الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
جامعة الشهيد الشيخ العربي التبسي - تبسة

كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم الإلكترونيك و الاتصالات

تبسة في :.29/06/2026

إشهاد

يشهد رئيس لجنة المناقشة الخاصة بمذكرة التخرج لمستوى ماستر الموسومة بـ:

Miniaturisation des antennes patches à l'aide des métamatériaux pour les applications sans fils

من أنجاز الطلبة:

الرقم	الاسم واللقب	الشعبة	التخصص	السنة الجامعية
1	ثابت شروق	إتصالات سلكية ولا سلكية	شبكات وإتصالات	2026/2025
2	خديري رمزي			
3				

قد استكملا تصحيح الأخطاء وتقيدا بالملاحظات المقدمة من طرف لجنة المناقشة.

رئيس لجنة المناقشة

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

Republique Algerienne Democratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الشهيد الشيخ العربي التبسي - تبسة

Université Echahid Cheikh Larbi Tébessi– Tébessa

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Électronique et Télécommunications



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **Master Académique**

Filière : Télécommunications

Spécialité : Réseaux et Télécommunications

Nabet Chourouk et Khediri Ramzi

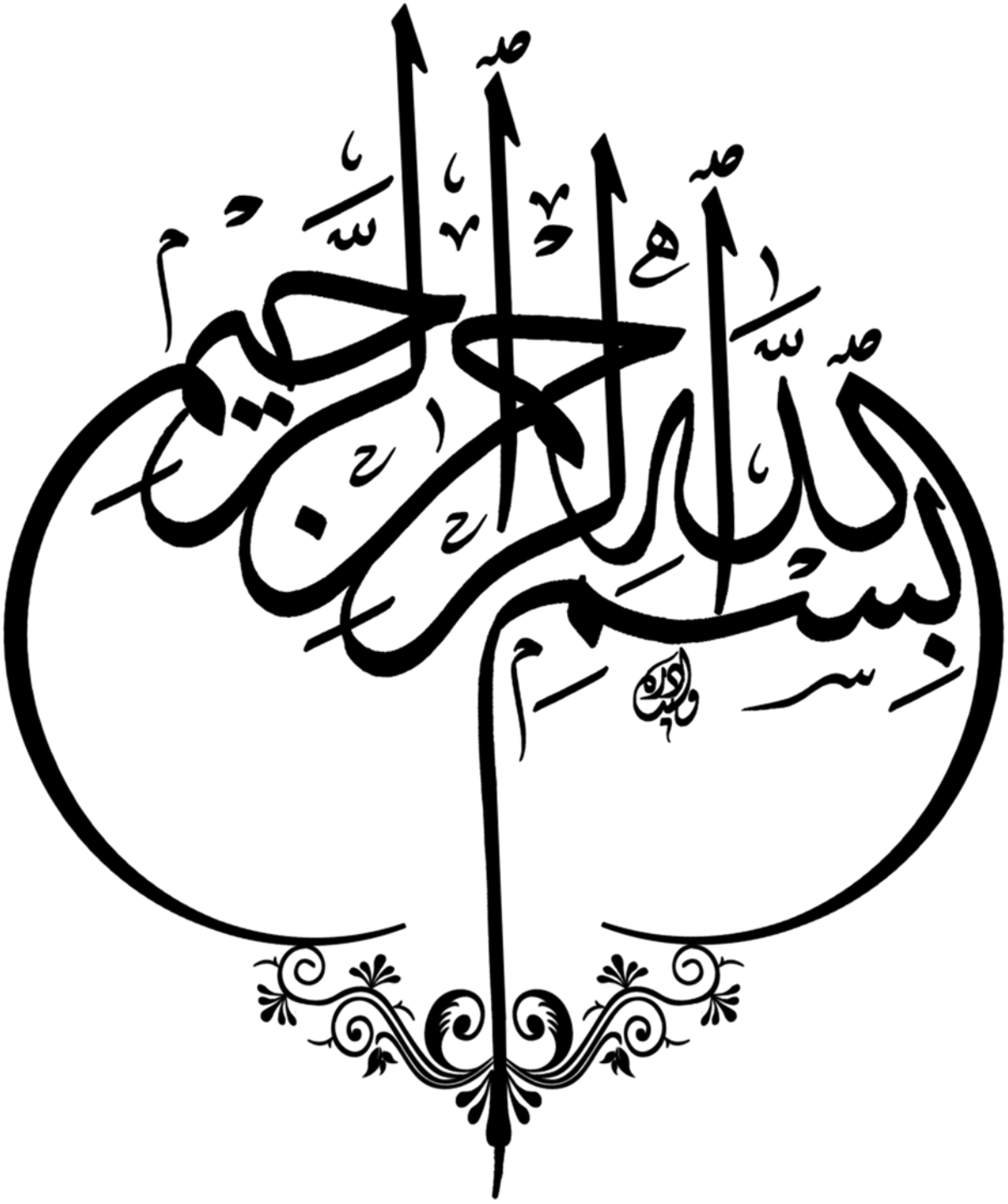
THEME

Miniaturisation des Antennes Patch à l'Aide des Métamatériaux pour les Applications Sans Fil

Présenté et évalué, le 09/ 06/2026, par le jury composé de :

	Nom et prénom	Grade	Qualité
M.	NEZZARI Hassene	MCA	Président
M.	FERROUDJI Karim	MCB	Rapporteur
Mme.	OUACIFI Malika	MAA	Co-encadreur
M.	AOUICHE Abdelaziz	Prof.	Examinateur

Promotion : 2025/2026


بسم الله الرحمن الرحيم



Dédicace

Tout d'abord, louange à Dieu, par la grâce duquel tout bien s'accomplit, qui a éclairé notre chemin et nous a accordé la force et la patience d'atteindre ce moment.

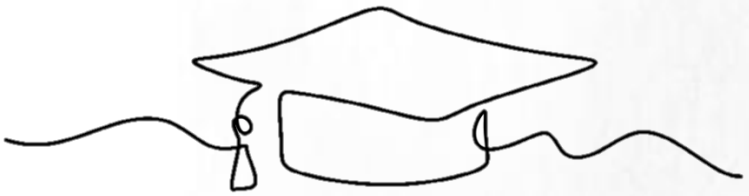
À nous-mêmes…

À ceux avec qui nous avons entrepris ce voyage semé d'embûches, de nuits blanches et de défis, sans jamais cesser de lutter ni perdre espoir malgré toutes les difficultés.

Puis, à nos chers parents, source de nos bénédictions, de nos prières et de notre soutien, qui ont été notre force et notre encouragement à chaque étape.

À nos estimés professeurs qui ont éclairé nos chemins de connaissance et d'apprentissage, et à tous ceux qui ont fait partie de notre parcours et y ont laissé une belle empreinte.

Nous vous dédions les fruits de ce succès avec tout notre amour et notre gratitude, espérant que cette étape marque le début d'un avenir couronné de succès et de prospérité.



Remerciements

En tout premier lieu, nous remercions Allah de nous avoir accordé la force, la patience et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail et surmonter les différentes difficultés rencontrées.

«Nous adressons nos plus sincères remerciements à nos encadrants, le Dr Karim Ferroudji et le Mme. Malika Ouapcifi. Nous les remercions chaleureusement pour leur grande disponibilité, leur confiance, ainsi que pour la pertinence de leurs conseils, de leurs orientations et de leur soutien indéfectible tout au long de ce projet.

Nos sincères remerciements vont aux membres du jury, le Dr. NEZZARI Hassene et le Pr. AOUICHE Abdelaziz, pour avoir accepté d'évaluer et d'examiner notre travail.

Nous tenons aussi à remercier l'ensemble de nos enseignants en télécommunications pour la qualité de leur formation et leur encadrement.

Enfin, nous exprimons notre reconnaissance à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce projet.

Résumé :

Ce travail de fin d'études est consacré à la conception, l'optimisation et la miniaturisation d'une antenne patch plane à haute performance, destinée aux applications de communication modernes (5G, Réseaux WiMAX , 4G/LTE, IoT, …). L'objectif principal de cette recherche était de surmonter la limitation théorique majeure qui associe systématiquement la réduction de la taille physique des antennes à une dégradation de leurs performances. Pour relever ce défi, nous avons exploité les propriétés électromagnétiques inédites des métamatériaux.

La démarche scientifique adoptée a consisté à concevoir, dans un premier temps, une antenne conventionnelle de référence optimisée pour résonner à la fréquence initiale de 5 GHz. Par la suite, une cellule résonnatrice à anneau fendu complémentaire (CSRR) a été intégrée avec précision au niveau du plan de masse. Le couplage électromagnétique ainsi généré a permis de confiner l'énergie et de translater avec succès la fréquence fondamentale vers 2.50 GHz, accomplissant de ce fait un taux de miniaturisation remarquable sans altérer l'intégrité radiative globale de la structure.

Les simulations numériques menées sous le logiciel ANSYS HFSS confirment la robustesse et la viabilité technique de l'architecture proposée, démontrant qu'elle constitue une solution efficace et hautement compétitive pour l'intégration au sein des terminaux de communication compacts de nouvelle génération.

Abstract:

This final year project focuses on the design, optimization, and miniaturization of a high-performance planar patch antenna for modern communication applications (5G, WiMAX, 4G/LTE, IoT, …). The main objective of this research was to overcome the major theoretical limitation that systematically links reducing the physical size of antennas to a degradation in their performance. To meet this challenge, we exploited the novel electromagnetic properties of metamaterials.

The scientific approach adopted consisted of first designing a conventional reference antenna optimized to resonate at an initial frequency of 5 GHz. Subsequently, a complementary split-ring resonator (CSRR) was precisely integrated into the ground plane. The electromagnetic coupling thus generated made it possible to confine the energy and successfully shift the fundamental frequency to 2.50 GHz, thereby achieving a remarkable miniaturization rate without compromising the overall radiative integrity of the structure.

Numerical simulations performed using ANSYS HFSS software confirm the robustness and technical viability of the proposed architecture, demonstrating that it constitutes an efficient

and highly competitive solution for integration within next-generation compact communication terminals.

الملخص:

تركز هذه الدراسة على تصميم وتطوير، وتحسين وتصغير هوائي رقعة مستوٍ عالي الأداء، موجه لتطبيقات الاتصالات الحديثة (IoT5, 4G/LTE, WiMAX, G, ...). كان الهدف الأساسي من هذا البحث هو التغلب على القيد النظري الذي يربط دائماً بين تقليص الحجم الفيزيائي للهوائيات وتدهور أدائها الإشعاعي، وذلك من خلال استغلال الخصائص الكهرومغناطيسية الفريدة للمواد المبتكرة (Metamaterials)

وقد تمثلت الخطوة العلمية المتبعة في تصميم هوائي مرجعي تقليدي تم ضبطه أولاً ليرن عند التردد الأصلي 5 GHz وساهم الاقتران بدقة على مستوى الأرضية (Plan de masse). بعد ذلك، تم دمج خلية رنين حلقية مشقوقة تكميلية (CSRR)، مما حقق نسبة تصغير ممتازة للهيكل مع الحفاظ على كفاءته الإشعاعية، ونقل تردد الرنين الأساسي بنجاح إلى 2.50 GHz الكهرومغناطيسي المتولد في حصر الطاقة. كفاءة التصميم المقترح، مما يجعله حلاً فعالاً ومناسباً جداً للدمج داخل أجهزة الاتصالات الحديثة والمدمجة. أثبتت نتائج المحاكاة الرقمية باستخدام برنامج ANSYS HFSS

Liste des symboles et abréviations

BP	Band width (Largeur de bande).
dB	Décibel.
EM	Electromagnétique.
FR4	FlameRetardant4(Matériauignifuge4).
Fc	Fréquence de coupure.
HFSS	High-Frequency Structure Simulator
Le champ E	Le champ électrique.
Le champ B	Le champ magnétique.
MATLAB	Matrix Laboratory.
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit.
ROS	Rapport d'Onde Stationnaire.
S11	ParamètredediffusionS11.
TOS	Taux d'Onde Stationnaire.
VSWR	Rapport d'ondes stationnaires en tension.
Zin	Impédance d'entrée.
$Z0$	Impédance caractéristique.
2D	Deux Dimensions.
3D	Trois Dimensions.
$\mathscr{E}$r	Relative permittivity (Permittivité relative).
$\mathscr{E}$	Permittivity (Permittivité diélectrique).
λ	Wave length (Longueur d'onde).

Liste des figures

La figure	La page
Figure(I.1): Rayonnement d'une antenne	**20**
Figure(I.2): Exemple d'Antenne filaires.	**21**
Figure(I.3): Exemple d'Antenne à ouverture	**22**
Figure(I.4): Exemple d'Antenne à réflecteurs.	**22**
Figure (I.5) : Exemple d'Antenne imprimée.	**23**
Figure(I.6): Structure d'une antenne microruban.	**23**
Figure(I.7):Divers formes d'éléments rayonnants.	**23**
Figure(I.8):Distribution de charge et de densité decourant.	**24**
Figure(I.9):Distribution du champ électrique vertical.	**24**
Figure(I.10) :Alimentation par ligne micro-ruban.	**25**
Figure(I.11):Alimentation coaxiale.	**25**
Figure(I.12):Alimentation couplée par ouverture.	**26**
Figure(I.13):Alimentation couplée par proximité.	**26**
Figure(I.14):Définition de la bande passante	**27**
Figure(I.15) :exemple de diagramme de rayonnement.	**28**
Figure(I.16):Différentes types de polarisation d'une antenne	**29**
Figure(II.1):Relation inverse entre la longueur de l'antenne(L) et la fréquence de résonance et un diagramme illustratif d'une antenne patch	**33**
Figure(II.2):Effet de la permittivité du substrat sur la taille d'une antenne patch	**35**
Figure(II. 3):Représentation schématique bidimensionnelle des lignes de courant dans un patch à fente.	**37**
Figure(II.4):Comparaison structurelle entre une antenne PIFA et un patch classique.	**37**
Figure(II.5) :Schéma d'une antenne microruban et son circuit LC équivalent.	**38**
Figure(II.6) :Schéma d'une antenne microruban et son circuit LC équivalent.	**39**
Figure(II.7):Modélisation et principe de fonctionnement de l'antenne SRR.	**45**
Figure(II. 8) :Unité cellulaire de ligne de transmission CRLH.	**46**
Figure(II.9):Couplage électro magnétique dans une antenne patch multicouche.	**48**

Figure(II.10):Caractérisation fréquentielle d'une antenne patch miniaturisée pour applications sans fil (GSM/DCS/UMTS).	**50**
Figure(II.11) : Transmission sans fil des signaux d'un pacemakervia une antenne patch multi-bandes.	**51**
Figure III.1: Antenne patch 5 GHz	**55**
Figure III.2 : Coefficient de réflexion (S11) en fonction de la fréquence (en GHz) pour l'antenne 5 GHz	**57**
Figure III.3: Bande passante de l'antenne 5 GHz	**58**
FigureIII.4: VSWR en fonction de la fréquence (en GHz) pour l'antenne	**58**
FigureIII.5: Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne 5 GHz	**59**
FigureIII.6: Diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne 5 GHz	**60**
Figure III.7 : Antenne patch avec une cellule CSRR	**61**
Figure III.8 illustre la Cellule métamatériau CSRR	**62**
Figure III.9 Cellule CSRR	**63**
Figure III.10 Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule CSRR	**64**
Figure III.11 Permittivité effective complexe de la cellule CSRR avec double axe Y en fonction de la fréquence.	**65**
Figure III.12 : Réponse S11 de l'antenne pour différentes valeurs de POS_X et POS_Y dans la masse	**66**
Figure III.13 : Optimisation paramétrique de la position de la cellule CSRR dans le plan de masse utilisant HFSS et MATLAB	**67**
Figure III.14 : Antenne miniaturisée avec position de CSRR : POS_X=-0.5 et POS_Y=3, (a) vue supérieure, (b) vue inférieure.	**68**
Figure III.15 : Coefficient de réflexion et bande passante de l'antenne Miniaturisée	**69**
Figure III.16: VSWR de l'antenne Miniaturisée	**69**
Figure III.17: Étude Comparative des Diagrammes de Rayonnement 2D : (a) Après Miniaturisation, (b) Avant Miniaturisation	**70**
Figure III.18: Étude Comparative des Diagrammes de Rayonnement 3D (a) Après Miniaturisation, (b) Avant Miniaturisation	**71**
Figure III.19 : Géométrie de l'antenne patch	**72**
Figure III.20: Coefficient de réflexion en fonction de fréquence	**73**
Figure III.21: VSWR en fonction de fréquence	**74**

Figure III.22: Diagramme de rayonnement à la fréquence 2.5 GHz	**74**
Figure III.23 Étude Comparative des coefficients de réflexion	**76**
Figure. III.24 Cartographie du courant de surface Jsurf : (a) antenne 5GHz, (b) Antenne miniaturisée	**77**

Liste des tableaux

Le tableau	La page
Tableau III.1 Dimensions de l'antenne 5 GHz	**56**
Tableau III.2 : Résumé des principaux indicateurs de performance de l'antenne 5 GHz	**60**
Table III.3 Dimension cellule CSRR**.**	**63**
Table III.4 Position de la cellule CSRR dans la masse	**66**
Tableau III.5 : Paramètres de l'antenne patch de 2.5 GH	**72**
Tableau III.6: Etude comparative des antennes réalisées	**75**
Tableau III.7: Etude comparative des antenne	**79**

Table des matières

Dédicace ***I***

Remerciements ***II***

Liste des symboles et abréviations V

Liste des figures VI

Liste des tableaux IX

Table des matières X

Introduction Générale ***14***

Chapitre I : Généralités sur les Antennes Patch ***18***

Introduction ***19***

I.1.Généralité sur les antennes 19

I.1.1. Définition ***19***

I.1.2 Rôle d'une antenne dans une chaîne de communication ***20***

I.1.3. Classification des antennes ***21***

I.2. Généralité sur les antennes imprimées ***23***

I.2. 1. Définition d'une antenne micro ruban ***23***

a. Structure d'une antenne patch ***24***

b. Mécanisme de rayonnement ***24***

I.2. 2. Méthodes d'alimentation des antennes patch ***25***

a. Alimentation par ligne micro-ruban ***25***

b. Alimentation par sonde coaxiale ***25***

c. Alimentation couplée par ouverture ***26***

d. Alimentation couplée par proximité ***26***

I.2.3. Paramètres caractéristiques des antennes patch ***27***

- ***Gain*** ***27***
- **Diagramme de rayonnement** 28
- **Polarisation d'une antenne** 29

➢ **Coefficient de réflexion** 29

a. Taux d'onde stationnaire (TOS) 29

I.2.4. Avantages et limitations des antennes patch ***30***

➢ ***Les avantages [22, 23]*** ***30***

➢ **Les inconvénients [22, 23]** 30

- ***Faible efficacité de rayonnement*** ***30***
- ***Faible pureté de Polarisation*** ***30***
- ***Faible gain et faible bande passante (1 à 5 %)*** ***30***
- ***Effet de couplage du rayonnement de l'alimentation*** ***30***

II.3. Domaines d'applications des antennes patchs ***30***

Conclusion ***30***

Chapitre 2 :Techniques de miniaturisation des antennes patch ***31***

Introduction 32

II.1. Relation entre la fréquence de résonance et les dimensions du patch 32

II.2. Longueur électrique et longueur physique 34

II.3. Effet des paramètres du substrat (εr et de l'épaisseur) sur la taille de l'antenne 35

II.4. Techniques conventionnelles de miniaturisation 36

II.4.1. Insertion de fentes résonantes 36

II.4.2. Technique de court-circuit (Short-Circuit Patch ou quart d'onde) 37

II.5. Chargement par éléments localisés réactifs 38

II.6. Structures à haute impédance de surface (HIS) et plans de masse artificiels 38

II.7. Utilisation de substrats composites et de matériaux à haute permittivité 39

II.8. Technique de court-circuit (Short-Circuit Patch ou quart d'onde) 40

II.9. Miniaturisation par métamatériaux 40

II.9.1. Concept des métamatériaux appliqué aux antennes 40

➢ **Propriétés électromagnétiques :** 41

➢ **Perméabilité et permittivité effectives :** 41

➢ **Influence sur la propagation des ondes** 42

➢ **Augmentation de la longueur électrique** 42

➢ **Résonances LC artificielles** 43

➢ **Déplacement de la fréquence de résonance vers des fréquences plus basses** 43

- **Réduction de la taille physique** 44

II.9.2. Structures de métamatériaux utilisées dans les antennes patch 44

II.9.3. Méthodes d'intégration des métamatériaux dans les antennes patch 46

- **Métamatériaux dans le substrat** 46
- **Métamatériaux dans le plan de masse** 47
- **Structures périodiques** 48

II.9.4. Effets des métamatériaux sur les performances de l'antenne 48

- **Réduction de taille** 48
- **Déplacement de fréquence** 49
- **Fonctionnement multi-bande** 49
- **Amélioration de l'adaptation d'impédance** 50

II.10. Applications des antennes patch miniaturisées 51

Conclusion ***53***

Chapitre 3 :Conception optimisation et miniaturisation d'antennes patch utilisant les métamatériaux ***54***

Introduction ***55***

III.1. Antenne conventionnelle de 5 GHz : ***55***

III.1.1. Coefficient de réflexion (S11) : ***58***

III.1.2. Taux d'Ondes Stationnaires : **59**

III.1.3. Diagrammes de rayonnement 3D : **60**

III.1.4. Diagrammes de rayonnement 2D : **61**

III.2.Miniaturisation de l'antenne patch : **62**

III.2.1. Analyse du Comportement Métamatériau de la Cellule CSRR : **63**

III.2.2. Caractérisation de la cellule CSRR et extraction des paramètres effectifs : **65**

III.2.3. Extraction et interprétation des paramètres effectifs : **65**

III.2.4. Analyse des résultats : **66**

III.2.5. Etude paramétrique **67**

III.3. Antenne Miniaturisée (Optimisé) : **68**

III.3.1.S11 (coefficient de Réflexion) : **69**

III.3.2. VSWR (Voltage Standing Wave Ratio): 70

III.3.3. Diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne Miniaturisée pour la fréquence de 5 GHz : 71

III.3.4. Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne Miniaturisée I pour la fréquence de 5 GHz : 71

III.4. Étude comparative des performances globales 72

III.4.1. Conception d'une antenne patch avec une fréquence de résonance 2.5 GHz 72

III.4.2.Le rapport d'onde stationnaire (VSWR) 74

III.4.3.Diagramme de rayonnement 75

III.4.4 Étude comparative 75

III.5. Mécanisme de Miniaturisation via Cellule CSRR 77

III.6. Étude comparative 79

Conclusion 80

Conclusion Générale* *81

ANEXE :ANSYS HFSS pour la simulation d'antennes* *84

Bibliographie* *110

Introduction Générale

Introduction Générale

Dans un monde de plus en plus connecté, la demande en technologies de communication avancées ne cesse de croître. Les systèmes de communication modernes exigent des dispositifs capables de fonctionner avec des performances élevées et une compacité optimale. Dans ce contexte, les antennes jouent un rôle crucial et parmi elles, les antennes patchs planaires se distinguent par leur simplicité de fabrication, leur faible coût et leur capacité à être intégrées facilement dans divers dispositifs électroniques.[1]

Les antennes patchs planaires sont particulièrement utilisées pour les applications de communication sans fil, telles que les réseaux locaux sans fil (WLAN), les communications mobiles (5G), et les technologies biomédicales. Leur structure compacte et leur faible profil les rendent idéales pour des applications où l'espace est limité. Cependant, une limitation notable des antennes patch classiques réside dans le fait que la réduction de leur taille physique dégrade fortement leurs performances électromagnétiques (diminution du gain et de la bande passante).

Pour pallier ce problème, l'intégration des métamatériaux, et notamment des résonateurs à anneaux fendus complémentaires (CSRR), a émergé comme une solution efficace pour atteindre des performances optimales tout en réduisant considérablement la taille de l'antenne.

Ce mémoire vise à explorer les principes de conception et de miniaturisation des antennes patch planaires à l'aide des métamatériaux. L'objectif est de développer une antenne initialement conçue à 5GHz et de ramener sa fréquence de résonance à 2.50GHz grâce à l'effet de la cellule métamatériau, répondant ainsi aux exigences des systèmes de communication modernes. Nous commencerons par une étude approfondie des concepts fondamentaux relatifs aux antennes patch et aux structures métamatériaux, avant de passer à la modélisation et à la simulation des configurations proposées à l'aide de logiciels de simulation tels que ANSYS HFSS et l'analyse théorique sous MATLAB.

État de l'art :

Pour atteindre cet objectif, cette étude s'est appuyée sur l'analyse et le développement d'un ensemble de travaux académiques pionniers qui ont intégré les métamatériaux dans la conception des antennes :

- **Les travaux de Pendry et al. (1999)** : À qui revient le mérite d'avoir introduit le concept des résonateurs à anneaux fendus (Split-Ring Resonators - SRR) pour générer une perméabilité magnétique négative $(u_{\{eff\}} < 0)$.[2]
- **Les travaux de Smith et al. (2001) :** Qui ont réalisé la première démonstration expérimentale d'un milieu à double indice de réfraction négatif (DNG) en combinant des réseaux de fils métalliques avec des résonateurs SRR.[3]
- **Les travaux de Baena et al. (2005) :** Qui ont développé le concept des résonateurs à anneaux fendus complémentaires (Complementary Split-Ring Resonators - CSRR) gravés dans les surfaces métalliques. Cette structure a prouvé sa grande efficacité à produire une permittivité électrique négative ($\varepsilon_{\{eff\}} < 0$) et à modifier les courants de surface[4]. C'est sur cette approche que se base directement notre projet en intégrant une cellule CSRR dans le plan de masse de l'antenne.
- **Les travaux de Lee et al. et Burokur et al. :** Qui ont obtenu des taux de miniaturisation physique très élevés du patch, atteignant 79%, en utilisant des cellules de métamatériaux basées sur les lignes de transmission composites droites/gauches (CRLH) [5],[6] ouvrant ainsi la voie à l'adoption de ces structures comme solution compétitive pour les dispositifs compacts.

Le travail présenté dans ce mémoire se divise en trois chapitres structurés de la manière suivante :

- **Dans le premier chapitre** : une étude des antennes en général a été menée, couvrant leurs caractéristiques, les différents types d'antennes et les types d'alimentation utilisés. Une attention particulière a été accordée à l'antenne patch en général, qui s'applique à divers cas d'intégration. La simplicité des structures d'antenne patch permet de réduire les coûts de fabrication, ce qui en fait un choix idéal pour les applications nécessitant un faible coût de production.
- **Dans le deuxième chapitre :** nous présentons un état de l'art détaillé sur les techniques de miniaturisation des antennes, suivi d'une étude approfondie sur la physique des métamatériaux, leurs propriétés électromagnétiques uniques (comme la permittivité négative) et leurs applications dans le domaine des micro-ondes.
- **Dans le troisième chapitre :** nous abordons la partie pratique et simulation. Nous présentons d'abord la conception de l'antenne de référence à 5GHz, puis la caractérisation et l'extraction des paramètres de la cellule CSRR. Enfin, nous étudions

l'intégration de cette cellule dans le plan de masse de l'antenne à travers une étude paramétrique rigoureuse afin d'obtenir le taux de miniaturisation ciblé à 2.5 GHz.

- **L'Annexe** détaille la méthodologie pratique d'utilisation du simulateur ANSYS HFSS, la configuration des conditions aux limites (Radiation Box) et la génération du maillage adaptatif (Mesh) pour garantir la convergence et la précision des résultats numériques

Chapitre I : Généralités sur les Antennes Patch

Introduction

Aujourd'hui, nous vivons dans une ère marquée par le développement rapide des systèmes de communication. Bien qu'il existe plusieurs méthodes pour échanger des informations, la technologie sans fil est devenue la solution la plus utilisée. Dans ce type de système, l'antenne joue un rôle essentiel : elle est le composant le plus important pour assurer la transmission des données [7].

Il est impossible de concevoir un réseau sans fil efficace sans une antenne adaptée. En effet, une mauvaise transmission ou réception du signal peut bloquer tout le système. C'est pourquoi le choix du design de l'antenne est une étape critique. Avec l'évolution actuelle, le défi est de créer des antennes miniatures, peu coûteuses, mais offrant de très hautes performances.

Ce chapitre a pour but de présenter les concepts fondamentaux des antennes, notamment leurs propriétés électriques et leurs caractéristiques de rayonnement.

Ensuite, nous étudierons la technologie des antennes imprimées (patchs) en abordant les points suivants :

- Leurs avantages, leurs limites et leurs domaines d'application.
- Les différentes techniques d'alimentation.
- Le mécanisme physique du rayonnement.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera consacrée aux principales méthodes d'analyse utilisées pour modéliser ces structures.

I.1.Généralité sur les antennes

I.1.1. Définition

Selon la norme IEEE, une antenne est un dispositif conçu pour rayonner ou recevoir des ondes radio [8]. Plus précisément, PaulF. Combes [9] explique qu'une antenne d'émission transmet l'énergie d'un émetteur vers l'espace libre. À l'inverse, une antenne de réception capte l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace et la transmet à un récepteur.

La figure (I.1) illustre ce mécanisme de rayonnement. Les rôles principaux d'une antenne peuvent être résumés comme suit [10] :

- À l'émission : L'antenne agit comme un transducteur. Elle transforme l'énergie guidée provenant d'un générateur en une puissance rayonnée dans l'espace.
- À la réception : Elle fonctionne comme un capteur. Elle transforme la puissance rayonnée captée dans l'espace en énergie guidée vers le récepteur.

Dans la plupart des cas, une antenne présente les mêmes propriétés, qu'elle soit utilisée en

émission ou en réception :Cette caractéristique est connue sous le nom de principe de réciprocité.

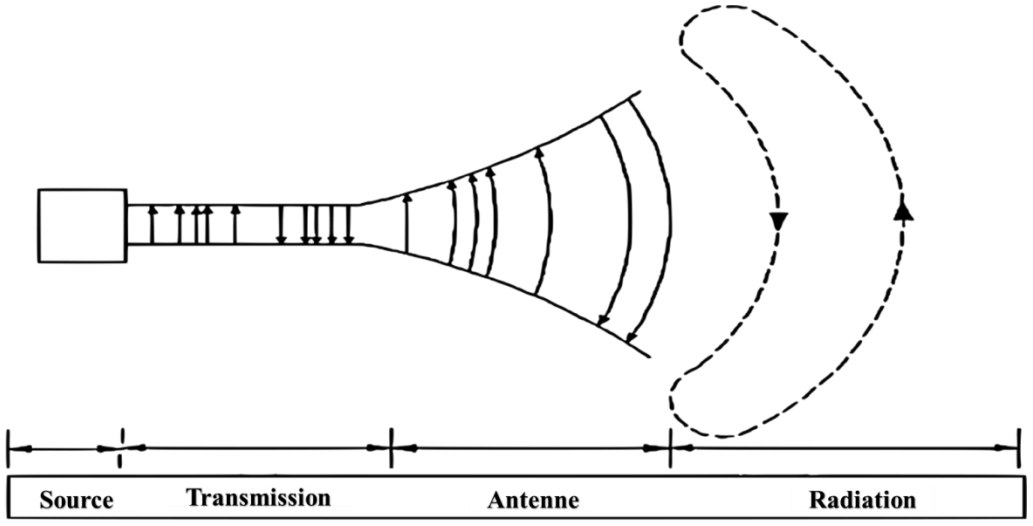


Figure (I.1) : Rayonnement d'une antenne [11]

Dans un système de communication, l'antenne ne sert pas uniquement à transmettre un signal. Elle permet surtout de diriger l'énergie du rayonnement vers une direction précise, tout en la réduisant ou en l'annulant dans les autres directions en fonction de la fréquence utilisée. Ainsi, l'antenne doit être considérée comme un véritable dispositif de transition entre l'onde guidée et l'espace libre, et non comme un simple dispositif de transmission.

I.1.2 Rôle d'une antenne dans une chaîne de communication

L'antenne remplit trois missions essentielles dans une chaîne de communication :

- L'adaptation : Elle assure le passage fluide du signal entre l'appareil électronique et l'air (le milieu de propagation) sans perte d'énergie.
- La direction : Elle concentre l'émission ou la réception du signal vers des directions précises afin de gagner en efficacité (directivité).
- La fidélité : Elle transporte l'information (données, voix, image) en la déformant le moins possible afin de garantir une communication claire.

L'antenne est le pont indispensable entre les appareils électroniques et l'espace libre.

Son premier rôle est celui d'un convertisseur d'énergie : à l'émission, elle transforme le courant électrique qui circule dans les câbles en ondes invisibles qui se propagent dans l'air ; à la réception, elle réalise l'opération inverse en captant ces ondes pour les restituer à l'appareil sous forme d'énergie électrique.

I.1.3. Classification des antennes

Fréquence et dimensionnement : La taille d'une antenne est intrinsèquement liée à sa fréquence de fonctionnement. Comme la longueur d'onde varie selon la fréquence, les antennes HF, VHF ou micro-ondes présentent des dimensions différentes afin de garantir une émission optimale du signal [12].

Directivité et rayonnement : Les antennes se distinguent par leur zone de couverture, qu'elles soient directives, sectorielles ou omnidirectionnelles. Ces dernières, qui constituent le cœur de ce mémoire, diffusent le signal de manière uniforme sur 360 degrés, à l'image des modèles dipôles et **des antennes à** plan de sol [12].

Antennes filaires : Les antennes filaires sont les plus répandues. Elles sont utilisées pour différents types de transmissions, comme sur les véhicules, les bâtiments, les bateaux, les avions, etc. Il existe plusieurs types d'antennes filaires, comme le dipôle rectiligne, la boucle ou l'hélice, qui sont parmi les plus courantes. Il est également possible de combiner ces différentes formes de base pour créer une antenne unique.

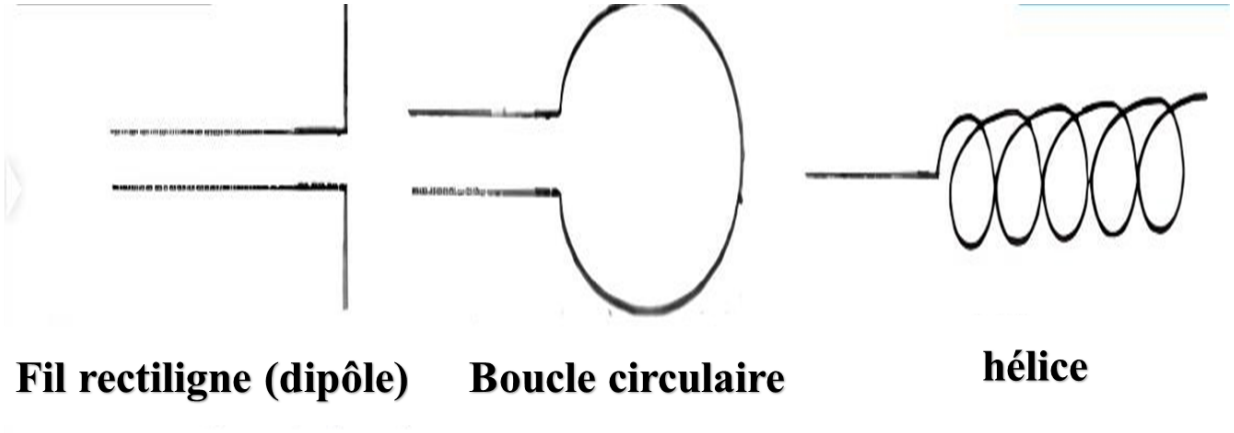


Figure (I.2) : Exemple d'Antenne filaires.

Antennes à ouverture : Les antennes à ouverture rayonnante sont plus récentes que les précédentes. Leur utilisation est motivée par l'émission à des fréquences plus élevées. Grâce à leur facilité d'installation, ces antennes sont très couramment utilisées dans le domaine de l'aviation. Elles peuvent être recouvertes d'un matériau diélectrique qui les protège contre les conditions environnementales aléatoires.

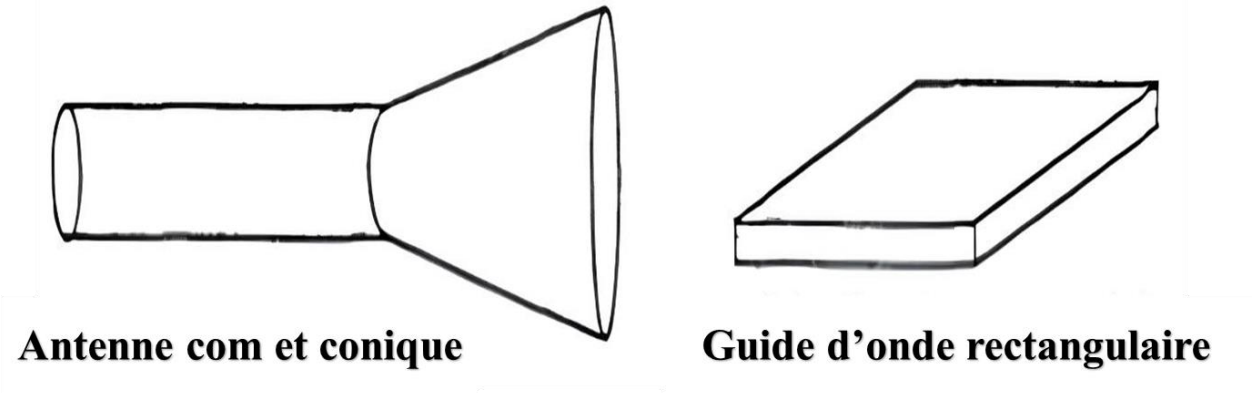


Figure (I.3) : Exemple d'Antenne à ouverture

Antennes réflectrices : Ces antennes se composent principalement d'une source d'éclairage et d'une surface réfléchissante. Elles trouvent leurs principales applications dans le domaine des communications spatiales, qui nécessitent des antennes capables de transmettre sur de très grandes distances, allant jusqu'à plusieurs millions de kilomètres. La forme la plus répandue de ce type d'antennes est le réflecteur parabolique.

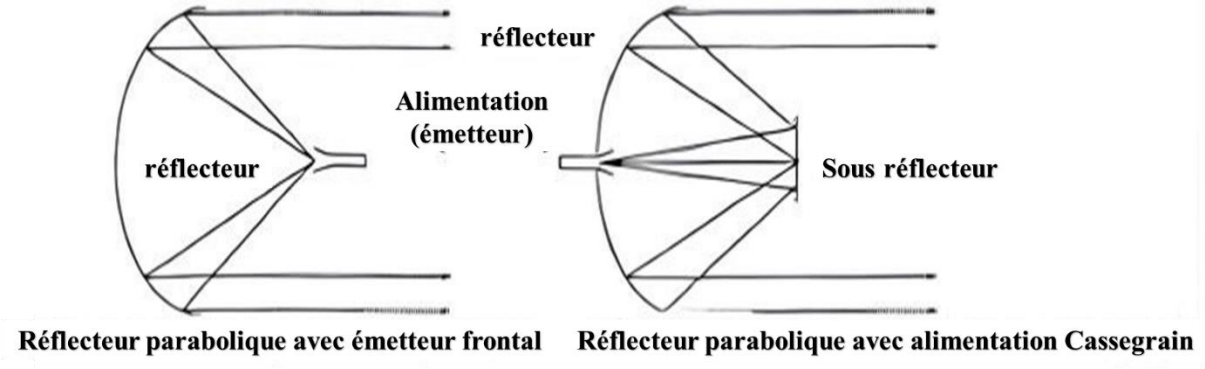


Figure (I.4) : Exemple d'Antenne à réflecteurs.

