

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID, TLEMCEM
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATION



MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Par : BENACHOUR Warda et ALLALI Hanane

Sujet

Conception d'une Antenne Patch en Fonctionnement Multi-bandes Inspirée des Méta-matériaux

Soutenu publiquement, le 30/09/2020, devant le jury composé de :

M ^r	N. BOUKLI HACENE	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
M ^{me}	H. BENOSMAN	MCB	Univ. Tlemcen	Encadrant
M ^{me}	F. BOUSALH	MCB	Univ. Tlemcen	Examinatrice

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord, le bon DIEU, le tout puissant, qui nous a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Ce mémoire a été réalisé sous la direction de Madame BENOSMAN Hayet, Maître de conférences classe B à l'université de Tlemcen. Nous tenons à la remercier pour nous avoir encadrés et guidés, merci pour la liberté qu'elle nous a laissé ainsi que la confiance dont elle a toujours fait preuve à notre égard.

Nos remerciements vont également à Monsieur BOUKLI HACENE Noureddine Professeur à l'université de Tlemcen, pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant de présider le jury de ce mémoire.

Nous remercions également Madame BOUSALAH fayza Maître de conférences classe B à l'université de Tlemcen, qui a bien voulu accepter de faire partie du jury. Ses remarques pertinentes vont certainement contribuer à l'amélioration de ce document.

Nous remercions les enseignants qui ont contribué à notre formation au cours de notre parcours universitaire et en particulier ceux du département de télécommunication.

dédicaces

Je dédie ce travail

A Dieu.

*Pour être mon appui, mon repère, ma solution et mon éternel espoir.
Pour la force qu'il me donne, et qu'il donne aux personnes qui m'ont aidé
et soutenu. Merci pour toutes les fois où je vous ai imploré et vous
m'avez exaucé. Et la meilleure des récompenses sera de voir un jour votre
visage plein de Majesté.*

A mes chers parents

*Vous présentez pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source
de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'ont pas cessé de
m'encourager et de prier pour moi.*

A ma sœur.

*Chahinda .En témoignage de l'attachement, de l'amour et de l'affection
que je porte pour toi. Je te dédie ce travail avec tous mes vœux de bonheur,
de santé et de réussite.*

A moi frères.

*Badreddine, nous n'étions jamais considérés comme étant deux personnes,
nous deux ont formé une personne très spéciale avec une très forte
personnalité et solidité.*

A mes chers amis.

*Sarah ,Houda ,Hanane , Najat .On a passé des moments inoubliables
plein d'humour , de confiance ,d'amitié et fidélité, je vous remercie pour
votre aide et vos encouragements.*

A Mon fiancé .

*Mon fiancé et mon âme sœur Chemseddine ,je te remercie pour tous les
efforts et le soutien moral et physique que tu m'a donné pour finir tous
le travail à temps*

BE NACHOUR Warda

Je dédie ce travail :

A Dieu

*Pour être mon appui, mon repère, ma solution et mon éternel espoir.
Pour la force qu'il me donne, et qu'il donne aux personnes qui m'ont aidé
et soutenu. Merci pour toutes les fois où je vous ai imploré et vous
m'avez exaucé. Et la meilleure des récompenses sera de voir un jour votre
visage plein de Majesté.*

A mes chers parents

*Vous présentez pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source
de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'ont pas cessé de
m'encourager et de prier pour moi.*

A mes sœurs

*Hafida , Fatima , Khiera , Meriem , Chaimaâ et Nour hane , en signe
d'amour , de reconnaissance et de gratitude pour le dévouement et les
sacrifices dont vous avez fait toujours preuve à mon égard.*

A mes frères

Mohammed et sa femme , et Rabah et sa femme.

A mes chers amis

*Warda , Meriem, Houda, Najat , On a passé des moments inoubliables
plein d'humour , de confiance , d'amitié et fidélité, je vous remercie pour
votre aides et vos encouragements.et*

Enfin ; je le dédies à tout ma familles et mes amis que je n'ai pas cités et
à tous ceux qui me connaissent.

ALLALI HANANE.

