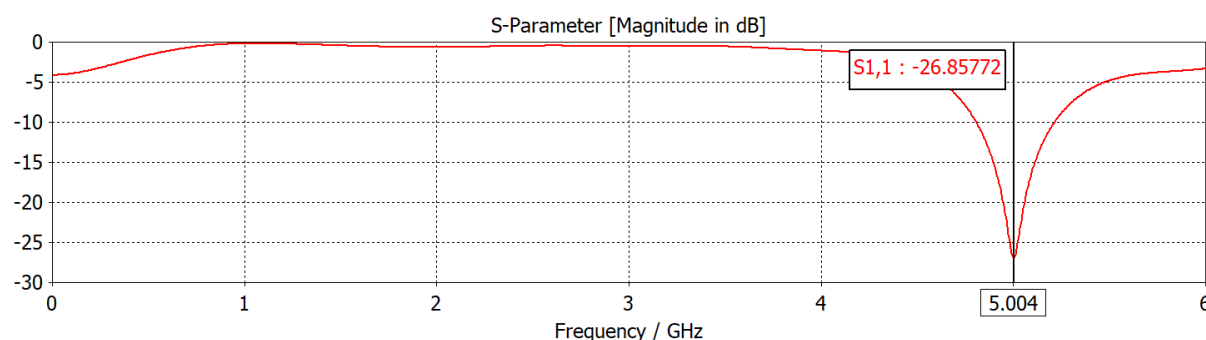


Figure III. 25 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne miniaturisé

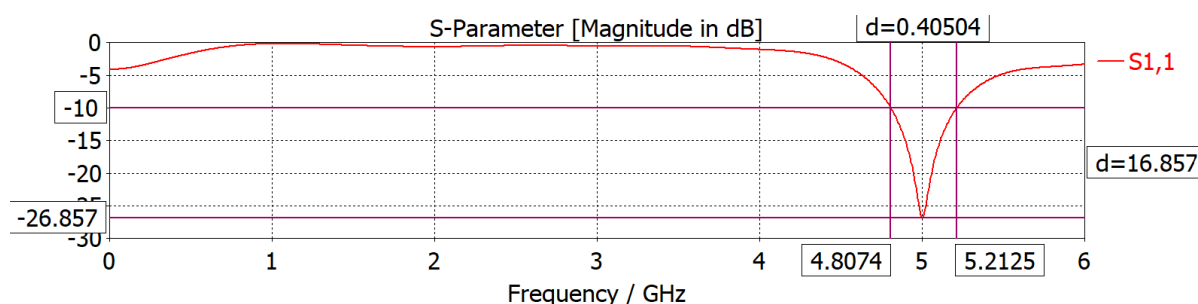


Figure III. 26 Bande passante de l'antenne miniaturisé

Une adaptation à -26.85 dB à la fréquence 5.004 GHz est obtenue. Nous pouvons également prélever une bande passante mesurée à -10 dB d'environ 405 MHz. Le rayonnement de cette antenne finale est représenté dans la Figure III.27 en 3D et au niveau des deux plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$ . Nous pouvons constater un gain de 3.78 dB et la présence de deux lobes principaux. Le premier est dirigé à  $\theta = 26^\circ$  et l'autre à  $150^\circ$ . L'ouverture du lobe est de  $54^\circ$ .

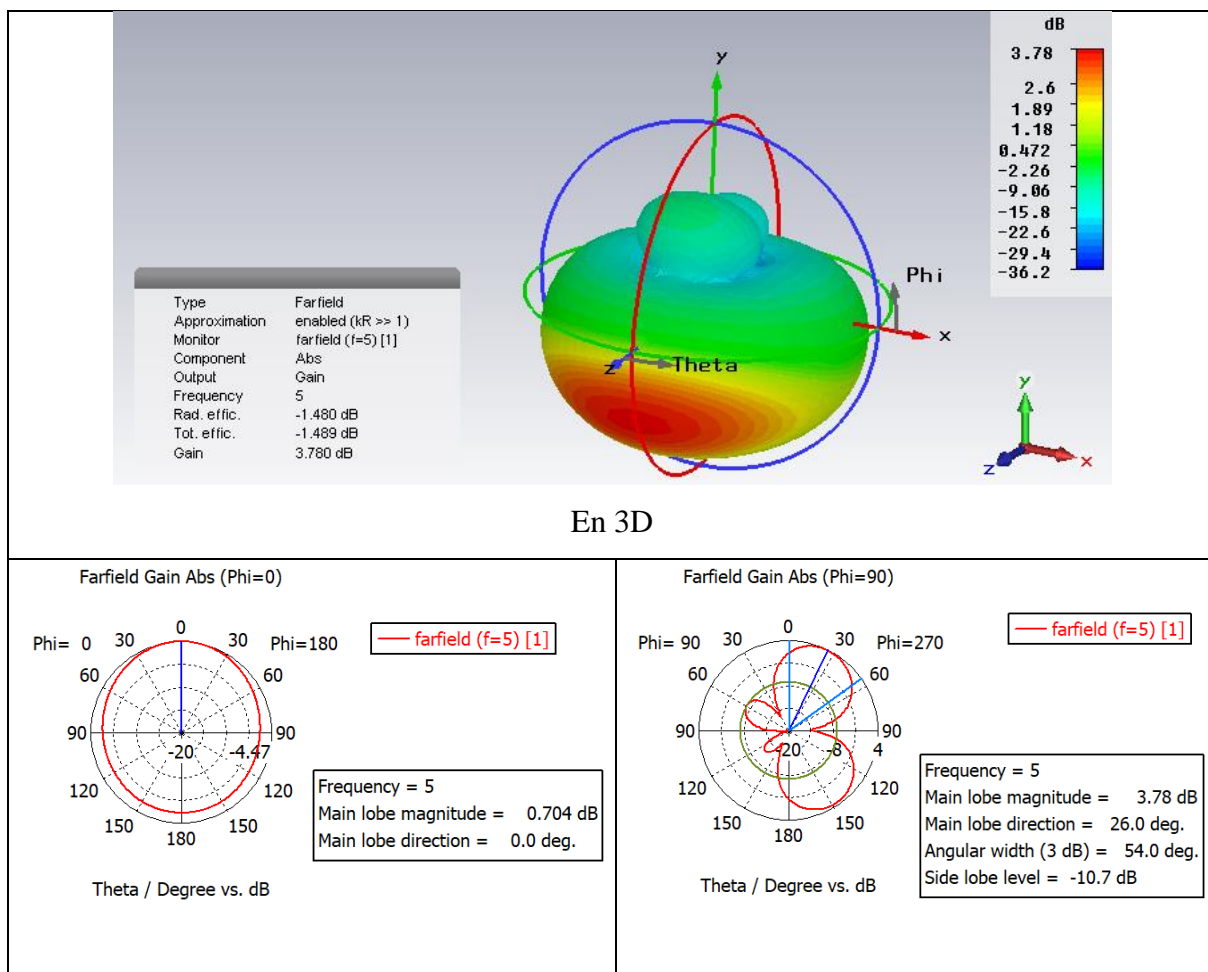


Figure III. 27 Diagrammes de rayonnement de l'antenne miniaturisée

Le tableau suivant montre une comparaison entre les dimensions de l'antenne initiale et l'antenne miniaturisée.