Antennes imprimées : L'antenne imprimée, ou plaquée, appelée aussi antenne patch est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents.

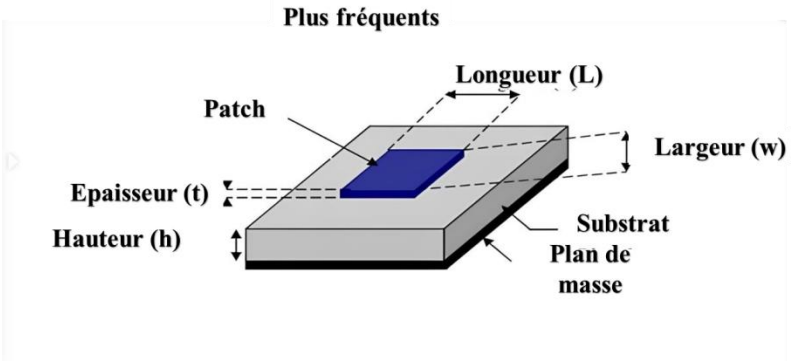


Figure (I.5) : Exemple d'Antenne imprimée.

I.2. Généralité sur les antennes imprimées

I.2. 1. Définition d'une antenne micro ruban

Une antenne micro-ruban est composée d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique. Elle comporte un ou plusieurs éléments rayonnants qui peuvent prendre des formes arbitraires, comme des formes rectangulaires, circulaires, elliptiques ou triangulaires (figures I.6 et I.7).[13]

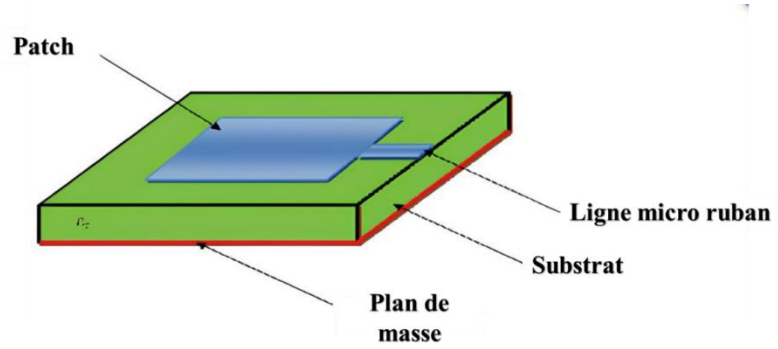


Figure (I.6) : Structure d'une antenne micro ruban.

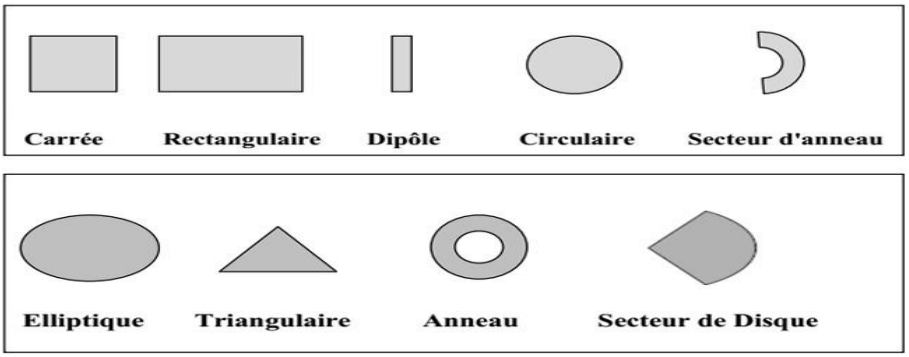


Figure (I.7) : Divers formes d'éléments rayonnants.

Les dimensions de l'antenne micro-ruban dépendent de la hauteur et de la permittivité du substrat, ainsi que de la fréquence de fonctionnement.

Les formes rectangulaires et circulaire sont les plus couramment utilisées, car elles sont plus faciles à réaliser.

a. Structure d'une antenne patch

Le patch rayonnant et le plan de masse sont généralement faits d'un matériau conducteur comme le cuivre ou l'or, qui ont une forte conductivité. Bien qu'ils puissent prendre n'importe quelle forme, on choisit souvent des formes régulières (carré, circulaire, etc.) pour simplifier l'analyse de la structure.

Le patch rayonnant et la ligne d'alimentation sont habituellement réalisés par photogravure sur le substrat (figures I.6).

b. Mécanisme de rayonnement

Les densités de courant engendrent une distribution des champs électriques, dans le mode fondamental [14].

La géométrie de l'antenne patch facilite la compréhension de son mécanisme de rayonnement. Lorsqu'elle est excitée par la ligne d'alimentation, une onde électromagnétique se propage le long de celle-ci jusqu'à atteindre l'élément rayonnant, qui est généralement plus large que la ligne d'alimentation. Cela entraîne l'établissement d'une distribution de charges sur et sous l'élément, ainsi qu'entre le plan de masse et le substrat. La figure I.8 illustre ce phénomène. Le cas présenté correspond au mode fondamental de l'antenne. Ces distributions, associées aux densités de courant, engendrent une distribution des champs électriques, représentée à la figure I.9 dans le mode fondamental [14].

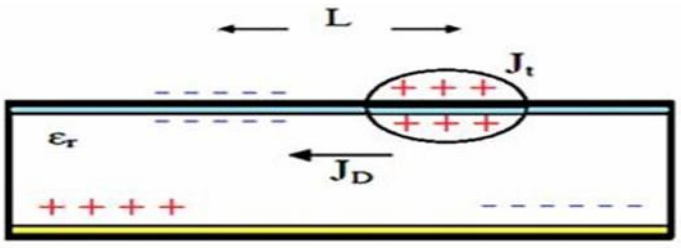


Figure (I.8) : Distribution de charge et de densité de courant.

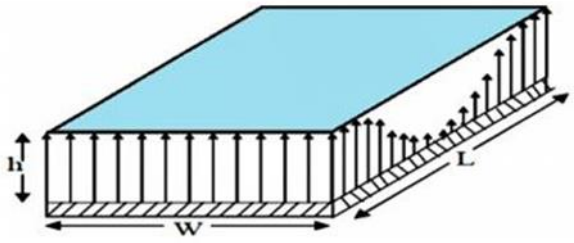


Figure (I.9) : Distribution du champ électrique vertical.

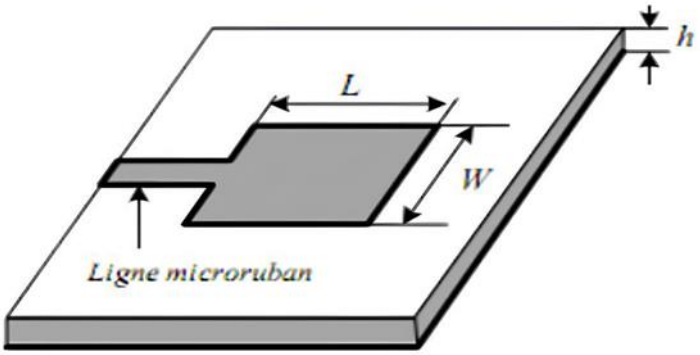
I.2. 2. Méthodes d'alimentation des antennes patch

Les techniques d'alimentation des antennes imprimées se divisent en deux grandes catégories :

- Alimentation par contact : Cela inclut les méthodes utilisant une sonde ou une ligne micro-ruban.
- Alimentation par proximité : Cela concerne le couplage électromagnétique, soit par ligne, soit par fente.

a. Alimentation par ligne micro-ruban

L'alimentation peut se faire par une connexion directe à l'aide d'une ligne micro-ruban, comme illustré dans la figure I.10. Cette ligne est généralement de 50Ω et est reliée au patch rayonnant de manière à ce que sa largeur soit inférieure à celle du patch. Cette méthode est simple à mettre en œuvre, facile à modéliser et permet une bonne adaptation d'impédance.



Figure(I.10) :Alimentationparlignemicro-ruban.

b. Alimentation par sonde coaxiale

Dans ce type d'alimentation, l'élément rayonnant est relié au conducteur intérieur du connecteur coaxial qui traverse le diélectrique. Le conducteur extérieur, quant à lui, est soudé directement au plan de masse, comme montré dans la figure 1.11.

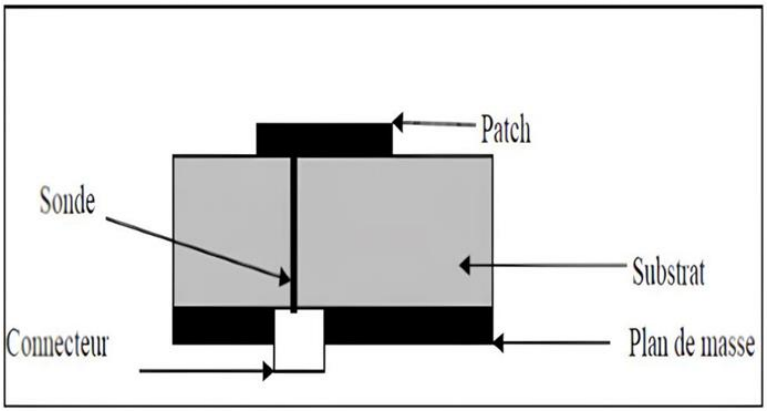


Figure (I.11) : Alimentation coaxiale.

c. Alimentation couplée par ouverture

Ce type d'alimentation, illustré dans la figure I.12, montre que l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont séparés par le plan de masse. L'élément rayonnant est gravé sur le dessus du substrat d'antenne (substrat 1), tandis que la ligne d'alimentation est gravée au bas du substrat d'alimentation (substrat 2). Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation se fait par une fente dans le plan de masse, centrée sous le patch.

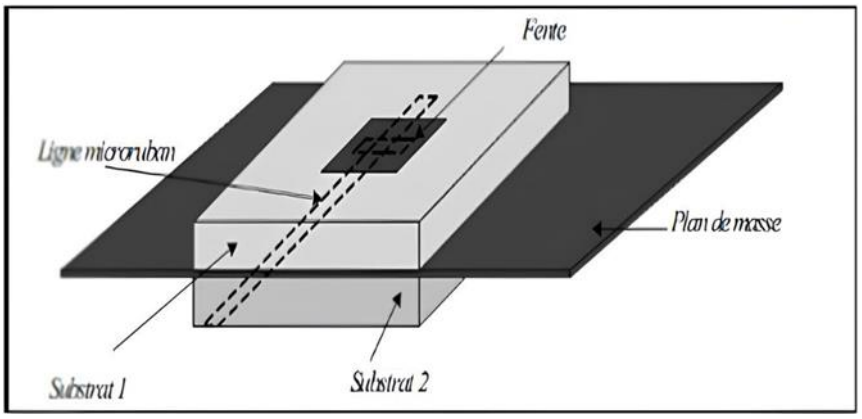


Figure (I.12) : Alimentation couplée par ouverture.

d. Alimentation couplée par proximité

Dans ce type d'alimentation, deux substrats diélectriques sont utilisés, avec la ligne d'alimentation placée entre eux et le patch de rayonnement sur le substrat supérieur, comme illustré dans la figure I.13, L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l'élimination du rayonnement parasite et l'obtention d'une bande passante plus large et cela par l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne.

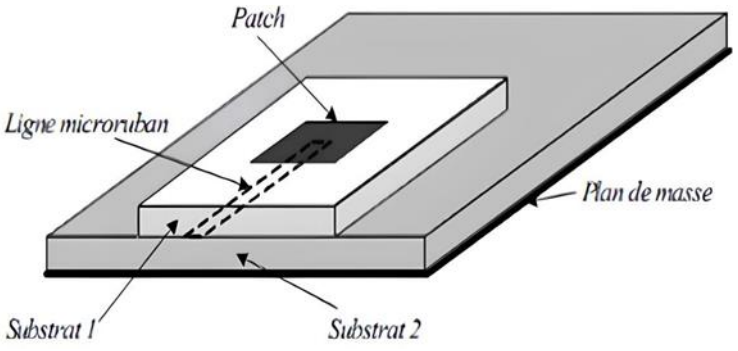


Figure (I.13) : Alimentation couplée par proximité.

I.2.3. Paramètres caractéristiques des antennes patch

- **Fréquence de résonance et bande passante**

La bande passante de l'antenne définit la gamme de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à un seuil arbitraire, généralement **correspondant** à une réflectivité inférieure à -10 dB. Toutefois, dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB, ce qui impose des contraintes spécifiques dans la conception des antennes, notamment pour les antennes mobiles. Par ailleurs, la fréquence de résonance représente la fréquence optimale pour l'antenne, c'est-à-dire celle pour le coefficient de réflexion est le plus faible. Il est également possible d'observer plusieurs minima, donc plusieurs fréquences de résonance, sur une bande passante donnée [15].

La bande passante est définie par la formule suivante [16] :

$$BP = \frac{F_{max} - F_{min}}{f_e} \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (I.1)$$

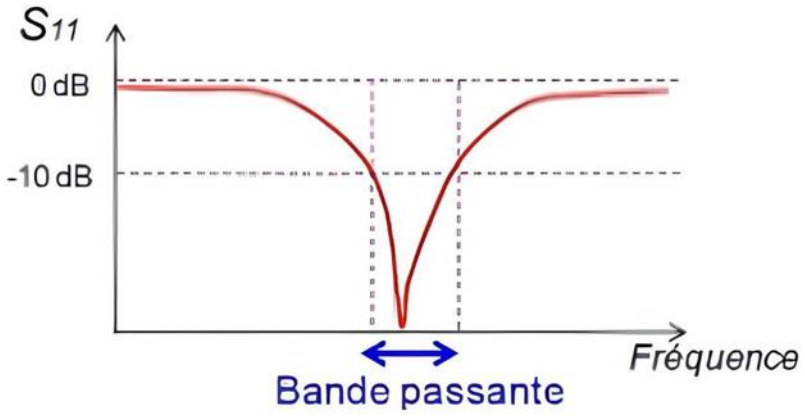


Figure (I.14) : Définition de la bande passante [17].

- **Gain**

Le gain d'une antenne est une mesure qui indique sa capacité à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction donnée par rapport à une antenne de référence, généralement une antenne isotrope.

Il tient compte à la fois :

- De la directivité de l'antenne ;
- Des pertes dues aux matériaux conducteurs et diélectriques.

Le gain est défini par :

$$G = \eta D \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (I.2)$$

Où :

- G : gain de l'antenne ;
- η: rendement (efficacité) de l'antenne ;
- D : directivité.

Le gain s'exprime généralement en **dBi** (décibels par rapport à une antenne isotrope).

La **directivité** caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer son rayonnement dans une direction particulière.

Contrairement au gain, elle ne tient pas compte des pertes de l'antenne. Elle dépend uniquement de la répartition spatiale de l'énergie rayonnée.

La directivité dans une direction (θ, φ) est définie par :

$$D(\theta,\varphi) = \frac{U(\theta,\varphi)}{Umoy} \quad \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (I.3)$$

Où :

- $U(\theta,\varphi)$ est l'intensité de rayonnement dans la direction considérée ;
- $Umoy$ est l'intensité de rayonnement moyenne d'une antenne isotrope.

➢ **Diagramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, le profil de rayonnement est déterminé dans la région du champ lointain et est représenté en fonction des coordonnées directionnelles. Les propriétés du rayonnement comprennent la densité de flux de puissance, l'intensité du rayonnement, l'intensité du champ, la directivité, la phase ou la polarisation. La propriété du rayonnement la plus importante est la distribution spatiale bidimensionnelle de l'énergie rayonnée en fonction de la position de l'observateur [10]. La représentation du diagramme illustre à la figure (I.5)

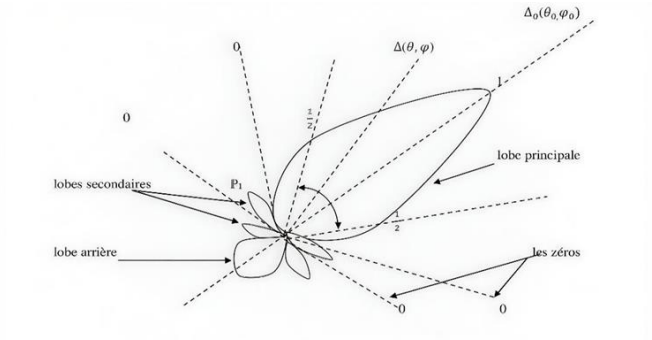


Figure (I.15) : exemple de diagramme de rayonnement.

➢ **Polarisation d'une antenne**

La polarisation d'une onde est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes [18]. L'onde électromagnétique peut être rayonnée de trois manières différentes : linéairement, circulairement et elliptiquement, comme le montre la figure (I.11) [19]. La polarisation de l'antenne est définie en fonction de la polarisation de l'onde électromagnétique. Les antennes polarisées linéairement peuvent être verticales ou horizontales [20].

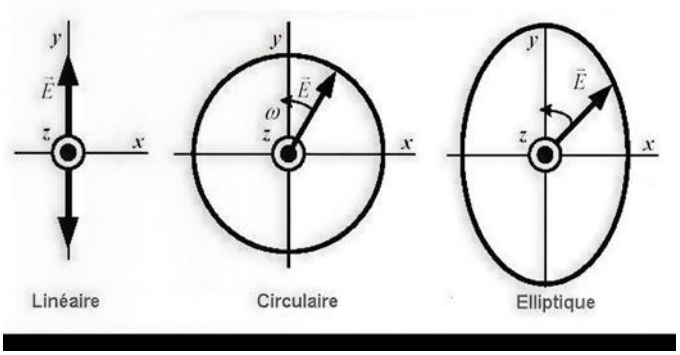


Figure (I.16) : Différentes types de polarisation d'une antenne [21].

➢ **Coefficient de réflexion**

Le coefficient de réflexion est défini par l'adaptation. Une meilleure adaptation permet de transférer un maximum de puissance entre la source d'alimentation et l'antenne. Le coefficient de réflexion, noté Γ ou S11, est le rapport entre la puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne et la puissance émise. Ce coefficient est directement lié à l'impédance caractéristique et à l'impédance d'entrée selon une relation spécifique.

$$\boldsymbol{\Gamma} = S_{11} = \frac{Z_{entrée} - Z_c}{Z_{entrée} + Z_c} \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (I.4)$$

$\boldsymbol{Z_{entrée}}$: Impédance d'entrée de l'antenne

$\boldsymbol{Z_c}$: Impédance caractéristique de la ligne

Pour : $\boldsymbol{Z_{entrée} = Z_c}$

$S_{11} = 0$, dans ce cas, il n'y a pas d'onde réfléchie, on parle de l'adaptation de l'impédance d'entrée à la ligne.

a. Taux d'onde stationnaire (TOS)

Le Taux d'Ondes Stationnaires (TOS) ou en anglais Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre la ligne de transmission et l'antenne [23]. Il représente le rapport entre la tension maximale et la tension minimale ou est donné en fonction du coefficient de réflexion Γ ou S_{11}, par la relation suivante :

$$TOS = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (I.5)$$

I.2.4. Avantages et limitations des antennes patch

- **Les avantages [22, 23]**
  - Faible poids
  - Facile à fabriquer
  - Antennes multi bandes et multi polarisations possibles
  - Possibilité d'être intégré dans des appareils électroniques transportables tels que : téléphone mobile, récepteur portable GPS et ordinateur personale PC
  - Simples, robustes et non encombrantes
  - Polarisation linéaire et circulaire possible
- **Les inconvénients [22, 23]**
  - Faible efficacité de rayonnement
  - Faible pureté de Polarisation
  - Faible gain et faible bande passante (1 à 5 %)
  - Effet de couplage du rayonnement de l'alimentation

II.3. Domaines d'applications des antennes patchs

Il existe différentes applications réussies démontrant la possibilité de cette transition [22] :

- Les systèmes GPS (Global Positioning System)
- Télévision et radio diffusion FM
- Les systèmes militaires de haute technologie, tels que : missiles, roquettes, fusées, avions et satellites…Polarisation linéaire et circulaire possible
- Les résonateurs spatiaux et radar embarq

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné les caractéristiques électriques et électromagnétiques des antennes de manière générale. Par la suite, nous avons présenté la technologie des antennes imprimées, en soulignant leurs avantages, leurs inconvénients et leurs principales applications. De plus, nous avons détaillé les techniques d'alimentation des éléments rayonnants et expliqué le mécanisme de rayonnement.

Chapitre 2 :Techniques de miniaturisation des antennes patch

Introduction

L'évolution rapide des communications sans fil a renforcé le besoin d'antennes compactes et performantes. Les antennes patch micro ruban sont largement utilisées grâce à leur faible profil et leur facilité d'intégration, mais leurs dimensions relativement importantes limitent leur emploi dans les systèmes à espace réduit. La miniaturisation de ces antennes constitue ainsi un enjeu majeur visant à réduire leur taille tout en préservant leurs performances électromagnétiques. Plusieurs techniques ont été développées à cet effet, notamment l'utilisation de substrats à forte permittivité, l'ajout de fentes ou de courts-circuits, ainsi que l'intégration de métamatériaux. Grâce à leurs propriétés électromagnétiques particulières, les métamatériaux offrent des solutions prometteuses pour concevoir des antennes plus compactes. Ce chapitre présente les principales méthodes de miniaturisation des antennes patch, avec un intérêt particulier pour les approches basées sur les métamatériaux et leurs applications dans les systèmes de communication modernes.

II.1. Relation entre la fréquence de résonance et les dimensions du patch

L'antenne patch micro ruban dans sa configuration rectangulaire la plus répandue est constituée d'un conducteur métallique de longueur Let de largeur W,imprimésurunsubstrat diélectrique d'épaisseur h et de permittivité relative ε_r, lui-même reposant sur un plan de masse conducteur. La fréquence de résonance du mode fondamentalTM_{10}, quicorrespond à la demi-longueur d'onde dans le diélectrique le long de la dimension L, est donnée par la relation suivante [24] :

$$f_0 = \frac{\mathrm{c}}{\left(2 \cdot \mathrm{L_{eff}} \cdot \sqrt{\varepsilon_{\mathrm{reff}}}\right)} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.1)$$

Où

c: désigne la célérité de la lumière dans le vide ($3 \times 10^8\ m/s$),

L_{eff}: représente la longueur effective du patch tenant compte des effets de franges aux bords rayonnants,

ε_{reff} : est la permittivité relative effective du substrat, définie comme la valeur de permittivité d'un milieu homogène équivalent au substrat diélectrique réel.

Cette expression montre clairement que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la longueur effective du patch et à la racine carrée de la permittivité effective [25].

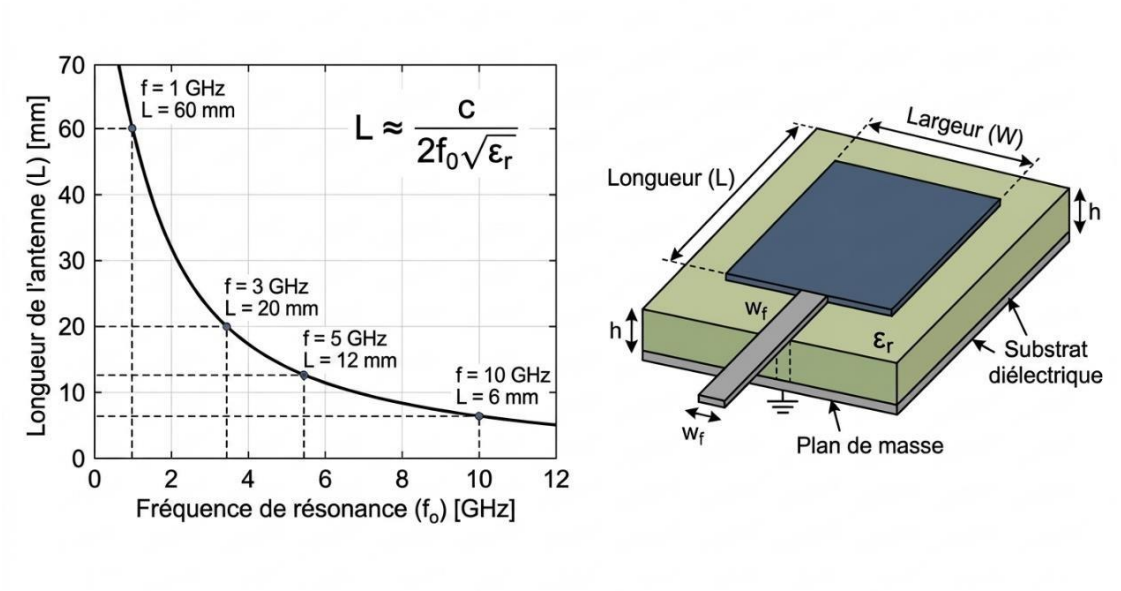


Figure (II.1) : Relation inverse entre la longueur de l'antenne(L)et la fréquence de résonance et un diagramme illustratif d'une antenne patch.

La permittivité effective ε_{reff} est inférieure à ε_r car une partie du champ électromagnétique se propage dans l'air au-dessus du substrat. Pour un patch rectangulaire de largeur W sur un substrat d'épaisseur h, Bahl et Trivedi ont proposé l'expression approchée suivante [26] :

$$\varepsilon_{reff} = \frac{(\varepsilon_r+1)}{2} + \frac{(\varepsilon_r-1)}{2} \times \frac{1+12 \cdot h}{W^{-\frac{1}{2}}} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.2)$$

Cette expression est valide pour $W/h > 1$. Elle met en évidence l'influence conjuguée des dimensions géométriques du patch et des paramètres du substrat sur la permittivité effective, et par conséquent sur la fréquence de résonance.

La longueur physique L du patch pour une résonance à la fréquence f_0 est approximativement égale à :

$$L \approx \frac{c}{\left(2 \cdot f^0 \cdot \sqrt{\varepsilon_{reff}}\right)} - 2\Delta L \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.3)$$

Où ΔL représente l'allongement effectif dû aux effets de franges à chacun des bords

rayonnants. Cette quantité est calculée par la formule de Hammerstad [27] :

$$\Delta L = 0.412 \times h \times \left[(\varepsilon_{reff} + 0.3) \times \frac{\left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258)} \times \left(\frac{w}{h} + 0.8\right) \right] \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.4)$$

Ces équations forment la base théorique de la miniaturisation : toute approche visant à diminuer la dimension physique L tout en maintenant une fréquence de résonance constante devra obligatoirement intervenir sur un ou plusieurs des paramètres présents dans ces formules soit en augmentant la permittivité effective, soit en étendant la longueur électrique effective de l'antenne.

II.2. Longueur électrique et longueur physique

La notion de longueur électrique est centrale dans la compréhension des mécanismes de miniaturisation des antennes. On distingue en effet la longueur physique, mesurable directement sur la structure réelle, de la longueur électrique, qui quantifie le déphasage subi par l'onde électromagnétique lors de sa propagation le long de la structure. Ces deux grandeurs sont reliées par la constante de phase β du mode de propagation considéré [28] :

$$\beta_{physique} \cdot L_{physique} = \beta_{electrique} \cdot L_{electrique} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.5)$$

Pourune ligne microrubanclassique, laconstantedephaseest :

$\beta = (2\pi/\lambda_0) \cdot \sqrt{\varepsilon_{reff}}$,Où$\lambda_0$est lalongueurd'ondedanslevide.

La condition de résonance impose que la longueur électrique soit égale à une demi-longueur d'onde à la fréquence de résonance :

$$L_{electrique} = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{((2 \times f_0 \times \sqrt{\varepsilon_{reff}}))} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.6)$$

Étant donné que la longueur électrique est proportionnelle à la constante de phase, toute augmentation de celle-ci se traduit par un accroissement de la longueur électrique pour une même dimension physique. Par conséquent, il devient possible de réduire la taille de l'antenne tout en conservant la fréquence de résonance souhaitée. Cette augmentation de la constante de phase peut être obtenue par le recours à des matériaux à forte permittivité ou par l'intégration de charges réactives. Ce mécanisme est à la base de la majorité des techniques de miniaturisation, qu'elles soient conventionnelles ou basées sur les métamatériaux [29].

Une manière simple d'interpréter ce phénomène consiste à considérer que les dimensions physiques de l'antenne sont directement liées à la longueur d'onde effective de propagation, définie par :$\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}}$. Ainsi, toute augmentation de la permittivité effective ε_{reff},

obtenue notamment par l'emploi d'un substrat à forte permittivité ou par l'intégration d'éléments inductifs et capacitifs distribués, entraîne une diminution de la longueur d'onde effective. Par conséquent, les dimensions physiques nécessaires pour satisfaire la condition de résonance sont réduites. Ce principe justifie l'intérêt des métamatériaux dans la miniaturisation des antennes, puisque ceux-ci permettent d'obtenir des valeurs effectives de permittivité ou de perméabilité particulièrement élevées, voire négatives, conduisant ainsi à des réductions de taille beaucoup plus importantes que celles obtenues avec les approches conventionnelles.

II.3. Effet des paramètres du substrat (ε_r et de l'épaisseur) sur la taille de l'antenne

Le substrat diélectrique joue un rôle déterminant dans les performances électromagnétiques de l'antenne patch et constitue un levier fondamental pour la miniaturisation.

Deux paramètres essentiels le caractérisent : la permittivité relative ε_r et l'épaisseur h. Leur influence sur la taille de l'antenne est distincte mais complémentaire [30].

L'augmentation de la permittivité relative du substrat est la voie la plus directe pour réduire les dimensions de l'antenne patch. En effet, d'après l'équation de la fréquence de résonance, la longueur physique L est inversement proportionnelle à $\sqrt{\varepsilon_{reff}}$. Ainsi, passer d'un substrat de permittivité $\varepsilon_r = 2.2$ $(comme\ le\ RT/Duroid\ 5880)$ à un substrat de permittivité ε_r =10.2 $(comme\ le\ RT/Duroid\ 6010)$ permet en théorie de réduire la longueur L d'un facteur $\sqrt{(10.2/2.2)} \approx 2.15$, soit une réduction de surface d'environ 78 % [31]. Cependant, cette approche n'est pas sans contrepartie : les substrats à haute permittivité favorisent les modes surfaciques (ondes de surface), réduisent l'efficacité de rayonnement et limitent la bande passante. De plus, l'angle de rayonnement principal peut être modifié, dégradant le diagramme de rayonnement [30].

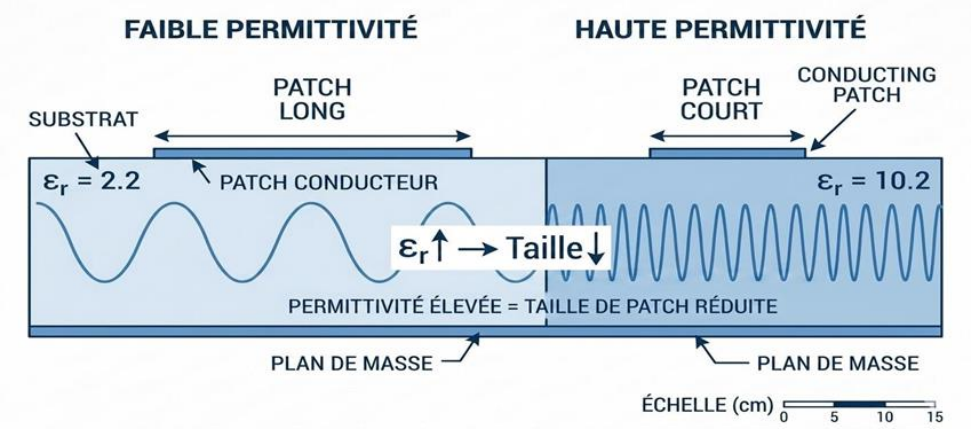


Figure (II.2) : Effet de la permittivité du substrat sur la taille d'une antenne patch.

L'épaisseur h du substrat influe quant à elle de manière plus nuancée. Un substrat épais augmente légèrement la permittivité effective et améliore la bande passante en augmentant l'énergie stockée dans le champ rayonné, mais il amplifie également les pertes par ondes de la surface et peut introduire des déphasages indésirables. La bande passante relative est approximativement proportionnelle, ce qui crée un compromis fondamental entre miniaturisation et bande passante [24,32]. La recherche de substrats combinant une permittivité élevée avec de faibles pertes (faible tangente de perte tan δ) est donc un enjeu important dans la conception d'antennes miniaturisées efficaces.

II.4. Techniques conventionnelles de miniaturisation

En dehors de l'utilisation de substrats à haute permittivité déjà évoquée, plusieurs techniques conventionnelles ont été développées pour réduire les dimensions physiques des antennes patch. Ces approches reposent sur des modifications géométriques ou électriques de la structure permettant d'augmenter la longueur électrique effective sans accroître les dimensions physiques. Nous présentons ci-après les principales de ces techniques.

II.4.1. Insertion de fentes résonantes

L'une des méthodes les plus efficaces et les plus largement utilisées consiste à introduire des fentes ou des encoches dans la surface rayonnante du patch. Ces discontinuités contraignent le courant de surface à emprunter des chemins plus longs, augmentant ainsi la longueur électrique effective sans modifier les dimensions extérieures de l'antenne [33]. Parmi les configurations les plus courantes, on trouve la fente en U, qui permet d'obtenir un comportement bi-bande ou large bande, la fente en L, particulièrement efficace pour déplacer la fréquence de résonance vers les basses fréquences, et la fente en E. Wong et al. ont montré que l'introduction d'une fente en U peut réduire la fréquence de résonance de 30 à 40% par rapport à un patch rectangulaire classique de mêmes dimensions [34].

Le principe physique sous-jacent peut être compris en termes de chemin parcouru par le courant de surface. En présence d'une fente, le courant est dévié et doit contourner l'obstacle, parcourant ainsi une distance effective supérieure à la longueur physique du patch. La condition de résonance, qui impose que cette distance effective soit égale à une demi-longueur d'onde, est donc satisfaite à une fréquence plus basse que celle obtenue sans la fente. La conception optimale des fentes nécessite généralement le recours à des outils de simulation électromagnétique en raison de la complexité des interactions entre le courant de surface et les discontinuités introduites.

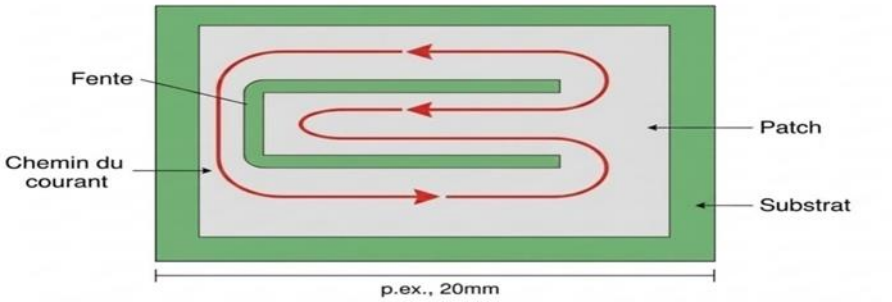


Figure (II.3) : Représentation schématique bidimensionnelle des lignes de courant dans un patch à fente.

II.4.2. Technique de court-circuit (Short-Circuit Patch ou quart d'onde)

La technique du patch à court-circuit, ou Planar Inverted-F Antenna (PIFA) dans sa version miniaturisée, consiste à connecter le patch au plan de masse par un ou plusieurs conducteurs courts-circuits (vias métalliques). En présence d'un court-circuit sur un bord, la condition aux limites impose que le champ électrique y soit nul, ce qui réduit de moitié la longueur physique nécessaire à la résonance. On obtient ainsi une antenne quarte d'onde dont la longueur est approximativement $L \approx \lambda/(4\sqrt{\varepsilon reff})$, soit une réduction de 50 % par rapport au patch demi-onde classique [35].

$$L_{PIFA} \approx \frac{c}{\left(4 \cdot f^{0} \cdot \sqrt{\varepsilon reff}\right)} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.7)$$

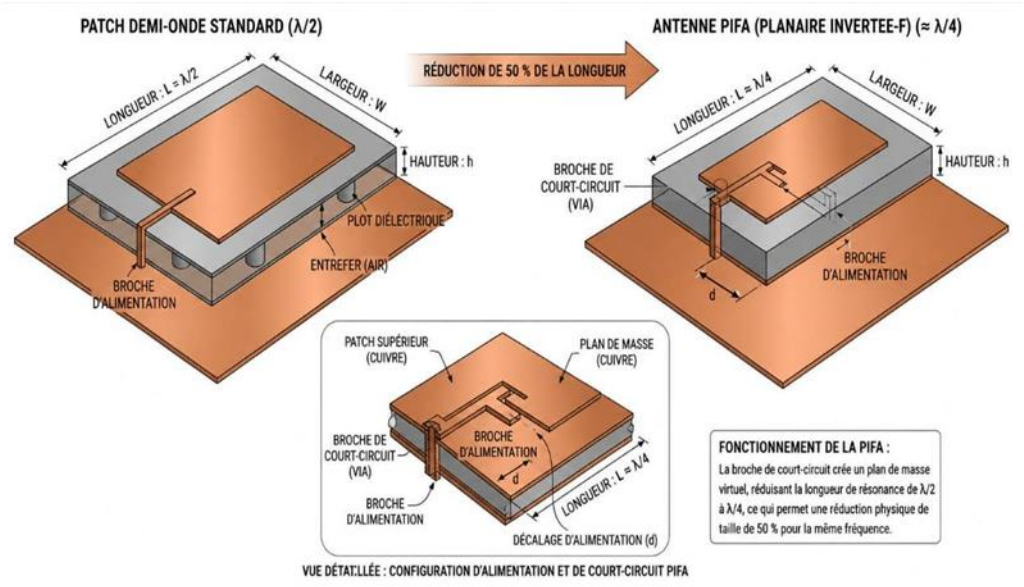


Figure (II.4) : Comparaison structurelle entre une antenne PIFA et un patch classique.

La PIFA est aujourd'hui l'une des antennes les plus utilisées dans les terminaux mobiles en raison de sa compacité et de sa compatibilité avec les plans de masse de taille finie. Son comportement peut être modélisé par un résonateur en court-circuit dont l'impédance d'entrée

varie en fonction de la position du point d'alimentation et du nombre de vias. L'ajout de fentes dans la surface du patch PIFA permet d'obtenir des fonctionnements multibandes [36].

II.5. Chargement par éléments localisés réactifs

Une autre approche consiste à charger le patch avec des éléments réactifs localisés (inductances ou capacités), placés stratégiquement sur la surface rayonnante ou entre le patch et le plan de masse. Ces éléments modifient la répartition des courants et des charges, ralentissant effectivement la vitesse de phase de l'onde et permettant une résonance à des fréquences plus basses. Cette technique est proche dans son principe de celle des lignes de transmission à ondes lentes (slow-wave), bien connue en microélectronique [37].