Résumé

Résumé

Les développements technologiques en télécommunication et microondes tendent depuis plusieurs années vers la miniaturisation des circuits, une réduction des coûts, des masses et des pertes dans ces dispositifs. Les métamatériaux s'inscrivent tout à fait dans cette mouvance et font à l'heure actuelle l'objet de nombreux sujets de recherche avec des applications directes dans l'industrie.

Ce mémoire a été consacré à l'étude des structures métamatériaux et leurs applications à la conception des antennes multi-bandes. Des résultats performants ont été obtenus en termes de, d'adaptation et de bande passante. Les différentes simulations ont été achevées en employant le simulateur CST Microwave Studio.

Mots clés : Métamatériaux , Résonateur en anneau fendu complémentaire, antennes multi-bandes.

Abstract

Technological developments in telecommunications and microwaves have been tending for several years towards the miniaturization of circuits, a reduction in costs, masses and losses in these devices. Metamaterials are very much in line with this trend and are currently the subject of many research subjects with direct applications in industry.

This work was devoted to the study of metamaterial structures and their applications to the design of multiband antennas. High-performance results have been obtained in terms of, adaptation and bandwidth. The different simulations were completed using the CST Microwave Studio simulator.

Keywords: Metamaterials, Complementary split ring resonator, Multi-bands antennas.

المخلص

تميل التطورات التكنولوجية في الاتصالات السلكية واللاسلكية والموجات الدقيقة منذ عدة سنوات نحو تصغير الدوائر ، وتقليل التكاليف والكتل والخسائر في هذه الأجهزة. تتماشى المواد الخارقة إلى حد كبير مع هذا الاتجاه وهي حاليًا موضوع العديد من الموضوعات البحثية ذات التطبيقات المباشرة في الصناعة.

خصصت هذه الرسالة لدراسة الهياكل الفوقية وتطبيقاتها في تصميم الهوائيات متعددة النطاقات ، وتم الحصول على نتائج عالية الأداء من حيث التكيف وعرض النطاق الترددي. تم الانتهاء من عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام جهاز محاكاة CST Microwave Studio.

الكلمات المفتاحية: المواد الفائقة ، الرنان الحلقي التكميلي ، الهوائيات متعددة النطاقات

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

ABREVIATION

Introduction Générale

I. Généralités sur les antennes imprimées

I.1 INTRODUCTION.....	13
I.2 Antennes imprimées.....	13
I.3 Différentes formes d'une antenne imprimée.....	14
I.4 Mécanisme de rayonnement.....	14
I.5 Paramètres d'une antenne imprimée.....	15
I.5.1 Impédance d'antenne.....	15
I.5.2 Resistance de rayonnement	15
I.5.3 Efficacité de rayonnement.....	16
I.5.4 Intensité de rayonnement.....	16
I.5.5 le Gain.....	17
I.5.6 Le diagramme de rayonnement.....	18
I.5.7 Coefficient de réflexion s_{11}	18
I.6 Techniques d'alimentation.....	19
I.6.1 Alimentation par ligne micro-ruban.....	19
I.6.2 Alimentation par sonde coaxiale.....	20

I.6.3	Alimentation par couplage par fente.....	20
I.7	Antenne imprimée circulaire.....	21
I.8	Avantages et inconvénients d’antenne patch.....	22
I.9	Domaines d’applications.....	22
I.10	Les technique d’adaptation.....	24
I.10.1	Adaptation par ligne quart d’onde.....	24
10.2	Adaptation par stub.....	24
I.10.3	Adaptation avec encoches.....	25
I.11	Antenne multi-bandes	25
I.11.1	Combinaison de plusieurs résonateurs.....	26
I.11.2	PIFA (Planar Inverted-F Antenna).....	27
I.11.3	Antenne Fractal.....	28
I.11.4	Antenne à trappes.....	29
I.12	Conclusion.....	30
II.	Généralités et état de l’art sur les métamatériaux	
II.1	Introduction.....	32
II.2	Historique.....	32
II.3	Définition des métamatériaux.....	33
II.4	Classification des matériaux	33
II.5	Caractéristiques des métamatériaux.....	35
II.5.1	Métamatériaux a permittivité négative «ENG ».....	35
II.5.2	Métamatériaux a perméabilité négative « MNG ».....	37
II.5.3	Métamatériaux doublement négatifs « DNG ».....	40