	W	L	Wg	Lg	Lp	Ls
<b>Antenne initiale</b>	<b>18.24</b>	<b>12.85</b>	<b>27.84</b>	<b>48.48</b>	<b>16.44</b>	<b>8.69</b>
<b>Antenne miniaturisé</b>	<b>12.83</b>	<b>7.30</b>	<b>22.41</b>	<b>39.90</b>	<b>15</b>	<b>8</b>

Tableau III. 9 Comparaison entre les dimensions de l'antenne initiale et miniaturisée

Un taux de miniaturisation de 59 % sur l'aire occupée par l'antenne patch est obtenu.

Nous pouvons dire que l'antenne conçue possède des caractéristiques de rayonnement très intéressantes, par rapport au fait qu'elle soit miniature. En effet, il est connu que la miniaturisation dégrade de façon conséquente les performances de l'antenne, notamment son gain et sa bande passante. Nous venons de concevoir une antenne miniaturisée de presque 60%, qui pourrait servir la norme WLAN 5 GHz, offrant une bande passante assez large de 405 MHz et un gain très intéressant de 3.78 dB.

### **III.4.3 Conception et simulation de la troisième antenne :**

La dernière antenne que nous proposons est conçue pour servir une application d'Identification par Radiofréquence RFID (Radio Frequency Identification).

#### **III.4.3.a Définition de l'identification RFID :**

La technologie RFID, également connue sous le nom d'identification par radio fréquence, offre la possibilité d'identifier des objets, des personnes ou des animaux en utilisant des ondes radio (sans contact). Le concept repose sur la rétrodiffusion d'un signal émis de la station de base (lecteur) vers l'étiquette RFID (tag). Le tag communique alors son identifiant en rétro-modulant le signal reçu par le lecteur. Après avoir été démodulé et décodé par ce dernier, ce signal permet d'obtenir l'identifiant EPC (Electronic Product Code) du tag RFID. Il s'agit du concept fondamental de la RFID passive qui favorise l'essor de l'électronique omniprésente pour la traçabilité des articles utilisant des technologies d'auto-identification [37].

De nos jours cette technologie est de plus en plus utilisée, et cela dans plusieurs domaines. Nous avons choisi, dans le cadre de cette étude de concevoir une antenne Tag RFID qui assure le péage automatique d'automobiles dans une autoroute. La fréquence 866.6 MHz est allouée à ce standard. Une bande passante de [865-870] MHz minimale est exigée.

#### **III.4.3.b Structure initiale :**

L'antenne proposée est basée sur un dipôle chargé en spirale porté par un substrat diélectrique de type FR4 d'une permittivité relative  $\epsilon_r = 3.2$  et une épaisseur  $h=0.0508\text{mm}$ . La **Figure III.33** montre la géométrie de l'antenne.

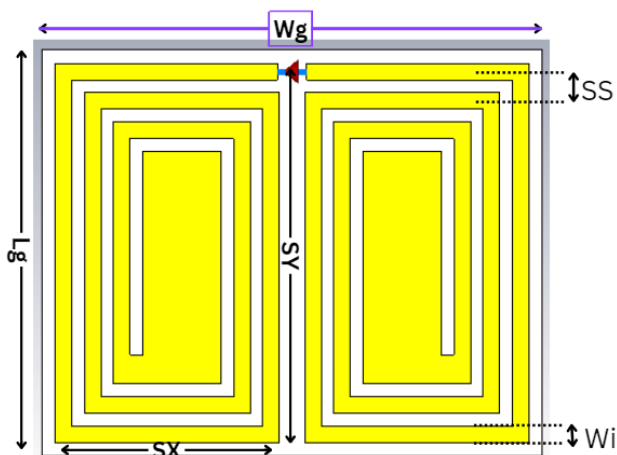


Figure III. 28 Géométrie de l'antenne initiale

Les dimensions géométriques initiales de cette antenne sont identiques à celle d'un patch rectangulaire qui possède une première résonance à la fréquence 866.6 MHz. Le tableau suivant représente l'ensemble de ces dimensions.

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du patch	L	96.75
Largueur du patch	W	119.44
Longueur du substrat	Lg	48.48
Largueur du substrat	Wg	27.84
Nombre de tours	RT	3.5
Largueur des lignes de spirale	Wi	3
Espace entre les lignes	SS	7
Largueur du port	Wc	7

Tableau III. 10 Les paramètres de l'antenne initiale

➤ Résultat de simulation

La représentation graphique du coefficient de réflexion de cette antenne en fonction de la fréquence est représentée par la Figure III.29. Nous constatons une diminution de la



fréquence de résonance à 813 MHz par rapport à la fréquence imposée (866 MHz). Ceci est dû à la géométrie spirale de l'antenne.

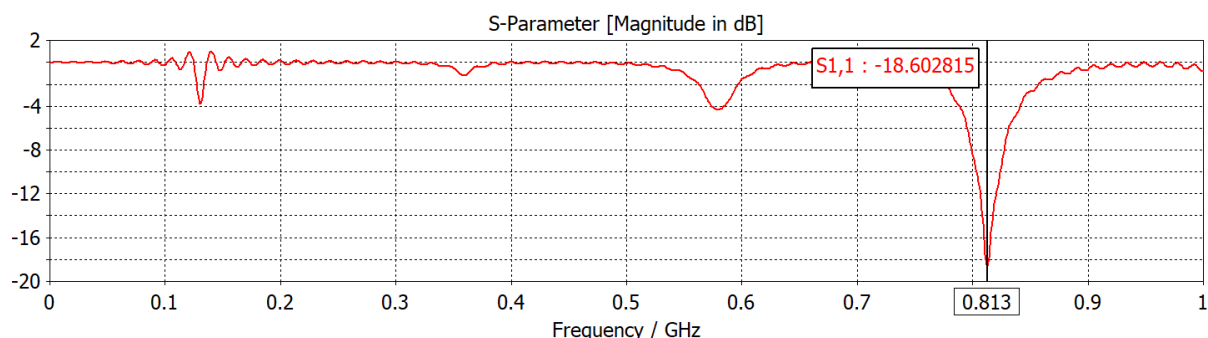


Figure III. 29 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne initiale

➤ Étude paramétrique

L'objectif de cette étape est d'examiner l'impact de divers paramètres sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Une étude paramétrique a été menée pour mieux comprendre l'impact des différents paramètres sur le fonctionnement de l'antenne, dans le but de parvenir à une structure finale efficace et optimisée.

Les paramètres que nous allons changer sont le nombre de tours de la spire (RT) et la largeur des lignes en spirale ( $W_i$ ).

La Figure III.30 illustre les simulations pour un nombre de tours RT égal à 2, 2.5, 3 et 3.5, en gardant les valeurs  $W_i=3$  mm et  $SS=7$  mm.