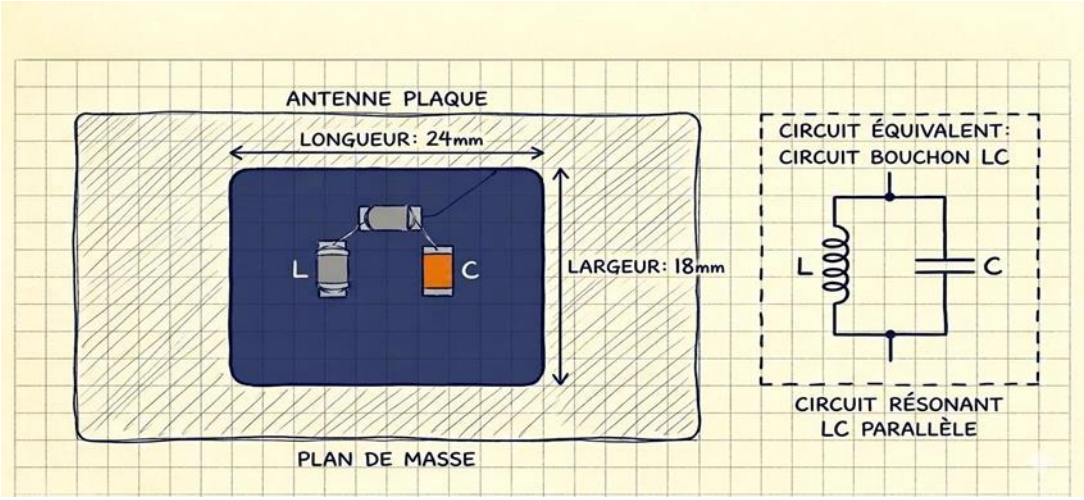


Figure (II.5) : Schéma d'une antenne microruban et son circuit LC équivalent.

Les capacités de chargement peuvent être réalisées par des condensateurs discrets (composants montés en surface, CMS) ou par des gaps capacitifs gravés dans le conducteur. Les inductances sont généralement réalisées par des vias (des trous métallisés dans le substrat) ou des boucles conductrices. Iskander et al. ont démontré qu'un chargement capacitif distribué peut réduire la fréquence de résonance d'un patch d'un facteur 3 à 5 selon la valeur des capacités utilisées [38]. L'inconvénient principal de cette approche est la réduction de la bande passante ainsi que sa sensibilité aux tolérances de fabrication des composants discrets.

II.6. Structures à haute impédance de surface (HIS) et plans de masse artificiels

Les structures à haute impédance de surface (High Impedance Surfaces, HIS), également connues sous le nom de surfaces en forme de champignon (mushroom-like surfaces), constituent une classe de surfaces périodiques structurées qui présentent une impédance de surface très élevée dans une bande de fréquence déterminée. Dans cette bande, dite bande de

gap d'onde de surface (Surface Wave Band Gap), la propagation des ondes de surface est interdite, ce qui réduit les couplages indésirables et améliore l'efficacité de rayonnement. De plus, ces surfaces agissent comme des plans de masse de haute impédance qui réfléchissent les ondes électromagnétiques sans déphasage (contrairement à un plan de masse conducteur parfait qui introduit un déphasage de 180°), permettant de placer l'antenne au ras du plan de masse et donc de réduire la hauteur totale de la structure [39].

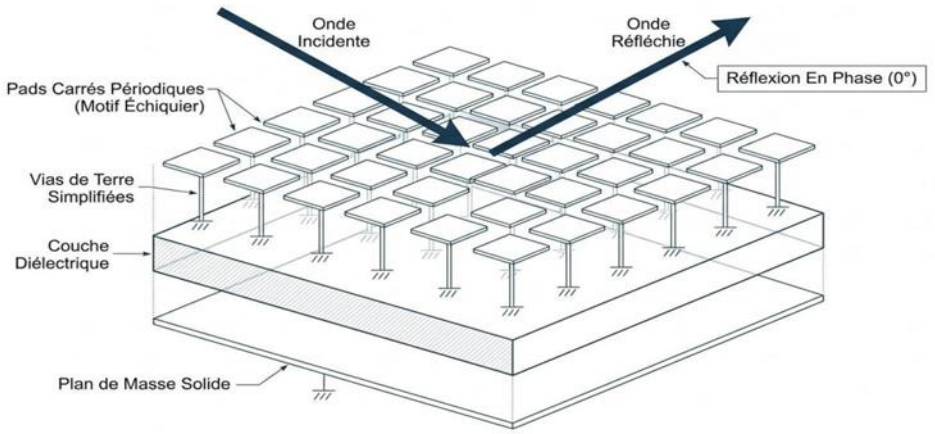


Figure (II.6) : Schéma d'une antenne microruban et son circuit LC équivalent.

Ces structures trouvent une application directe dans la miniaturisation des antennes PIFA et des antennes patch à très faible profil. En remplaçant le plan de masse classique par une structure HIS, on peut réduire la hauteur de l'antenne tout en maintenant un bon niveau de rayonnement. Les premières démonstrations expérimentales de ce principe par Sievenpiper et al. ont montré une réduction de la hauteur totale de l'antenne d'environ 50 % par rapport à une configuration conventionnelle [40].

II.7. Utilisation de substrats composites et de matériaux à haute permittivité

La recherche de substrats céramiques présentant des permittivités relatives très élevées ($\varepsilon r \approx 20$ à $\varepsilon r > 100$) combinées à de faibles pertes diélectriques constitue une voie active de miniaturisation. Des céramiques comme $BaTiO_3$ ($\varepsilon r \approx 1200$ à température ambiante) ou des composites céramique-polymère permettent des réductions de taille très significatives.

Cependant, les pertes diélectriques élevées associées à ces matériaux limitent l'efficacité de rayonnement de l'antenne, ce qui impose une optimisation soigneuse du compromis entre compacité et efficacité [41].

L'épaisseur h du substrat influe quant à elle de manière plus nuancée. L'augmentation de

l'épaisseur du substrat entraîne une légère hausse de la permittivité effective et contribue à l'élargissement de la bande passante en diminuant le facteur de qualité du résonateur et en renforçant le rayonnement associé aux champs de frange, mais il amplifie également les pertes par ondes de surface et peut introduire des déphasages indésirables. La bande passante relative est approximativement proportionnelle à $h/\lambda_0 \cdot (\varepsilon r)^{-3/2}$, ce qui crée un compromis fondamental entre miniaturisation et bande passante [24,32]. La recherche de substrats combinant une permittivité élevée avec de faibles pertes (faible tangente de perte tan δ) est donc un enjeu important dans la conception d'antennes miniaturisées efficaces.

II.8. Technique de court-circuit (Short-Circuit Patch ou quart d'onde)

La technique de court-circuit constitue l'une des méthodes les plus efficaces pour réduire les dimensions des antennes patch tout en conservant des performances de rayonnement acceptables. Son principe repose sur l'introduction d'une liaison conductrice, généralement réalisée à l'aide d'un via métallisé ou d'une paroi conductrice, entre le patch rayonnant et le plan de masse. Cette connexion modifie les conditions aux limites du résonateur et transforme le fonctionnement de l'antenne d'un mode demi-onde à un mode quart d'onde. Ainsi, la longueur physique nécessaire à la résonance est approximativement divisée par deux, ce qui permet une réduction significative de la taille de l'antenne. Cette approche est largement exploitée dans les antennes de type Planar Inverted-F Antenna (PIFA), très utilisées dans les systèmes de communications mobiles en raison de leur faible encombrement, de leur facilité d'intégration et de leur compatibilité avec les dispositifs portables. Toutefois, la miniaturisation obtenue par court-circuit s'accompagne généralement d'une diminution de la bande passante et peut nécessiter une optimisation du point d'alimentation ainsi que de la position des éléments de court-circuit afin de préserver de bonnes performances électromagnétiques.

II.9. Miniaturisation par métamatériaux

II.9.1. Concept des métamatériaux appliqué aux antennes

Définition des métamatériaux

Le terme « métamatériau » (du grec meta, signifiant « au-delà ») désigne une classe de matériaux artificiels dont les propriétés électromagnétiques macroscopiques sont déterminées non pas par leur composition chimique, mais par leur architecture géométrique interne, structurée à une échelle significativement inférieure à la longueur d'onde de fonctionnement. Cette structuration sub-longueur d'onde permet de conférer à ces matériaux des propriétés électromagnétiques qui ne sont pas observées dans les matériaux naturels, telles que la

permittivité effective négative, la perméabilité effective négative, ou encore des valeurs proches de zéro pour ces paramètres [42].

Le concept de milieux à indice de réfraction négatif a été théorisé pour la première fois par Veselago en 1968 [43], qui a prédit l'existence de milieux dans lesquels la permittivité ε et la perméabilité μ sont simultanément négatives, conduisant à un indice de réfraction négatif et à une propagation de l'onde en sens inverse par rapport à la direction du vecteur de Poynting. Ces milieux sont restés purement théoriques jusqu'à ce que Pendry et al. proposent, en 1996, des structures filaires métalliques périodiques pour produire une permittivité effective négative [44], puis, en 1999 des résonateurs à boucle fendue (Split-Ring Resonators, SRR) pour produire une perméabilité effective négative [45].

En 2001, Smith et al. réalisèrent la première démonstration expérimentale d'un milieu à double indice négatif (Double Negative Medium, DNG) en combinant ces deux structures [46].

- **Propriétés électromagnétiques :**
  - **Perméabilité et permittivité effectives :**

Les propriétés électromagnétiques d'un métamatériau sont décrites par ses paramètres constitutifs effectifs : la permittivité relative effective $\varepsilon_{eff}(\omega)$ et la perméabilité relative effective $\mu_{eff}(\omega)$. Ces grandeurs sont définies à l'échelle macroscopique, en assimilant le métamatériau à un milieu homogène équivalent dont les constantes matérielles seraient ε_{eff} et μ_{eff}. Cette homogénéisation est valide tant que la période de la structure est très inférieure à la longueur d'onde dans le matériau, condition exprimée par la relation $a << \lambda$, où a est la période du réseau et λ la longueur d'onde de fonctionnement [47]. Pour les structures filaires (wire media), la permittivité effective suit un modèle de type plasma de Drude :

$$\mu_{eff}(\omega) = \frac{1 - \omega_p^2}{\omega^2} \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (II.8)$$

Où$\omega_p$est la fréquence de plasma du réseau, déterminée par la géométrie et l'espacement des fils conducteurs. Cette expression montre queε_{eff} est négative pour $\omega < \omega p$, ce quicorrespondàuncomportement à permittivité négative (ENG, Epsilon Negative).

Pour les résonateurs SRR, la perméabilité effective suit un modèle de type Lorentz :

$$\mu_{eff}(\omega) = \frac{1 - F\omega^2}{(\omega^2 - \omega_0^2 + j\Gamma\omega)} \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (II.9)$$

où F est un facteur de remplissage, ω_0 est la fréquence de résonance du SRR et Γ est un facteur d'amortissement représentant les pertes. La perméabilité est négative dans la bande $[\omega_0, \omega p_\mu]$, où ωp_μ est la fréquence de plasma magnétique [48]. La combinaison d'un réseau

filaire et de SRR produit un matériau à double indice négatif (DNG) dans lequel $\varepsilon_{eff} < 0 \; et \; \mu_{eff} < 0$ simultanément.

L'indice de réfraction effectif n est défini par la relation $n = \pm\sqrt{(\varepsilon_{eff} \times \mu_{eff})}$, et dans le cas DNG, il prend une valeur réelle négative. Le signe moins est choisi pour assurer la causalité et la passivité du milieu, conformément aux relations de Kramers-Kronig [49]. Cette propriété fondamentale est à l'origine des phénomènes remarquables observés dans les métamatériaux, notamment la réfraction négative, l'effet de lentille parfaite et la propagation en modes rétrogrades.

- **Influence sur la propagation des ondes**

Dans un métamatériau à double indice négatif, la propagation des ondes électromagnétiques présente des caractéristiques fondamentalement différentes de celles observées dans les milieux conventionnels. Le vecteur d'onde k, le champ électrique E et le champ magnétique H forment un trièdre gauche (main gauche), contrairement aux milieux conventionnels où ils forment un trièdre droit. Cette propriété a conduit à nommer ces milieux « milieux à main-gauche » ($Left - Handed\ Media, LHM$) [50]. En conséquence, le vecteur de Poynting $S = E \times H$ et le vecteur d'onde k sont antiparallèles, ce qui signifie que l'énergie se propage en sens inverse de la phase.

Les métamatériaux permettent également de réaliser des milieux à « epsilon négatif » (ENG) ou à « mu négatif » (MNG), dans lesquels l'un des paramètres constitutifs s'annule. Ces configurations présentent des propriétés de transmission très particulières et sont exploitées dans des structures d'antennes à haute directivité ou à faible profil. L'indice de réfraction nul ($n \approx 0$) produit une onde dont la longueur d'onde effective tend vers l'infini, permettant des configurations de rayonnement quasi-uniformes sur de grandes surfaces [51]. Enfin, les structures périodiques bidimensionnelles dérivées des métamatériaux, comme les High Impedance Surfaces (HIS) et les Frequency Selective Surfaces (FSS) exhibent des propriétés de gap de bande interdite photonique (Photonic Band Gap, PBG) qui influencent fortement la propagation des ondes de surface.

- **Augmentation de la longueur électrique**

Le mécanisme fondamental par lequel les métamatériaux permettent la miniaturisation des antennes patch repose sur l'augmentation de la longueur électrique effective de la structure.

Comme il a été établi précédemment, la résonance d'une antenne patch est conditionnée par l'égalité entre la longueur électrique et une demi-longueur d'onde dans le milieu de propagation effectif. En intégrant des éléments de type métamatériau qui modifient localement

la constante de phase β, on peut accroître significativement la longueur électrique sans modifier les dimensions physiques de l'antenne [52].

Lorsqu'une cellule de métamatériau à main-gauche (CRLH, Composite Right/Left-Handed) est intégrée dans un résonateur, la constante de propagation β de la ligne résultante est donnée par la relation de dispersion de la ligne CRLH :

$$\beta(\omega) = \pm\sqrt{\left[\left(\omega \cdot LR - \frac{1}{\omega \cdot CR}\right)\cdot\left(\omega \cdot LL - \frac{1}{\omega \cdot CL}\right)^{-1}\right]} \cdot (-1)^{\frac{1}{2}} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (II.10)$$

où LR et CR représentent les inductances et capacités de la ligne droite conventionnelle, et LL et CL les éléments main-gauche (inductance de chargement et capacité de chargement). Près de la fréquence de résonance main-gauche $\omega_0_LH = 1/\sqrt{(LL.CL)}$, la constante de phase β peut prendre des valeurs très élevées à des fréquences relativement basses, ce qui correspond à une longueur électrique élevée pour une longueur physique donnée [53].

➢ **Résonances LC artificielles**

Les éléments de métamatériaux intégrés dans les antennes patch introduisent des résonances LC artificielles qui s'ajoutent aux modes de résonance naturels du patch. Ces résonances supplémentaires permettent d'exciter l'antenne à des fréquences inférieures à la fréquence de résonance fondamentale du patch non chargé, sans modifier ses dimensions physiques [54]. Ce phénomène peut être compris comme un chargement réactif distribué qui ralentit la vitesse de phase de l'onde de courant sur le patch, créant un effet similaire à une augmentation de la longueur électrique.

Chaque cellule élémentaire de métamatériau peut être modélisée par un circuit LC résonant. Lorsque plusieurs cellules sont disposées périodiquement sur le patch, leurs résonances collectives créent des bandes où la constante de phase est très élevée. Dans la bande **à main gauche** (LH), située en dessous de la fréquence de transition, la constante de phase est négative ($\beta < 0$), tandis que dans la bande **à main droite** (RH), située au-dessus de cette fréquence, elle devient positive ($\beta > 0$). À la transition entre ces deux bandes, $\beta \approx 0$, ce qui correspond au mode d'ordre zéro ($Zeroth - Order\ Resonance,\ ZOR$).

➢ **Déplacement de la fréquence de résonance vers des fréquences plus basses**

L'exploitation des résonances de mode zéro (ZOR) est particulièrement intéressante pour la miniaturisation. Dans ce mode, la condition de résonance ne dépend plus des dimensions physiques du résonateur, mais uniquement de la fréquence de transition de la structure CRLH, qui est déterminée par les valeurs des éléments LC des cellules. La fréquence de résonance du

mode ZOR est donnée par :

$$f_{ZOR} = \frac{1}{\left(2\pi \cdot \sqrt{LL \cdot CL}\right)} \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (II.11)$$

Cette propriété fondamentale permet de concevoir des résonateurs (et donc des antennes) dont la fréquence de résonance est complètement indépendante de la taille physique de la structure. En ajustant les valeurs de LL et de CL, par exemple, en modifiant les dimensions des cellules de métamatériau on peut déplacer la fréquence de résonance vers des valeurs arbitrairement basses sans augmenter les dimensions physiques de l'antenne [55]. Caloz et Itoh ont démontré que ce mécanisme permet des réductions de taille d'un facteur de 5 à 10 par rapport aux antennes conventionnelles équivalentes [56].

➢ **Réduction de la taille physique**

La réduction effective de la taille physique de l'antenne est le résultat direct de la combinaison des mécanismes précédents. En termes quantitatifs, le facteur de miniaturisation MF, défini comme le rapport entre les dimensions caractéristiques du patch conventionnel et celle du patch chargé par des métamatériaux, est relié à la constante de phase effective par :

$$\mathrm{MF} = \frac{\mathrm{Lconventionnel}}{\mathrm{LMTM}} = \frac{\beta\mathrm{MTM}}{\beta^0} \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots (\mathrm{II}.12)$$

Où β_0 est la constante de phase du patch conventionnel et β_{MTM} est la constante de phase effective du patch chargé par les métamatériaux. Des facteurs de miniaturisation de l'ordre de 3 à 15 ont été rapportés dans la littérature, selon le type de structure de métamatériau utilisée et le niveau de chargement réactif introduit [57]. Cette réduction s'accompagne inévitablement d'une diminution de la bande passante, conformément au principe de Chu-Harrington qui impose une limite inférieure fondamentale sur le produit de la bande passante et du facteur de qualité Q pour toute antenne de taille donnée [58].

II.9.2. Structures de métamatériaux utilisées dans les antennes patch

Plusieurs types de structures de métamatériaux ont été proposés et étudiés pour leur intégration dans les antennes patch. Chacune présente des avantages et des inconvénients spécifiques en termes de complexité de fabrication, de facteur de miniaturisation et d'impact sur les performances de rayonnement.

Les résonateurs en boucle fendue (Split-Ring Resonators, SRR) constituent les structures de métamatériaux les plus étudiées. Introduits par Pendry et al. [45], ils se présentent sous la forme de deux anneaux conducteurs coplanaires, séparés par une fente décalée, formant un résonateur LC dont les dimensions sont très inférieures à la longueur d'onde de résonance (structure sous-longueur d'onde).

. Un SRR typique de diamètre d résonne à une fréquence $f_0 \approx c/(2\pi \cdot d \cdot \sqrt{\varepsilon r})$, qui peut être plusieurs fois inférieure à la fréquence correspondant au diamètre d utilisé comme antenne conventionnelle. En intégrant des SRR dans le patch ou dans le substrat, on peut abaisser la fréquence de résonance de l'antenne d'un facteur de 2 à 5 selon le nombre de résonateurs et leur couplage [59].

Les lignes de transmission composites à main-droite/ à main-gauche (CRLH, Composite Right/Left-Handed Transmission Lines) constituent une autre classe de structures particulièrement efficaces pour la miniaturisation. Proposées par Caloz et Itoh [60] ainsi que par Eleftheriades et al. [61], elles combinent les propriétés des lignes de transmission classiques (à main-droite, droite) avec celles des lignes main-gauche synthétiques réalisées par des capacités en série et des inductances en dérivation (shunt). Ces structures sont très flexibles car leurs propriétés peuvent être contrôlées indépendamment sur une large plage de fréquences en ajustant les valeurs des éléments LC.

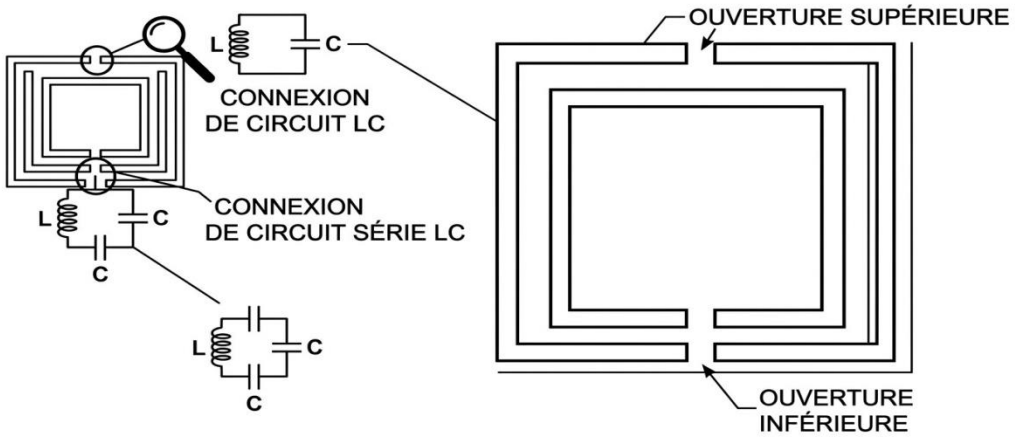


Figure (II.7) : Modélisation et principe de fonctionnement de l'antenne SRR.

Les résonateurs spiraux et les résonateurs à fils (wire media) sont également utilisés pour produire une permittivité effective négative ou une perméabilité effective élevée dans des antennes miniaturisées. Les structures de type mushroom (champignon), initialement proposées comme surfaces à haute impédance [40], sont utilisées comme plans de masse artificiels qui permettent de réduire la hauteur de l'antenne patch. Enfin, les structures de type CSRR (Complementary Split-Ring Resonators), duales des SRR, sont gravées dans le plan de masse et produisent une permittivité effective négative en dessous de leur fréquence de résonance [62].

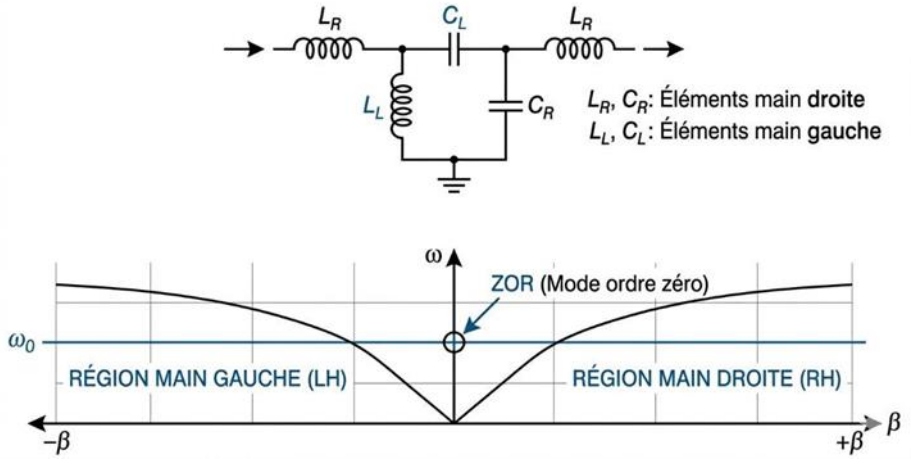


Figure (II. 8) : Unité cellulaire de ligne de transmission CRLH.

II.9.3. Méthodes d'intégration des métamatériaux dans les antennes patch

- **Métamatériaux gravés dans le patch**

L'intégration de structures de métamatériaux directement dans le conducteur du patch est l'approche la plus simple d'un point de vue technologique, car elle ne nécessite pas de modification du substrat ou du plan de masse. Les SRR ou CSRR sont gravés (etching) dans la surface métallique du patch, créant des discontinuités qui modifient localement la répartition des courants de surface. Ces discontinuités introduisent des éléments réactifs distribués (inductances et capacités) qui chargent le patch et abaissent sa fréquence de résonance [63] Baena et al. [64] ont montré que l'insertion de CSRR dans le patch crée un mode de résonance supplémentaire à une fréquence bien inférieure à la fréquence fondamentale du patch non chargé. La fréquence de ce mode est déterminée par les dimensions des CSRR et peut être ajustée indépendamment des dimensions globales du patch. Cette propriété est exploitée pour réaliser des antennes patch compactes fonctionnant en bi-bande, avec une bande basse associée aux résonances des métamatériaux et une bande haute correspondant à la résonance fondamentale du patch. Des réductions de surface de l'ordre de 50 % à 70 % ont été démontrées avec cette approche.

- **Métamatériaux dans le substrat**

L'intégration de structures de métamatériaux dans le volume du substrat constitue une approche plus complexe, mais potentiellement plus efficace. Elle consiste à réaliser le substrat sous la forme d'un empilement de couches diélectriques entre lesquelles sont intercalées des

structures conductrices périodiques (SRR, structures spirales, etc.). Ce substrat composite présente des paramètres effectifs ε_{eff} et μ_{eff} qui peuvent être très différents des propriétés intrinsèques des matériaux diélectriques utilisés [65].

Ziolkowski et Kipple [66] ont démontré que l'utilisation d'un substrat contenant des résonateurs en boucle fendue permet d'augmenter la perméabilité effective du substrat dans la bande de résonance, ce qui équivaut à une augmentation de l'indice de réfraction effectif $\sqrt{(\varepsilon_{eff} \cdot \mu_{eff})}$ et donc à une réduction de la longueur d'onde dans le substrat. Ce mécanisme est analogue à l'utilisation d'un substrat à haute permittivité, mais il permet de contrôler indépendamment εeff et μeff et d'obtenir des compromis optimaux entre miniaturisation et efficacité de rayonnement. La fabrication de tels substrats reste cependant délicate et coûteuse, car elle nécessite des procédés de dépôt multicouches précis.

- **Métamatériaux dans le plan de masse**

L'intégration de structures périodiques dans le plan de masse est une approche particulièrement attractive car elle ne modifie pas directement le patch rayonnant et permet donc de conserver, dans une large mesure, les propriétés de rayonnement de l'antenne d'origine. Les CSRR gravés dans le plan de masse (ground plane) créent une permittivité effective négative dans la bande de résonance, ce qui réduit la propagation des ondes dans le plan de masse et modifie les conditions aux limites imposées au patch [67].

Les surfaces à haute impédance (HIS), déjà évoquées dans le contexte des techniques conventionnelles, constituent l'application la plus répandue des métamatériaux dans le plan de masse des antennes patch. En remplaçant le plan de masse conducteur parfait (PEC) par une surface HIS, l'antenne peut être placée très près du plan de masse ($h << \lambda_0$) sans subir de court-circuit électromagnétique, ce qui n'est pas possible avec un plan de masse conventionnel [40].

Cette propriété est due au fait que la surface HIS se comporte comme un mur magnétique artificiel (Artificial Magnetic Conductor, AMC) dans sa bande de fonctionnement, produisant une réflexion en phase (0°) au lieu de la réflexion en opposition de phase (180°) d'un conducteur parfait.

.

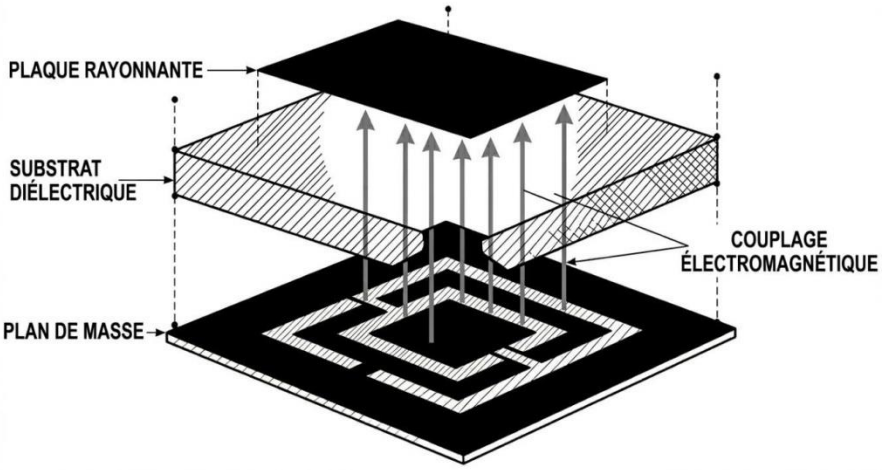


Figure (II. 9) : Couplage électromagnétique dans une antenne patch multicouche.

➢ **Structures périodiques**

Les structures périodiques bidimensionnelles, également appelées surfaces sélectives en fréquence (Frequency Selective Surfaces, FSS) ou cristaux électromagnétiques bidimensionnels **(Electromagnetic Band Gap bidimensionnel,** EBG), constituent une catégorie à part entière de métamatériaux planaires. Insérées entre le patch et le plan de masse, ou utilisées comme plan de masse lui-même, elles peuvent créer des bandes interdites pour les ondes de surface dans des gammes de fréquences définies par leur géométrie périodique [68].

L'utilisation de structures EBG comme substrat ou comme plan de masse permet à la fois de supprimer les modes surfaciques indésirables et d'augmenter l'impédance effective du substrat, contribuant à la fois à la miniaturisation et à l'amélioration de l'efficacité de rayonnement. Des structures EBG à géométrie fractale (courbes de Hilbert, fractales de Koch) permettent d'obtenir des bandes interdites à des fréquences plus basses pour des dimensions données, exploitant ainsi le principe d'augmentation de la longueur électrique par la complexification géométrique [69].

II.9.4. Effets des métamatériaux sur les performances de l'antenne

➢ **Réduction de taille**

L'effet le plus direct et le plus recherché de l'intégration de métamatériaux dans les antennes patch est évidemment la réduction de taille. Les facteurs de miniaturisation rapportés dans la littérature varient considérablement selon le type de structure et le niveau d'optimisation.

Ainsi, Lee et al. [70] ont démontré une réduction de la surface du patch d'un facteur de 6.25 (79 % de réduction) en utilisant des cellules CRLH, tout en maintenant une adaptation d'impédance satisfaisante ($|S11| < -10\,dB$). Burokur et al. [71] ont rapporté une réduction

d'un facteur de 7.5 grâce à l'utilisation de SRR couplés magnétiquement dans le substrat. Ces résultats montrent que les métamatériaux permettent des réductions de taille bien supérieures à celles accessibles par les techniques conventionnelles.

Il convient de noter que la réduction de taille est toujours accompagnée d'une diminution du facteur de qualité de rayonnement, ce qui se traduit par une réduction de la bande passante et une augmentation des pertes par effet Joule dans les éléments métalliques des structures de métamatériaux. Le compromis entre miniaturisation et efficacité est gouverné par la limite de Chu-Harrington [58], qui stipule que pour une antenne omnidirectionnelle inscrite dans une sphère de rayon a, le facteur de qualité minimum est $Q_{min} \approx \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{(ka)}$ où $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde.

- **Déplacement de fréquence**

L'intégration de structures de métamatériaux produit un déplacement de la fréquence de résonance vers des valeurs plus basses, dont l'amplitude dépend de l'intensité du couplage entre les résonateurs de métamatériaux et la structure de l'antenne patch. Ce déplacement peut être prédit analytiquement à partir des modèles de circuit équivalent des structures CRLH ou SRR, ce qui facilite le processus de conception. La précision des modèles analytiques a été validée par de nombreuses études expérimentales, avec des écarts typiquement inférieurs à 5 % entre les Fréquences prédites et mesurées [72].

Un avantage important des métamatériaux par rapport aux techniques conventionnelles est la possibilité de contrôler indépendamment la fréquence de résonance et les dimensions physiques de l'antenne. En ajustant les paramètres géométriques des cellules de métamatériaux (dimensions des SRR, espacement des fentes, etc.) tout en conservant les dimensions globales du patch, on peut décaler la fréquence de résonance sur une plage de plusieurs dizaines de pourcents sans modifier le gabarit physique de l'antenne [73].

- **Fonctionnement multi-bande**

L'une des contributions les plus précieuses des métamatériaux à la conception d'antennes patch est la possibilité de créer des modes de résonance supplémentaires qui permettent un fonctionnement multi-bande. En exploitant simultanément la résonance main-gauche (bande inférieure), le mode d'ordre zéro (ZOR) et la résonance main-droite (bande supérieure) d'une structure CRLH, on peut réaliser une antenne compacte fonctionnant sur trois bandes disjointes avec une seule structure rayonnante [74].

Liu et al. [75] ont proposé une antenne patch tri-bande utilisant deux cellules CSRR couplées, permettant de couvrir simultanément les bandes GSM 900, DCS 1800 et UMTS

2100 MHz avec une surface totale réduite de 65% par rapport à trois antennes patch monobandes distinctes. Gill et Bernhard [76] ont démontré une antenne CRLH quadri-bande pour les applications WLAN/WiMAX, couvrant les bandes 2.4, 3.5, 5.2 et 5.8 GHz. Ces résultats illustrent le potentiel des métamatériaux pour réaliser des antennes compactes et multifonctions pour les systèmes de communication modernes.

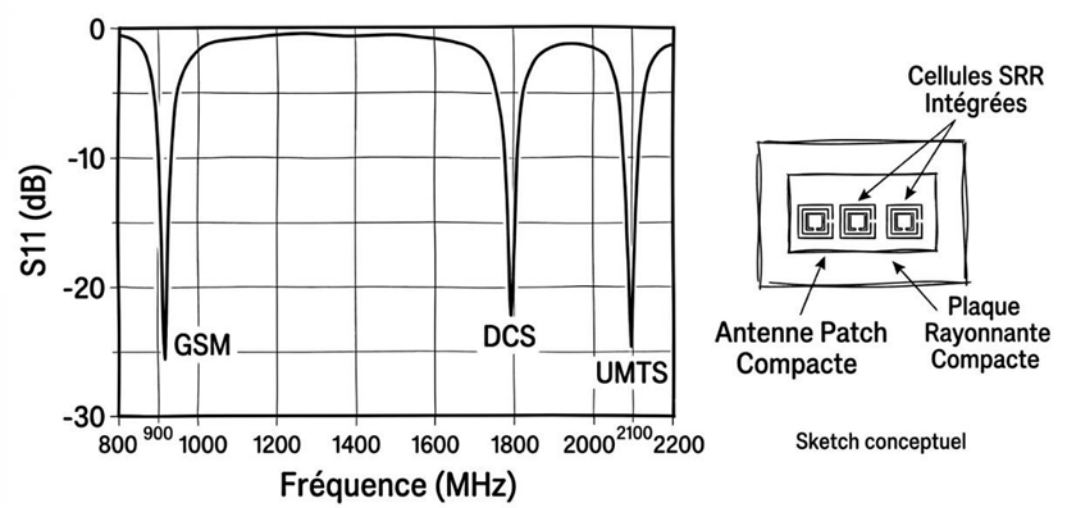


Figure (II.10) : Caractérisation fréquentielle d'une antenne patch miniaturisée pour applications sans fil (GSM/DCS/UMTS).

➢ **Amélioration de l'adaptation d'impédance**

Les structures de métamatériaux peuvent également contribuer à l'amélioration de l'adaptation d'impédance des antennes patch miniaturisées. En effet, la miniaturisation tend naturellement à augmenter la résistance de rayonnement Rr et la réactance de l'antenne, rendant l'adaptation difficile. Les éléments réactifs introduits par les structures de métamatériaux peuvent être utilisés comme réseaux d'adaptation distribués, compensant partiellement la réactance résiduelle de l'antenne miniaturisée et élargissant la bande passante d'adaptation [77].

Alu et Engheta [78] ont théorisé la possibilité d'utiliser des enveloppes de métamatériaux (metamaterial cloaks) pour améliorer le rayonnement de petites antennes chargées par des matériaux ENG ou MNG complémentaires, en exploitant l'effet de couplage résonant entre deux structures à paramètres constitutifs de signes opposés. Cette approche a été validée expérimentalement pour des antennes à dimensions inférieures à la longueur d'onde (sub-longueur d'onde), démontrant des améliorations significatives de l'efficacité de rayonnement et de la bande passante par rapport aux antennes conventionnelles de même taille.

II.10. Applications des antennes patch miniaturisées

Les antennes patch miniaturisées, qu'elles soient réalisées par des techniques conventionnelles ou par intégration de métamatériaux, trouvent des applications dans un large spectre de systèmes de communication et de capteurs. La réduction des dimensions physiques tout en maintenant de bonnes performances électromagnétiques est un impératif dans la quasi-totalité des secteurs industriels utilisant des communications sans fil.

Dans le domaine des communications mobiles et des objets connectés (IoT), les antennes patch miniaturisées sont intégrées dans les terminaux portables, les montres connectées, les capteurs sans fil et les équipements **portés sur le corps (wearables)**. Les bandes de fréquences concernées incluent le GSM (0.85–1.9 GHz), l'UMTS (2.1 GHz), le LTE (0.7–2.6 GHz) et les bandes 5G sub-6 GHz (3.5 GHz, 4.9 GHz). La miniaturisation est ici dictée par les contraintes d'espace imposées par les boîtiers de plus en plus compacts des dispositifs portables [79].

Les applications radar et de détection constituent un autre domaine important. Les antennes patch miniaturisées sont utilisées dans les systèmes radar embarqués pour l'automobile (77 GHz, 24 GHz), les drones et les véhicules aériens sans pilote (UAV). Dans ces applications, la réduction de la section radar de l'antenne (Radar Cross Section, RCS) est également un critère de conception important, et les métamatériaux peuvent contribuer à cette réduction [80]. Les radars à pénétration de sol (Ground Penetrating Radar, GPR) pour la détection d'objets enfouis utilisent des antennes à basse fréquence (0.1–1 GHz) pour lesquelles la miniaturisation est particulièrement difficile et bénéficierait grandement des techniques de métamatériaux.

Le domaine biomédical représente un marché émergent majeur pour les antennes miniaturisées. Les implants biomédicaux tels que les stimulateurs cardiaques (pacemakers), les défibrillateurs cardiaques implantables (ICD), les neurostimulateurs et les systèmes de surveillance continue des paramètres physiologiques requièrent des antennes de très petites dimensions fonctionnant à des fréquences attribuées aux applications médicales (ISM 402–405 MHz pour MICS, 2.4 GHz pour Bluetooth, 5.8 GHz). La présence du corps humain modifie significativement les paramètres du substrat effectif, et des techniques de conception spécifiques sont nécessaires pour assurer une adaptation robuste dans ce milieu.