II.6 Le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC ».....	42
II.7 Applications des métamatériaux	43
II.7.1 Lentilles parfaites	
II.7.2 Cape d'invisibilité	
II.7.3 Domaine des antennes	
II.8 Conclusion	
III. Conception et simulation d'un antenne patch circulaire multi-bande à base des métamatériaux	
III.1 Introduction	
III.2 Présentation du logiciel Microwave Studio de CST	
III.3 Antenne circulaire proposée	
III.3.1 Modèle primaire proposé	
III.3.2 Coefficient de réflexion S11	
III.3.3 Diagramme de rayonnement	
III.3.4 Modèle proposé adapté (amélioré)	
III.3.5 Coefficient de réflexion d'antenne proposée	
III.3.6 Impédance d'entrée de l'antenne	
III.3.7 Diagramme de rayonnement de l'antenne	
III.4 Antenne circulaire multi-bande à base des CSRR	
III.4.1 Modèle CSRR proposé	
III.5 Modèle proposé d'antenne multi-bandes	
III.5.1 Antenne Primaire avec un anneau	
III.5.2 Antenne Primaire à deux anneaux	
III.5.3 Antenne multi-bande proposée	
III.5.4 Coefficient de réflexion d'antenne multi-bande proposée	

III.5.5 Diagramme de rayonnement

III.5.6 Impédance d'entrée de l'antenne

III.6 Conclusion

Liste Des Figures

I. Généralités sur les antennes microbandes

Figure I.1. Structure de l'antenne patch

Figure I.2. Différentes formes de l'élément rayonnant

Figure I.3. Principe de fonctionnement de l'antenne

Figure I.4. Source Isotrope

Figure I.5. Diagramme de rayonnement

Figure I.6. Antenne patch alimenté par une ligne micro-ruban

Figure I.7. Alimentation par sonde coaxiale

Figure I.8. Alimentation par couplage a fente

Figure I.9. Antenne Patch circulaire alimentée par : (a) Antenne patch circulaire alimenté par une ligne micro-ruban quart d'onde, (b) une ligne micro-ruban simple

Figure I.10. Formules analytique de l'antenne circulaire

Figure I.11. Ligne quart- d'onde

Figure 12. Figure I.12. Exemple d'adaptation par stub

Figure I.13. Principe d'encoches

Figure I.14. Différents types d'antennes multi-bandes

Figure I.15. Antenne PIFA

Figure I.16. Structure des antennes fractal triangulaires

Figure I.17. Antenne à trappes

II. Généralités et état de l'art sur les métamatériaux

Figure II.1 Diagramme permittivité(ϵ), perméabilité(μ) et indice de réfraction(n).

Figure II.2 Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

Figure II.3 Structure fils fins présentant ϵ négative/ positive quand $E \parallel z$

Figure II.4. La permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence.

Figure II.5. La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b) vue de profile

Figure II.6. Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative

Figure II.7. Structure résonateur en anneau fendu présentant ϵ positive/ négative quand $H \perp z$

Figure II.8. Variation de la perméabilité effective en fonction de la pulsation.

Figure II.9. Modèle du circuit équivalent du SRR (a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR.

Figure 10. Association d'un réseau de tiges avec des SRRs périodiques

Figure II.11. (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige".....

Figure II.12. Cellule DNG sous forme de « Ω ».

Figure II.13. Comparaison entre géométrie du RAF et du RAFC

Figure II.14. (a) Cas de la lentille classique (b) Résolution de l'image est mauvaise (c) Cas de la super lentille (d) Résolution. de l'image est meilleure.....

Figure II.15. Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent

en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (a) vue 2D, (b)[3D].....14

III. Conception et simulation d'un antenne patch circulaire multi-bande à base des métamatériaux

Figure III.1. CST STUDIO SUITE.

Figure III.2. Modèle d'antenne primaire proposée

Figure III.3. S11 de l'antenne primaire proposée

Figure III.4. Diagramme de rayonnement de l'antenne primaire proposée en coordonne polaire

Figure III.5. Modèle d'antenne proposé

Figure III. 6. Coefficient de réflexion de l'antenne

Figure III.7. Impédance d'entrée de l'antenne

Figure III.8. Diagramme de rayonnement à 5 GHz en 3D

Figure III.9. Diagramme de rayonnement (plan H) en coordonne polaire.....