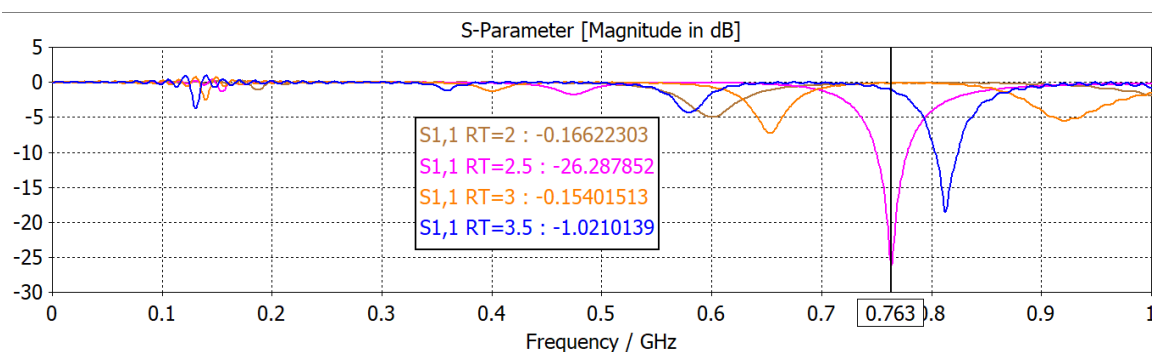
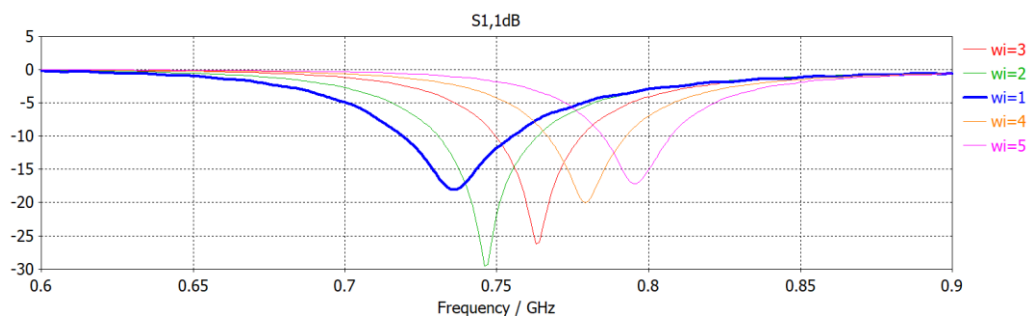


Figure III. 30 Etude paramétrique sur le nombre de tours RT

D'après le résultat obtenu, nous avons choisi de prendre un nombre de tour égal à 2.5 qui nous semble être le meilleur compromis entre adaptation et décalage vers la gauche de la résonance.

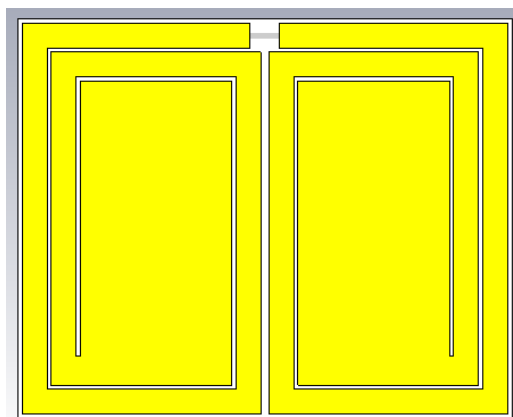
Pour cette valeur du paramètre RT (c.à.d 2.5) et en maintenant le paramètre SS à 7 mm ainsi que les autres paramètres géométriques, une étude paramétrique sur la largeur du ruban en spiral  $W_i$  est entamée. Les résultats de simulation pour des valeurs de  $W_i$  variant de 1 à 5 avec un pas de 1 sont illustrés dans la **Figure III.31**.



**Figure III. 31** Étude paramétrique sur la largeur  $W_i$

L'objectif de miniaturisation est atteint lorsque nous arrivons à repousser la résonance vers la gauche. D'après cette figure, le plus grand décalage est observé pour la valeur  $W_i = 1$  mm.

Les paramètres géométriques choisis sont alors :  $W_i = 1$  mm,  $SS = 7$  mm et  $RT = 2.5$ . La nouvelle structure d'antenne est représentée dans la **Figure III.32**. Le coefficient de réflexion qui lui correspond est illustré dans la **Figure III.33**.



**Figure III. 32** Nouvelle structure d'antenne

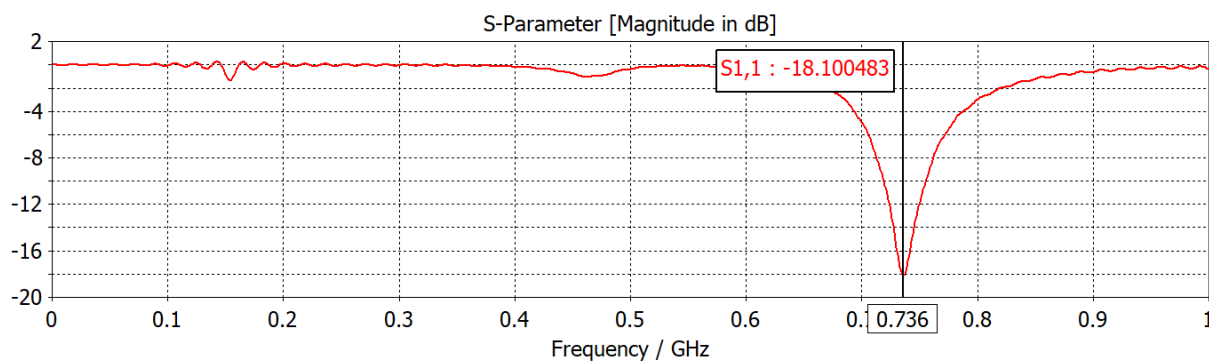


Figure III. 33 Coefficient de réflexion S11 de la nouvelle antenne

A cette étape de la conception, nous avons une adaptation d'impédance à -18.1 dB à la fréquence 736 MHz.

#### III.4.3.c Structure intermédiaire

Dans cette étape, nous allons insérer plusieurs fentes au niveau de l'élément rayonnant. Notre objectif étant de pousser encore plus loin la miniaturisation de l'antenne.

- 1<sup>ère</sup> étape

Nous insérons des fentes de forme rectangulaire de dimensions  $Lu = 10$  mm et  $Lu/2 = 5$  mm tout autour du ruban extérieur de la spirale, comme le montre la Figure III.34.