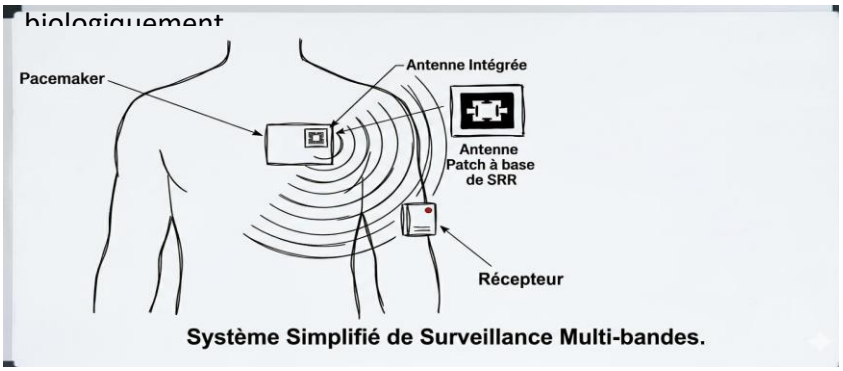


Figure (II. 11) : Transmission sans fil des signaux d'un pacemaker via une antenne patch multi-bandes.[81]

La technologie RFID (Radio Frequency Identification) est une autre application à fort volume où la miniaturisation des antennes est cruciale. Les étiquettes RFID passives UHF (860–960 MHz) et HF (13.56 MHz) requièrent des antennes miniaturisées pouvant être intégrées dans des supports de faible épaisseur (cartes, étiquettes adhésives, emballages). L'utilisation de substrats à haute permittivité et de structures chargées par des métamatériaux permet de réaliser des étiquettes RFID dont la superficie est réduite d'un facteur de 3 à 5 par rapport aux antennes conventionnelles, tout en conservant une portée de lecture suffisante [82].

Enfin, dans le domaine spatial et des communications par satellite, les antennes patch miniaturisées **multibandes** sont utilisées pour les nanosatellites (CubeSats) et les plateformes de communication embarquées. La couverture simultanée des bandes Ku (12–18 GHz) et Ka (26.5–40 GHz) avec une antenne unique et compacte est réalisable grâce aux structures multi-résonantes permises par les métamatériaux. Les contraintes de masse et de volume imposées par les lanceurs spatiaux rendent la miniaturisation des antennes particulièrement critique dans ce secteur [83].

Conclusion

Ce chapitre a présenté les principales techniques de miniaturisation des antennes patch, en montrant que la réduction de leurs dimensions repose sur l'augmentation de la longueur électrique ou de la permittivité effective du milieu. Les méthodes conventionnelles, telles que les substrats à forte permittivité, les vias de court-circuit et les fentes résonantes, permettent des réductions de taille modérées tout en restant largement utilisées dans les applications industrielles. Les métamatériaux offrent quant à eux des possibilités de miniaturisation plus importantes grâce à leurs propriétés électromagnétiques particulières et à leur grande flexibilité de conception. Toutefois, leur adoption à grande échelle demeure limitée par des contraintes liées à la fabrication, aux pertes et à la complexité de modélisation. Le chapitre suivant portera sur la conception, la simulation et la caractérisation d'une antenne patch miniaturisée intégrant des structures de métamatériaux.

Chapitre 3 :Conception optimisation et miniaturisation d'antennes patch utilisant les métamatériaux

Introduction

Après avoir établi les fondements théoriques et méthodologiques dans les chapitres précédents, ce chapitre est consacré aux aspects pratiques de la conception, de la simulation et de l'optimisation de notre antenne patch. Le logiciel ANSYS HFSS (High Frequency Structure Simulator) a été adopté comme outil principal pour la modélisation géométrique et l'analyse électromagnétique rigoureuse.

L'objectif majeur de ce travail est de concevoir et d'analyser une antenne patch performante dédiée aux applications 5G, WiMAX , 4G/LTE, IoT, …. La structure est initialement dimensionnée pour résonner à la fréquence de 5 GHz, servant ainsi d'antenne de référence. Afin d'abaisser son encombrement physique tout en maintenant ses performances radiatives, nous étudions l'intégration de structures métamatériaux (CSRR : Complementary Split-Ring Resonator) pour translater son point de résonance vers le fondamental de 2.50 GHz. Cette stratégie de miniaturisation permet de répondre avec rigueur aux exigences de compacité des terminaux modernes.

Notre but s'est orienté vers la conception, miniaturisation et la simulation d'antenne appliquées aux télécommunications sans fil.

Ce chapitre est divisé en quatre parties :

- Conception d'une antenne patch conventionnelle avec une fréquence de résonance de 5GHz.
- Conception d'une cellule méta-matériaux de type CSRR.
- Afin de concevoir une antenne miniaturisée, on procède à l'insertion de la cellule CSRR dans l'antenne de 5GHz.
- Etude comparative

III.1. Antenne conventionnelle de 5 GHz :

La Figure III.1 illustre la géométrie de l'antenne patch conventionnelle retenue pour cette étude, conçue initialement pour résonner à la fréquence de 5 GHz. Cette structure planaire se compose de plusieurs couches superposées, configurées de manière à optimiser le comportement électromagnétique de l'élément rayonnant :

- **Le plan de masse (Ground Plane) :** Situé sur la couche inférieure, il sert de référence électrique absolue pour le système. Il contribue de manière cruciale à la formation et à la directivité du diagramme de rayonnement.

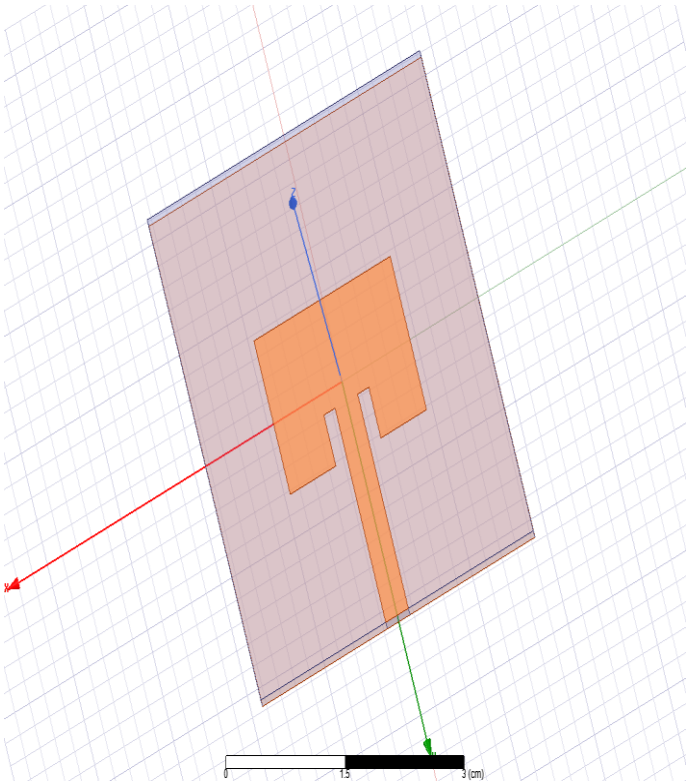


Figure (III.1) : Antenne patch 5 GHz

- **Le substrat diélectrique (FR4)** : Placé au centre, il assure l'isolation physique et électrique entre la masse et le patch. Il est caractérisé par : une faible constante, de type **FR4** époxy de permittivité relative $\boldsymbol{\varepsilon_r = 4.4}$, et d'épaisseur$\boldsymbol{H = 1.6}$, et de tangente de pertes tan $\boldsymbol{\delta = 0.02}$.
- **Le patch rayonnant et la ligne d'alimentation (Feeding Line)** Disposés sur la couche supérieure (Top Layer), le patch constitue le cœur rayonnant chargé d'émettre les ondes électromagnétiques dans l'espace environnant. Il est excité par une ligne microstrip méticuleusement dimensionnée pour assurer une adaptation d'impédance optimale (50 Ω), minimisant ainsi les pertes par réflexion lors du transfert du signal.

Les calculs des dimensions du patch et du plan de masse sont effectués à l'aide d'équations standard disponibles dans la littérature.

Les formules suivantes permettent de calculer les dimensions du patch :

Détermination de la longueur de patch L :

On calcule d'abord la largeur effective calcule par :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta l \quad \ldots\ldots\ldots\

Où : Δl et ε_{eff}sont respectivement l'extension de longueur et la permittivité effective, respectivement. Elles sont données par :

$$\boldsymbol{\varepsilon_{eff}} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1)\left[(1 + 12\frac{h}{w})^{-\frac{1}{2}}\right] \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (III.2)$$

$$\boldsymbol{\Delta l} = 0.42\mathrm{h}\frac{(\boldsymbol{\varepsilon_{eff}+0.3})(\frac{w}{h}+\mathbf{0.264})}{(\boldsymbol{\varepsilon_{eff}-0.258})(\frac{w}{h}+\mathbf{0.831})} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (III.3)$$

La longueur du patch devient :

$$\mathrm{L} = l_{eff} - 2\Delta l \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (III.4)$$

Détermination de la largeur de patch W :

$$W = \frac{\boldsymbol{c}}{\mathbf{2} * \boldsymbol{f_r}} \times \sqrt{\frac{\mathbf{2}}{\boldsymbol{\varepsilon_r} + \mathbf{1}}} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (III.5)$$

Avec :

$\boldsymbol{c}$: la vitesse de propagation dans le vide ($c = 3 \times 10^{-8}\mathrm{m/s}$) .

$\boldsymbol{\varepsilon_{eff}}$ **:** La permittivité effective du substrat.

$\boldsymbol{\varepsilon_r}$ **:** La permittivité relative.

$\boldsymbol{l_{eff}}$: la langueur effective

L'ensemble des dimensions géométriques optimales qui caractérisent cette structure à 5 GHz est consigné de manière détaillée dans le Tableau III.1.

Tableau III.1 Dimensions de l'antenne 5 GHz

	Paramètres	**Dimensions (cm)**
Substrat	Longueur	4.32
	Largeur	3.7
	Épaisseur	0.16
Patch	Longueur	1.85
	Largeur	1.38
Ligne d'alimentation	Longueur	0.306
	Largeur	1.927

III.1.1. Coefficient de réflexion (S11) :

La Figure III.2 présente le coefficient de réflexion (S11) de l'antenne patch initiale, obtenu par simulation numérique sous le logiciel ANSYS HFSS. Ce paramètre, mesuré au niveau de l'accès (port d'alimentation) de l'antenne, est fondamental car il quantifie la proportion d'énergie réfléchie vers la source, et donc non rayonnée dans l'espace. Cette réponse varie de manière critique en fonction de la fréquence.

Pour valider une bonne adaptation d'impédance dans la bande passante utile, la règle standard exige que le coefficient (S11) soit strictement inférieur à -10 dB ce qui signifie que le taux de puissance réfléchie n'excède pas 10%, garantissant ainsi que 90% de l'énergie incidente est effectivement acceptée et transmise à l'élément rayonnant pour être convertie en ondes électromagnétiques.

La Figure III.2 illustre l'évolution du coefficient de réflexion (S11) en décibels (dB) en fonction de la fréquence. L'axe des abscisses représente la fréquence exprimée en GHz, tandis que l'axe des ordonnées affiche les valeurs du S11 en dB. Une fréquence de résonance nette est observée à 5.0101 GHz, où le S11 atteint un pic minimal de -13.2253 dB, ce qui valide une bonne adaptation d'impédance selon le critère standard (S11 < -10 dB).

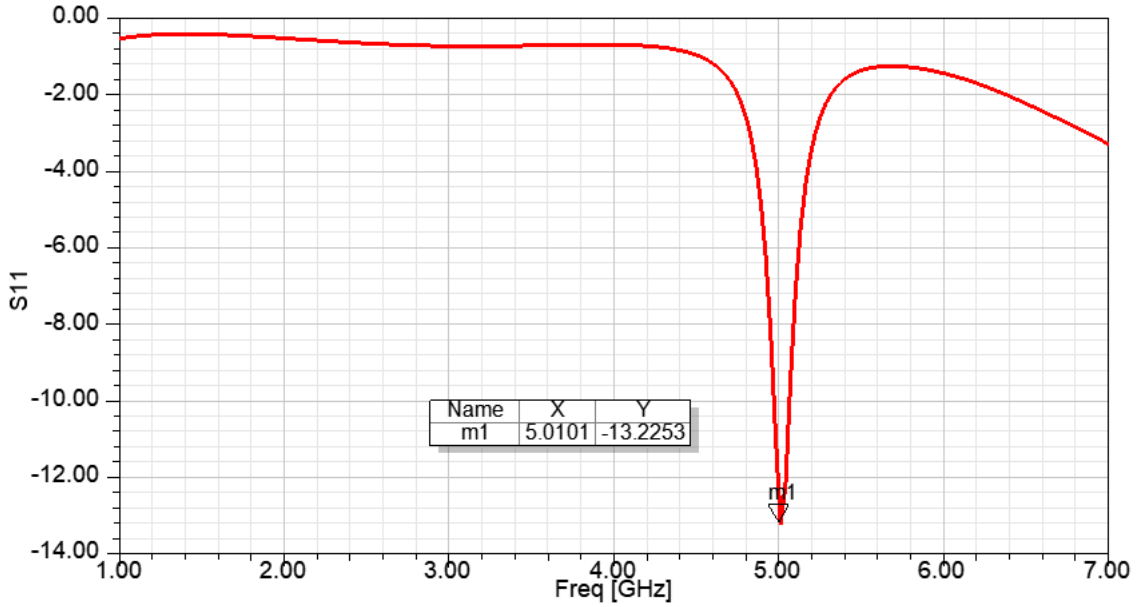


Figure (III.2) : Coefficient de réflexion (S11) en fonction de la fréquence (en GHz) pour l'antenne 5 GHz

La bande passante utile, définie dans l'intervalle [4.9686 GHz - 5.0612 GHz], représente la plage fréquentielle où le S11 reste en dessous du seuil des -10 dB, donc une transmission efficace du signal avec un taux de réflexion minimal.

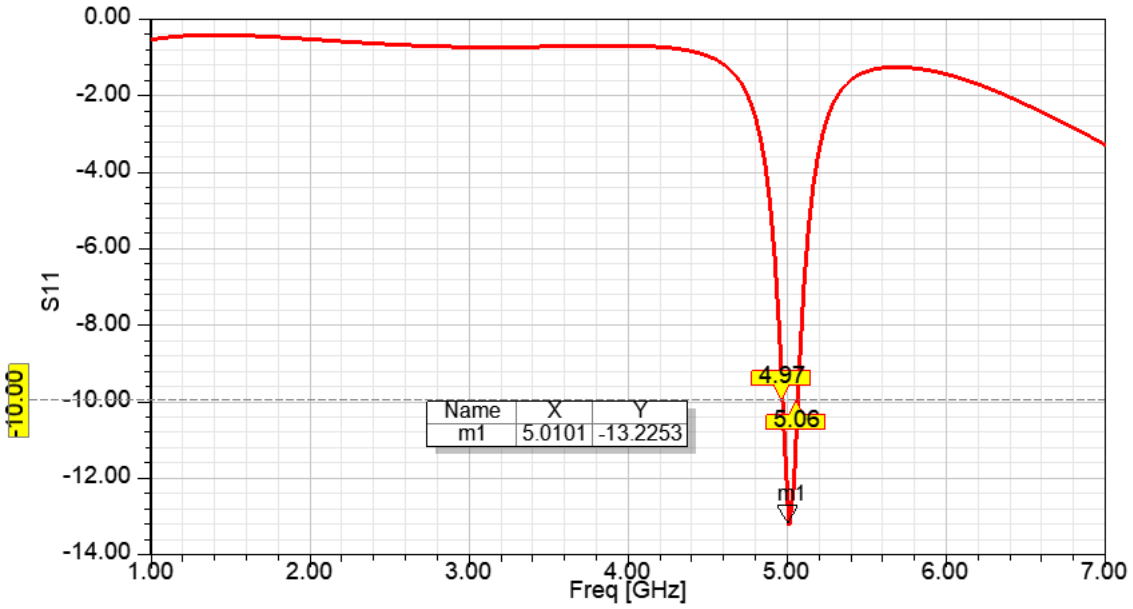
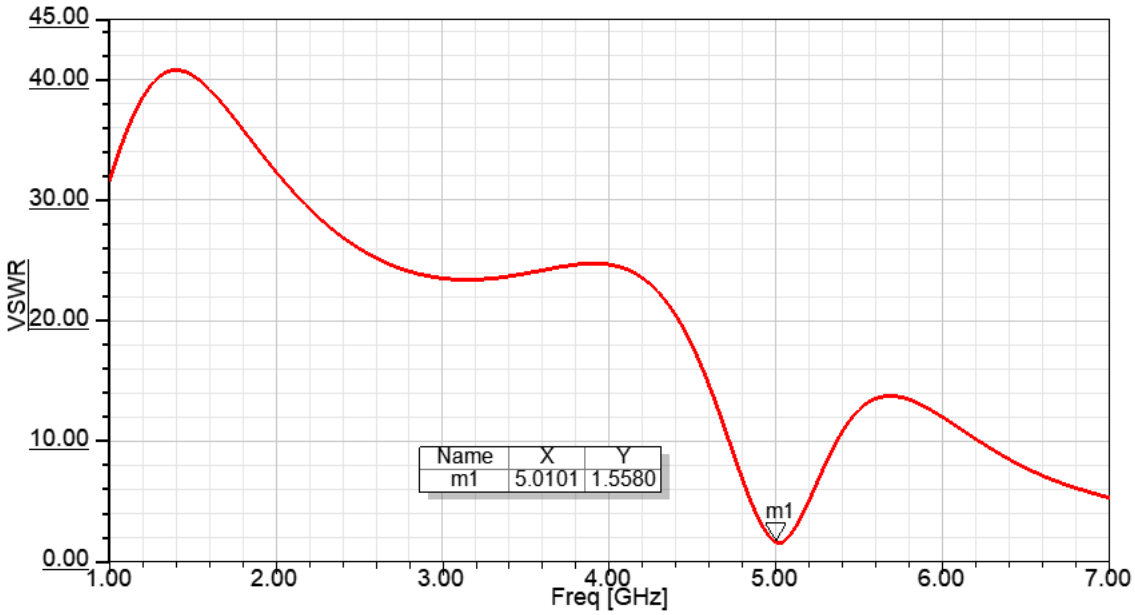


Figure (III.3) : Bande passante de l'antenne 5 GHz

III.1.2. Taux d'Ondes Stationnaires :

La Figure III.4 illustre l'analyse du Taux d'Ondes Stationnaires (VSWR - Voltage Standing Wave Ratio) de l'antenne patch conventionnelle à 5 GHz, évaluée sur une large plage fréquentielle allant de 1 GHz à 7 GHz. Le VSWR permet de mesurer la qualité de l'adaptation d'impédance entre l'antenne et sa ligne de transmission. Une valeur idéale de 1 traduit une adaptation parfaite, signifiant une transmission intégrale de la puissance sans aucune réflexion.



Figure(III.4) :VSWR en fonction de la fréquence (en GHz) pour l'antenne

Les résultats de simulation montrent que l'antenne patch initiale atteint une valeur minimale de VSWR d'environ 1.5580 à la fréquence de résonance de 5.0101 GHz. Ce résultat confirme une excellente adaptation d'impédance, s'alignant parfaitement avec le critère standard de conception qui considère tout VSWR inférieur à 2 comme hautement acceptable pour garantir de faibles pertes par réflexion. À ce point précis, l'antenne fonctionne de manière optimale, maximisant ainsi son efficacité globale de rayonnement.

À l'inverse, sur le reste du spectre analysé, le VSWR augmente de manière considérable pour atteindre des valeurs supérieures à 40 à certaines fréquences. Cette hausse abrupte traduit l'existence de fortes réflexions d'énergie et de pertes massives, ce qui démontre le comportement fortement sélectif de l'antenne et ses performances limitées en dehors de sa bande de résonance initiale.

III.1.3. Diagrammes de rayonnement 3D :

La Figure III.5 illustre le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne, mettant en évidence la distribution spatiale du (gain total dB) :

Gain Maximal : Une valeur de 3dB est obtenue dans la direction θ=0°, ce qui confirme le comportement directif de la structure.

Forme du Rayonnement : L'émission s'avère asymétrique, marquée par une chute importante de l'énergie vers l'arrière, prouvant la capacité de l'antenne à concentrer le flux électromagnétique dans une zone privilégiée

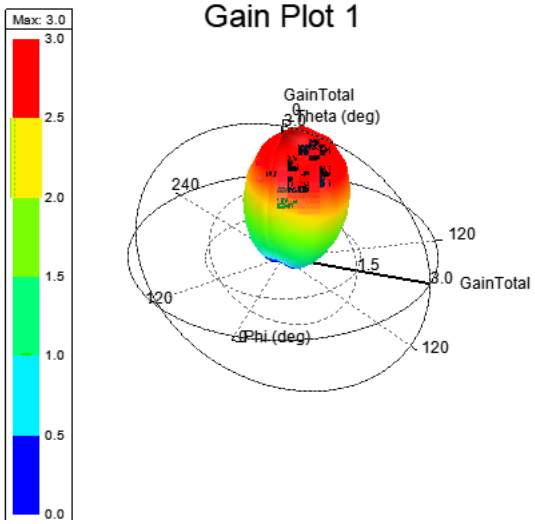


Figure (III.5) : Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne 5 GHz

III.1.4. Diagrammes de rayonnement 2D :

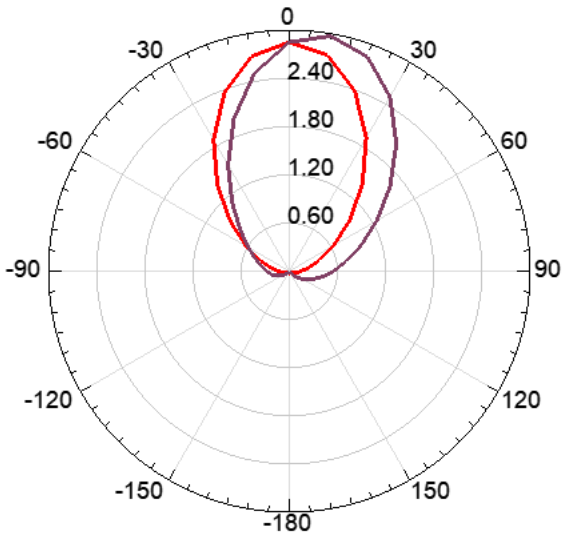


Figure (III.6) : Diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne 5 GHz

La Figure III.6 présente le diagramme de rayonnement 2D de l'antenne à 5 GHz, illustrantla distribution du gain (dB) en fonction de l'angle θ (de 0° à 360°) pour les deux plans principaux :

- Plan E (Ø = 0°) : Représente le plan vertical du champ électrique.
- Plan H (Ø = 90°) : Représente le plan horizontal du champ magnétique.

Un gain maximal est obtenu à θ = 0°et θ = 10° pour les deux plans E et H respectivement, confirmant la directivité de l'antenne. De plus, une forte atténuation est observée à $\theta = 180°$, ce qui réduit le rayonnement arrière et assure un excellent rapport avant-arrière (Front-to-Back Ratio), idéal pour les applications directives.

Tableau III.2 : Résumé des principaux indicateurs de performance de l'antenne 5 GHz

Paramètre	**Valeur**
S11 (dB)	-13.2253
VSWR	1.5580
gain (dB)	3.00
Bande passante (GHz)	0.0926

Le tableau III.2 récapitule les principaux paramètres de performance de l'antenne 5 GHz, notamment la perte de retour (S11), le taux d'ondes stationnaires (TOS), le gain et la bande passante. Les valeurs obtenues confirment une bonne adaptation d'impédance, un gain modéré et une bande passante exploitable autour de la fréquence de résonance de 5 GHz.

III.2.Miniaturisation de l'antenne patch :

Après avoir validé les performances radiatives de l'antenne patch de référence à 5 GHz, une approche de miniaturisation géométrique est introduite. L'objectif est d'optimiser l'encombrement spatial de la structure tout en préservant ses propriétés fondamentales. Cette réduction dimensionnelle est obtenue par l'intégration d'une cellule résonnante de type CSRR (**Complementary Split-Ring Resonator**), ce qui prolonge le cheminement des courants de surface (effet de chemin électrique effectif).

La Figure III.7 présente le modèle tridimensionnel (3D) de l'antenne patch proposé sous HFSS. La caractéristique majeure de cette conception réside dans l'intégration d'une cellule résonnante de type CSRR (**Complementary Split-Ring Resonator**) gravée directement au centre de l'élément rayonnant (comme position initiale). Cette inclusion métamatériau permet d'altérer la distribution locale des champs et de confiner l'énergie, induisant ainsi une réduction significative de la taille physique de l'antenne.

Les dimensions géométriques optimales de cette topologie, récapitulées dans le Tableau III.4, ont été rigoureusement sélectionnées pour maximiser l'adaptation d'impédance. Ce haut degré de compaction rend cette structure particulièrement performante pour les applications frontales de la technologie 5G, où l'intégration de composants à faible encombrement est primordiale.

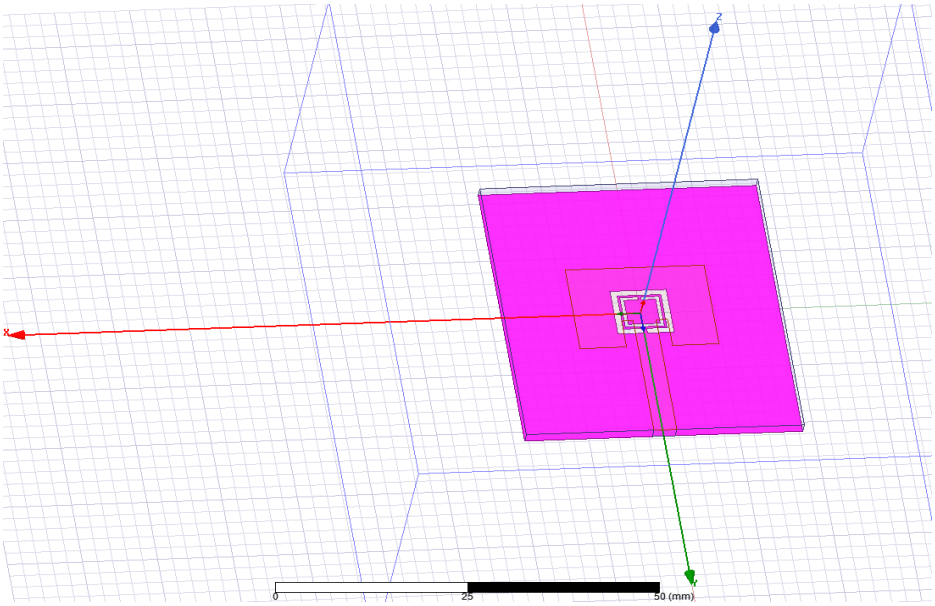


Figure (III.7) : Antenne patch avec une cellule CSRR

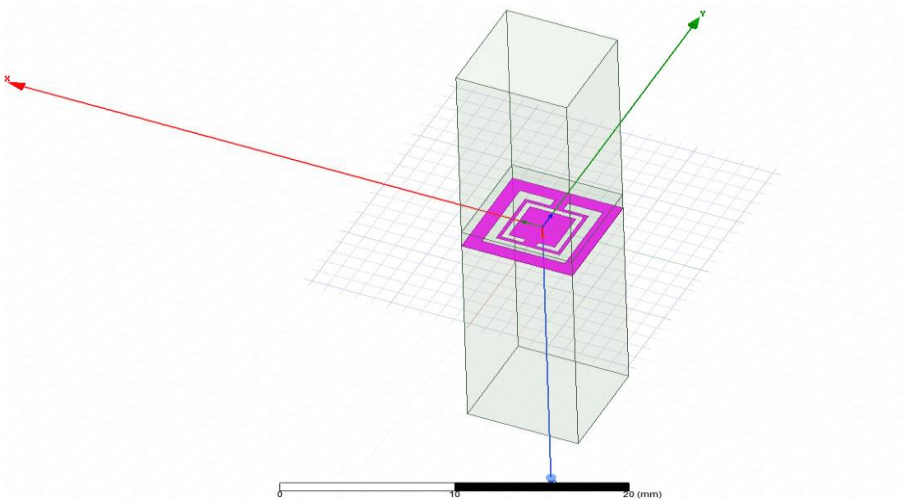


Figure (III.8) : illustre la Cellule métamatériau CSRR

III.2.1. Analyse du Comportement Métamatériau de la Cellule CSRR :

L'intégration de la cellule CSRR (Complementary Split-Ring Resonator) au sein de la structure de l'antenne ne relève pas d'une simple modification géométrique, mais introduit un changement paradigmatique dans le comportement électromagnétique du milieu. En tant que structure métamatériau, la cellule CSRR est conçue pour interagir de manière résonnante conjointe avec les champs électriques locales induits par le patch radiant.

Sur le plan physique, la topologie gravée en anneaux concentriques ouverts agit comme un circuit résonnant LC distribué quasi-statique. Les fentes (gaps) introduisent une capacité localisée (C), tandis que les anneaux métalliques complémentaires définissent l'inductance (L). Lorsqu'une onde électromagnétique excite cette configuration, un fort couplage capacitif se produit. À la fréquence de résonance de la cellule, ce couplage engendre une inversion locale du flux de champ électrique, ce qui se traduit macroscopiquement par une permittivité **effective négative** ($\varepsilon_{eff} < 0$) dans une bande de fréquence étroite.

Ce comportement de milieu à permittivité négative (milieu ε-négatif) altère localement la relation de dispersion de l'onde. Au lieu de se propager de manière conventionnelle, l'onde subit une contraction de sa longueur d'onde guidée (λg). Physiquement, cela signifie que la cellule CSRR permet de stocker une densité d'énergie électromagnétique élevée dans un volume spatial extrêmement restreint. C'est précisément ce phénomène de confinement de champ qui permet de duper l'antenne en lui faisant 'percevoir' une taille électrique bien plus grande que sa taille physique réelle, validant ainsi le mécanisme fondamental de la miniaturisation sans dégrader l'adaptation d'impédance à 5 GHz.

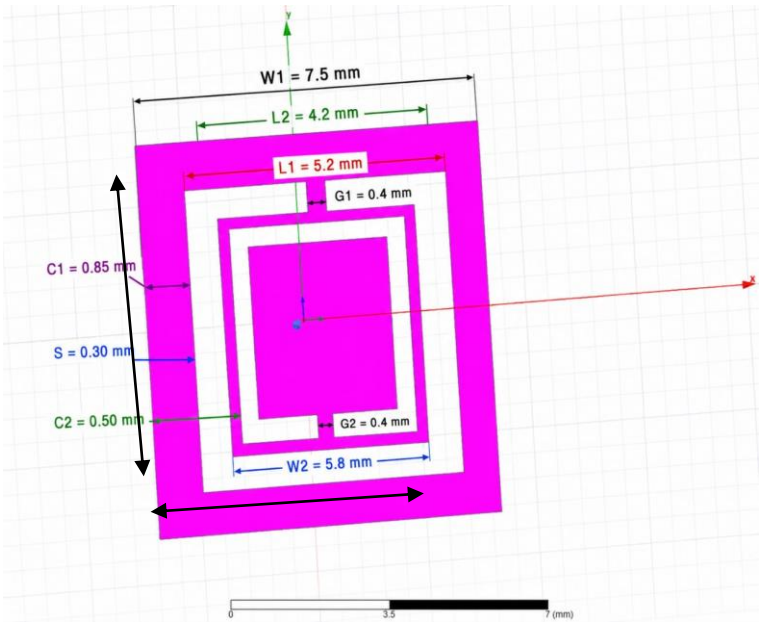


Figure (III.9) : Cellule CSRR

Table III.3 Dimension de la cellule CSRR**.**

Paramètre	**Valeur (mm)**
W1 (Côté externe de l'anneau extérieur (Outer Ring))	7.5
W2(Côté interne de l'anneau extérieur (Outer_Cut))	5.8
L1Côté externe de l'anneau intérieur (Inner Ring)	5.2
L2Côté interne de l'anneau intérieur (Inner Cut)	4.2
G1Largeur de la fente de coupure extérieure (Outer Gap)	0.4
G2Largeur de la fente de coupure intérieure (Inner Gap)	0.4
C1Largeur de la piste du premier anneau (Outer Ring Width)	0.85
C2Largeur de la piste du second anneau (Inner Ring Width)	0.50
SÉpaisseur de l'espace inter-anneaux (Inter-ring Gap)	0.30

III.2.2. Caractérisation de la cellule CSRR et extraction des paramètres effectifs :

Les résultats de simulation en termes de Coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 :

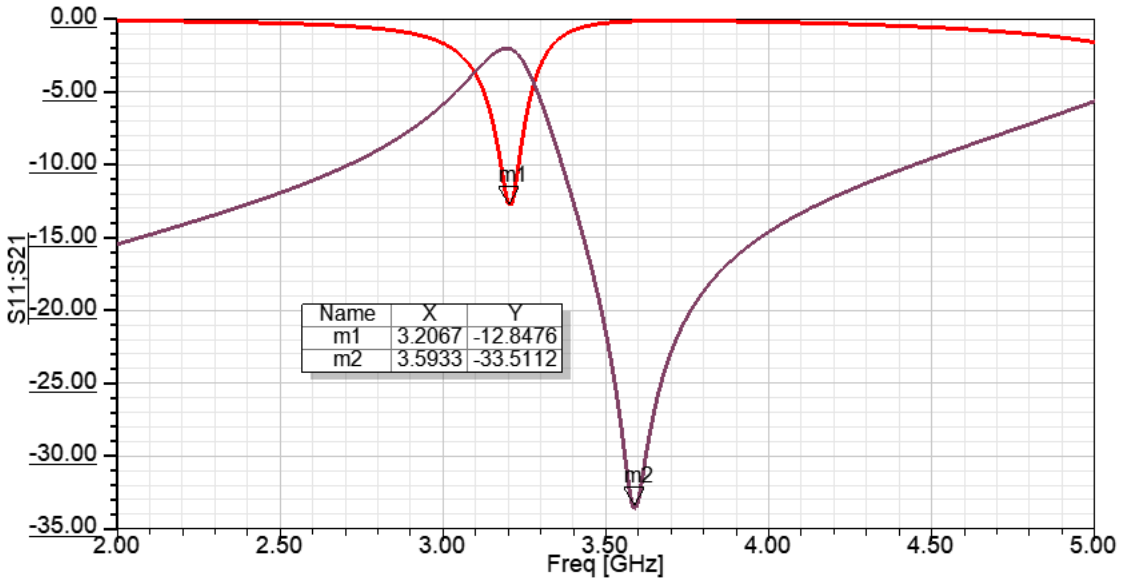


Figure (III.10) : Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule CSRR.

Les paramètres S valident le comportement métamatériau de la cellule SRR. À 3,16 GHz, le creux de réflexion (S11) indique la résonance magnétique de la structure. Immédiatement après, à 3,50 GHz, la transmission (S21) tombe à une valeur de-36 dB tandis que la réflexion remonte à 0dB. Ce pic négatif profond matérialise une bande interdite (stop band), l'onde est totalement réfléchie et ne peut plus se propager. Pour la miniaturisation de l'antenne, on exploitera la zone fortement dispersive juste à côté de ce pic (autour de 3,16 GHz). Afin de vérifier le comportement métamatériau de la cellule CSRR conçue, il est nécessaire d'extraire ses paramètres effectifs (la permittivité complexe eff à partir des coefficients de réflexion $S11$et de transmission $S21$ obtenus via les simulations sur ANSYS HFSS. Pour ce faire, nous avons implémenté un code sur MATLAB basé sur la méthode robuste de Nicolson-Ross-Weir (NRW)[84].

III.2.3. Extraction et interprétation des paramètres effectifs :

Pour caractériser notre cellule CSRR, nous avons implémenté sur MATLAB la méthode inverse de Nicolson-Ross-Weir (NRW). Cette approche permet de traduire les coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 issus d'HFSS en permittivité effective complexe $(\varepsilon_{eff} = \varepsilon_{eff} - i\varepsilon_{eff})$.

1. Principe simplifié de la méthode :

- **Isolation du matériau :** La méthode élimine mathématiquement les effets parasites des lignes d'accès pour extraire le coefficient de réflexion intrinsèque (T) à l'interface de la cellule.
- **Correction de phase (Unwrapping) :** Elle corrige les sauts artificiels de phase (2π) lors du calcul de la transmission (T) à travers l'épaisseur d, assurant des courbes continues.

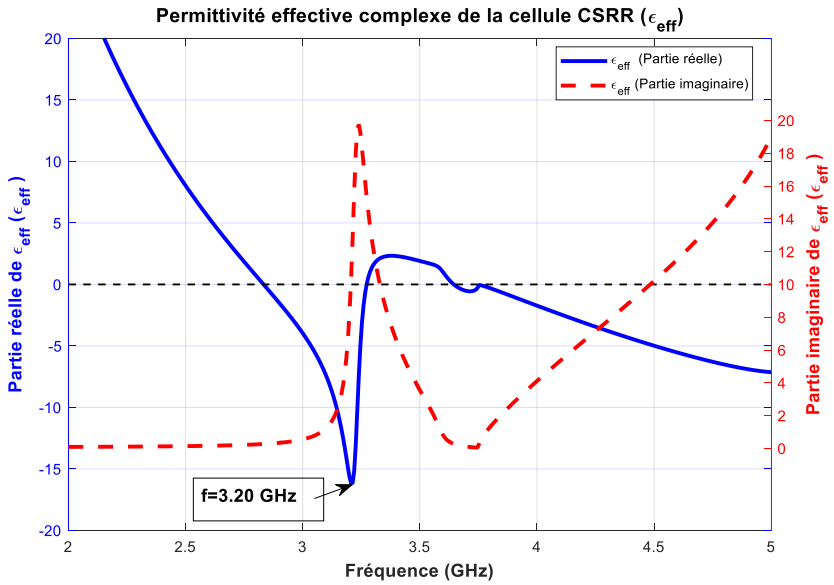


Figure (III.11) : Permittivité effective complexe de la cellule CSRR avec double axe Y en fonction de la fréquence.

III.2.4. Analyse des résultats :

La courbe obtenue (avec double axe Y) montre une parfaite concordance physique entre les parties réelle et imaginaire :

La partie réelle ($\mathcal{E}eff$) [Ligne bleue] : Elle chute fortement et devient négative ($\mathcal{E}eff < 0$) dans l'intervalle [$2.8GHz - 3.25\ GHz$], atteignant une valeur minimale de -16.16 à 3.2GHz.

La partie imaginaire ($\mathcal{E}eff$) [Ligne pointillée rouge] : Elle présente un pic de résonance aigu (pertes) à la même fréquence exacte de 3.2 GHz.

Ce pic de pertes confirme que le passage à une permittivité négative est provoqué par une résonance physique réelle de la structure. La cellule CSRR présente donc bien un comportement métamatériau de type ENG ($\mathcal{E}eff$ Négatif) à 3.2GHz

III.2.5. Etude paramétrique

La cellule CSRR précédemment caractérisée est intégrée dans le plan de masse de l'antenne initiale de 5GHz, dans un objectif de miniaturisation. Une étude paramétrique est menée en faisant varier sa position selon POS_X et POS_Y. Le Tableau III.3 récapitule les configurations géométriques explorées. L'analyse de ces deux variables stratégiques permet d'évaluer leur influence sur l'abaissement de la fréquence de résonance et, par conséquent, sur la réduction des dimensions physiques de l'antenne.