Figure III.10. Diagramme de rayonnement (plan E) en coordonne polaire

Figure III.11. Résonateur a Anneau Fondu Complémentaire proposé.....

Figure III.12 Coefficient réflexion de du CSRR proposé	
Figure III.13 Coefficient de transmission S21 du CSRR proposé	
Figure III.14.Perméabilité effective du CSRR.	
Figure III.15. Antenne primaire avec un seul anneau	
Figure III.16.Coefficient de réflexion de l'antenne primaire avec un seul anneau	
Figure III.17.Diagramme de rayonnement pour les deux fréquences respectivement en 3D	
Figure III.18.Diagramme de rayonnement en coordonne polaire plan (H et E)	
Figure III.19.Diagramme de rayonnement en coordonne polaire plan (H et E)	
Figure III.20 Antenne primaire à deux anneaux	
Figure III.21 Coefficient de réflexion de l'antenne primaire à deux anneaux.	
Figure III.22 Diagramme de rayonnement de l'antenne primaire à deux anneaux pour les trois fréquences respectivement.	
Figure III.23. Diagramme de rayonnement à 6.53GHz plan E.	
Figure III.24. Diagramme de rayonnement à 6.53GHz plan H.	
Figure III.25. Diagramme de rayonnement à 10.6 GHz (plan H et E).....	
Figure III.26. Diagramme de rayonnement à 12.23 GHz (plan H et E).....	
Figure III.27. Antenne multi-bande à base des métamatériaux proposée	
Figure III.28. Coefficient de réflexion de l'antenne multi-bande à base des métamatériaux proposée	
Figure III.29. Diagrammes de rayonnement de l'antenne multi-bande à base des métamatériaux proposée en 3D.....	
Figure. III 30. Diagrammes de rayonnement à 5 GHz (plan H et E) respectivement	
Figure III.31. Diagrammes de rayonnement à 5.8GHz (plan H et E) respectivement	
Figure III.32. Diagrammes de rayonnement à 8 GHz (plan H et E) respectivement	
Figure III.33. Diagrammes de rayonnement à 10.8 GHz (plan H et E) respectivement	
Figure III.34. Diagrammes de rayonnement à 13.6 GHz (plan H et E) respectivement.	
Figure III.35. Impédance d'entrée de l'antenne à 50 Ohm.....	
Figure III.36. Intensité de courant de surface de l'antenne proposée.....	

LISTE DES TABLEAUX

I. Généralités sur les antennes microbandes

Tableau .I.1 : Avantages et Inconvénients de l'antenne Patch

Tableau .I. 2 : Différente applications d'une antenne Patch

Tableau .I. 3 : Points forts et points faibles de la combinaison de plusieurs résonateurs.

Tableau .I. 4 : Points forts et points faibles d'une antenne PIFA

Tableau .I. 5 : Points forts et points faibles d'une antenne fractal triangulaire

Tableau .I. 6 : Points forts et points faibles d'une antenne à trappes

III. Conception et simulation d'un antenne patch circulaire multi-bande à base des métamatériaux

Tableau .III. 1 : Dimensions d'antenne proposée

Tableau .III.2 : Dimensions d'antenne proposée du modèle adapté

Tableau .III. 3 : Dimensions du résonateur proposé

Tableau .III.2 : Dimensions d'antenne proposée multi-bande à base proposé.

ABREVIATION

Cm	Capacité de couplage
CSRR	Complementary Split Ring Resonator
CST MWS	CST Microwave Studio
DNG	Méta-matériaux doublement négatifs
Er	Efficacité de rayonnement
LHM	Left- handed Material
MMA	Matériaux magnétiques artificiel
MMT	Métamatériaux
MTM	métamatériaux électromagnétiques
MNG	Méta-matériaux a perméabilité négative
MMG	Matériau main gauche
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
RAF	résonateur en anneau fendu (RAF)
RAFC	Résonateur en anneau Fendu complémentaire

ROS	Rapport d'onde stationnaire
R_{ohm}	Les pertes ohmiques ou thermiques
R_{die}	Les pertes dans le diélectrique
SRR	Split Ring Resonator
S11	Coefficient de réflexion
TM _{mn}	Magnétiques transversalement
ω_{pm}	La pulsation magnétique du plasma
ω_{p}^2	La fréquence plasmatique
λ_g	Longueur d'onde guidée

Introduction Générale.