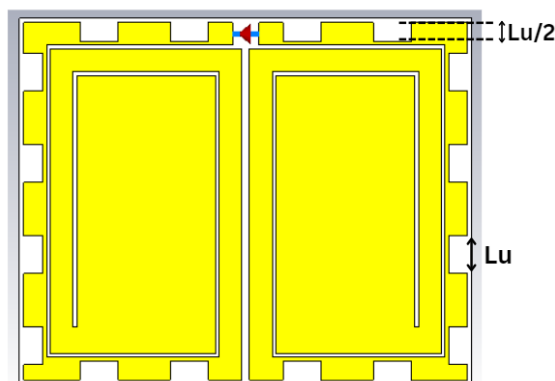


Figure III. 34 Géométrie de l'antenne avec fentes aux alentours

➤ **Résultat de simulation**

La simulation de cette structure sous CST a abouti à la variation du paramètres  $S_{11}$  en fonction de la fréquence illustrée par la Figure III. 35. Nous pouvons constater à nouveau que

la fréquence est décalée vers la gauche, obtenant ainsi une résonance à 711 MHz avec un niveau de  $S_{11}$  à -20.47 dB.

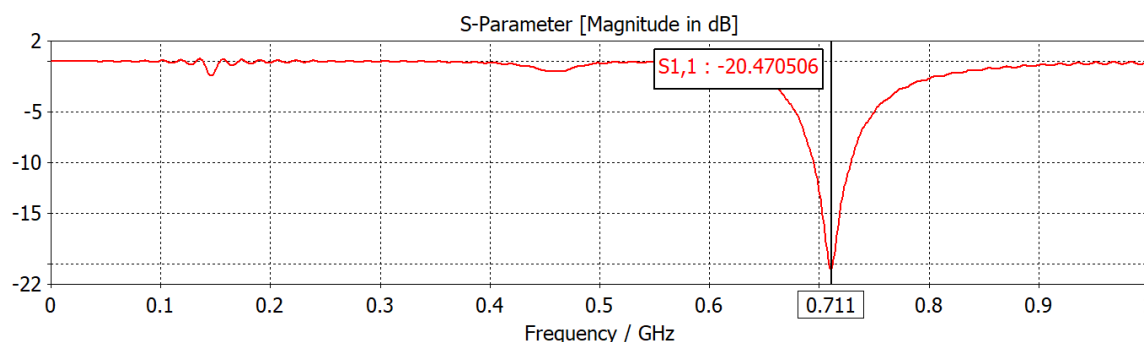


Figure III. 35 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  après la 1ère étape

- 2ème étape

Nous allons à présent rajouter des fentes au centre de l'antenne, comme indiqué par la Figure III. 36. Ces fentes sont de mêmes dimensions que les fentes insérées précédemment.

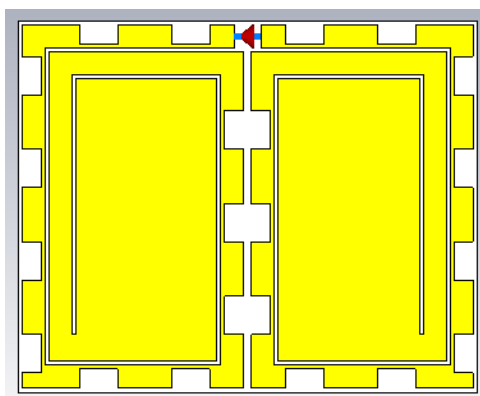


Figure III. 36 Géométrie de l'antenne avec fentes au centre

➤ Résultat de simulation

Dans cette seconde étape, nous avons obtenu une réduction de la fréquence de résonance. Elle est de 672 MHz avec un coefficient de réflexion de -20.71 dB, comme le montre la Figure III. 37. Ce résultat est très intéressant et va nous permettre de réduire la taille de notre antenne afin de revenir vers la fréquence initiale du standard RFID qui est 866,6 MHz.

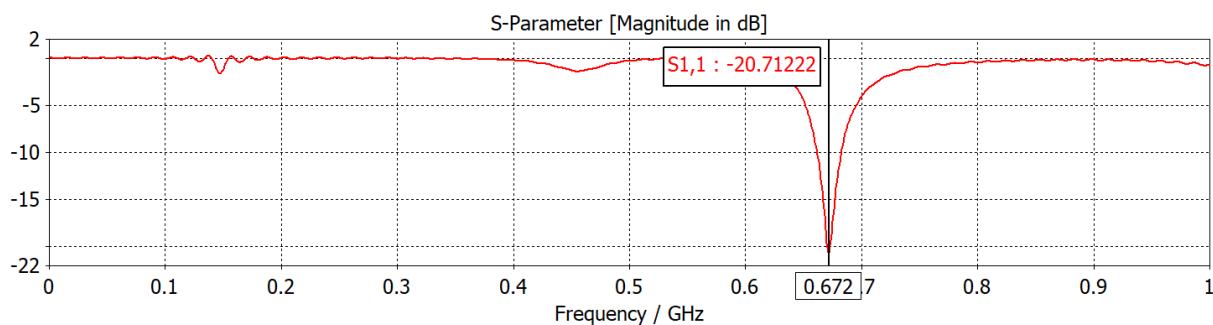


Figure III. 37 Coefficient de réflexion S11 après la 2ème étape

#### III.4.3.d Structure finale

A présent, nous miniaturisons notre antenne spirale en minimisant la largeur et la longueur du patch, et celles du substrat diélectrique pour que notre antenne réponde aux exigences de l'application RFID choisie. La structure de l'antenne miniaturisée est représentée par la **Figure III. 38**.

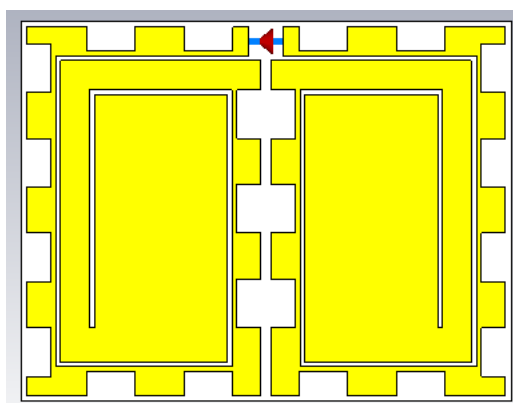


Figure III. 38 Géométrie de l'antenne miniaturisée

Après plusieurs essais et plusieurs simulations, nous avons réussi à atteindre la fréquence désirée. Le **Tableau III.11** indique les nouvelles dimensions de l'antenne. Les dimensions des fentes sont restées inchangées.

Paramètres	Symbole	Dimension (mm)
Longueur du patch	L	78
Largueur du patch	W	100.69
Longueur du substrat	Lg	78.30
Largueur du substrat	Wg	100.99
Nombre de tours	RT	2.5
Largueur des lignes de spirale	Wi	1
Espace entre les lignes	SS	7
Largueur du port	Wc	7

Tableau III. 11 Les nouvelles dimensions de l'antenne

Après avoir utilisée différentes techniques et être passé par plusieurs étapes, nous avons pu réduire les dimensions de l'antenne initiale jusqu'à 32%.

La **Figure III. 39** montre la variation fréquentielle du paramètre  $S_{11}$  de cette antenne. Nous remarquons une résonance à la fréquence 865 MHz avec un taux d'adaptation de -18.34 dB. La bande passante mesurée à -10 dB s'étale de 853 à 876 MHz, soit une bande passante de 23 MHz. Cette modeste valeur reste acceptable, étant donné que l'application n'exige qu'une bande passante de 5MHz.