Table III.4 Position de la cellule CSRR dans la masse

	Valeur Min (mm)	**Pas (mm)**	**Valeur Max (mm)**
POS_X	-4	0.5	4
POS_Y	-4	0.5	4

Nous avons systématiquement balayé les positions X et Y (de -4mm à 4mm avec un pas de 0.5 mm) de la cellule CSRR dans le plan de masse, générant ainsi un 288 courbes S11 comme montré dans la Figure III.13. La sélection manuelle de la configuration optimale s'étant révélée impossible, nous avons élaboré un code MATLAB automatisant ce choix selon deux critères prédéfinis :

1. Une fréquence de résonance inférieure à 3 GHz, garantissant la miniaturisation, et
2. La valeur minimale de S11 (pic de résonance le plus profond), assurant une bonne adaptation d'impédance.

Cette approche permet une sélection objective et reproductible de la meilleure position.

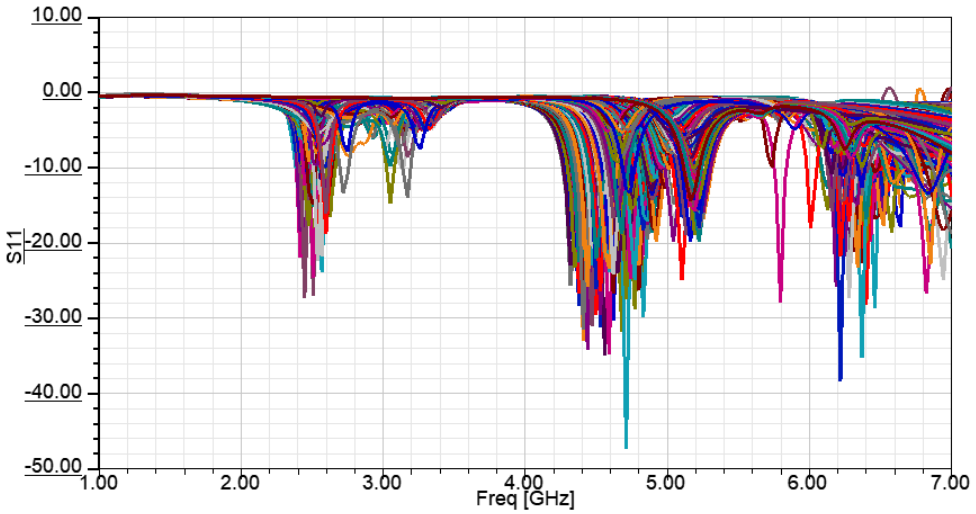


Figure (III.12) : Réponse S11 de l'antenne pour différentes valeurs de POS_X et POS_Y dans la masse.

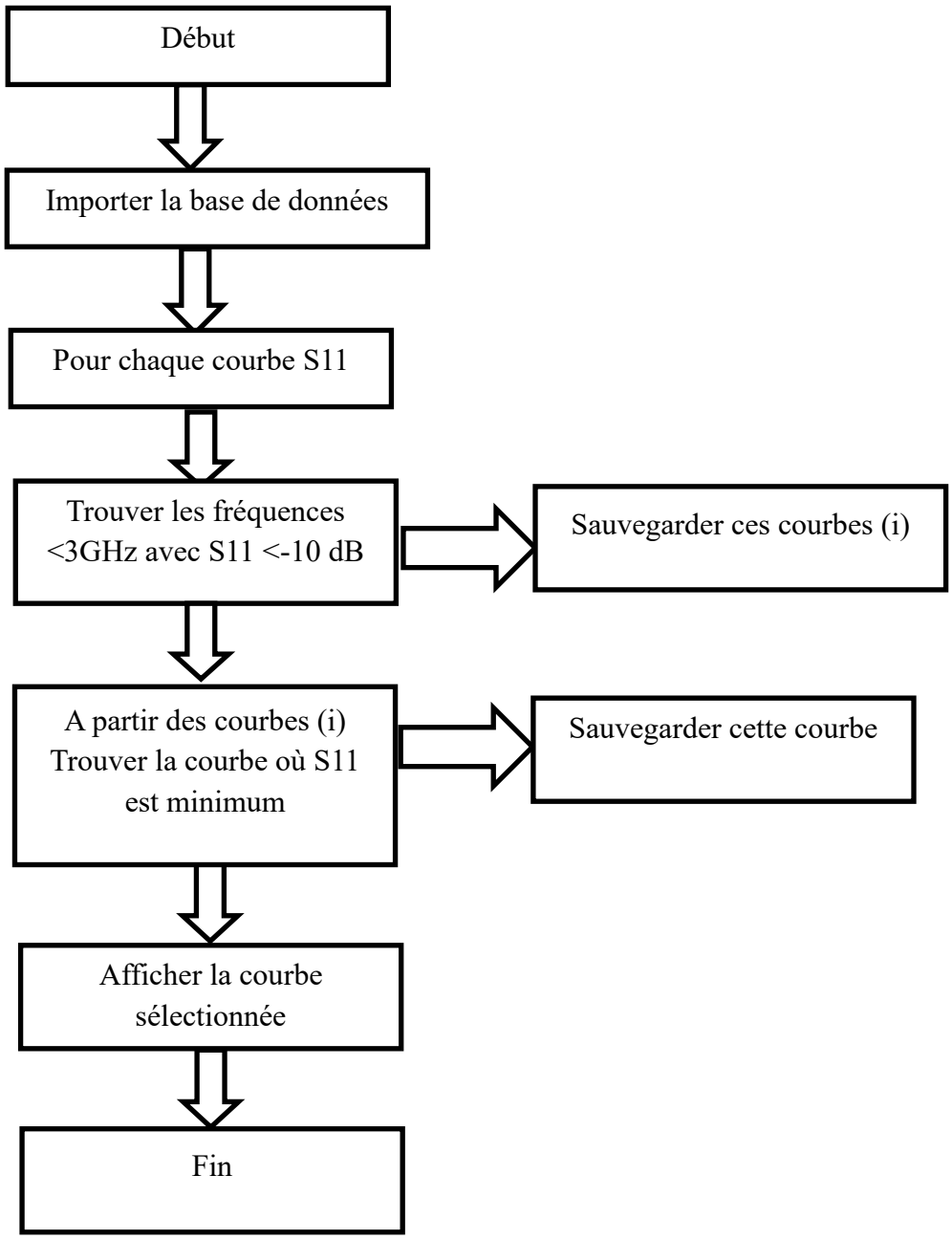
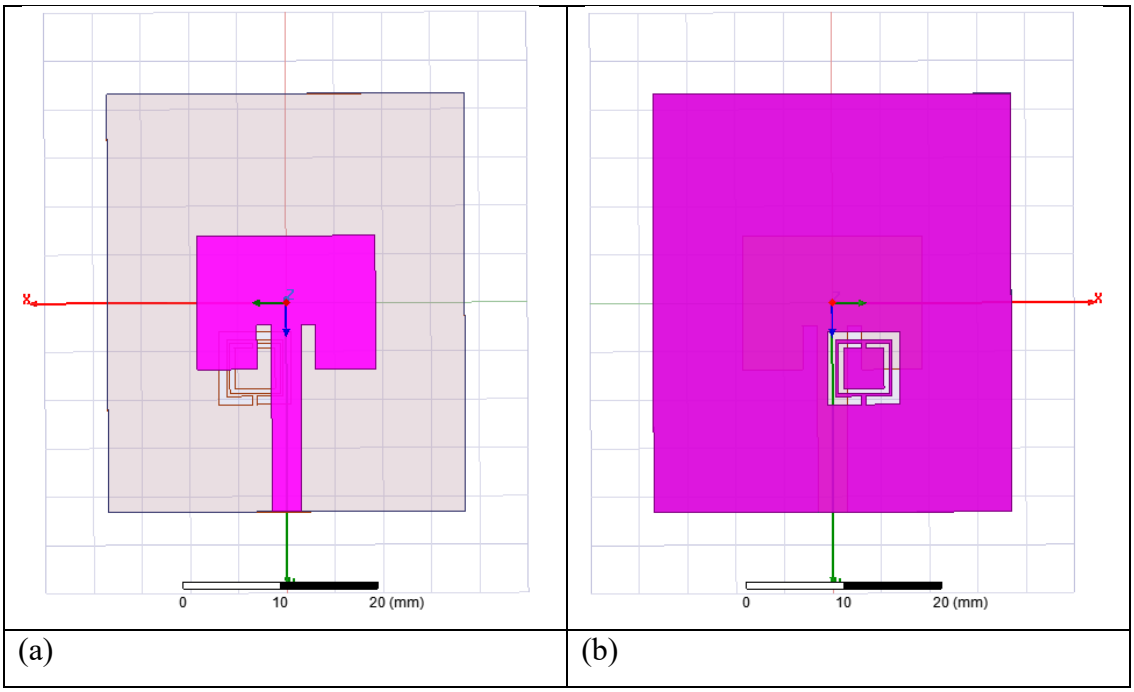


Figure (III. 13) : Optimisation paramétrique de la position de la cellule CSRR dans le plan de masse utilisant HFSS et MATLAB

III.3. Antenne Miniaturisée (Optimisé) :

La meilleure configuration correspond aux positions POS_X = -0,5mm et POS_Y=3mm. Cette géométrie optimale a été identifiée par notre code MATLAB comme celle répondant le mieux aux deux critères de sélection : fréquence de résonance inférieure à 3 GHz et valeur minimale de S11. La Figure III.12 illustre la topologie 3D de l'antenne patch miniaturisée obtenue après l'intégration de la cellule CSRR au niveau du plan de masse



(a) (b)

Figure (III.14) : Antenne miniaturisée avec position de CSRR : POS_X=-0.5 et POS_Y=3, (a) vue supérieure, (b) vue inférieure.

III.3.1.S11 (coefficient de Réflexion) :

Avec ces coordonnées spécifiques, le dispositif démontre un comportement mono-bande bien défini, caractérisé par une résonance principale et sélective autour de 2.5GHz.
Cette configuration spécifique permet d'exciter efficacement le mode de résonance fondamental recherché, modifiant ainsi la distribution globale de la densité des courants de surface. L'effet de couplage électromagnétique induit entre le patch principal et les anneaux concentriques de la cellule CSRR permet d'abaisser la fréquence de fonctionnement initiale vers une bande plus basse (autour de 2.5GHz) sans aucune augmentation des dimensions physiques de l'antenne. Bien que d'autres pics de réflexion secondaires apparaissent sur la courbe (notamment autour de 3.15GHz), ils restent au-dessus du seuil standard des -10dB, confirmant que l'antenne opère de manière optimale en régime mono-bande pour cette combinaison précise.

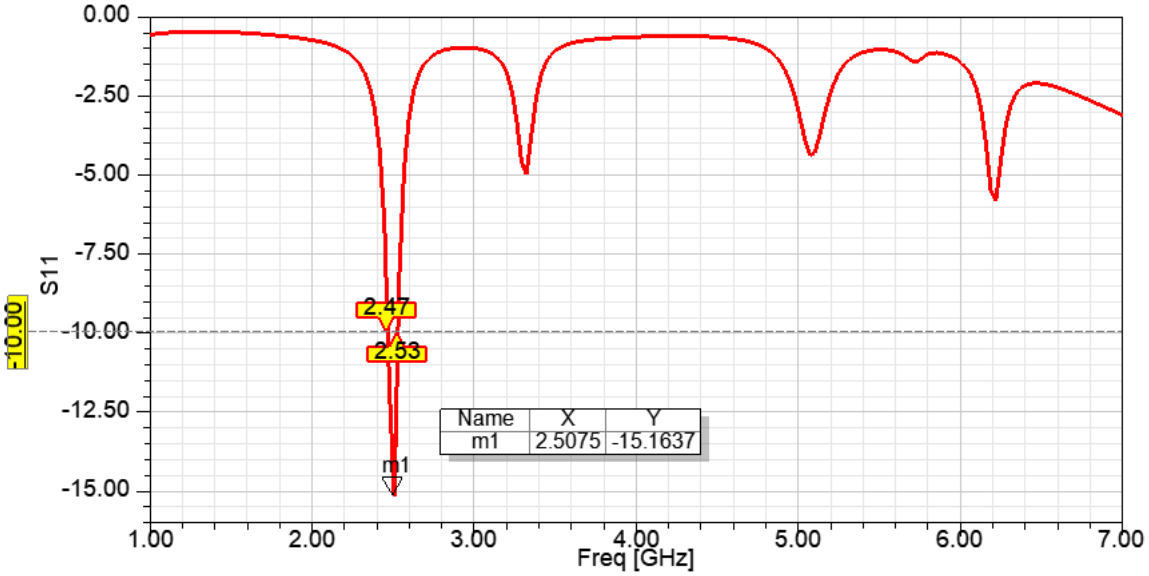


Figure (III.15) : Coefficient de réflexion et bande passante de l'antenne Miniaturisée

Le comportement fréquentiel du coefficient de réflexion S11 pour cette configuration spécifique est présenté par la Figure III.15. L'analyse quantitative des résultats de simulation révèle un régime de fonctionnement mono-bande hautement sélectif. En appliquant le critère standard de validation à -10 dB, le dispositif présente un unique intervalle opérationnel centré autour du point m1, localisé à la fréquence 2.50GHz avec un pic de réflexion optimal de -15.16dB.

III.3.2. VSWR (Voltage Standing Wave Ratio):

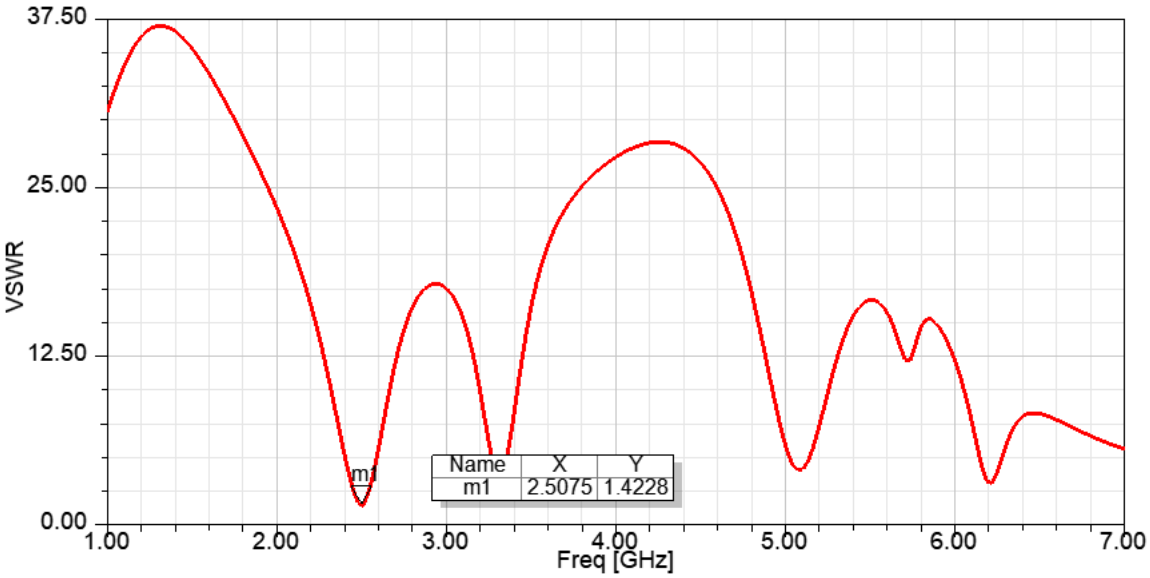
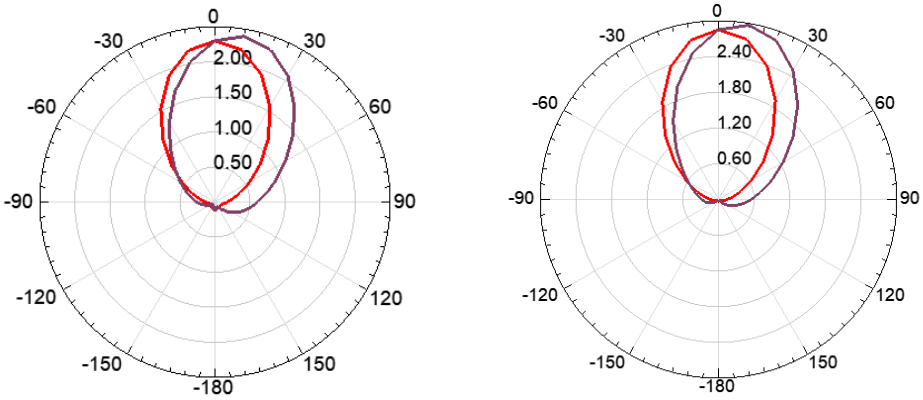


Figure (III.16) : VSWR de l'antenne Miniaturisée

L'adaptation d'impédance de l'antenne patch miniaturisée est validée par l'évolution du VSWR (Figure III.16). Une valeur proche de l'unité indique une adaptation optimale, le seuil critique

étant fixé à VSWR = 2 (équivalent à S11 = -10 dB). À 2,50 GHz (point m1), le VSWR atteint 1,42, valeur nettement inférieure au seuil critique, confirmant une bonne transmission de l'énergie électromagnétique sans pertes majeures.

III.3.3. Diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne Miniaturisée pour la fréquence de 5 GHz :



(a) (b)

Figure (III.17) : Étude Comparative des Diagrammes de Rayonnement 2D : (a) Après Miniaturisation, (b)Avant Miniaturisation

Afin d'évaluer l'impact direct de la stratégie de miniaturisation sur les propriétés radiatives du dispositif, une étude comparative des diagrammes de rayonnement bidimensionnels (2D Polar Plot) du Gain Total a été menée. L'antenne de référence (avant miniaturisation) présente un diagramme de rayonnement directif classique, symétrique et orienté principalement $\theta = 0°$ et $\theta = 10°$ pour les deux plans E et H respectivement. Après l'intégration de la cellule métamatériau CSRR au niveau du plan de masse, la configuration simulée de l'antenne optimisée (après miniaturisation) conserve cette même stabilité directionnelle.

III.3.4. Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne Miniaturisée I pour la fréquence de 5 GHz :

Pour approfondir l'investigation des propriétés radiatives du dispositif, une analyse comparative tridimensionnelle (3D Radiation Pattern) du Gain Total a été effectuée. La Figure III.20 (b) expose la cartographie volumétrique de l'antenne de référence (avant miniaturisation), tandis que la Figure III.20 (b) illustre la réponse de l'antenne optimisée après l'intégration de la cellule métamatériau CSRR.

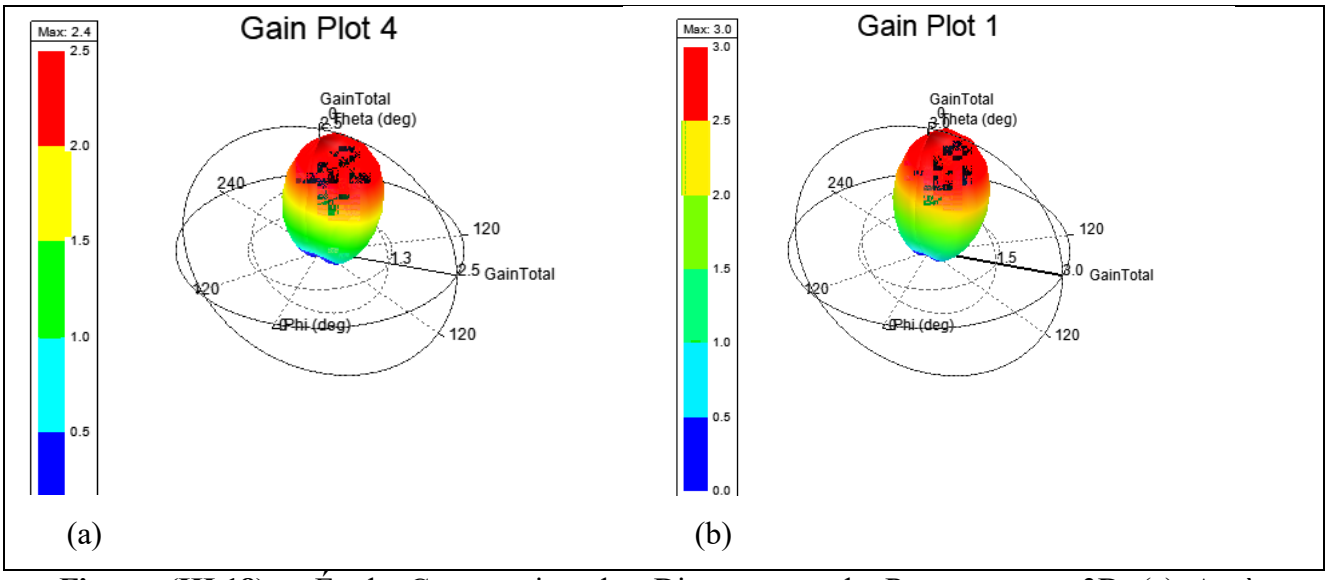


Figure (III.18) : Étude Comparative des Diagrammes de Rayonnement 3D (a) Après Miniaturisation, (b) Avant Miniaturisation

Avant modification, l'antenne de référence présente un lobe principal hautement symétrique et directif, se déployant de manière uniforme dans le demi-espace supérieur avec un pic de gain crête optimal de 3.0dB. Après application de la stratégie de miniaturisation, la configuration simulée du dispositif révèle le maintien de cette même stabilité directionnelle, tout en affichant un gain maximal stabilisé à 2.4dB. Cette légère dégradation est due aux pertes intrinsèques du métamatériau et constitue un compromis acceptable pour une antenne beaucoup plus petite, tout en conservant une bonne directivité.

III.4. Étude comparative des performances globales

Afin de réaliser une étude comparative, une antenne conventionnelle fonctionnant à 2.5 GHz **est** conçue **par la suite**. Cette antenne de référence permet de mettre en évidence et d'évaluer le taux de miniaturisation obtenu à travers la structure proposée. Elle sert ainsi de base de comparaison pour quantifier le gain en compacité et analyser l'impact de la miniaturisation sur les performances électromagnétiques de l'antenne.

III.4.1. Conception d'une antenne patch avec une fréquence de résonance 2.5 GHz

Dans cette partie, on a réalisé une antenne patch qui rayonne dans une fréquence de 2.5GHz sans utiliser une technique de miniaturisation où les paramètres géométriques de cette antenne son illustré dans le tableau ci-dessus.

Tableau III.5: Paramètres de l'antenne patch de 2.5 GH

Fréquence de résonance (GHZ)	Dimension de l'antenne		Substrat	
2.5	Longueur(mm)	Largeur(mm)	type	Hauteur(mm)
	L=64	W=87,2	FR4-époxy	H=1.6

La figure III.3 présente la géométrie de l'antenne patch pour une fréquence de résonance de 2.5GHz. Il est à noter que les simulations sont effectuées en utilisant le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator).

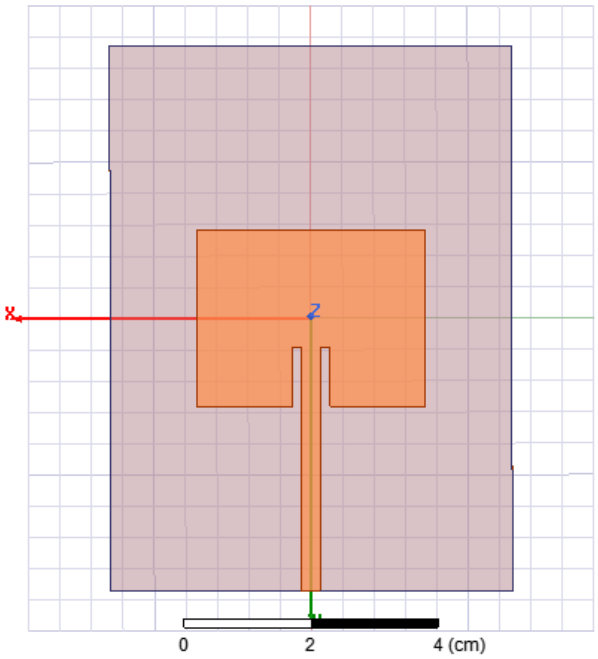


Figure (III.19) : Géométrie de l'antenne patch

➢ **Paramètre S11 :**

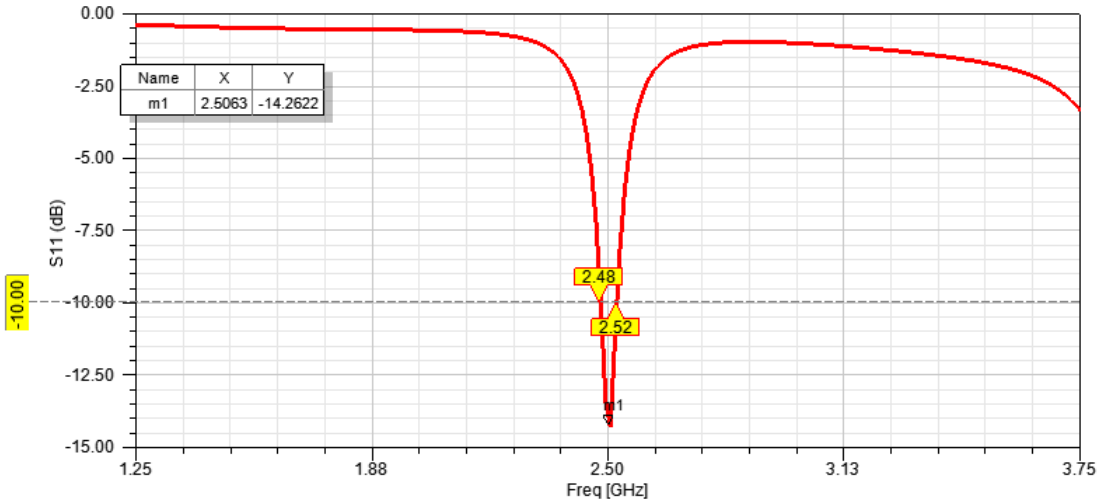


Figure (III.20): Coefficient de réflexion en fonction de fréquence

La figure III.5 présente l'évolution du coefficient de réflexion S11 (dB) en fonction de la fréquence. On observe que l'antenne résonne à 2.5 GHz avec un S11 de -14.2622 dB, ce qui indique une bonne adaptation d'impédance. La bande passante mesurée à -10 dB est de 40MHz.

III.4.2.Le rapport d'onde stationnaire (VSWR)

La figure III.7 illustre le VSWR en fonction de la fréquence. La valeur de VSWR obtenue est de 1.48 pour la fréquence de 2.5GHz, ce qui confirme une bonne adaptation de l'antenne. En effet, un VSWR inférieur à 2 et un S11 inférieur à -10 dB confirment que l'antenne est correctement adaptée.

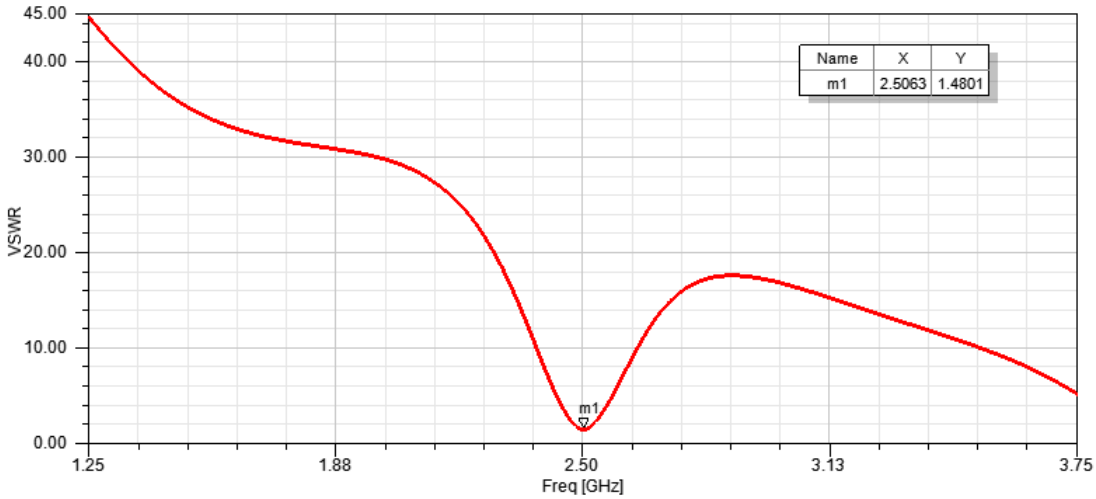


Figure (III.21) : VSWR en fonction de fréquence

III.4.3.Diagramme de rayonnement

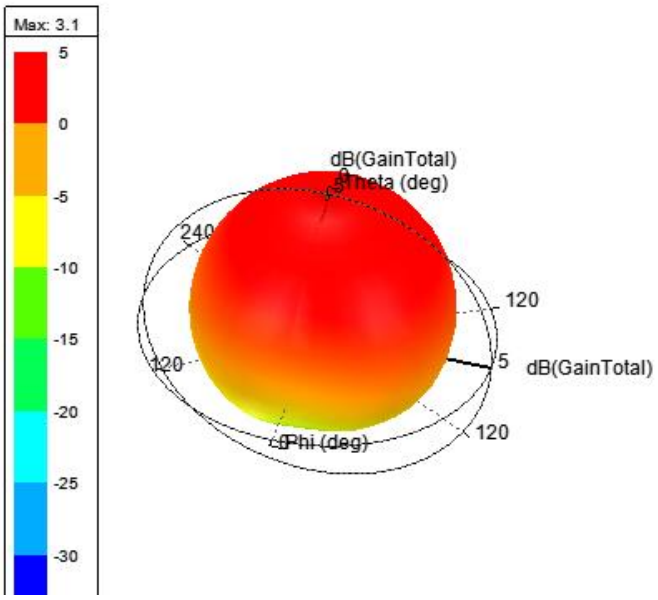


Figure (III.22) : Diagramme de rayonnement à la fréquence 2.5 GHz

Le diagramme de rayonnement de l'antenne en 3D sous HFSS nous a donné un gain maximal de 3.1 dB.

III.4.4 Étude comparative

Taux de miniaturisation :

Le taux de miniaturisation de l'antenne est calculé en comparant la surface de l'antenne conventionnelle avec celle de l'antenne miniaturisée.

- ✓ **Surface de l'antenne conventionnelle ($Sconv$)**

La taille d'une antenne simple avec une fréquence de 2.5 GHz, en utilisant les équations déjà mentionnées est :

$$Sconv = 8.72 \times 6.4 = 55.808\ cm^2$$

- ✓ **Surface de l'antenne miniaturisée ($Smini$)**

La taille de l'antenne miniaturisée avec une cellule CSRR qui rayonne à une fréquence de 2.5 GHz est :

$$Smini = 4.32 \times 3.7 = 15.984\ cm^2$$

- ✓ **Calcul du taux de miniaturisation ($Tmini$)**

Le taux de miniaturisation est donné par la relation suivante :

$$Tmini(\%) = \left(\frac{(Sconv - Smini)}{Sconv}\right) \times 100$$

$$Tmini(\%) = 71.36\ \%$$

En comparant les dimensions de l'antenne de 2.5GHz (**8.72×6.4 cm^2**) avec les dimensions de l'antenne proposée de 2.5GHz +cellule CSRR (**4.32×3.7 cm^2**), on peut dire que l'ajout de cette cellule permet une réduction de taille d'environ 71.36 % par rapport à une antenne conventionnelle fonctionnant à 2.5 GHz**.**

Tableau III.6: Etude comparative des antennes réalisées

Caractéristiques	**Antenne conventionnelle 2.5 GHz**	**Antenne 5 GHz**	**Antenne miniaturisée proposée (2.5 GHz)**
Dimensions (mm²)	87.5 × 64	43.2 × 37	43.2 × 37
Surface (mm²)	5600	1598.4	1598.4
Taux de miniaturisation (%)	0	/	**71.36 (vs conventionnelle 2.5 GHz)**
Fréquence de résonance (GHz)	2.5	5GHz	2.5
S11 (dB)	-14.26	-13.22	**-15.16**
VSWR	1.48	1.56	**1.42**
Gain (dB)	**3.1**	3.0	2.4
Bande passante (GHz)	0.040	0.0926	0.0684

L'étude comparative présentée dans le tableau III-3 met en évidence les performances de l'antenne miniaturisée proposée par rapport aux antennes de référence. L'antenne patch initiale résonne à 5 GHz, et l'intégration de la cellule CSRR permet de réduire sa fréquence de résonance à 2.5 GHz (voir figure III.21), sans modification des dimensions physiques de la structure. Cette réduction de fréquence est particulièrement avantageuse, car une descente en fréquence implique normalement une augmentation de la taille de l'antenne en raison de l'augmentation de la longueur d'onde, ce qui est ici contourné grâce à l'effet du métamatériau.

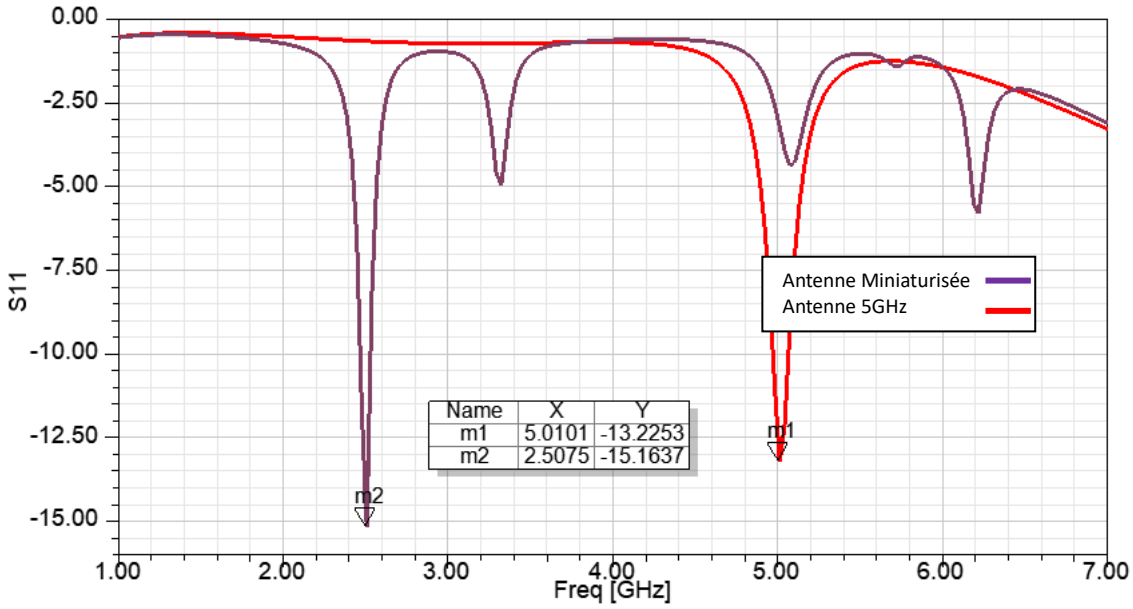


Figure (III.23) : Étude Comparative des coefficients de réflexion

En effet, le couplage électromagnétique introduit par la cellule CSRR permet de confiner le champ électromagnétique et de déplacer la résonance vers 2.5 GHz tout en maintenant une structure compacte. Dans ce contexte, la structure proposée assure une réduction significative de la taille, atteignant un taux de miniaturisation de **71.36 %** par rapport à l'antenne conventionnelle à 2.5 GHz, ce qui constitue un avantage majeur en termes d'intégration. Sur le plan des performances, l'antenne miniaturisée présente une meilleure adaptation d'impédance avec un **S11 de -15.16 dB** et un **VSWR de 1.42**, confirmant une bonne efficacité de rayonnement, ainsi qu'une bande passante légèrement améliorée par rapport à l'antenne de référence. Toutefois, cette miniaturisation s'accompagne d'une légère diminution du gain (2.4 dB contre 3.1 dB pour l'antenne conventionnelle), ce qui traduit le compromis classique entre compacité et performance. Globalement, ces résultats confirment la viabilité de l'approche basée sur les métamatériaux pour la conception d'antennes compactes destinées aux applications sans fil modernes.

III.5. Mécanisme de Miniaturisation via Cellule CSRR

La cartographie du courant de surface (Jsurf), donné par la figure III. 23, apporte une confirmation visuelle directe des mécanismes de miniaturisation précédemment analysés. On y observe une intense concentration des courants localisée au niveau des fentes de la cellule CSRR, ce qui matérialise le fort couplage résonant introduit par le métamatériau. En confinant ainsi l'énergie électromagnétique, la cellule CSRR modifie radicalement le cheminement des courants sous le patch. Ce comportement force l'onde à ralentir, augmentant

virtuellement la longueur électrique de la structure. C'est précisément ce confinement et cette modification de la trajectoire du courant qui expliquent pourquoi la même antenne physique, sans altération de ses dimensions, voit sa fréquence de résonance translatée efficacement du mode initial de 5 GHz vers le mode fondamental miniaturisé de 2,5 GHz (voire figure III.22).