Introduction Générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les applications dans ce domaine qui ont attiré plus d'attentions sont les antennes. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil qui sont aujourd'hui en pleine croissance [1]. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés, il est devenu essentiel de trouver des antennes microbandes spécialement adaptées à ces exigences. Afin de répondre à ces besoins, l'utilisation de métamatériau semble une solution très prometteuse. Dans cette perspective, l'objectif principal de ce mémoire était la contribution à la conception des antennes planaires multi-bandes à base de métamatériau.

L'apparition de la nouvelle classe de ces matériaux, connue a arrivé à répondre à ces besoins. Les matériaux électromagnétiques artificiels avec la constante diélectrique et la perméabilité effectives négatives, au moins dans une certaine bande de fréquence, forment un nouveau concept électromagnétique. L'indice de réfraction effectif négatif est une propriété électromagnétique intéressante pour un milieu et fournit de nouveaux effets électromagnétiques. Actuellement, les chercheurs des métamatériaux ont non seulement démontré de nouveaux phénomènes physiques intéressants mais ont également pu mener au développement de nouvelles procédures de conception. La réalisation promet de nouveaux types de dispositifs microondes tels que les filtres, les antennes pour les mobiles... En fait, les métamatériaux peuvent de manière significative améliorer l'exécution de plusieurs dispositifs.

Le but de ce travail est de concevoir des antennes multi-bandes basés sur le résonateur en anneau fendu complémentaire (RAFC) qui constitue l'élément de base pour la conception des métamatériaux. Ce type d'antenne est couramment utilisé dans des applications de télécommunication, en raison de sa facilité à s'intégrer dans les systèmes embarqués, les systèmes de téléphonie mobile et les systèmes de communications sans fil.

Ainsi, notre mémoire est constitué de trois chapitres; le premier chapitre dresse un état de l'art des antennes micro-rubans. Nous présentons en premier temps, leur définition, ainsi que leurs caractéristiques. Nous définissons par la suite les différentes techniques d'alimentations.

Après nous évoquerons les différentes méthodes d'analyse ainsi que les avantages et les inconvénients de ces antennes, et finalement un coup d'œil sur l'antenne patch rectangulaire..

Le deuxième chapitre est consacré à une présentation générale des métamatériaux, et plus précisément les matériaux main gauche (MMG). Nous rappelons dans un premier temps les propriétés fondamentales de la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu main gauche, puis nous exposons les différentes approches qui existent dans la littérature pour la réalisation de ce type de matériau. Nous citerons enfin les différentes applications envisagées dans plusieurs domaines.

Le troisième chapitre présente tout d'abord la conception de la cellule de base constituant les métamatériaux telles que: le résonateur en anneau fendu (RAF) et le RAF complémentaire carrés. Ensuite, nous nous intéresserons à la conception d'une antenne multi-bande basé sur la gravure des cellules complémentaires CSRRs à plusieurs anneaux sur le patch. Toutes ces structures sont simulées à l'aide de logiciel CST MWS.

Chapitre I

Généralités sur les antennes imprimées

Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées

I.1 Introduction

Le concept d'antennes imprimées est apparu dans les années 50, mais ce n'est que dans les années 70 qu'apparaissent les premières réalisations, essentiellement réservées aux applications militaires, et dans les années 90 pour une véritable transition vers la phase industrielle.

Les antennes patch micro-ruban représentent une révolution dans le domaine des télécommunications sans fil. Ils sont largement utilisés dans les communications mobiles et personnelles en raison de leur petite taille, leur simplicité, leur facilité de fabrication, de mise en œuvre et de leur basse fréquence, trouvent diverses applications dans une large gamme de fréquences et de faibles coûts.

Dans ce chapitre, nous donnons un aperçu des antennes imprimées et nous décrivons leurs propriétés de rayonnement, leurs modes d'alimentation et leurs techniques d'adaptation.

I.2 Antennes imprimées

Une antenne imprimée (appelée micro-ruban) se compose d'une plaque rayonnante de métal sur un côté du substrat diélectrique et d'un plan de masse de l'autre côté, comme illustré sur la figure I.1 .