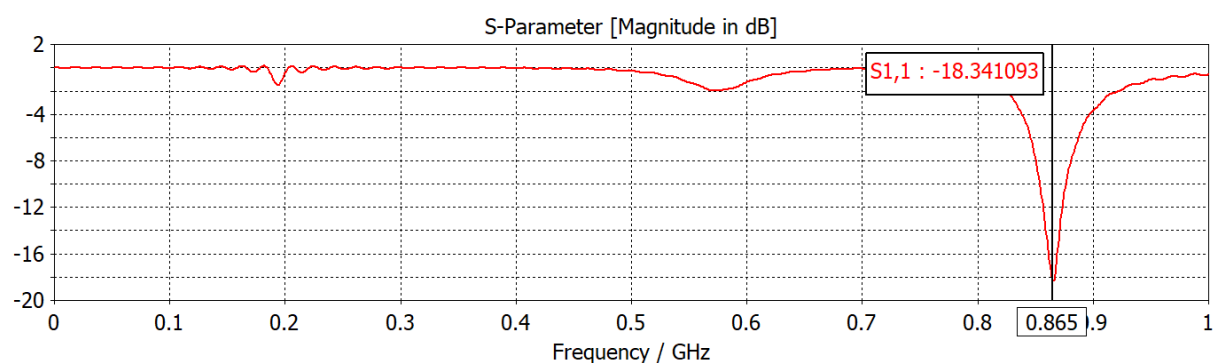
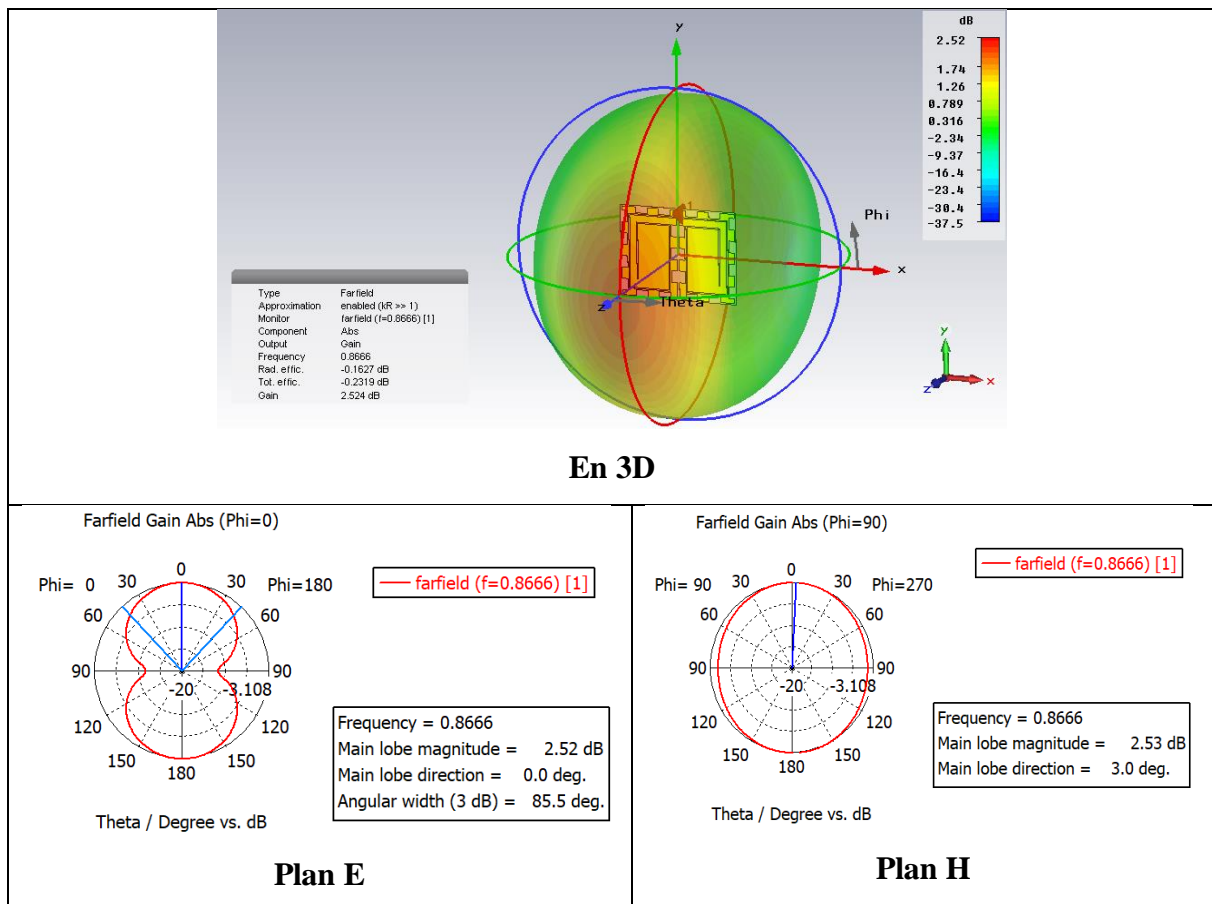


Figure III. 39 Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne miniature

La **Figure III. 40** représente le rayonnement de l'antenne en 3D et en coordonnées polaires dans les deux plans principaux. Le rayonnement de l'antenne ressemble à celui d'un dipôle. Il est symétrique et bidirectionnel au plan  $\varphi = 0^\circ$  et omnidirectionnel au plan  $\varphi = 90^\circ$ . Les lobes principaux sont dirigés selon  $0^\circ$  et  $180^\circ$ , avec un angle d'ouverture de  $85.5^\circ$ . L'antenne miniature conçue possède un gain de 2.52 dB.



**Figure III. 40** Diagrammes de rayonnement de l'antenne miniature

➤ **Structure finale avec superstrat**

Nous voulons à présent explorer une technique qui a attiré notre curiosité et qui est utilisée pour améliorer le gain d'une antenne. Il s'agit de l'utilisation de superstrat, placé généralement à proximité de l'antenne. Ce superstrat est un diélectrique possédant une permittivité généralement élevée. Celui que nous avons appliqué à une permittivité relative égale à 79 et une hauteur  $h_1 = 3.05$  mm. Sa longueur et sa largeur sont les mêmes que celles du substrat diélectrique supportant l'antenne. Il est placé à une distance  $h_2$  de celui-ci.

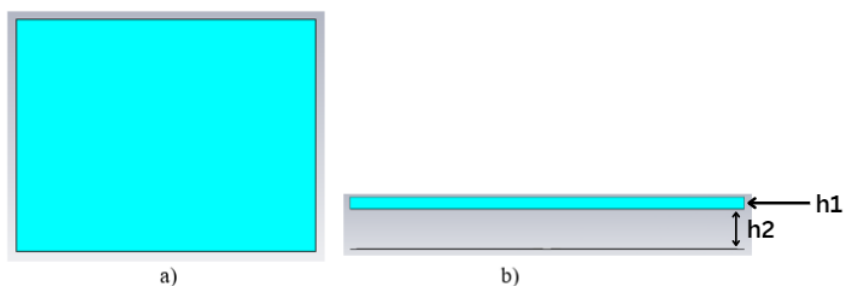


Figure III. 41 Géométrie du superstrat a) vue de dessus et b) vue de profil

Une étude sur la distance  $h_2$  a été menée. La Figure III.42 illustre la variation du coefficient de réflexion de la structure avec superstrat pour des valeurs de  $h_2$  allant de 9 à 13 mm avec un pas de 1 mm.