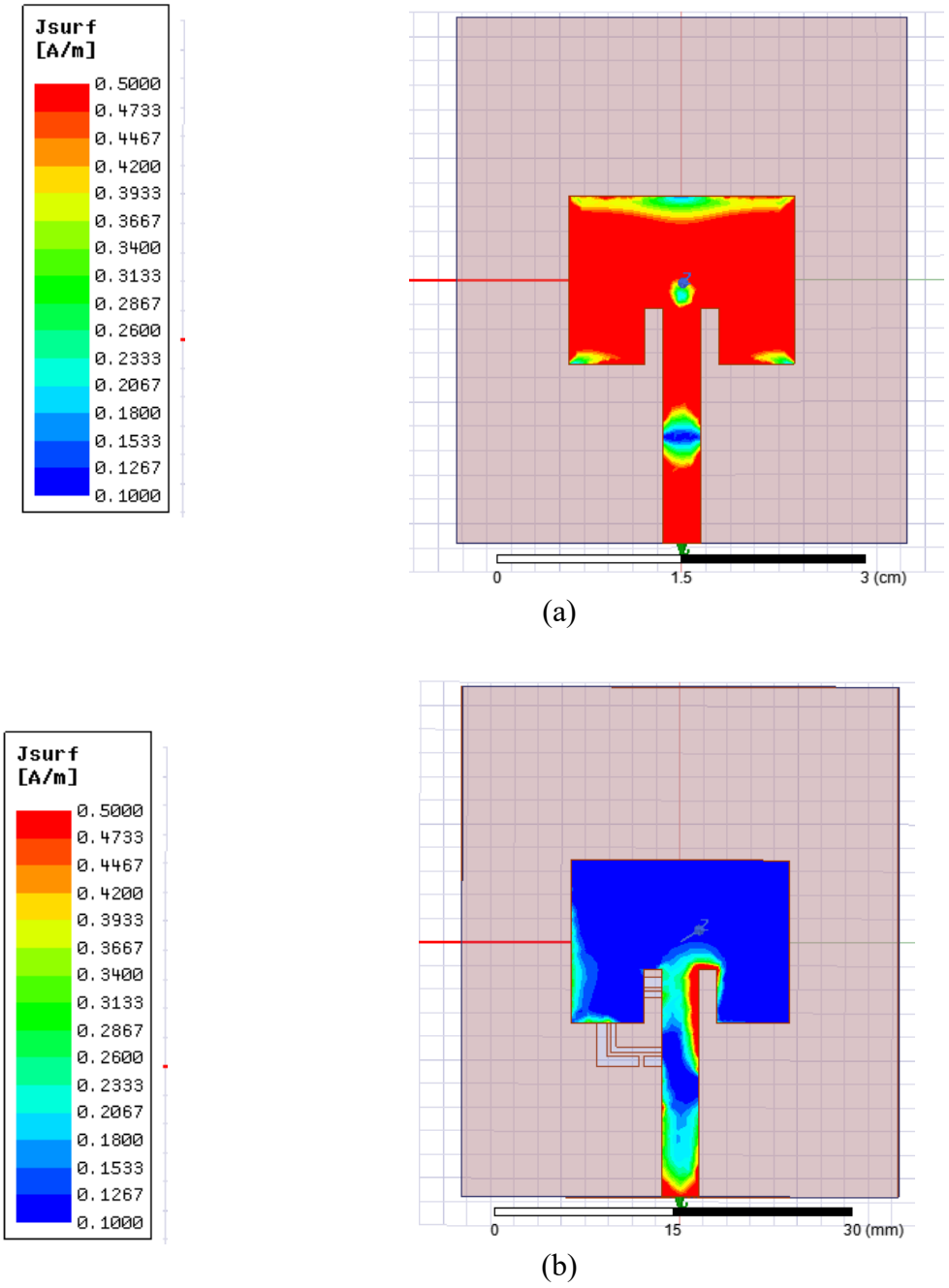


Figure. III.24 Cartographie du courant de surface Jsurf : (a) antenne 5GHz, (b) Antenne miniaturisée

III.6. Étude comparative

Tableau III.7: Etude comparative des antenne

Le Tableau III.7 présente une comparaison entre l'antenne miniaturisée proposée et plusieurs antennes rapportées dans la littérature

	Taille des antennes (mm^2)	Taux de miniaturisation (%)	Fréquence de résonance (GHz)	S11 (dB)	Gain (dB)
Proposé	43.2 × 37	**71.36**	2.5	-15.16	2.4
[85]	30 × 30	47	2.55	-15	-3.9
[86]	93 x 93	50	2.5	-11.9	-3.9
[87]	57.62×74.46	50	2.45	-35.94	1.39
[88]	75 ×75	55.1	2.45	-18	2.8

L'antenne proposée offre le meilleur compromis du tableau. Grâce à un taux de miniaturisation de **71,36 %**, avec un S11= -15,16dBet un gain satisfaisant de **2,4 dBi**. Bien que certaines références affichent une taille plus réduite **[85]**ou de meilleures S11 (**[87]**, **[88]**), mais le volume global qui reste beaucoup plus important. L'antenne proposée présente une combinaison optimale entre **compacité extrême, adaptation et efficacité de rayonnement** pour les technologies sans fil modernes

Conclusion

Dans ce chapitre, une antenne patch initialement conçue pour fonctionner à 5GHz a été étudiée puis optimisée afin de résonner à 2.5GHz grâce à l'intégration d'une cellule CSRR, sans modification des dimensions physiques de la structure. Cette approche basée sur les métamatériaux a permis de confiner le champ électromagnétique et de réduire la fréquence de résonance vers la bande cible, démontrant ainsi l'efficacité du concept proposé.

L'étude comparative détaillée avec d'autres structures de la littérature (synthétisée dans le **Tableau III.7)** met en évidence les performances remarquables de notre antenne :

- **Compacité et Miniaturisation :** La structure proposée, avec des dimensions de 43.2 ×37 mm^2, permet d'obtenir un taux de miniaturisation exceptionnel de 71.36%. Bien que la référence **[85]**présente une surface légèrement plus petite (30 ×30 mm^2), son taux de miniaturisation reste bien inférieur (47%). De plus, notre antenne s'avère nettement plus compacte que les structures **[86]** (93 ×93 mm^2), **[87]** (57.62 ×74.46 mm^2) et **[88]** (75× 75 mm^2).
- **Adaptation et Gain :** Notre antenne affiche un coefficient de réflexion S11 très satisfaisant de -15.16 dB à 2.5 GHz, surpassant **[85]** (-15 dB) et **[86]** (-11.9 dB). Bien que **[87]**et**[88]** présentent de meilleurs coefficients de réflexion (respectivement -35.94 dB et -18 dB), elles imposent un volume global beaucoup plus encombrant. De surcroît, le gain obtenu de 2.4 dBi reste hautement compétitif et largement supérieur à ceux de **[85]** (-3.9 dB), **[86]** (-3.9 dB) et **[87]** (1.39 dB).

En conclusion, l'antenne proposée offre le meilleur compromis du **Tableau III.7** Elle présente une combinaison optimale entre compacité extrême, bonne adaptation et efficacité de rayonnement, confirmant ainsi l'intérêt majeur des structures CSRR pour la conception d'antennes performantes dédiées aux technologies sans fil modernes.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Au terme de ce travail de fin d'études dédié à la miniaturisation des antennes patchs microrubans par l'utilisation des métamatériaux, nous pouvons affirmer que les objectifs scientifiques et techniques fixés initialement ont été pleinement atteints.

Les investigations numériques et analytiques menées tout au long de ce projet nous ont permis de franchir avec succès plusieurs étapes cruciales :

- **Conception de l'antenne de référence :** Nous avons dimensionné une antenne patch conventionnelle résonnant précisément à la fréquence de 5 GHz avec un coefficient de réflexion (S11) hautement satisfaisant de -13.22dB, un taux d'onde stationnaire (VSWR) idéal de 1.55 et un gain directif de l'ordre de 3 dB.
- **Caractérisation de la cellule métamatériau CSRR :** Intégrée dans une ligne de transmission microruban, la cellule a révélé une bande d'atténuation (Stop-band) très profonde à 3.50 GHz} atteignant -36 dB. L'implémentation de l'algorithme d'extraction NRW sous MATLAB a confirmé de manière irréfutable le comportement électromagnétique singulier de la structure, mettant en évidence une permittivité effective réelle (εeff) fortement négative (atteignant -16.16) à la fréquence d'intérêt, validant ainsi son appartenance à la catégorie des milieux epsilon-négatifs (ENG).
- **Miniaturisation et Optimisation de l'antenne :** Grâce à une étude paramétrique exhaustive totalisant 288 courbes de simulation pour évaluer l'impact topologique de la cellule CSRR dans le plan de masse, nous avons réussi à coupler de manière optimale le champ électromagnétique du patch avec le résonateur. Ce couplage a provoqué une translation remarquable de la fréquence de résonance fondamentale du système, la ramenant de 5 GHz à 2.50 GHz.

Originalité et Étude Comparative

La contribution majeure de ce mémoire réside dans le taux de miniaturisation exceptionnel obtenu, qui s'élève à 71.36% en termes de surface occupée (43.2 × 37 mm^2), par rapport à une antenne patch classique qui aurait été conçue nativement pour fonctionner à 2.5GHz.

Une étude comparative rigoureuse menée face à plusieurs travaux récents de la littérature (**Tableau III.7**) met clairement en valeur la pertinence de notre conception :

- Bien que certaines références affichent une taille de résonateur légèrement plus réduite (comme **[85]**avec 30×30 mm^2), notre antenne présente un taux de miniaturisation nettement supérieur (71.36% contre 47% pour **[85]**).

- Par rapport aux structures **[87]**et**[88]**, qui exhibent de meilleures valeurs de S11 (allant jusqu'à -35.94 dB), leur encombrement physique global (57.62 ×74.46 mm^2 et 75 ×75 mm^2) reste beaucoup plus important que notre prototype.

Ainsi, avec un coefficient de réflexion de -15.16dB et un gain très satisfaisant de 2.4dBi à la fréquence de 2.5GHz, l'antenne proposée offre le meilleur compromis du tableau. Elle présente une combinaison optimale entre compacité extrême, excellente adaptation d'impédance (proche de 50Ω) et efficacité de rayonnement. Cela en fait un candidat hautement compétitif pour une intégration directe au sein des architectures matérielles restreintes des technologies sans fil modernes.

ANEXE :ANSYS HFSS pour la simulation d'antennes

4.1. Introduction :

L'omniprésence des antennes dans les technologies contemporaines qu'il s'agisse de terminaux mobiles, de dispositifs RFID ou de systèmes radar complexes impose une rigueur extrême lors de leur conception. Dans ce contexte, la simulation électromagnétique s'avère être un levier indispensable, offrant la possibilité d'évaluer virtuellement des scénarios critiques et de valider les performances avant toute phase de prototypage physique.

ANSYS HFSS s'est imposé comme le standard industriel pour la simulation d'ondes complètes (full-wave). Sa puissance réside dans l'utilisation de multiples techniques de résolution avancées qui permettent non seulement de modéliser l'antenne isolée, mais aussi d'analyser avec précision ses interactions avec son environnement direct, notamment le système d'alimentation et la plateforme d'accueil.

Face aux défis actuels de la miniaturisation et de l'optimisation des bandes passantes, HFSS garantit une précision de haut niveau grâce à son algorithme de maillage adaptatif automatisé. Cet outil devient alors essentiel pour le concepteur, permettant de caractériser les paramètres fondamentaux tels que les pertes par réflexion (Return Loss), l'impédance d'entrée, le gain ainsi que la directivité.[90]

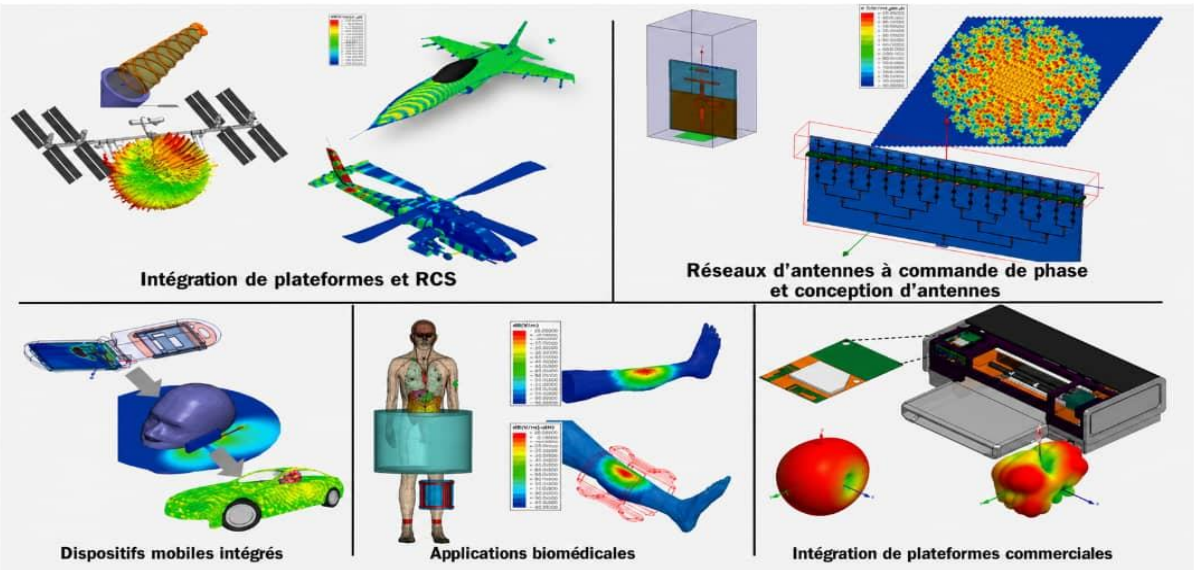


Figure 4. 1 : Applications simulées à l'aide d'ANSYS HFSS

4 .2. Définition et Capacités de l'Outil ANSYS HFSS :

ANSYS HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel de référence mondiale pour la simulation électromagnétique en trois dimensions (3D). Il offre un environnement intégré combinant la modélisation solide, la visualisation avancée et l'automatisation des

processus de calcul. Sa force réside dans sa capacité à fournir des solutions précises et rapides pour des problèmes électromagnétiques complexes.

Le logiciel repose principalement sur la Méthode des Éléments Finis (FEM). Cette approche permet de caractériser avec rigueur les structures haute fréquence en calculant des données essentielles telles que :

- **Les paramètres S (coefficient de réflexion, transmission).**
- **Les fréquences de résonance.**
- **La distribution des champs électriques et magnétiques (en champ proche et en champ lointain).**



Quelles sont les fonctionnalités clés de HFSS ?

Au-delà de la simple simulation, HFSS constitue une plateforme complète pour l'ingénieur grâce à :

- **Le Prototypage Virtuel*:*** Il permet de tester et de valider des concepts rapidement sans avoir recours à des prototypes physiques coûteux.
- **La Flexibilité Géométrique :** Le logiciel supporte la création et l'analyse de structures 3D totalement arbitraires (complexes).
- **La Gestion Multi-modale :** Il prend en charge l'analyse de plusieurs ports et modes de propagation simultanément.
- **La Compatibilité Matérielle :** HFSS permet de définir les propriétés de n'importe quel matériau utilisé dans le domaine des micro-ondes (diélectriques, conducteurs, métamatériaux).

- **L'Extraction de Paramètres Matriciels :** Le calcul automatique des matrices de paramètres S, Y et Z pour une caractérisation complète du circuit.

4.3. Description générale des outils HFSS:

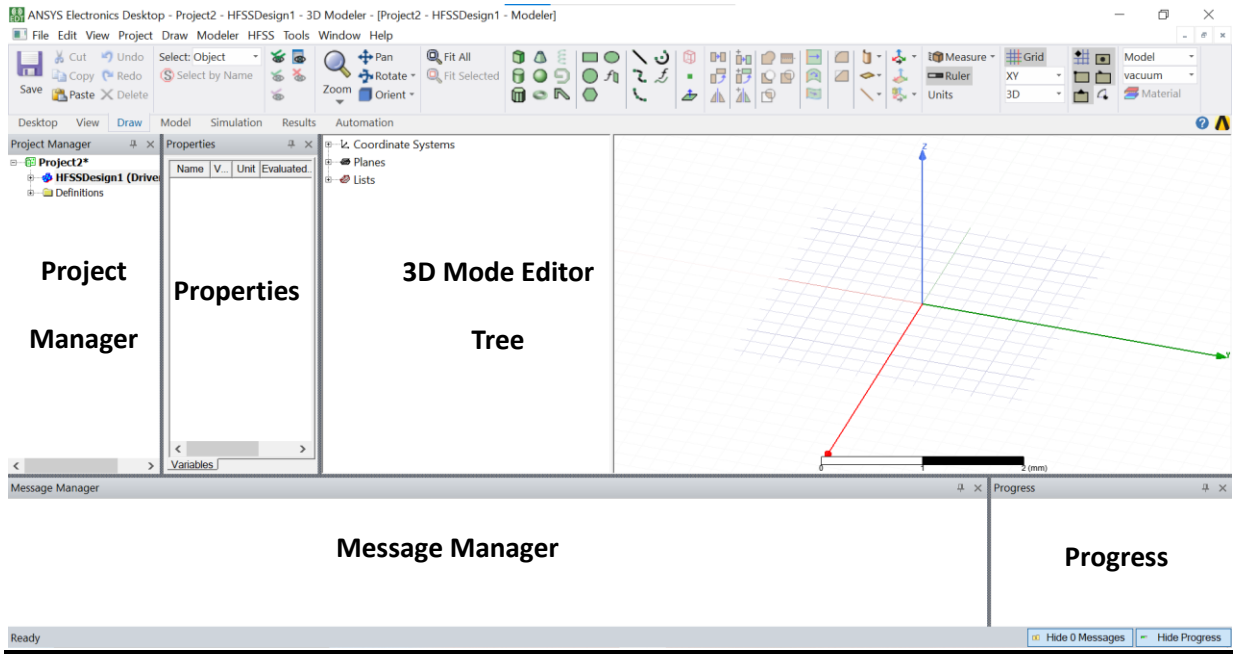


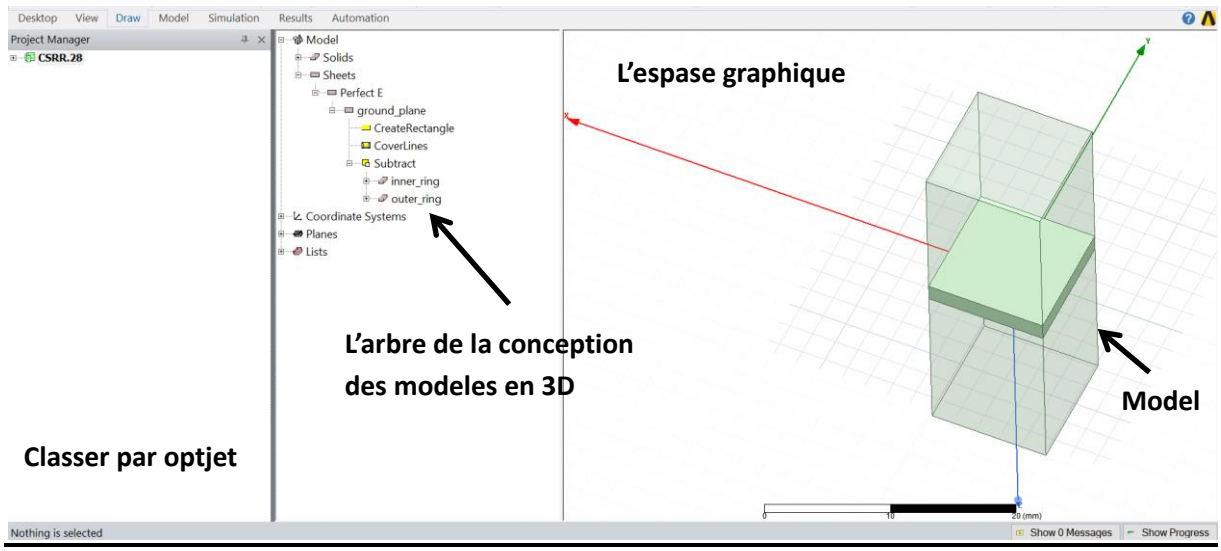
Figure 4.2 : Les outils de HFSS.

4.3.1Barre des outils : Elle englobe tous les outils pour créer un model :



Figure 4.3 : Barre des outils

4.3.2Fenêtre des modèles 3D :



4.3.3.Gestionnaire de projet arborescent (Manager des projets) :

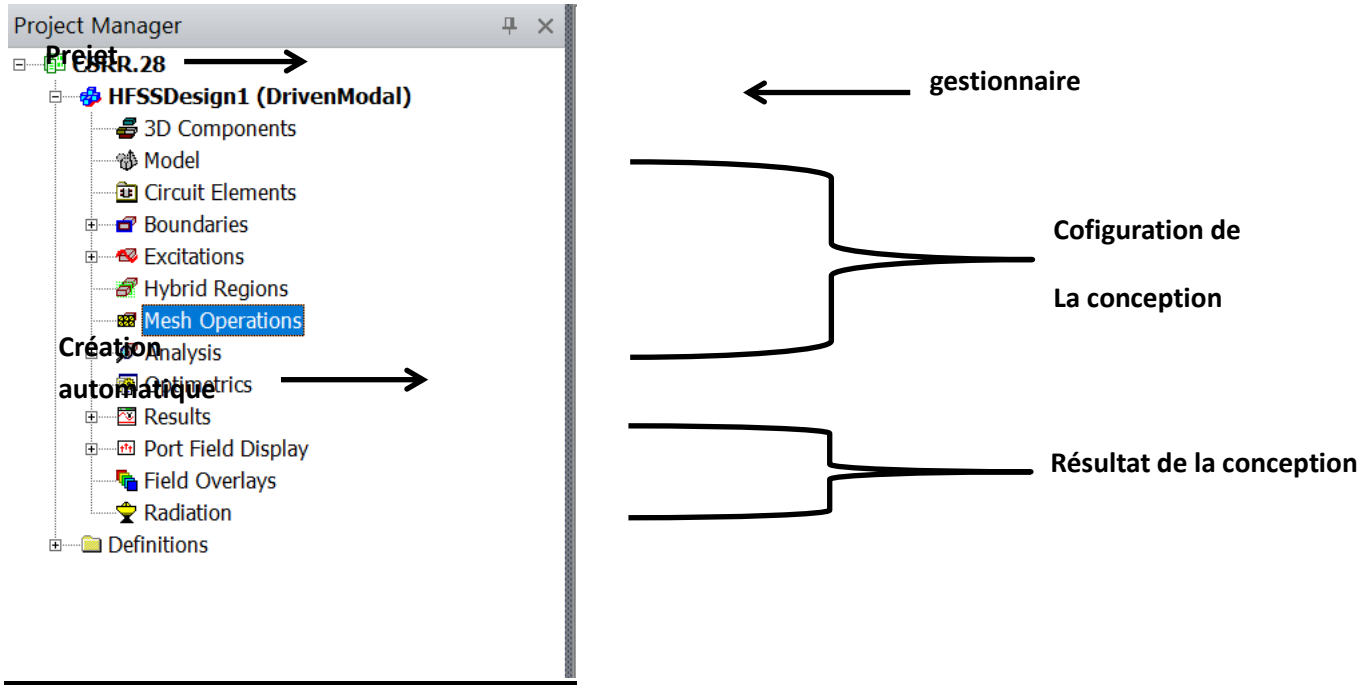


Figure 4.4 :Manager des projets

4.3.4.Fenêtre des propriétés :

Elle nous permet d'attribuer le nom, le matériau, la couleur …etc.

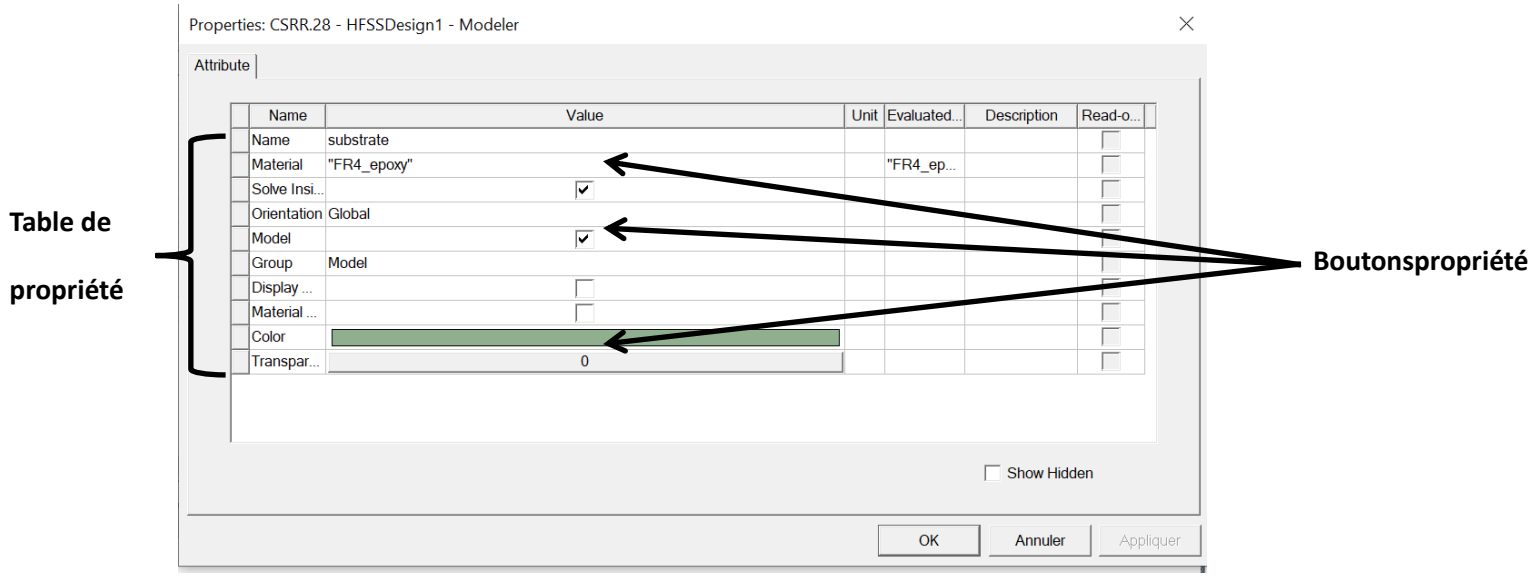


Figure 4.5 : Fenêtre des propriétés

Cette interface permet de visualiser et de gérer avec précision les caractéristiques géométriques du modèle 3D. Elle affiche la position ainsi que les paramètres dimensionnels (tels que la hauteur, la largeur et la longueur) de chaque objet créé. L'avantage majeur de cette fenêtre est qu'elle offre une flexibilité totale ‹permettant de modifier ces dimensions à

tout moment durant le processus de conception ،ce qui facilite l'optimisation itérative de l'antenne.

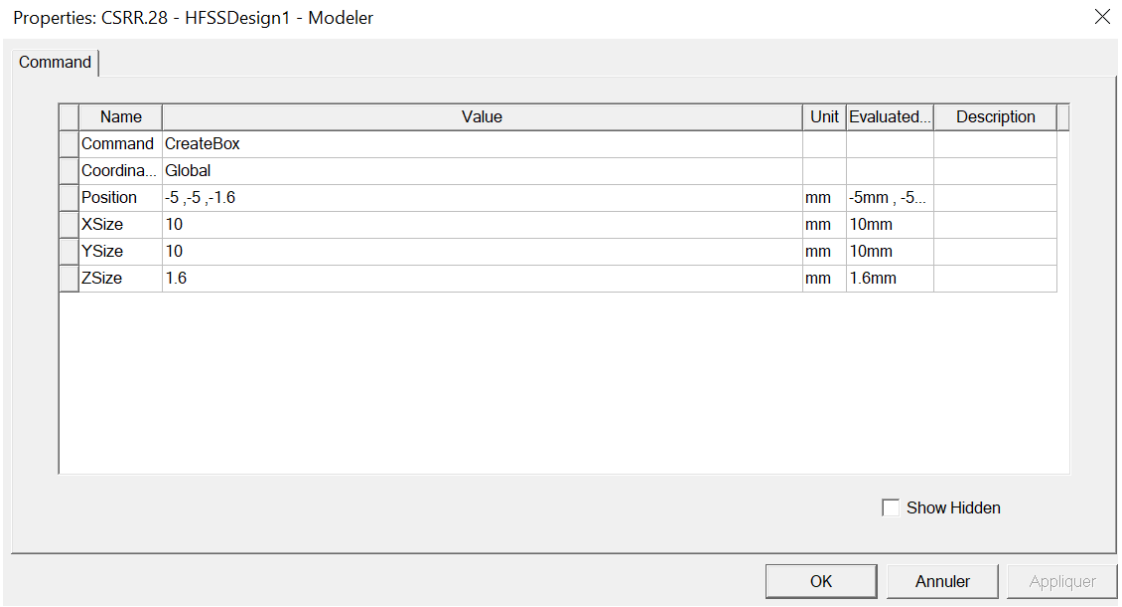


Figure 4.6 : Les paramètres (hauteur, largeur) du model

- ✓ **Le Message Manager :**Un centre de diagnostic qui affiche les erreurs, les avertissements et les messages de validation avant et pendant la simulation.
- ✓ **La Fenêtre de Progress :**Permet de suivre en temps réel l'état d'avancement des calculs و des différentes étapes de résolution.
- ✓ **La Barre des Menus :** Regroupe toutes les commandes du logiciel. Le menu "HFSS" est essentiel pour configurer les paramètres physiques du projet (Excitations, Boundaries, Setup).

4.3.5.Barre des menus :

Elle contient toutes les options d'HFSS notamment :

- ➢ **HFSS**>>Edit :

- ➢ **Arrange :**

•**Move :** translater un élément de la structure le long d'un vecteur.

• **Rotate :** déplacer un élément de la structure par un angle.

•**Mirror :** faire translater un objet choisi autour d'un plan spécifié.

- ➢ **Offset:** Effectue une échelle uniforme en x, y et z.

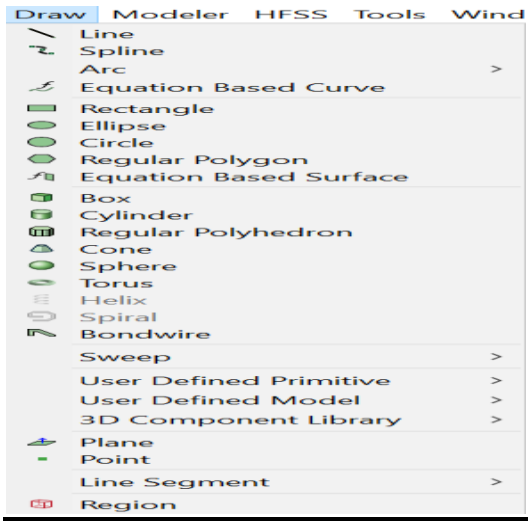
- ➢ **Duplicate :**

•**Along lines :** Créer des copies multiples d'un objet le long d'un vecteur.

•**Around axis :** créer des copies multiples d'un objet en rotation par un angle fixe autour de x, y ou z.

•**Mirror :** Fixer l'image d'un objet autour d'un plan spécifié et créer son double.

- **Draw :** Regroupe tous les modèles, rectangle, ellipse, cercle, boite…..



- **Modeler/3D Modeler :**
- **Outils de Modélisation (Boolean & Measures) :** Permettent d'effectuer des opérations géométriques complexes (comme la fusion ou la soustraction d'objets)
- **Unités et Mesures (Units) :** Offrent la possibilité de définir et de changer l'unité de travail (mm, cm, inch) selon l'échelle du modèle (antenne ou cellule SRR).

- **Système de Coordonnées (Coordinate System)** : Permet de définir ou de modifier le repère de travail (Cartésien, Cylindrique, etc.) pour faciliter le positionnement précis des éléments dans l'espace 3D.
- **Mode Analysis :** Sert à configurer et à analyser les propriétés électromagnétiques و les performances globales des surfaces et des volumes modélisés.



➢ **HFSS :** contient les fonctionnalités principales :

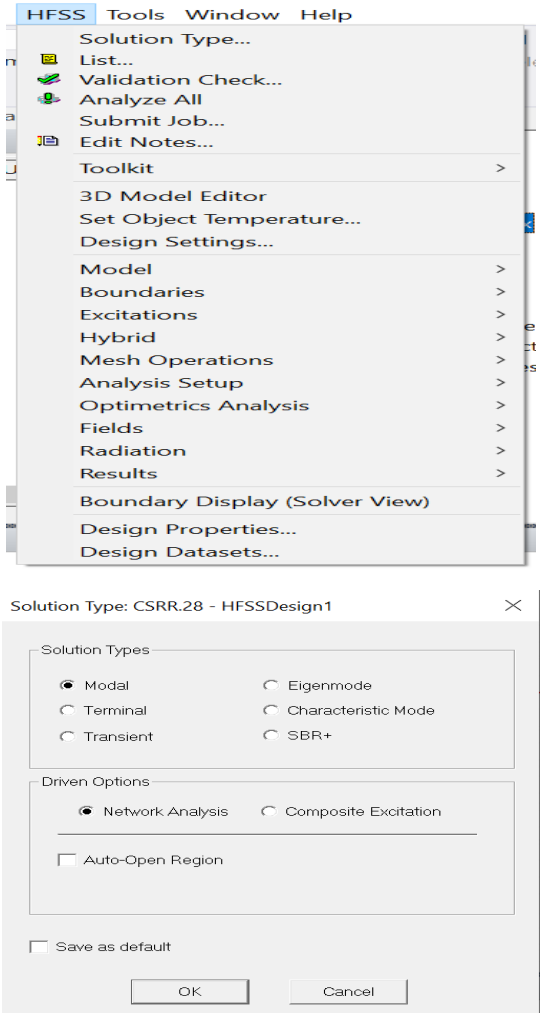


Figure 4.7: Types des solutions

- **type de la solution:**

- **Driven Modal :** calcule des paramètres S, les solutions de la matrice S seront exprimées en termes de puissance incidente et réfléchie.
- **Driven Terminal :** calcule les paramètres S de ports multiconducteurs de la ligne de transmission. Les solutions de la matrice S seront exprimées en termes de tensions et des courants aux bornes.
- **Eignemode :** calcule les modes propres, ou de résonances d'une structure. La solution des modes propre retourne les fréquences de résonance de la structure et les champs à ses fréquences de résonance.
- **Validate :** (compiler le projet) si tout est bon la fenêtre ci-dessous apparait :

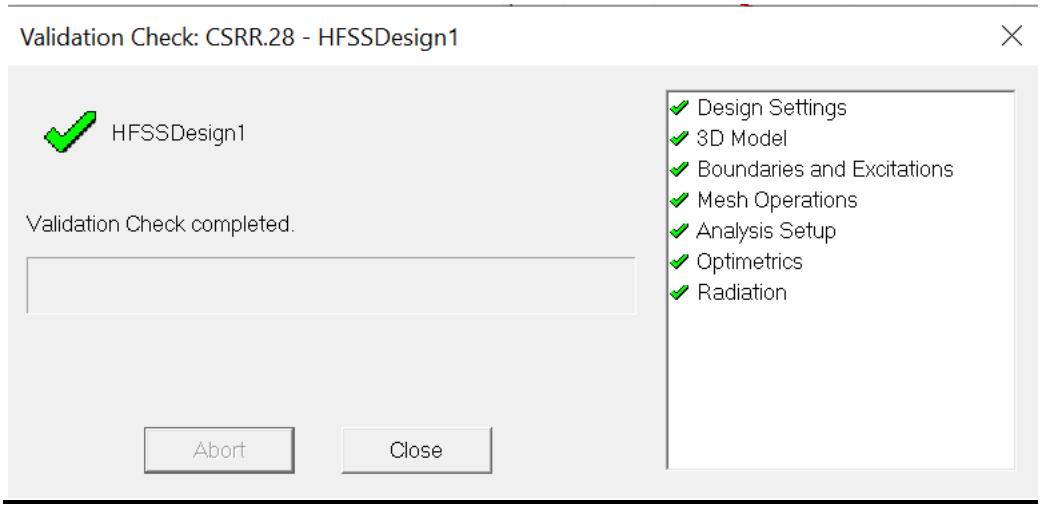


Figure 4.8 : Compiler le projet.

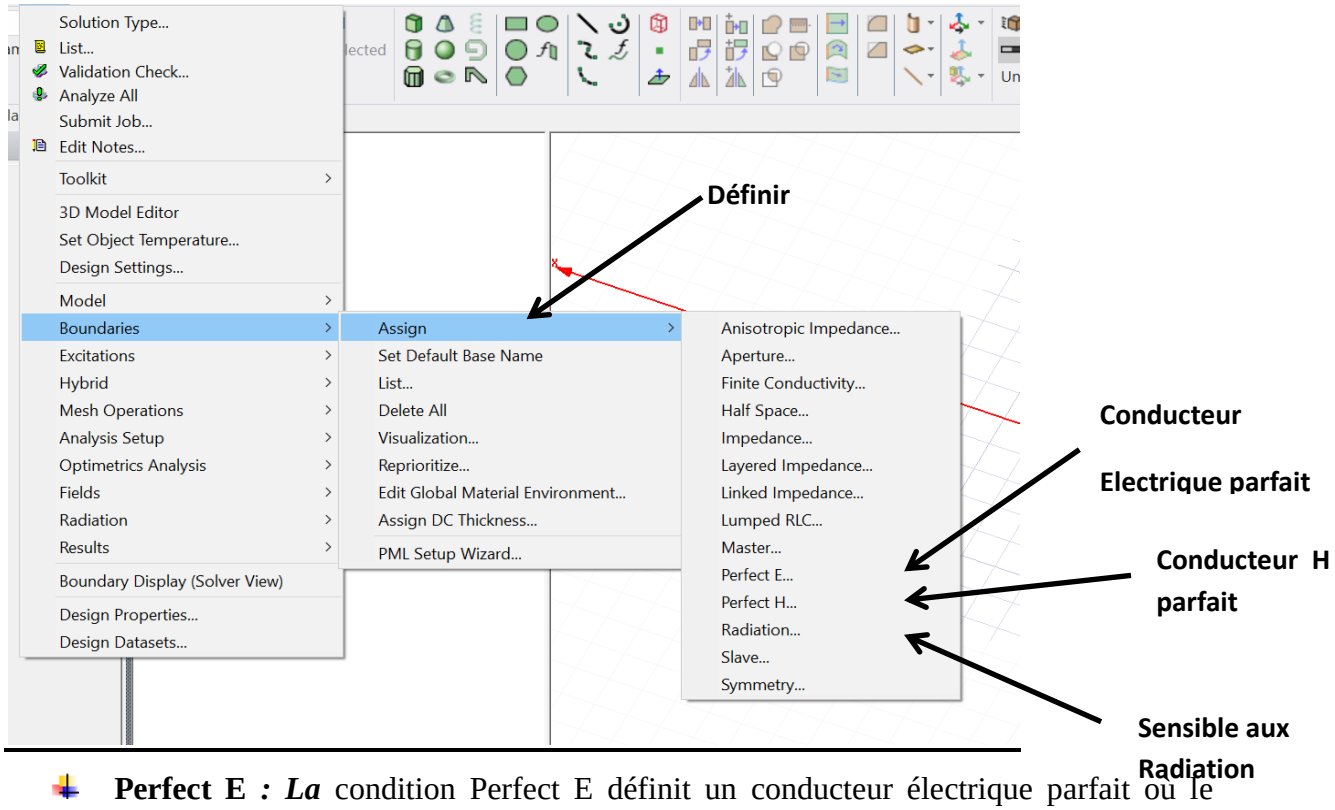
La vérification de la validité du modèle s'effectue via le Message Manager (situé en bas de l'interface). Ce dernier répertorie les erreurs critiques و les avertissements (warnings) qu'il est nécessaire de corriger avant de lancer toute simulation.

- **Analyze all :** ça prendra de 5-20min pour faire l'analyse ça dependra de votre machine.

Une barre de progression va paraitre en rouge à la fin de l'analyse vous aurez ce message :

ⓘ Normal completion of simulation on server: Local Machine. (5:59:02 mai 01, 2026)

Boundaries (conditions aux limites) :



- **Perfect E** : ***La*** condition Perfect E définit un conducteur électrique parfait où le champ électrique est strictement perpendiculaire à la surface. Dans HFSS, cette propriété est appliquée automatiquement dans deux scénarios clés :

1. Par défaut (Outer Boundary) : Pour toute face d'un objet en contact direct avec les limites externes de l'espace de simulation (Background).
2. Par affectation (Matériau PEC) : Pour tout objet défini avec le matériau PEC, transformant ainsi l'intégralité de sa géométrie en une structure parfaitement conductrice.

- **Perfect H :** est un conducteur magnétiquement parfait, il est tangentiel à la surface du champ E.
- **Finite Conductivity :** Permet de modéliser des conducteurs non idéaux en tenant compte de leur conductivité finie, ce qui inclut le calcul des pertes ohmiques à la surface du matériau.
- **Impedance :**Représente une surface résistive caractérisée par une impédance analytique complexe ($Z = Rs + jXs$). Elle sert à simuler le comportement des champs et les pertes associées.
- **Layered Impedance :** Utilisée pour modéliser plusieurs couches minces superposées comme une surface d'impédance équivalente, simplifiant ainsi la structure 3D.

- **Lumped RLC :** Simule une combinaison en parallèle de composants localisés (Résistance, Inductance, Condensateur) pour représenter un circuit équivalent sur une surface.
- **Radiation (ABC) :** Également appelée "Frontière absorbante", elle définit une surface électriquement ouverte. Elle permet aux ondes de s'échapper de la structure sans réflexion ‹ce qui est crucial pour l'extraction des paramètres en champ lointain.