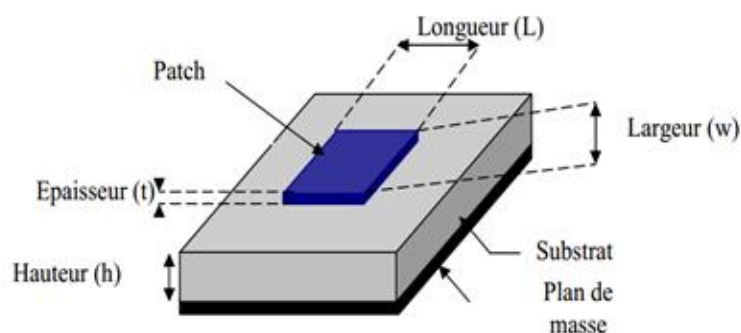


Figure I.1. Structure de l'antenne patch [1]

Le patch est généralement constitué d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or (du fait de sa conductivité élevée) et peut prendre n'importe quelle forme, mais on se donne des formes régulières (carrées, circulaires, triangulaires) [1].

Pour simplifier l'analyse de la structure. Le champ de rayonnement et les lignes électriques sont souvent photographés sur le substrat diélectrique.

I.3. Différentes formes d'une antenne imprimée

Les antennes imprimées peuvent se présenter avec différentes formes, comme l'illustre la Figure I.2.

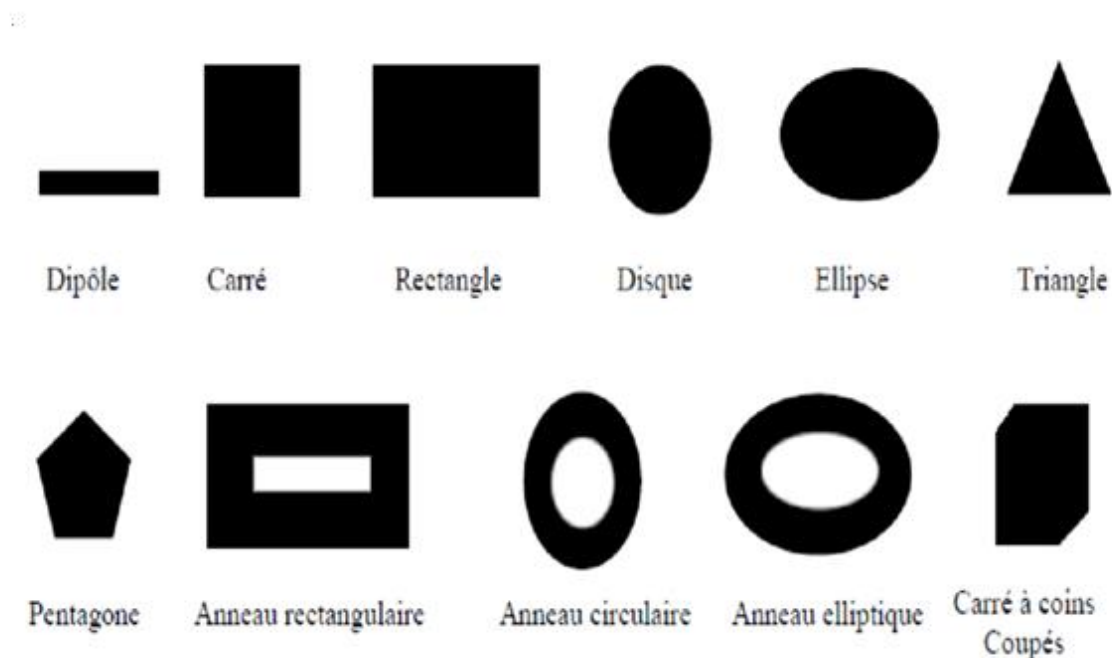


Figure I.2. Différentes formes de l'élément rayonnant [2]

I.4. Mécanisme de rayonnement

Pour comprendre le fonctionnement d'un résonateur micro-ruban, il faut connaître les champs électromagnétiques, en particulier le champ proche. Lorsque la ligne d'alimentation est excitée par une source haute fréquence, une onde électromagnétique guidée entre la ligne et le plan de masse se propage vers l'élément rayonnant (plus large que la ligne, donc plus rayonnante) [1]. Une répartition de charge est spécifiée sous le résonateur et on dessus du plan de masse.