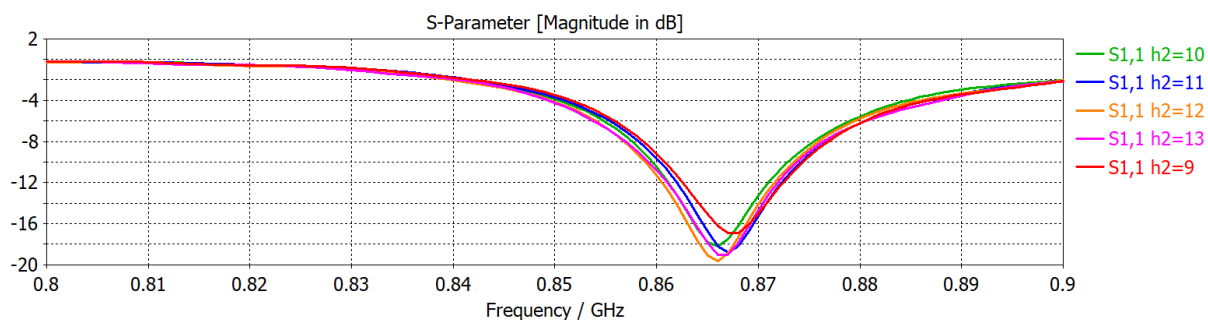


Figure III. 42 Etude paramétrique sur la distance  $h_2$

Comme l'application d'un superstrat est en général utilisée pour rehausser le gain de l'antenne, nous avons pour chacune de ces simulations établi le gain correspondant à chaque valeur de  $h_2$ . Le Tableau III.12 représente le gain, le niveau du coefficient de réflexion à la fréquence de résonance et taux de miniaturisation obtenu pour toutes les valeurs de la distance  $h_2$ .



Hauteurs h2 (mm)	Gain	Coefficients de réflexion	Taux de miniaturisation
9	2.8	-16.91	34.9
10	2.86	-18.23	34.3
11	2.94	-18.82	34.2
12	2.98	-19.62	34
13	3.06	-19.01	33.9

Tableau III. 12 Comparaison des performances par rapport aux différentes valeurs de h2

Il apparait clairement que le gain augmente avec l'augmentation de la distance séparant l'antenne du superstrat. Cependant, nous constatons une diminution du taux de miniaturisation. Nous devons faire un choix selon ce que l'on désire avoir comme performances. Nous avons choisi la valeur de  $h_2 = 10$  mm qui nous a semblé être le meilleur compromis entre gain et miniaturisation. Le résultat de simulation de cette dernière configuration est représenté par la **Figure III. 43**. Une résonance à 866 MHz est obtenue avec un taux d'adaptation de -18.23 dB.

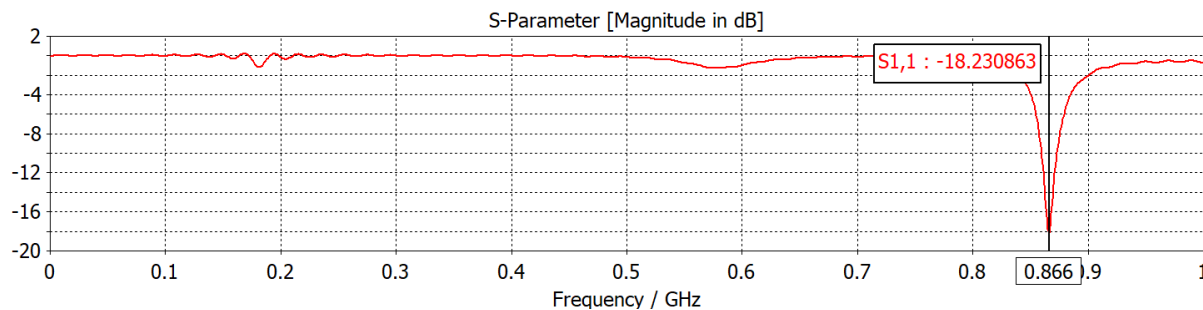


Figure III. 43 Coefficient de réflexion S11 en présence de superstrat

La **Figure III.44** illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne en 3 dimensions et en polaire sur les deux plans principaux E et H à la fréquence 866 MHz. L'utilisation du superstrat a nous a permis d'augmenter le gain de l'antenne jusqu'à 2.86 dB, ce qui représente un bon résultat pour une antenne miniature.