➢ **Excitations :**

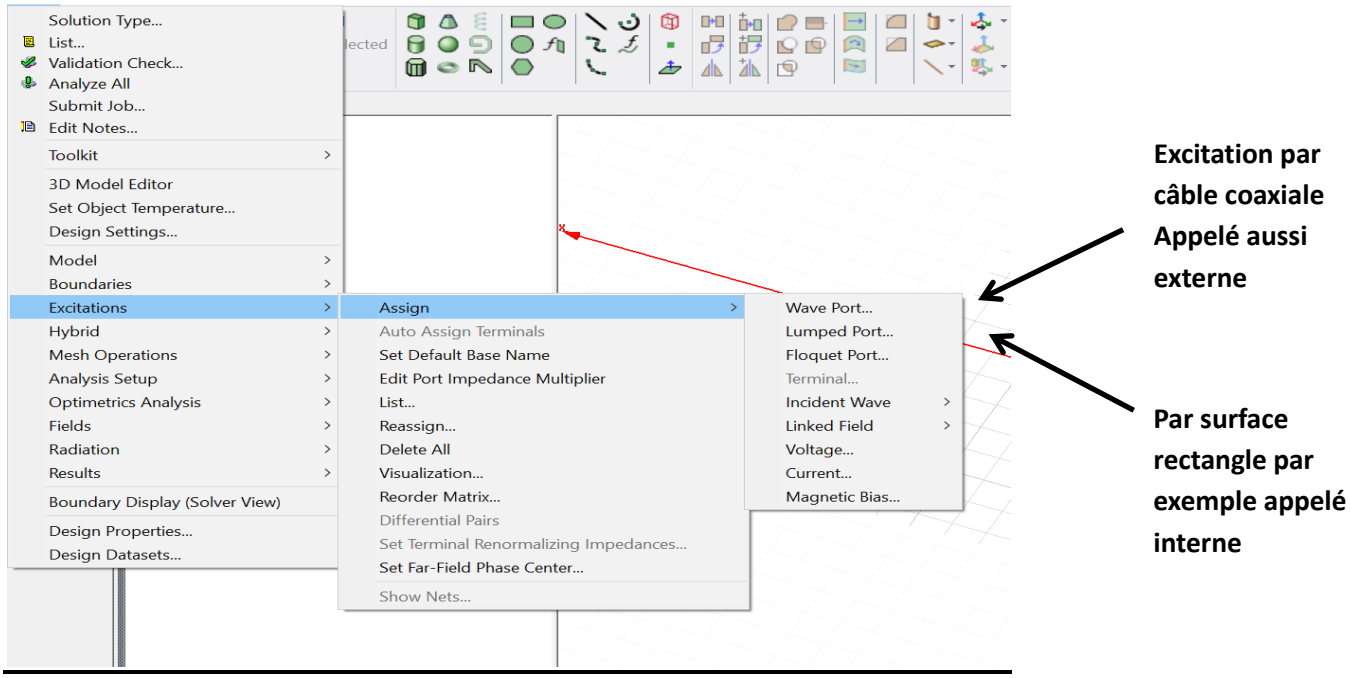


***Figure 4.9* :** Types d'excitations.

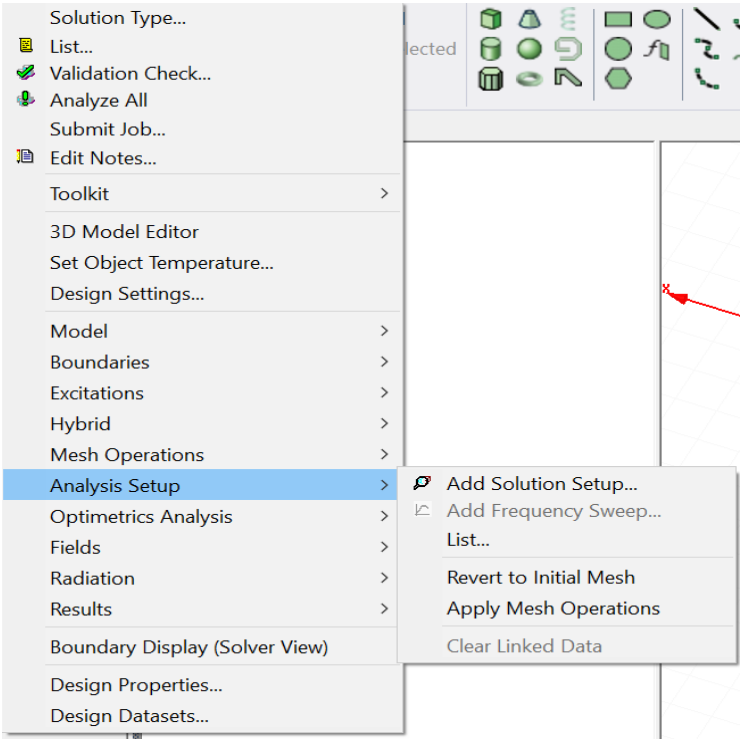
➢ **Wave Port :** Utilisé principalement comme une interface externe. Il sert à injecter et à récupérer l'énergie électromagnétique du modèle en simulant une connexion avec une ligne de transmission semi-infinie (comme un guide d'onde ou un câble coaxial).

➢ **Lumped Port :** Constitue une alternative aux ports d'ondes pour les excitations internes. Il est appliqué directement sur une structure (entre deux conducteurs) pour injecter une source d'énergie locale, ce qui est particulièrement utile pour les circuits complexes ou miniaturisés.

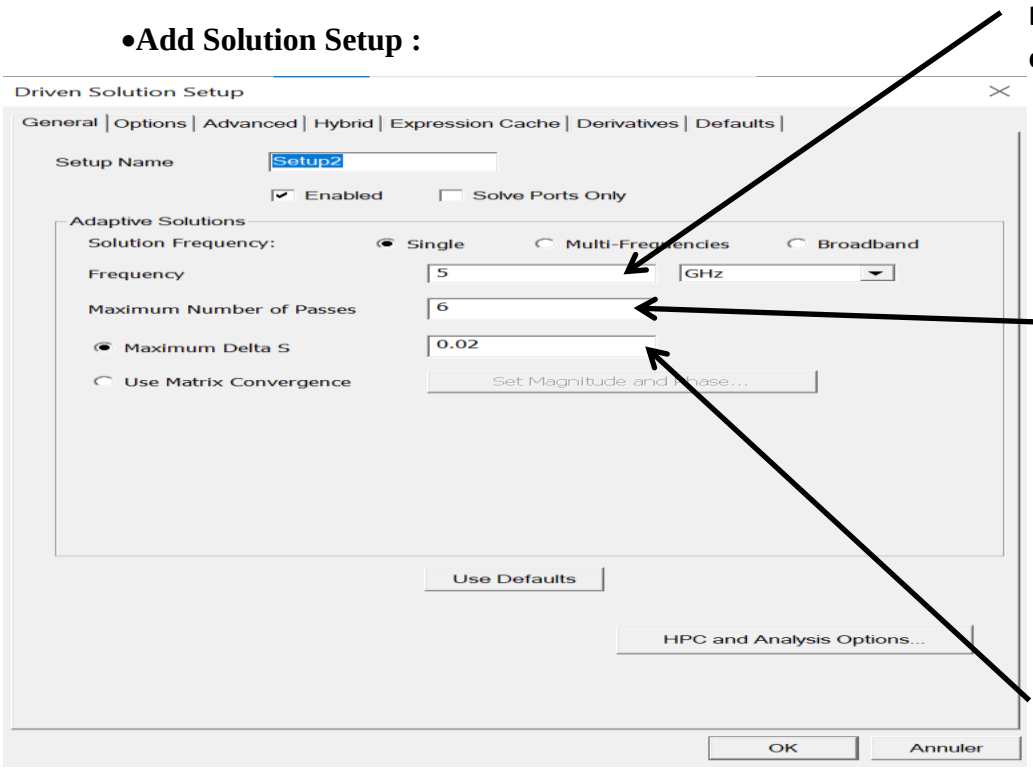
- **Analyze Setup :**

Les conditions d'analyse notamment la fréquence et son intervalle d'utilisation.

Annexe : ANSYS HFSS pour la simulation d'antennes



•Add Solution Setup :



Fréquence d'utilisation

Le nombre de calcul du det S pour avoir la convergence de la méthode

Le seuil du calcul det jusqu'à quel valeur du déterminent en arrêt

Méthodologie de Simulation sous HFSS :

La conception et la caractérisation d'une antenne patch via le logiciel HFSS reposent sur un processus rigoureux structuré en plusieurs étapes clés :

- **Modélisation Géométrique** *:* Consiste à définir avec précision la structure 3D du dispositif en spécifiant les dimensions optimales de chaque objet (substrat, patch, plan de masse).
- **Caractérisation des Matériaux :** Attribution des propriétés physiques à chaque élément (constante diélectrique εr, tangente de perte, conductivité), garantissant ainsi la fidélité du modèle par rapport à la réalité physique.
- **Configuration des Excitations :** Définition des ports d'entrée/sortie (Wave Port ou Lumped Port) pour injecter l'énergie électromagnétique dans la structure selon le mode d'alimentation choisi.
- **Définition des Conditions aux Limites (Boundaries):** Mise en place de l'environnement électromagnétique (Perfect E, Radiation, etc.). Cette étape est cruciale pour résoudre les équations de Maxwell en délimitant l'espace de calcul.
- **Paramétrage de l'Analyse (Setup)***:* Configuration des critères de convergence, de la fréquence de maillage (Solution Frequency) et du balayage fréquentiel (Frequency Sweep).
- **Lancement du Solveur** *:* Exécution des calculs numériques. La durée du processus dépend de la puissance de calcul disponible, de la densité du maillage et de la complexité structurelle du modèle.
- **Extraction et Post-traitement** : Visualisation des performances obtenues, notamment les paramètres S (Coefficient de réflexion S11), le gain, et les diagrammes de rayonnement en 2D et 3D.
- **Analyse Critique des Résultats :** Confrontation des résultats obtenus avec les objectifs théoriques afin de valider la conception ou de procéder à une optimisation itérative.

4.3.6. Comment créer un projet :

Chaque projet passe de trois étapes essentielles :

- Création et configuration initial
- Dessin du model
- Compilation et visualisation des résultats

4.3.6.1 Création du projet

file>> new, insertion du HFSS design pour cela clique droit sur le projet et sélectionnez Insert>>insert HFSS design.

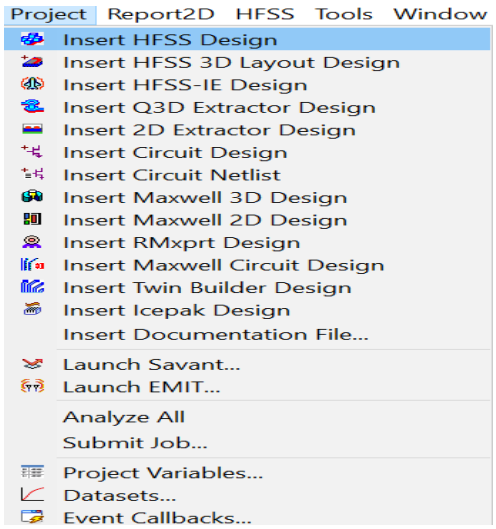
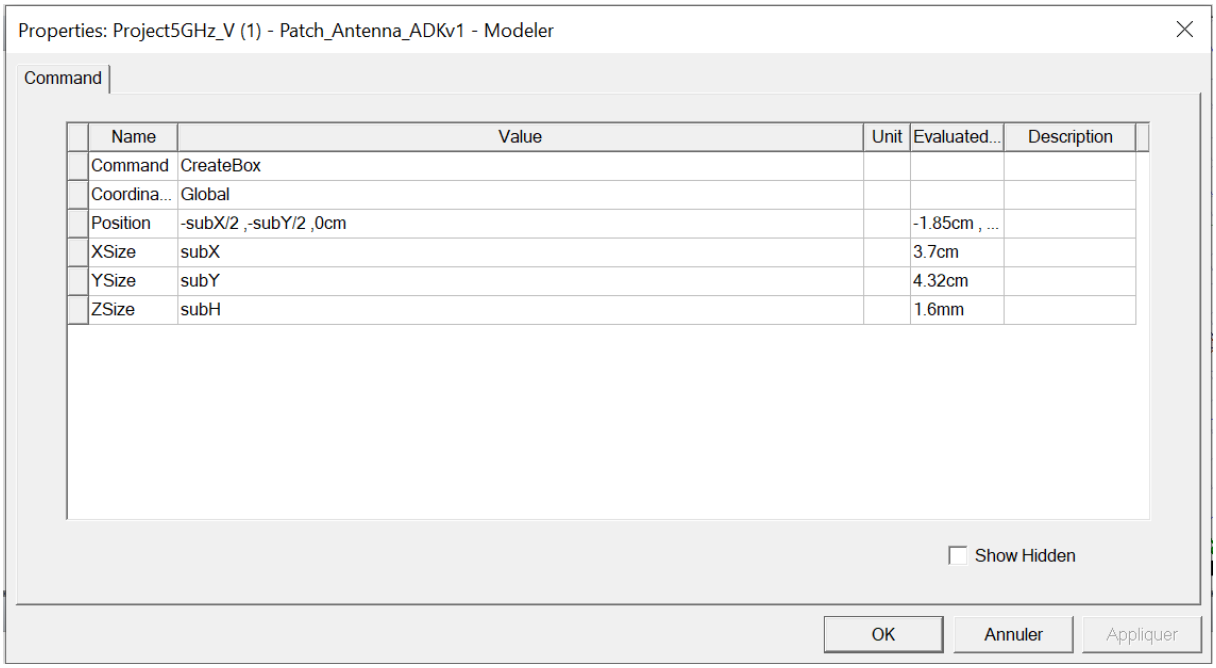


Figure 4.10: Fenêtre de Création du projet file.

Enregistrer avant de commencer à dessiner dans n'importe quel dossier.

4.3.6.2 Création du substrat et choix du matériau :

L'antenne proposée est réalisée sur un substrat de type FR-4 (Epoxy), choisi pour son excellent compromis entre performance et coût de fabrication. Ce substrat se caractérise par une épaisseur standard de $1{,}6\ mm$ et une permittivité relative de $4\,.\,4$, offrant ainsi une base rigide et stable pour le rayonnement de la structure.



La structure se présente ainsi comme dans la Figure suivante :

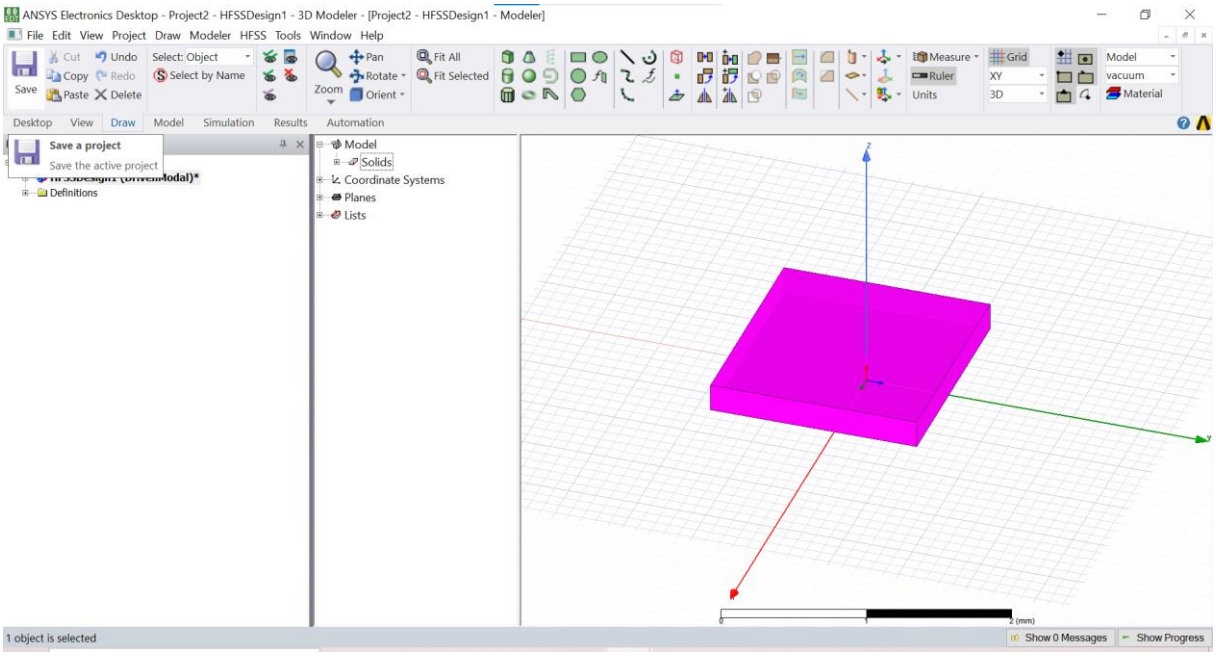
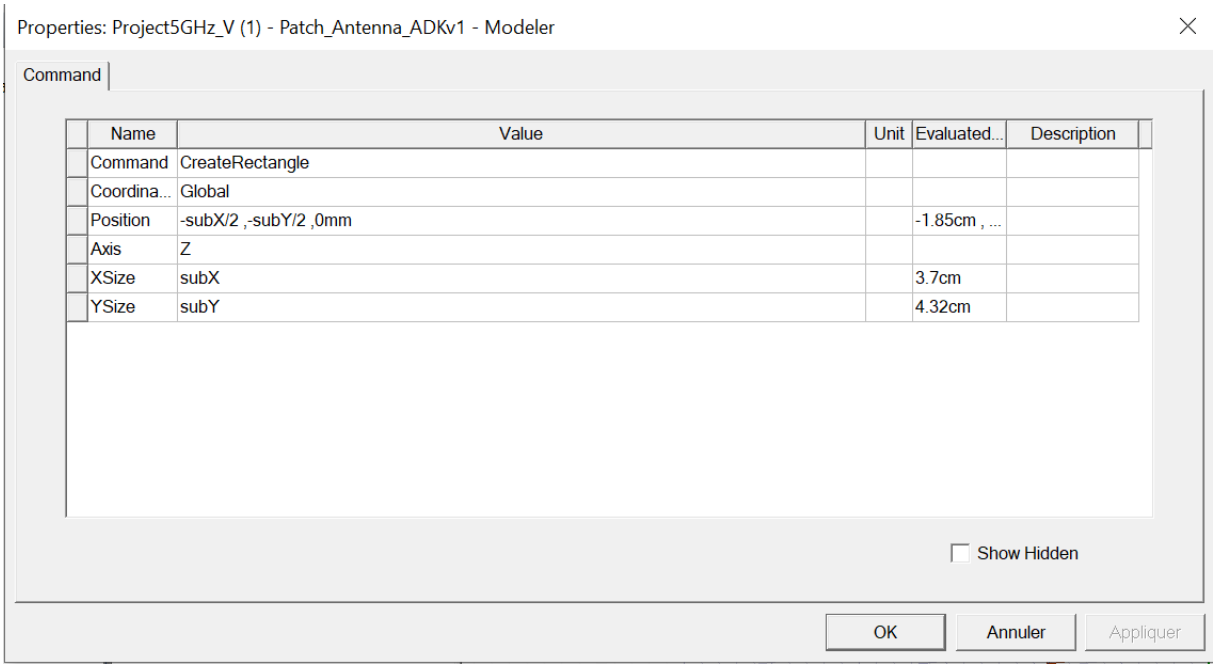


Figure 4.11 *:* Substrat diélectrique.

4.3.6.3 Création du plan de masse (ground plane) :

Afin d'optimiser les performances de l'antenne, notamment en termes de largeur de bande dans les fréquences ciblées, nous avons opté pour l'intégration d'un plan de masse partiel. Cette structure est définie sous la condition aux limites d'un conducteur électrique parfait (PEC - Perfect Electric Conductor).

Géométriquement, ce plan de masse est dimensionné avec une longueur $SubX = 3.7\,cm$ et une largeur $SubY = 4.32\,cm$. La disposition relative du plan de masse par rapport au substrat est illustrée graphiquement dans la figure ci-dessous.



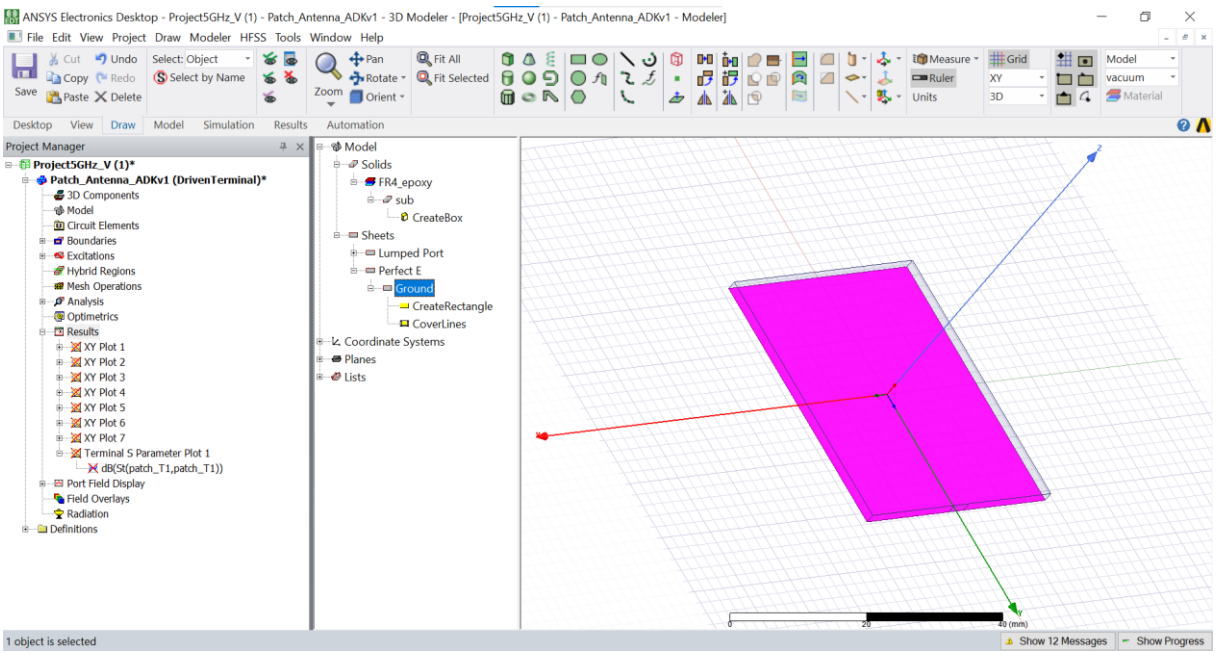
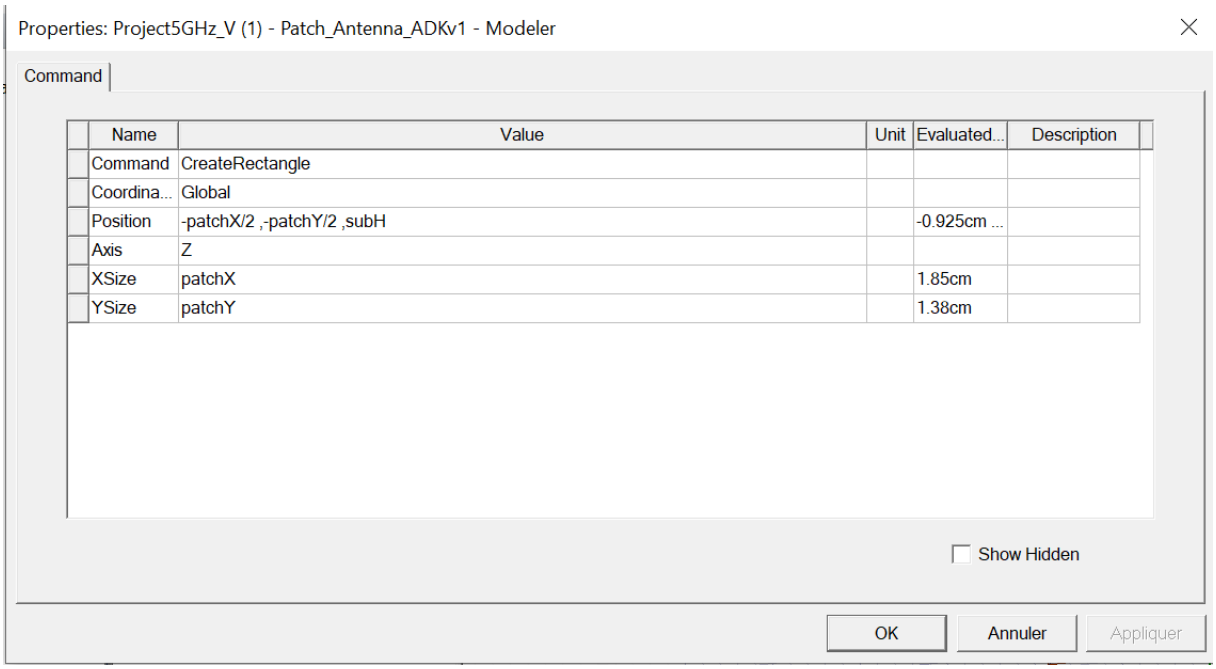


Figure 4.12 : Le plan de mass.

4.3.6.4 Création du Patch :

La conception du patch rayonnant a été effectuée via l'outil de modélisation géométrique de l'interface. Les coordonnées spatiales ainsi que les dimensions structurelles ont été rigoureusement définies selon les paramètres consignés dans la figure II.21, afin d'assurer une précision optimale lors de la génération de la cellule (Box).



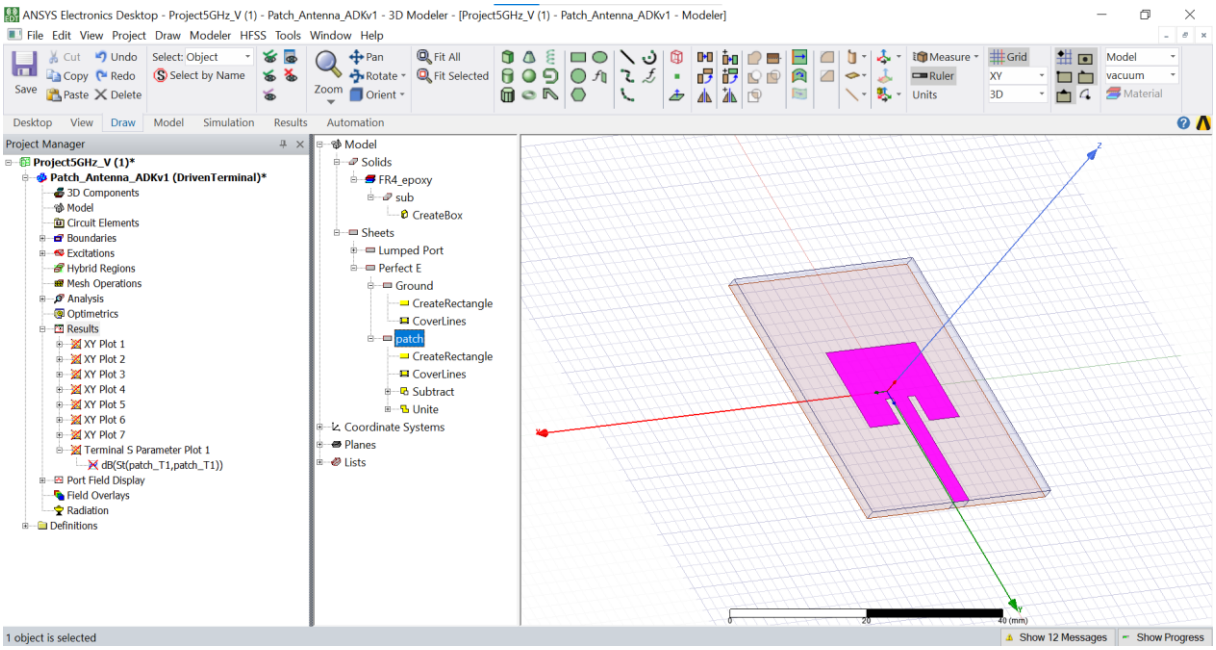


Figure 4.13 : Le patch.

4.3.6.5 Création du port d'excitation (waveport) :

L'étape suivante consiste à configurer la source du signal à travers la définition d'un port d'excitation de type 'Wave Port'. Ce dernier est placé de manière transversale à l'extrémité de la ligne d'alimentation (Microstrip line), établissant ainsi un plan de référence précis pour l'injection de l'énergie électromagnétique dans la structure.

Ce port joue un rôle crucial dans la simulation, car il permet de modéliser avec précision les sources de champs, de courants et de tensions nécessaires au rayonnement de l'antenne. Les paramètres de configuration ainsi que l'alignement géométrique du port par rapport au substrat sont détaillés dans la Figure 4.14.

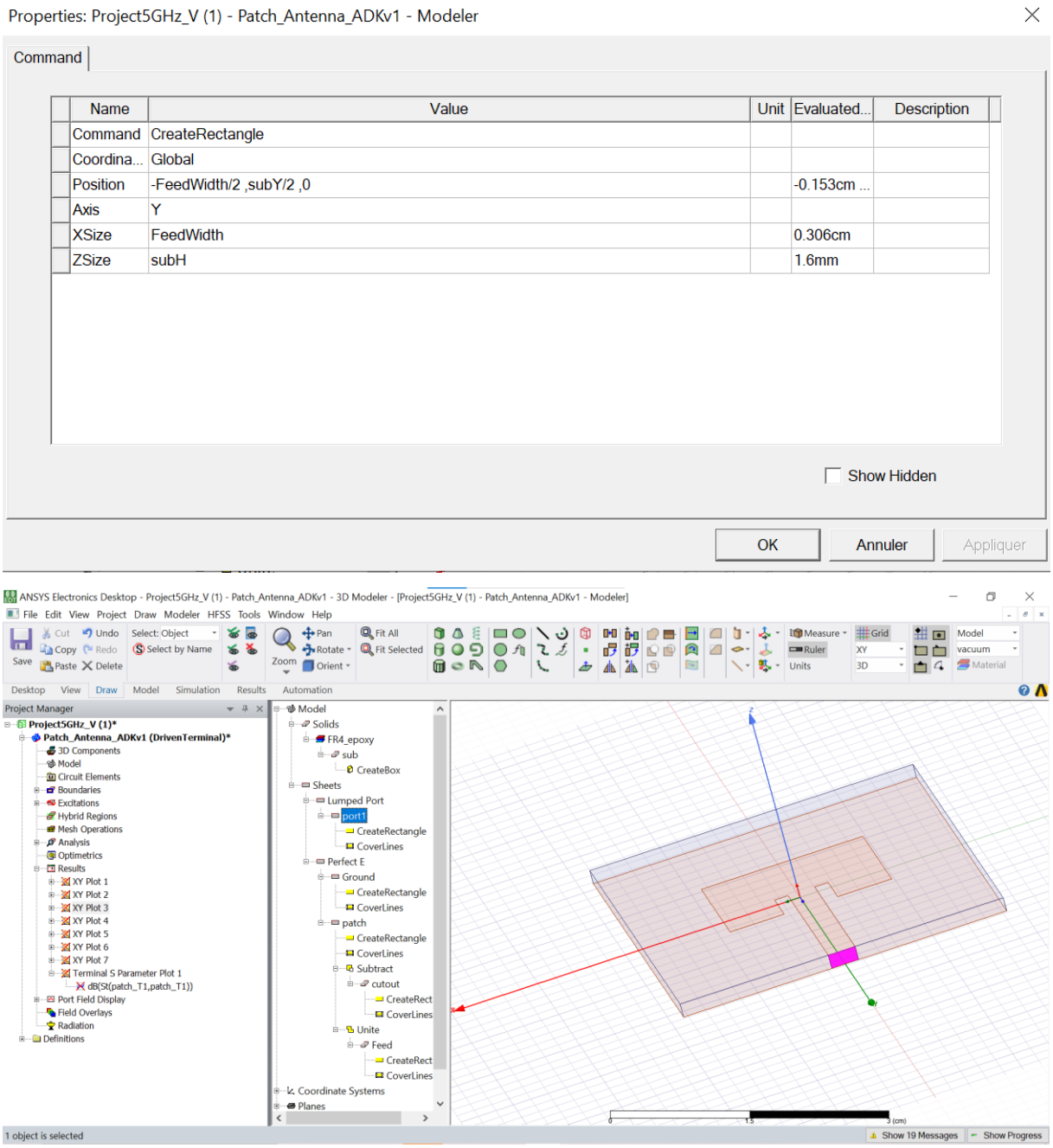


Figure 4.14 :Le port.

4.3.6.6 Affectation des conditions aux frontières :

Après la phase de modélisation géométrique, il est impératif de définir l'environnement électromagnétique de la structure via les conditions aux limites. Dans le but de simuler un milieu ouvert et de s'affranchir des réflexions parasites, nous avons appliqué une condition de rayonnement (Radiation Boundary).

Cette approche permet d'émuler une propagation d'ondes vers l'infini en absorbant l'énergie électromagnétique aux frontières du domaine de calcul. En pratique, cela se traduit par la création d'un volume d'air (Air Box) entourant l'antenne, dont les dimensions sont optimisées

pour se comporter comme une sphère radiante à l'infini. La configuration spatiale de ce boîtier est illustrée dans la Figure 4.15.

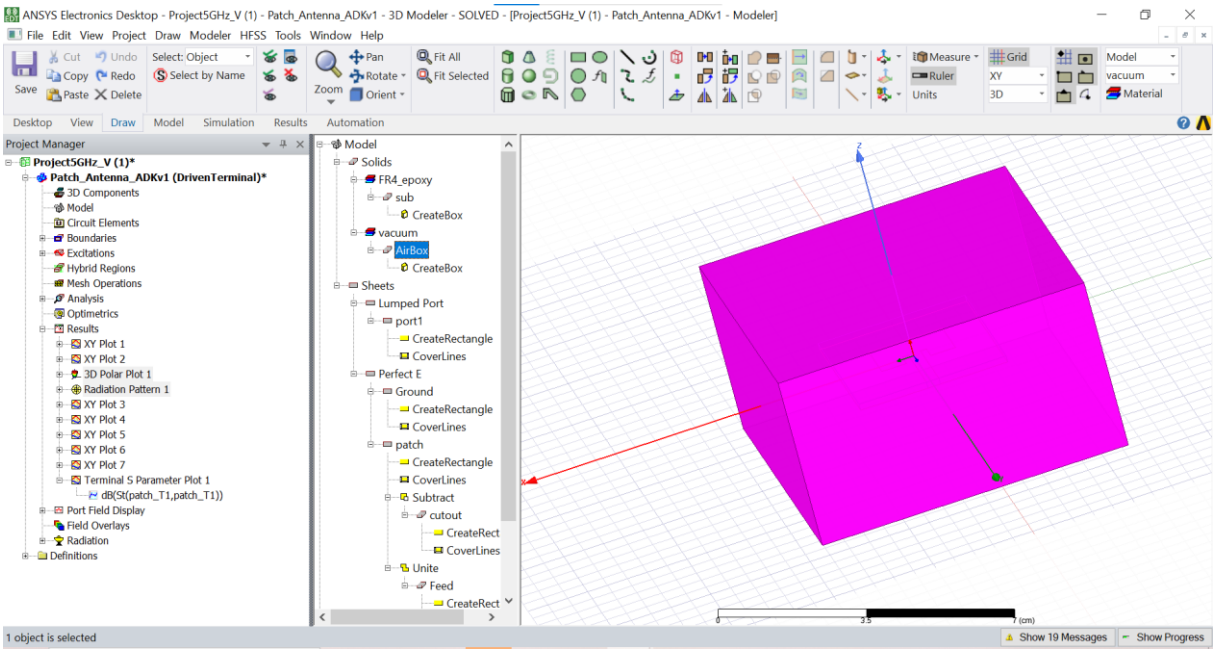


Figure 4.15 : Le boitier d'air.

4.3.6.7 Radiations :

La caractérisation des performances d'une antenne repose impérativement sur l'analyse de son rayonnement dans les différentes régions de l'espace. Cette étape est dédiée à la configuration des zones de calcul, permettant de distinguer entre le champ proche (Near-field) et le champ lointain (Far-field).

Pour l'extraction des paramètres de rayonnement globaux, tels que le gain et le diagramme de directivité, nous avons configuré une sphère de calcul infinie (Infinite Sphere). Cette configuration, accessible via l'option Far Field Setup sous l'environnement HFSS, permet d'intégrer les densités de puissance rayonnée et de définir ainsi le comportement électromagnétique de la structure à une distance considérée comme infinie par rapport à sa dimension physique.

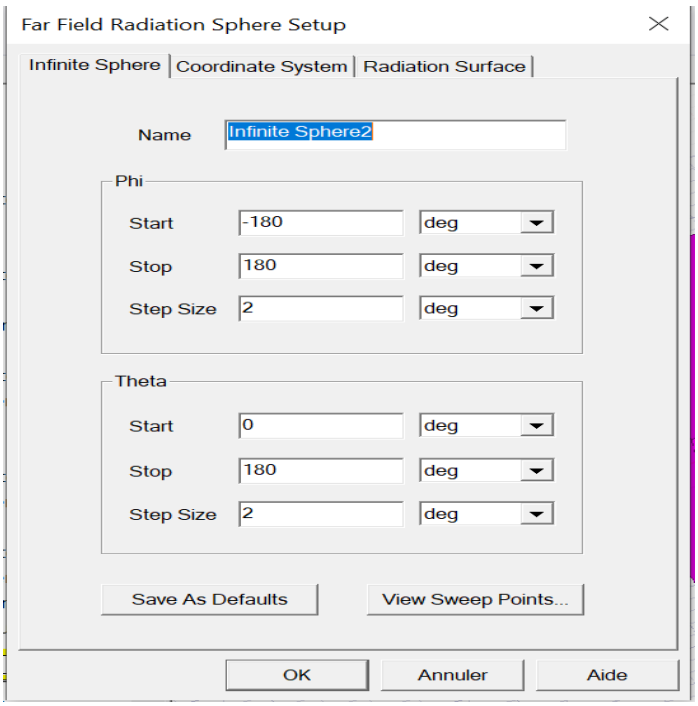
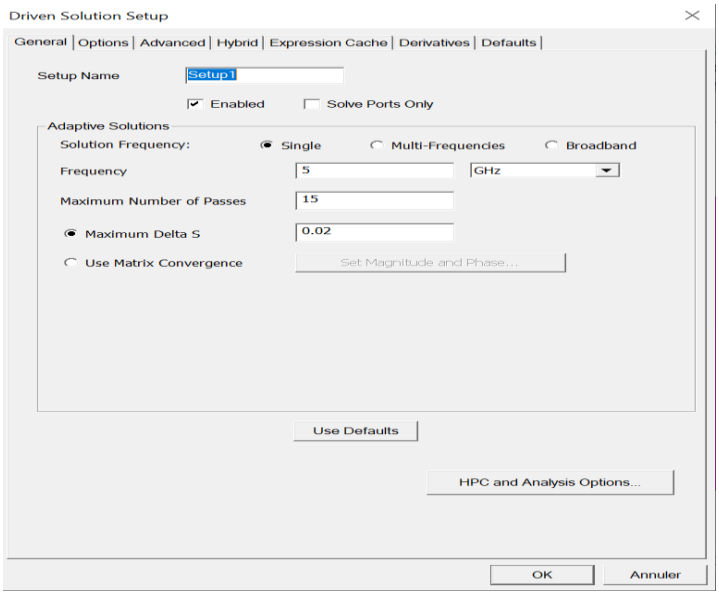


Figure 4.16 : Radiations.