La structure de la (Figure I.3) peut être comparée à une cavité délimitée par des parois électriques (plan de masse et élément rayonnant) et une paroi latérale magnétique [2]. Il s'accumule selon une série de fréquences modales (fréquences modales de résonance) dans lesquelles des configurations de distribution de champ, appelées modes, sont autorisées. Ces cavités fonctionnent alors en mode TM_{mn} (magnétiques transversalement).

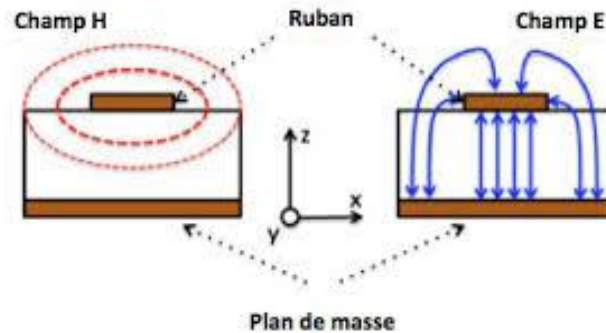


Figure I.3. Principe de fonctionnement de l'antenne[2]

I.5. Paramètres d'une antenne imprimée

I.5.1 Impédance d'antenne

Pour évaluer l'impédance d'une antenne, on considère une antenne en émission. L'antenne est alors équivalente à une charge, à l'entrée de laquelle existe un courant I_{in} et une tension V_{in} . Le rapport de ces deux quantités fournit l'impédance Z_0 .

$$Z_a = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a \quad (I.1)$$

On considère l'antenne comme simplement un circuit électrique ayant cette même impédance lors des calculs de transfert de puissance [2].

I.5.2 Resistance de rayonnement

Pour les antennes, la puissance totale émise $\langle P_t \rangle$ est reliée au courant crête I_{in} mesuré à l'entrée de l'antenne via sa résistance de rayonnement vue à l'entrée R_{ri} [9].

$$\langle P_t \rangle = \frac{1}{2} R_{ri} I_{in}^2 \quad (I.2)$$

Cette résistance s'ajoute à celle des pertes pour former la partie réelle de l'impédance d'antenne :

$$R_a = R_{ri} + R_{pertes} \quad (I.3)$$

R_{pertes} est la résistance qui provoque :

- Les pertes ohmiques ou thermiques R_{ohm} .
- Les pertes dans le diélectrique R_{die} .

La résistance R_{ri} est la responsable du rayonnement de l'antenne, car sans elle aucune puissance active fournie à l'antenne n'est émise. Le symbole R_r est réservé à la résistance de rayonnement, laquelle est calculée à partir de l'amplitude maximale de la distribution du courant sur l'antenne :

$$\langle P_t \rangle = \frac{1}{2} R_r I_{max}^2 \quad (I.4)$$

I.5.3 Efficacité de rayonnement

Comme dans tout circuit à pertes, une fraction plus ou moins appréciable de la puissance fournie se retrouve à la sortie. Dans le cas d'une antenne, la sortie représente l'émission, les pertes sont liées à la résistance des pertes. Plus la résistance des pertes est faible, plus l'efficacité est meilleure. L'efficacité de rayonnement de l'antenne qu'on note par E_r considère le rapport de la puissance rayonnée $\langle P_t \rangle$ à la puissance fournie à l'entrée de l'antenne $\langle P_{in} \rangle$ [1] :

$$E_r = \frac{\langle P_t \rangle}{\langle P_{in} \rangle} = \frac{R_{ri}}{R_{ri} + R_{pertes}} \quad (I.5)$$

I.5.4 Intensité de rayonnement

A grande distance, l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne source se comporte comme une onde plane, où le champ électrique et le champ magnétique sont orthogonaux entre eux et orthogonaux à la direction de propagation de l'onde. Les concepts de l'onde plane peuvent donc être appliqués ici [3]. Or, on sait que le vecteur de Poynting S indique la quantité de puissance électromagnétique instantanée qui se propage par unité de surface. Pour une source isotrope, cette puissance est la même dans toutes les directions (Figure 4), d'où on définit l'angle solide de ce type d'antenne par $\Omega = \frac{S}{r^2}$ (en stéradian) [2].