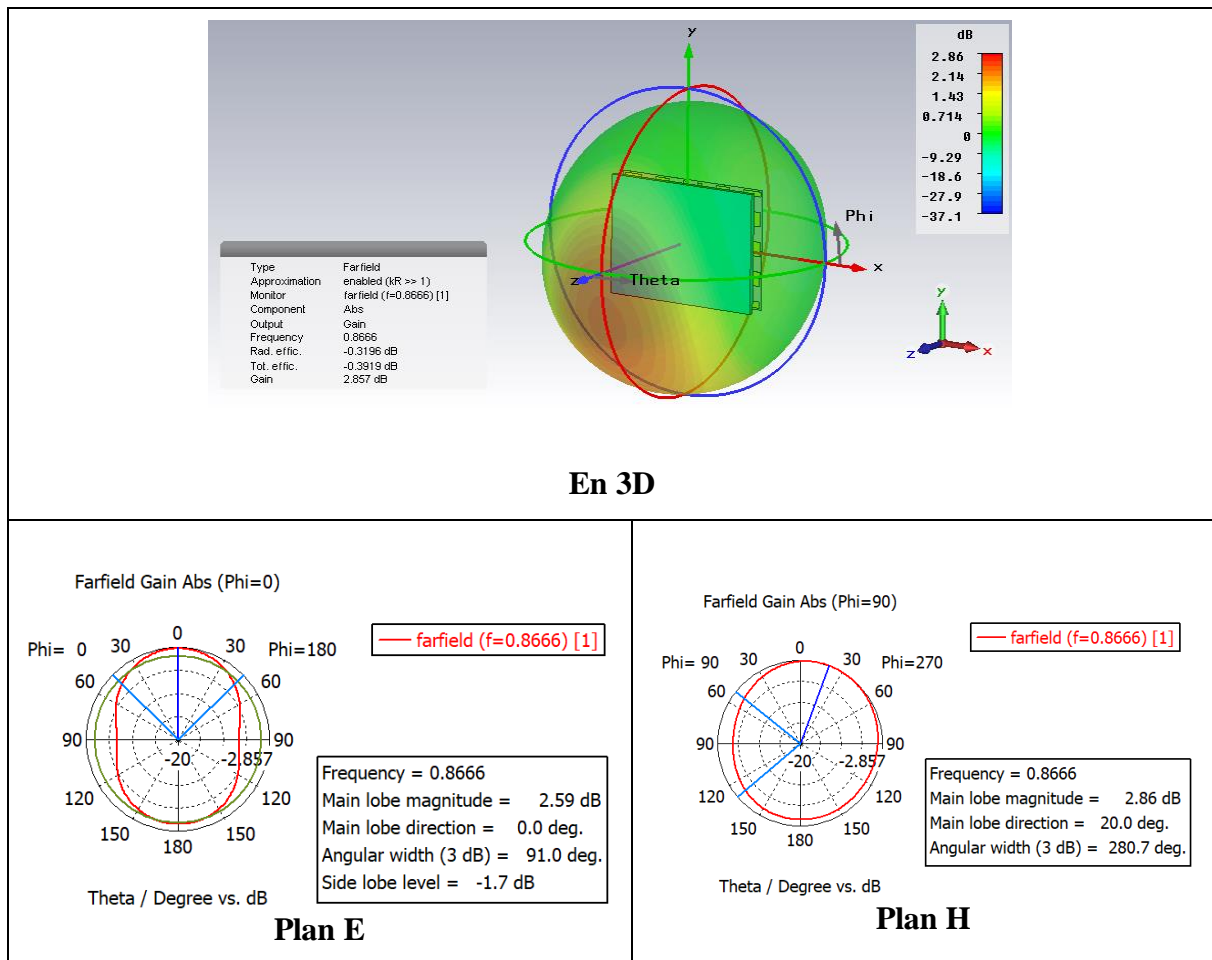


Figure III. 44 Diagrammes de rayonnement du gain en présence du superstrat

En résumé, il est possible de conclure que la structure étudiée précédemment a été réduite de 34.3 % grâce à différentes méthodes de miniaturisation. La première est le pliage en forme spirale de l'antenne tandis que la seconde repose sur l'insertion des fentes sur le patch. Enfin l'utilisation d'un superstrat pour améliorer le gain nous a conduit vers une structure ayant des caractéristiques satisfaisantes du point de vue résonance, bande passante et gain.

### **III.5 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons décrit brièvement le logiciel de simulation que nous avons utilisé qui est le CST. Par la suite, nous avons fait l'étude et la conception de trois formes d'antennes imprimées miniatures avec des structures géométriques différentes. Ces antennes ont pour objectif de répondre à différents standards de communication comme la norme ISM, la norme WiFi et la technologie RFID appliquée à un système de péage automatique. Les simulations ont été effectuées sous CST MICROWAVE STUDIO.

La première antenne étudiée a été inspirée de la littérature. Nous avons pu comparer nos résultats de simulation avec ceux présentés par l'article. La concordance entre ces résultats nous a permis de valider notre usage du logiciel et nous a permis d'aller vers de nouvelles conceptions d'antennes.

Les deux autres structures étudiées nous ont permis de démontrer l'impact des plusieurs techniques de miniaturisation, à savoir : l'insertion de fentes au niveau de l'antenne et au niveau du plan de masse et le pliage en spirale. Nous avons grâce à ces techniques pu atteindre des taux de miniaturisation intéressants, en gardant des performances en bande passante et en gain très acceptables.

Ce travail nous a permis d'enrichir nos connaissances dans le domaine des antennes et d'apprendre à utiliser et à maîtriser un outil informatique qui est le CST pour faire la conception et l'analyse du comportement radiofréquence d'une antenne microruban miniature.

### Références

- [1] P. P. Kulkarni, *Antennas for IoT*, Boston,London: Artech House, 2023.
- [2] G. A. Deschamps, *Microstrip Microwave Antennas*, Proceeding Third Symp.Dev. Program, oct. 1953.
- [3] P. B. B. I. Ramesh Garg, *MICROSTRIP ANTENNA DESIGN HANDBOOK*, Boston: Artech House Antenna And Propagation Library, 2000.
- [4] A. Pandey, *Practical Microstrip and Printed Antenna Design*, Boston,London: Artech house, 2019.
- [5] A. Bouraiou, *Thèse de doctorat:Etude d'une antenne microruban extée par une linge imprimé*, Batna.
- [6] S. CHERIT et R. TOUDERT, *Mémoire de fin d'étude:Conception d'antennes microrubans miniatures d'antenne patch ultra large bande*, Blida, 2019.
- [7] K. E. ABDELOUAHAB, *Mémoire de fin d'étude:ETUDE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE MICRORUBAN RECTANGULAIRE ADAPTEE PAR LIGNE QUART D'ONDE*, El Harrach, Algeria, 2015.
- [8] W. DEGHEFEL et R. MERZOUGUI , *Mémoire de fin d'étude:Etude et conception d'une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée*, M'SILA, 2016/2017.
- [9] J. W. & Sons, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Hboken,New jersey: library of congress, 2005.
- [10] M. LAMOURI et M. KHOUANI , *Mémoire de fin d'étude:Etude et conception des antennes micro ruban pour la technologie ULB*, tlemcen, 2019/2020.
- [11] S. Toukali et K. Yaalaoui , *Mémoire de fin d'étude:Conception et simulation d'un réseau linéaire d'antennes imprimées*, Bordj Bou-Arredj, 2021.
- [12] K. R. Girish Kumar, *Broadband Microstrip Antennas*, Bsoton,London: Artech House, 2002.

## Références

---

- [13] N. TIAB et A. MOUMED, *Mémoire de fin d'étude: Conception d'une Nouvelle Antenne Multi-Bandes à Polarisation Circulaire*, Guelma, 2021.
- [14] S. BENABADJI et C. LALLAM, *Mémoire de fin d'étude: Conception et modélisation d'une antenne microruban compacte pour une utilisation dans les terminaux mobile*, tlemcen, 2011/2012.
- [15] S. Toukali et K. Yaalaoui, *Mémoire de fin d'étude: Conception et simulation d'un réseau linéaire d'antennes imprimées*, Bordj Bou-Argeridj, 2020/2021.
- [16] R. Ammar, *Mémoire de fin d'étude: ETUDE D'UNE ANTENNE MICRORUBAN DE FORME ARBITRAIRE PAR LA METHODE FDTD*, Setif, 2009.
- [17] L. HUITEMA, *Thèse de doctorat : Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles*, LIMOGES, 2011.
- [18] M. J. VALLEAU, *Thèse de doctorat : MINIATURISATION D'ANTENNES TRES LARGE BANDE POUR*, TOULOUSE, 2016.
- [19] V. John L, C. Chi-Chil et F. K yohei, *Small Antennas: Miniaturization Techniques*, United States of America: McGraw-Hill Professional, 2010.
- [20] K. FUJIMOTO et H. MORISHITA, *Modern Small Antennas*, New York, 2013.
- [21] J. Valleau, *Thèse de doctorat : Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales*, INP DE TOULOUSE, 2016.
- [22] H. Nawel, *thèse de doctorat: Conception d'antennes microrubans miniatures pour différents standards de communications sans fil.*, Tlemcen, 2020.
- [23] J.-M. Laheurte, *Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals: Theory and Design*, Hoboken, NJ, USA: ISTE Ltd and John Wiley & Sons, Inc, 2016.
- [24] G. Nassima, *Thèse de doctorat : Contribution à l'étude des techniques de miniaturisation des antennes. Application aux réseaux sans fil et Ultra Large Bande*, Guelma, 2021/2022.