Entrez les valeurs et le pas à suivre pour theta et Phi.

4.3.6.8 Créer une installation d'analyse (Analysis Setup) :

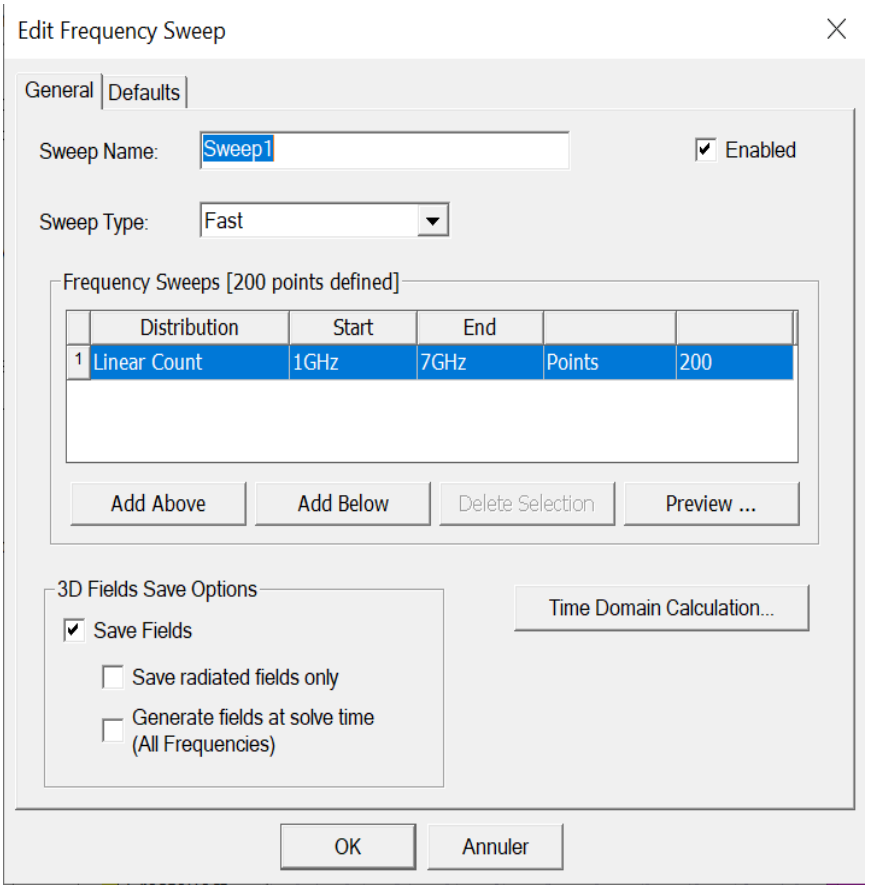
- Choisir**''Add Solution Setup''** dans le menu **HFSS**>**Analysis Setup**>**AddSolution Setup.**
- Dans la Fenêtre de Solution Setup :
- Cliquer sur la case **General.**



4.3.6.9 Ajouter le champ de fréquence (AddFrequencySweep) :

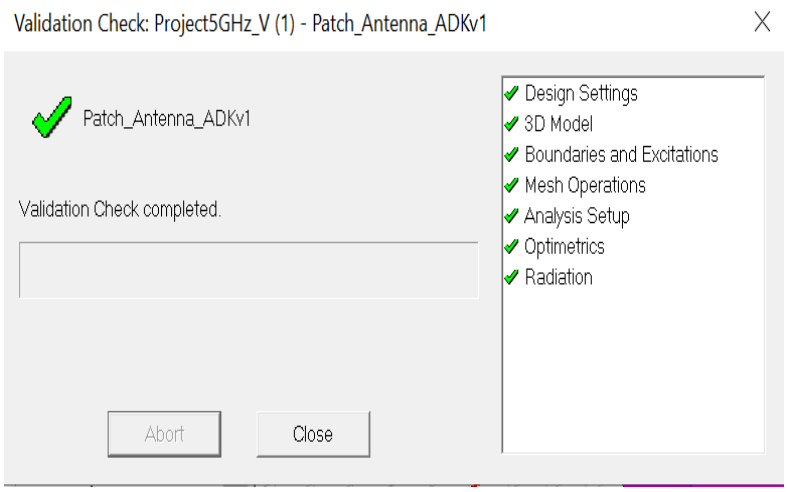
Afin d'évaluer les performances de l'antenne sur une large plage de fréquences, nous avons configuré un balayage fréquentiel (Frequency Sweep). Cette étape est essentielle pour obtenir les paramètres S (notamment le S11) et analyser le comportement de la structure en fonction de la fréquence.

Pour ce faire, un balayage de type 'Fast' a été associé à la solution de calcul (Setup 1). La simulation a été effectuée sur une bande allant de 2 GHz à 14 GHz, permettant ainsi de couvrir l'ensemble des résonances potentielles. La précision du calcul est assurée par un échantillonnage rigoureux des points de fréquence entre les bornes inférieure (Start) et supérieure (Stop), conformément aux paramètres illustrés dans la fenêtre de configuration du logiciel:



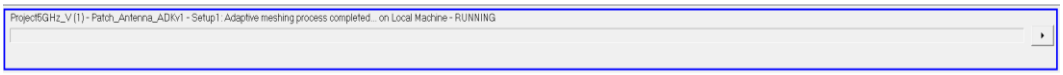
4.3.6.10 Analyse :

- Pour valider le modèle:
- Choisir **Check** dans le menu **HFSS>Validation Check.**
- Cliquer sur le Bouton **Close**.



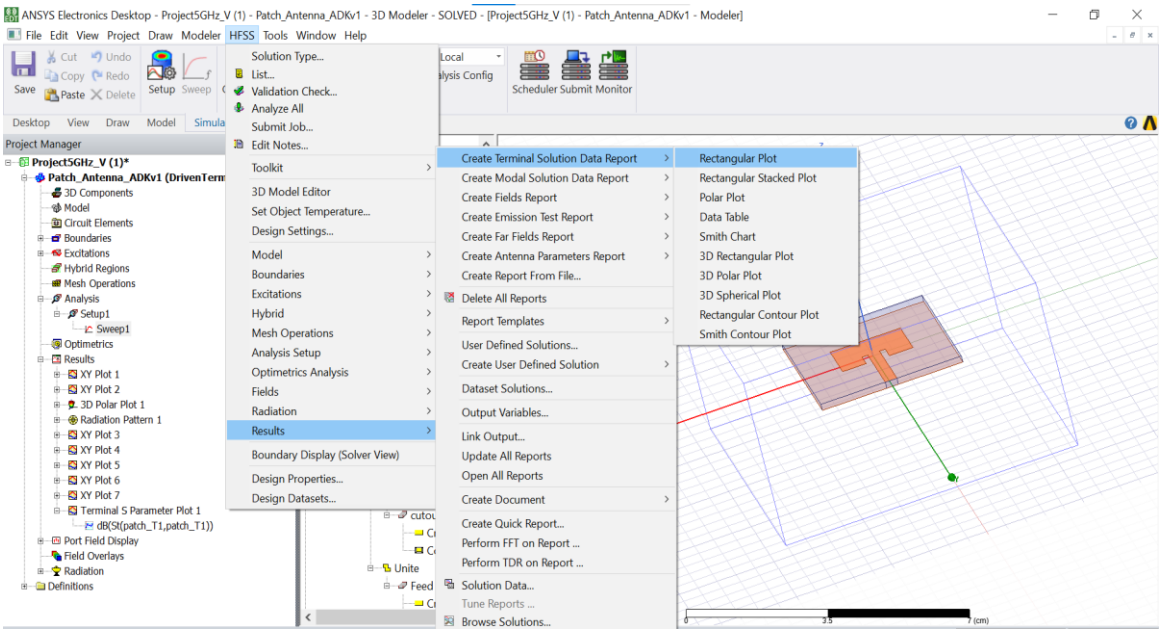
- Pour commencer le processus de solution:

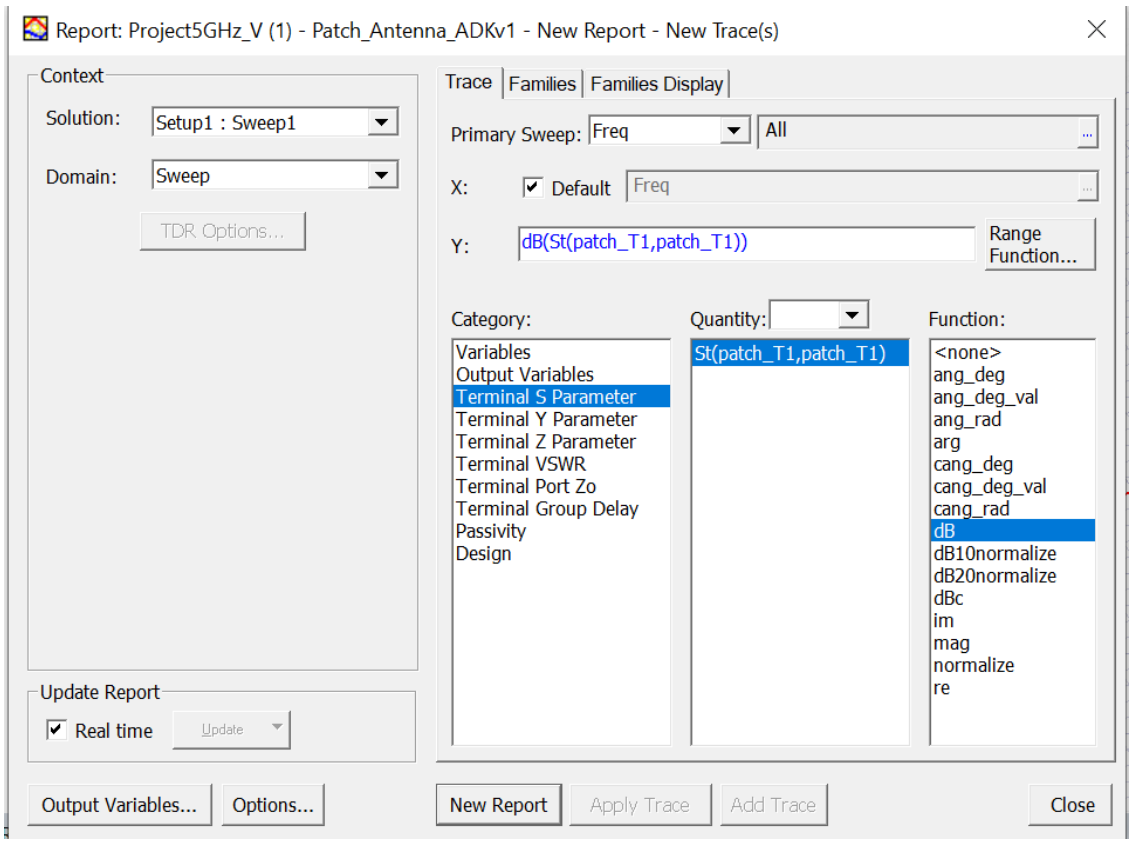
➢ Choisir dans le menu **HFSS**>**Analyze All.**

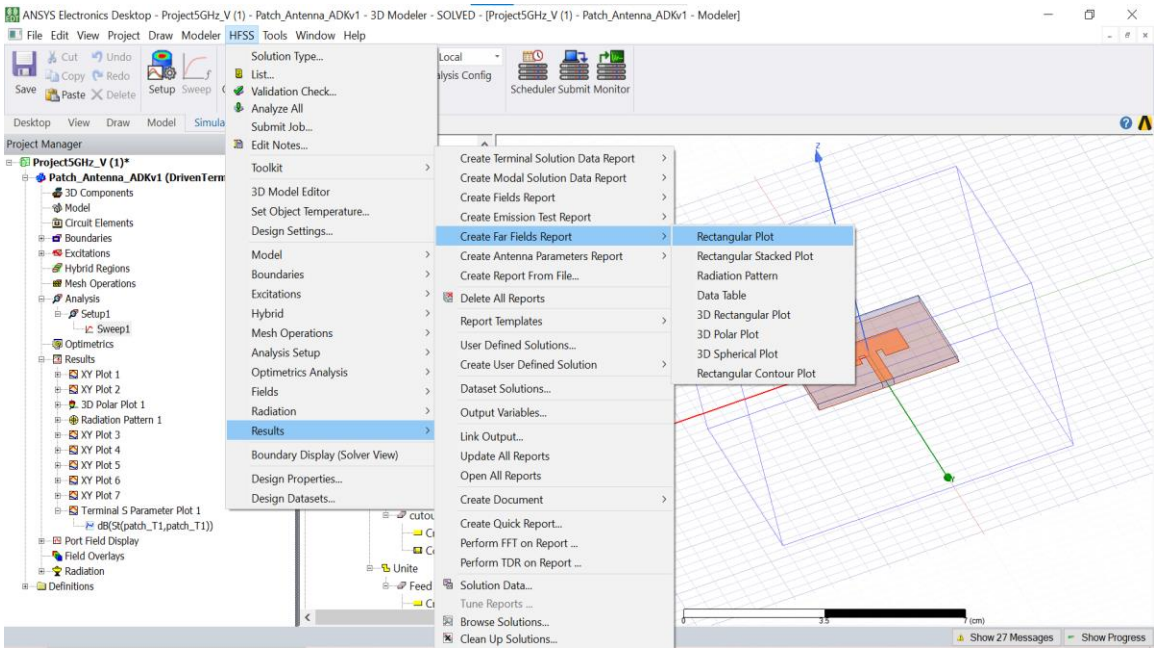


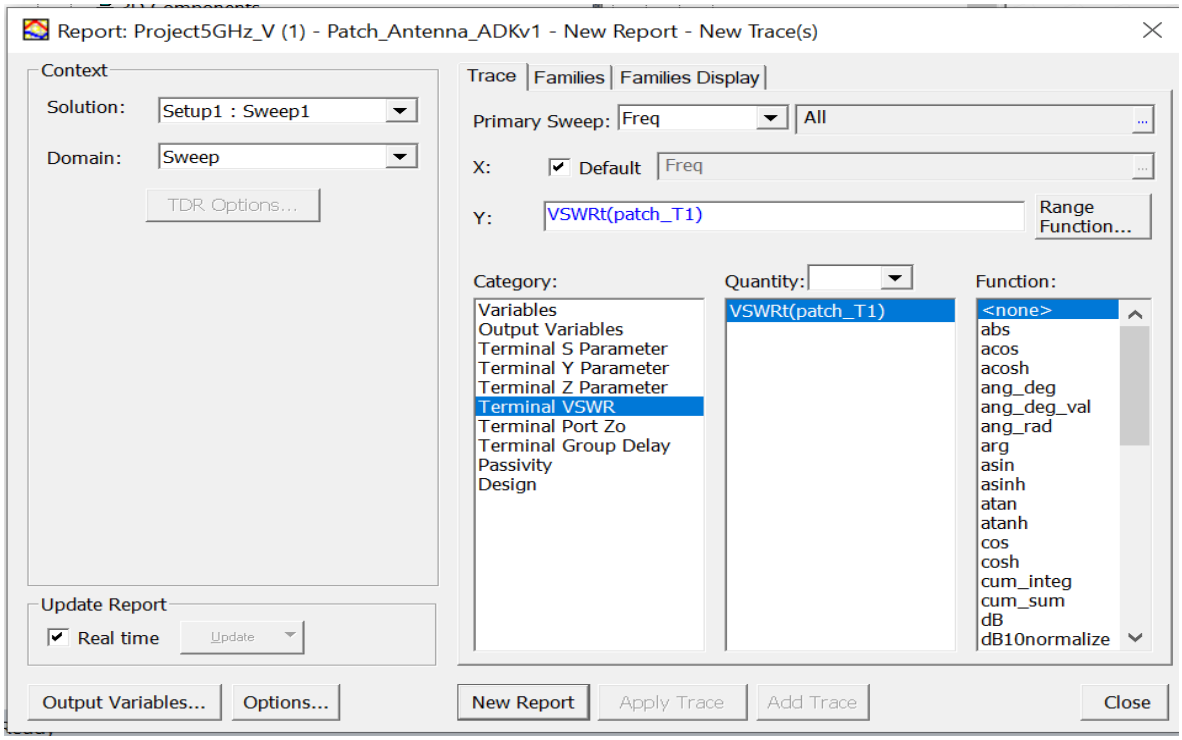
4.3.6.11 Créer les rapports :

Après la simulation, pour créer le rapport de données de solution, il faut suivre les étapes suivantes : HFSS> Result> CreateRepport




Report: Project5GHz_V (1) - Patch_Antenna_ADKv1 - New Report - New Trace(s)
Context
Solution: Setup1 : Sweep1
Domain: Sweep
TDR Options...
Update Report
Real time
Update
Output Variables...
Options...
Trace
Families
Families Display
Primary Sweep: Freq
All
X: Default Freq
Y: dB(St(patch_T1,patch_T1))
Range Function...
Category:
Variables
Output Variables
Terminal S Parameter
Terminal Y Parameter
Terminal Z Parameter
Terminal VSWR
Terminal Port Zo
Terminal Group Delay
Passivity
Design
Quantity:
St(patch_T1,patch_T1)
Function:
<none>
ang_deg
ang_deg_val
ang_rad
arg
cang_deg
cang_deg_val
cang_rad
dB
dB10normalize
dB20normalize
dBc
im
mag
normalize
re
New Report
Apply Trace
Add Trace
Close


ANSYS Electronics Desktop - Project5GHz_V (1) - Patch_Antenna_ADKv1 - 3D Modeler - SOLVED - [Project5GHz_V (1) - Patch_Antenna_ADKv1 - Modeler]
File Edit View Project Draw Modeler HFSS Tools Window Help
Project Manager
Project5GHz_V (1)*
Patch_Antenna_ADKv1 (DrivenTerm
3D Components
Model
Circuit Elements
Boundaries
Excitations
Hybrid Regions
Mesh Operations
Analysis
Setup1
Sweep1
Optimetrics
Results
XY Plot 1
XY Plot 2
3D Polar Plot 1
Radiation Pattern 1
XY Plot 3
XY Plot 4
XY Plot 5
XY Plot 6
XY Plot 7
Terminal S Parameter Plot 1
dB(St(patch_T1,patch_T1))
Port Field Display
Field Overlays
Radiation
Definitions
Solution Type...
List...
Validation Check...
Analyze All
Submit Job...
Edit Notes...
Toolkit
3D Model Editor
Set Object Temperature...
Design Settings...
Model
Boundaries
Excitations
Hybrid
Mesh Operations
Analysis Setup
Optimetrics Analysis
Fields
Radiation
Results
Boundary Display (Solver View)
Design Properties...
Design Datasets...
Create Terminal Solution Data Report
Create Modal Solution Data Report
Create Fields Report
Create Emission Test Report
Create Far Fields Report
Create Antenna Parameters Report
Create Report From File...
Delete All Reports
Report Templates
User Defined Solutions...
Create User Defined Solution
Dataset Solutions...
Output Variables...
Link Output...
Update All Reports
Open All Reports
Create Document
Create Quick Report...
Perform FFT on Report ...
Perform TDR on Report ...
Solution Data...
Tune Reports ...
Browse Solutions...
Clean Up Solutions...
Rectangular Plot
Rectangular Stacked Plot
Radiation Pattern
Data Table
3D Rectangular Plot
3D Polar Plot
3D Spherical Plot
Rectangular Contour Plot
Show 27 Messages
Show Progress



4.3.6.12 Le Maillage Adaptatif Automatique (Automatic Adaptive Meshing) :

Le concept fondamental de HFSS repose sur la technologie du Maillage Adaptatif Automatique. Contrairement aux simulateurs classiques où l'utilisateur doit définir manuellement la densité de la grille, HFSS utilise un processus itératif : il génère une maille initiale, analyse les zones de fortes variations du champ électromagnétique, puis raffine localement le maillage. Cette procédure se répète jusqu'à l'obtention d'une convergence stable (Delta S), garantissant ainsi une précision de calcul optimale tout en minimisant les ressources matérielles. [90]

- **Les Avantages :**

Pourquoi utiliser HFSS pour la simulation d'antennes ?

- Précision "Gold Standard" : Offre une fidélité exceptionnelle aux résultats expérimentaux grâce à la résolution complète des équations de Maxwell (Full-wave).
- Polyvalence des Solveurs : Capacité de combiner plusieurs méthodes (FEM pour les structures complexes et IE pour les grands domaines) via une approche hybride, permettant de simuler l'antenne et son environnement de manière intégrée.
- Réduction du Cycle de Conception : Permet d'évaluer virtuellement une multitude de scénarios ("What-if") et d'optimiser les performances (gain, bande passante,

adaptation) avant la phase de fabrication, ce qui réduit les coûts et les erreurs de conception.

- Analyse du Système Complet : Ne se limite pas au rayonnement de l'antenne seule, mais prend en compte les effets de couplage avec le système d'alimentation et le support (plateforme). [91]

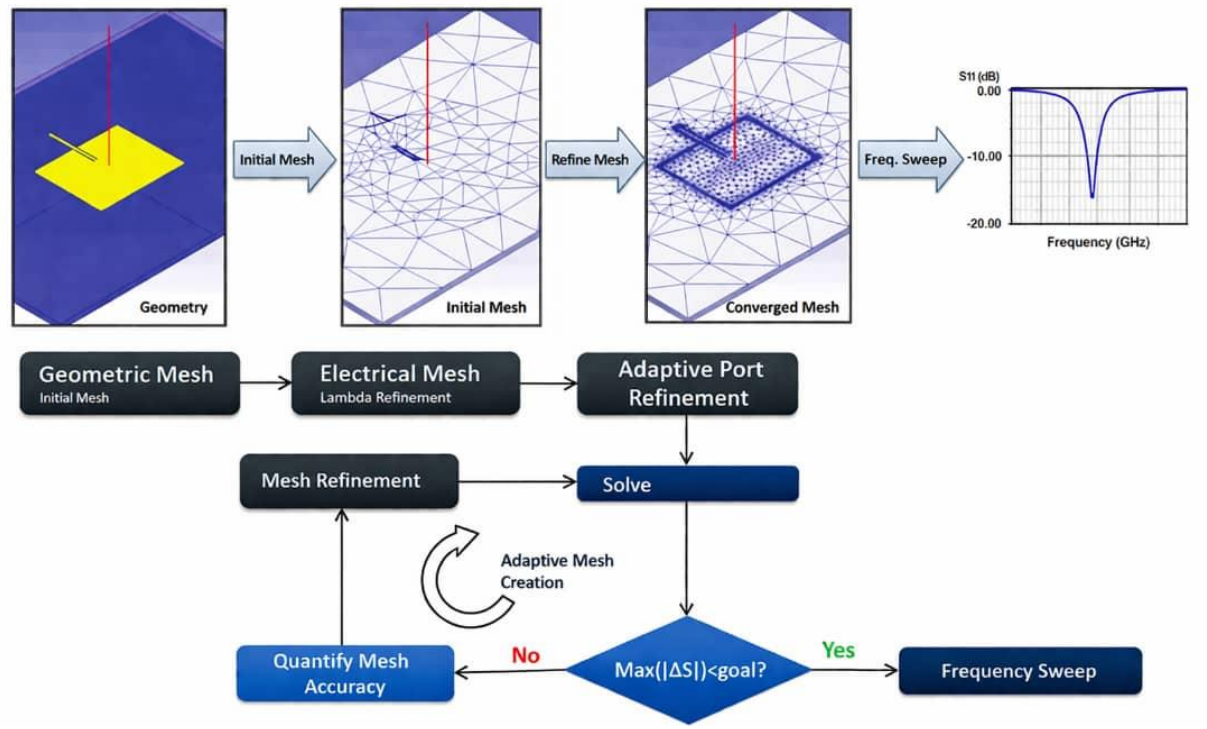


Figure 4.17 : Amélioration adaptative de l'antenne patch et flux du processus.

4.4 Conclusion :

En somme, l'étude du logiciel ANSYS HFSS démontre que la conception d'antennes modernes, de plus en plus complexes et miniaturisées, ne peut se passer d'outils de simulation de haute précision. Grâce à sa technologie de maillage adaptatif automatisé et à la diversité de ses solveurs, HFSS s'impose comme un standard industriel capable de modéliser avec une fidélité rigoureuse le comportement électromagnétique des structures. Cette approche itérative permet non seulement de valider les performances théoriques (paramètres S, gain et rayonnement), mais aussi d'anticiper les interactions réelles entre l'antenne et son environnement d'intégration. Ainsi, la maîtrise de cet outil constitue une étape décisive pour optimiser le cycle de conception, garantissant des résultats fiables tout en minimisant les coûts et les contraintes liés au prototypage physique.

Bibliographie

[1] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, 4e éd. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016.

[2] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, et W. J. Stewart, « Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 11, pp. 2075-2084, nov. 1999.

[3] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. Vier, S. C. Nemat-Nasser, et S. Schultz, « Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity, » Physical Review Letters, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, mai 2000.

[4] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores, et M. Sorolla, « Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines, » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 4, pp. 1451-1461, avr. 2005.

[5] C. J. Lee, K. M. K. H. Leong, et T. Itoh, « Composite right/left-handed (CRLH) transmission line microwave components, » IEEE Microwave Magazine, vol. 7, no. 5, pp. 74-87, oct. 2006.

[6] S. N. Burokur, M. Latrach, et S. Toutain, « Miniaturization of microstrip patch antennas using artificial metamaterial substrates, » Microwave and Optical Technology Letters, vol. 44, no. 2, pp. 132-136, janv. 2005.

[7] S. Hynkin, «Digital Communication». New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 1988.

[8] P. F. Combes, «Micro-ondes 2 : Cours et exercices. Vol. 2 : Circuits passifs, propagation, antennes». Paris, France: Dunod, 2009.

[9] O. Picon, «Les antennes : Théorie, conception et application». Paris, France: Dunod, 2009.

[10] C. A. Balanis, «Antenna Theory, Analysis and Design», 4th ed. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 2016.

[11] S. R. Saunders and A. A. Aragón-Zavala, Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2024.

[12] M. S. Rana, S. Hossain, S. B. Rana, and M. M. Rahman, "Microstrip patch antennas for various applications: A review," Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, vol. 29, no. 3, pp. 1511–1519, 2023.

[13] W. M. Abdel Wahab, D. Busuioc, and S. Safavi-Naeini, "Millimeterwave high radiation efficiency planar waveguide series-fed dielectric resonator antenna (dra) array : analysis, design, and measurements," «IEEE Trans. Antennas Propag.», vol. 59, pp. 2834–2843, 2011.

[14] E. Dreina, "Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multi-capteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G," Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France, 2010.

[15] S. Vergerio, "Recherche des caractéristiques optimales d'antennes multi-capteurs pour les systèmes MIMO," Thèse de doctorat, Université de Provence, France, 2007.

[16] Abdoulaye Chaibo, A. Ngom, Mahamoud Youssouf Khayal, Kharouna Talla, and Aboubaker Chedikh Beye, "A novel bow-tie antenna with triple band-notched characteristics for UWB applications," «Journal of Electromagnetic Analysis and Applications», vol. 8, pp. 271–282, 2016.

[17] K. Suriyan and N. Ramaingam, "Microstrip patch antenna review on various parameters, methods and its applications," International Journal of Information and Communication Technology, vol. 2252, no. 8776, p. 8776, 2023..

[18] M. A. C. Solis, "Dielectric resonator antennas and bandwidth enhancement techniques," Ph.D. dissertation, University of Manchester, UK, 2014.

[19] P. Kumar, S. B. Suseela, V. Daiya, J. Ebenezer, R. Sankararajan, and M. C. Jose, "High-gain horizontally polarised omnidirectional planar antenna using parasitic directors for wireless sensor networks," International Journal of Communication Systems, vol. 37, no. 6, p. e5697, 2024.

[20] J. L. Volakis, «Antenna Engineering Handbook», 4th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill Education, 2012.

[21] S. Parasuraman, S. Yogeeswaran, and G. P. Ramesh, "Design of microstrip patch antenna with improved characteristics and its performance at 5.1 GHz for wireless applications," in IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, vol. 925, no. 1, p. 012005, Sep. 2020

[22] A. F. Alsager, "Design and analysis of microstrip patch antenna arrays," Master's thesis, University College of Boras, Sweden, 2011.

[23] C. A. Balanis, «Antenna Theory: Analysis and Design», 4th ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2016.

[24] S. Kharbanda, P. Thakur, B. Ravelo, and A. Thakur, "Dielectric and magnetic characterization techniques," in Nanoferrites for Patch Antenna Applications, Singapore: Springer Nature Singapore, 2026, pp. 149–165.

[25] J. Bahl and P. Trivedi, "A designer's guide to microstrip line," «Microwaves», vol. 16, no. 5, pp. 174–182, 1977.

[26] E. O. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design," in «Proc. 5th Eur. Microw. Conf.», Hamburg, Germany, 1975, pp. 268–272.

[27] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, «Microstrip Antenna Design Handbook». Norwood, MA, USA: Artech House, 2001.

[28] J. R. James and P. S. Hall, «Handbook of Microstrip Antennas». London, UK: Peter Peregrinus, 1989.

[29] K. L. Wong, «Compact and Broadband Microstrip Antennas». New York, NY, USA: Wiley, 2002.

[30] D. R. Jackson and J. T. Williams, "A comparison of CAD models for radiation from rectangular microstrip patches," «Int. J. Microw. Millim.-Wave Comput.-Aided Eng.», vol. 1, no. 2, pp. 236–248, 1991.

[31] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, «Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering». Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press, 2009.

[32] G. Kumar and K. P. Ray, «Broadband Microstrip Antennas». Norwood, MA, USA: Artech House, 2003.

[33] K. L. Wong and W. H. Hsu, "A broadband rectangular patch antenna with a pair of wide slits," «IEEE Trans. Antennas Propag.», vol. 49, no. 9, pp. 1345–1347, 2001.

[34] R. Waterhouse, «Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide». Boston, MA, USA: Kluwer Academic, 2003.

[35] P. Salonen, L. Sydanheimo, M. Keskilammi, and M. Kivikoski, "A small planar inverted-F antenna for wearable applications," in «Proc. 3rd Int. Symp. Wearable Comput.», San Francisco, CA, USA, 1999, pp. 95–100.

[36] T. Itoh, «Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures». New York, NY, USA: Wiley, 1989.

[37] M. F. Iskander, Z. Yun, and R. Quintero-Illera, "Polarization and human body effects on the microwave absorption in a human head exposed to radiation from handheld devices," «IEEE Trans. Microw. Theory Techn.», vol. 48, no. 11, pp. 1979–1987, 2000.

[38] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications," «IEEE Trans. Antennas Propag.», vol. 51, no. 10, pp. 2691–2703, 2003.

[39] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," «IEEE Trans. Microw. Theory Techn.», vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, 1999.

[40] P. Petrov, I. Kovalev, and V. Antipov, "High-permittivity ceramic substrates for microwave antennas," «J. Eur. Ceram. Soc.», vol. 35, no. 9, pp. 2537–2548, 2015.

[41] M. T. Sebastian, R. Ubic, and H. Jantunen, «Microwave Materials and Applications». Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2017.

[42] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, «Metamaterials: Physics and Engineering Explorations». Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2006.

[43] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ε and μ," «Sov. Phys. Usp.», vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968.

[44] J. B. Pendry, A. J. Holden, W. J. Stewart, and I. Youngs, "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures," «Phys. Rev. Lett.», vol. 76, no. 25, pp. 4773–4776, 1996.

[45] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," «IEEE Trans. Microw. Theory Techn.», vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999.

[46] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," «Phys. Rev. Lett.», vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, 2000.

[47] C. Simovski and S. Tretyakov, "Local constitutive parameters of metamaterials from an effective-medium perspective," «Phys. Rev. B», vol. 75, no. 19, p. 195111, 2007.

[48] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, «Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design, and Microwave Applications». Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2008.

[49] L. D. Landau, E. M. Lifshitz, and L. P. Pitaevskii, «Electrodynamics of Continuous Media», 2nd ed. Oxford, UK: Pergamon Press, 1984.

[50] G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain, «Negative-Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications». Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2005.

[51] R. W. Ziolkowski, "Propagation in and scattering from a matched metamaterial having a zero index of refraction," «Phys. Rev. E», vol. 70, no. 4, p. 046608, 2004.

[52] C. Caloz and T. Itoh, «Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications». Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2006.

[53] C. Caloz, "Dual composite right/left-handed (D-CRLH) transmission line metamaterial," «IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.», vol. 16, no. 11, pp. 585–587, 2006.

[54] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, "Characteristics of the composite right/left-handed transmission lines," «IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.», vol. 14, no. 2, pp. 68–70, 2004.

[55] F. Qureshi, M. A. Antoniades, and G. V. Eleftheriades, "A compact and low-profile metamaterial ring antenna with vertical polarization," «IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.», vol. 4, pp. 333–336, 2005.

[56] C. Caloz and T. Itoh, "Novel microwave devices and structures based on the transmission line approach of meta-materials," in «IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.», Philadelphia, PA, USA, 2003, vol. 1, pp. 195–198.

[57] R. W. Ziolkowski and A. D. Kipple, "Application of double negative materials to increase the power radiated by electrically small antennas," «IEEE Trans. Antennas Propag.», vol. 51, no. 10, pp. 2626–2640, 2003.

[58] L. J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas," «J. Appl. Phys.», vol. 19, no. 12, pp. 1163–1175, 1948.

[59] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, "Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide," «Appl. Phys. Lett.», vol. 83, no. 22, pp. 4652–4654, 2003.

[60] C. Caloz, A. Lai, and T. Itoh, "The resonance phenomenon as a series of modes in a CRLH antenna," in «Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.», Washington, DC, USA, 2005, pp. 218–221.

[61] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines," «IEEE Trans. Microw. Theory Techn.», vol. 50, no. 12, pp. 2702–2712, 2002.

[62] J. D. Baena et al., "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," «IEEE Trans. Microw. Theory Techn.», vol. 53, no. 4, pp. 1451–1461, 2005.

[63] F. Falcone et al., "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials," «Phys. Rev. Lett.», vol. 93, no. 19, p. 197401, 2004.

[64] J. D. Baena, R. Marqués, and F. Medina, "Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators," «Phys. Rev. B», vol. 69, no. 1, p. 014402, 2004.

[65] S. A. Tretyakov, «Analytical Modeling in Applied Electromagnetics». Norwood, MA, USA: Artech House, 2003.

[66] R. W. Ziolkowski and A. D. Kipple, "Reciprocity between the effects of resonant scattering and enhanced radiated power by electrically small antennas in the presence of nested metamaterial shells," «Phys. Rev. E», vol. 72, no. 3, p. 036602, 2005.

[67] F. Falcone et al., "Effective negative-ε stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators," «IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.», vol. 14, no. 6, pp. 280–282, 2004.

[68] P. de Maagt, R. Gonzalo, Y. C. Vardaxoglou, and J.-M. Baracco, "Electromagnetic bandgap antennas and components for microwave and (sub)millimeter wave applications," «IEEE Trans. Antennas Propag.», vol. 51, no. 10, pp. 2667–2677, 2003.

[69] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique and applications," «IEEE Antennas Propag. Mag.», vol. 44, no. 1, pp. 20–36, 2002.

[70] C.-J. Lee, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line based compact resonant antennas for RF module integration," «IEEE Trans. Antennas Propag.», vol. 54, no. 8, pp. 2283–2291, 2006.

[71] S. N. Burokur, M. Latrach, and S. Toutain, "Theoretical investigation of a circular patch antenna in the presence of a left-handed medium," «IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.», vol. 4, pp. 183–186, 2005.

[72] R. Marqués, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina, "Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design," «IEEE Trans. Antennas Propag.», vol. 51, no. 10, pp. 2572–2581, 2003.

[73] M. A. Antoniades and G. V. Eleftheriades, "Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications," «IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.», vol. 2, pp. 103–106, 2003.

[74] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials," «IEEE Microw. Mag.», vol. 5, no. 3, pp. 34–50, 2004.

[75] Q. Liu, P. S. Hall, and A. L. Borja, "Efficiency of electrically small dipole antennas loaded with left-handed transmission lines," «IEEE Trans. Antennas Propag.», vol. 57, no. 10, pp. 3009–3017, 2009.

[76] H. R. Gill and J. T. Bernhard, "Small antenna design using transmission line metamaterial," in «Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.», Honolulu, HI, USA, 2007, pp. 5769–5772.

[77] M. A. Antoniades and G. V. Eleftheriades, "A broadband series power divider using zero-degree metamaterial phase-shifting lines," «IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.», vol. 15, no. 11, pp. 808–810, 2005.

[78] A. Alu and N. Engheta, "Achieving transparency with plasmonic and metamaterial coatings," «Phys. Rev. E», vol. 72, no. 1, p. 016623, 2005.

[79] K. L. Wong, «Planar Antennas for Wireless Communications». Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003.

[80] W. W. Salisbury, "Absorbent body for electromagnetic waves," U.S. Patent 2599944, Jun. 10, 1952.

[81] P. S. Hall and Y. Hao, «Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications», 2nd ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 2012.

[82] K. Finkenzeller, «RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication», 3rd ed. Chichester, UK: Wiley, 2010.

[83] J. Puig-Suari, C. Turner, and W. Ahlgren, "Development of the standard CubeSat deployer and a CubeSat class PicoSatellite," in «Proc. IEEE Aerosp. Conf.», Big Sky, MT, USA, 2001, vol. 1, pp. 347–353.

[84] A. Nurbek, A. Baisultanbekmyrzakhan, I. Temirlan, and M. KM, "Calculation of the dielectric constant of materials by the Nicholson-Ross-Weir method," in «The World of Science and Education», 2025, pp. 47–59.

[85] M. Rahimi, F. B. Zarrabi, R. Ahmadian, Z. Mansouri, and A. Keshtkar, "Miniaturization of antenna for wireless application with difference metamaterial structures," Progress In Electromagnetics Research, vol. 145, pp. 19-29, 2014.

[86] K. Buell, H. Mosallaei, and K. Sarabandi, "A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 1, pp. 135-146, Jan. 2006.

[87] A. A. Laabadli, Y. Mejdoub, A. Elamri, and M. Tarbouch, "Design of a miniaturized patch antenna for 2.45/5.8 GHz applications," International Journal of Advanced and Applied Sciences, vol. 14, no. 1, p. 101, 2025.

[88] J.-W. Wu, "2.4/5-GHz dual-band triangular slot antenna with compact operation," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 45, no. 1, pp. 81-84, Apr. 2005.

[90] ANSYS, Inc., "Ansys HFSS for Antenna Simulation," ANSYS, Inc., Canonsburg, PA, USA, 2014.

[91] L. Oualli, "Simulations des antennes sous HFSS (High Frequency Structure Simulator)," Mémoire de diplôme, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, Algeria, 2013

.