## Références

---

- [25] L. BELABAS et L. CHEMMOUN, *Mémoire de fin d'étude : Miniaturisation de l'antenne PATCH sous CST*, Tizi-Ouzou, 2018.
- [26] A. Halaimia et M. Mouaia , *Mémoire fin d'étude : Miniaturisation d'une antenne PATCH à base de couches minces*, Tébessa, 2020.
- [27] S. Larbes et A. Oukil , *Mémoire fin d'étude : Etude des antennes filaires et leurs techniques de miniaturisation*, TIZI-OUZOU, 2013.
- [28] S. Hage-Ali, *Thèse de doctorat : Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS) : conception, réalisation, mesures*, Lille, 2011.
- [29] C. Requin, *Thèse : Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multi-standards*, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [30] M. Pigeon, *Thèse de doctorat : Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux*, Toulouse, 2011.
- [31] K. Siakavara, *Methods to Design Microstrip Antennas for Modern Applications*, Greece, 2011.
- [32] P.-Y. Jézéquel, «Simulation d'antennes avec CST-MWS,» Université de RENNES 1, Liffré, 2006.
- [33] B. Nassima, *Mémoire de fin d'étude de master académique: <<Conception des antennes PIFA mono-bande et multi-bande GSM, DCS, PCS, UMTS et WIFI>>*, Université de Tlemcen, 2013.
- [34] A. HAOUZI et k. KRICHE, *Mémoire fin d'étude : CONCEPTION D'ANTENNES IMPRIMEES MINIATURES*, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen, 2019/2020.
- [35] D. Partha Kumar et M. Tamasi , «Miniaturization of Microstrip Patch Antenna using Fractal Antenna Design,» *International Journal of Computational Intelligence & IoT*, vol. 1, n° %11, p. 4, 2018.
- [36] F. Z. DAHEL et F. BOULANOUAR , *Mémoire de fin d'étude : Conception d'une antenne fractale miniature et large bande*, Ain Temouchent, 2021/2022.

## Références

---

- [37] A. C. D. Souza, *Thèse de doctorat : Conception d'antennes et méthode de caractérisation des systèmes RFID UHF en champ proche et en champ lointain*, Grenoble, 2015.
- [38] Y. BENCHERIF et F. BOUGUENINA , *Mémoire de fin d'étude:Réseaux d'antenne patch pour application spatial*, Ain-Temouchent, 22020/2021.
- [39] F. Z. DAHEL et F. BOULANOUAR, *Mémoire de fin d'étude : Conception d'une antenne fraCtale miniature*, Ain temouchent, 2022.

### Conclusion générale

Le domaine des télécommunications a connu une croissance sans précédent lors des dernières décennies. Cette évolution nécessite un effort permanent pour améliorer la qualité et l'efficacité de la communication sans fil. L'antenne représente un élément essentiel dans tout système de communication mais aussi un élément qui occupe le plus de volume, notamment lorsque le fonctionnement est en bande UHF. Leur miniaturisation devient alors primordiale étant donné que les appareils mobiles actuels sont devenus très compacts. Même si les antennes microrubans ont la caractéristique d'être très minces, ceci demeure insuffisant face à la contrainte d'espace restreint qui leur est attribué. Trouver des solutions à cette problématique est un réel défi pour de nombreux chercheurs. Ceci a motivé les ingénieurs à explorer de nouvelles techniques et des stratégies innovantes pour développer des antennes microrubans compactes et performantes.

Dans le cadre de ce travail, nous avons utilisé le logiciel CST pour concevoir des antennes microrubans miniatures, destinées à servir les standards WLAN, la norme WiFi et l'identification Radiofréquence RFID.

Dans un premier temps, nous avons introduit les antennes microrubans, en passant en revue leur historique, leur structure de base et leur principe de fonctionnement. Les caractéristiques de rayonnement les plus importantes ont été détaillées par la suite pour mieux comprendre les performances des antennes microrubans. Nous avons également exploré les différentes formes d'antennes microrubans et les techniques d'alimentation couramment utilisées. Enfin, nous avons discuté des avantages et des inconvénients de ces antennes ainsi que leurs diverses applications dans le domaine des communications modernes.

La seconde partie de ce mémoire a été consacré à la présentation des différentes techniques de miniaturisation des antennes microrubans en expliquant le concept de la sphère de CHU. Il existe diverses stratégies pour réduire la taille des antennes ou bien en modifiant sa forme et ses paramètres géométriques, ou alors en changeant les caractéristiques du substrat diélectrique qui la supporte. Ce sont des solutions innovantes et intéressantes qu'il faudra appliquer en tenant compte de la dégradation qu'elles pourraient causer sur la bande passante et le gain de l'antenne miniaturisée.



## Conclusion générale

---

Enfin, ce travail a été couronné par la simulation et l'analyse de trois structures d'antennes microrubans miniatures différentes avec le simulateur électromagnétique CST Microwave Studio. Chaque structure étudiée nous a permis de découvrir une technique de miniaturisation différente et voir son impact sur la réduction de la taille de l'antenne et sur ses performances. Nous avons pu constater que lorsque l'espace occupé par l'antenne devient plus petit, son gain se dégrade et sa bande passante devient très étroite. Ce qui nous oblige à faire un compromis entre la taille de l'antenne et ses caractéristiques tout en répondant aux exigences du cahier de charges imposé.

Grâce à cette étude, nous avons pu établir l'influence de chaque technique utilisée sur le fonctionnement de l'antenne, à savoir : l'insertion de fentes, que ce soit au niveau de l'élément rayonnant ou du plan de masse, la géométrie fractale, l'insertion d'encoches et le pliage en anneau. Il est souvent judicieux et intéressant de combiner plusieurs techniques ensemble.

Obtenir le même gain de la part d'une antenne qui a été miniaturisée que celui qu'elle offrait avant sa miniaturisation est un vrai défi. Pour pouvoir rehausser et améliorer le gain d'une antenne compact, nous devons recourir à d'autres techniques qui améliorent les performances d'une antenne. Parmi ces techniques, nous pouvons citer l'utilisation de superstrats.

Nous avons pu atteindre des taux de miniaturisation très intéressants, des bandes passantes acceptables et des gains suffisants pour l'ensemble des antennes conçues. Ce travail nous ouvre plusieurs perspectives dans le domaine de la miniaturisation, à savoir :

- Explorer de nouvelles techniques de miniaturisation
- Trouver de nouvelles solutions à appliquer pour améliorer les performances d'une antenne miniature en termes de gain et de bande passante.
- Utiliser des matériaux innovants non naturels appelés « métamatériaux ».