Pour un rayonnement omnidirectionnel $S = 4\pi r^2$; ce qui implique que l'angle solide d'une antenne isotrope est $\Omega=4\pi$.

L'intensité de rayonnement, définie comme étant la puissance rayonnée par unité d'angle solide, s'écrit [3] :

$$U(\theta, \varphi) = \frac{dW_r}{d\Omega} = \langle P_t \rangle \cdot r^2 \quad (I.6)$$

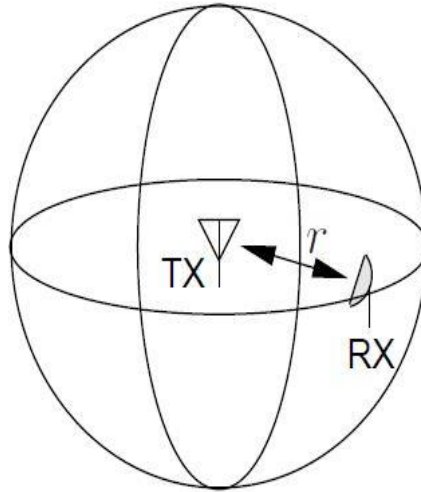


Figure I.4. Source Isotrope [6]

I.5.5 le Gain

Le gain d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide sur la puissance rayonnée par une source isotrope alimentée par la même puissance.

Si on note par $U_0(\theta, \varphi)$ l'intensité de puissance rayonnée par une source isotrope, le gain de l'antenne s'écrit :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0(\theta, \varphi)} = \frac{\langle P_t \rangle \cdot r^2}{\langle P_0 \rangle \cdot r^2} = \frac{\langle P_t \rangle}{\langle P_0 \rangle} \quad (I.7)$$

I.5.6 Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est la représentation en polaire de la fonction caractéristique de l'antenne. Ce diagramme est constitué d'un lobe principal, des lobes secondaires et un lobe arrière (Figure I.5). Il décrit le type de rayonnement de l'antenne, soit omnidirectionnelle ou directive, tout en observant le lobe principal et le lobe arrière. Si ce dernier soit ouvert avec un angle qui s'approche à 180° on dit que l'antenne est pseudo-isotrope donc un rayonnement casi-omnidirectionnel, et si ce lobe soit ouvert avec un angle $<90^\circ$ on dit que l'antenne est plus ou moins directif. [3]

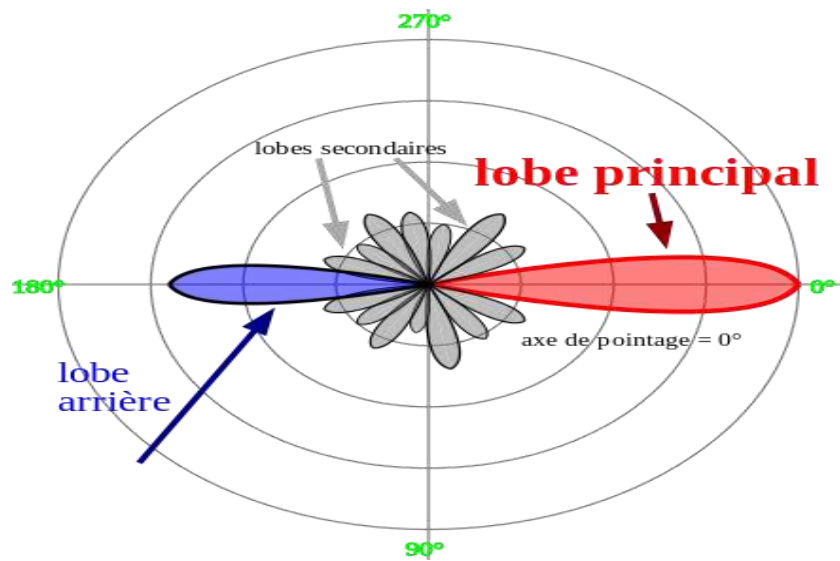


Figure I.5. Diagramme de rayonnement

I.5.7 Coefficient de réflexion S_{11}

D'une manière générale, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface, une partie de cette onde incidente est réfléchiée et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion d'une antenne est défini comme étant le rapport des amplitudes des ondes réfléchiées et ondes incidentes.

Pour une antenne d'impédance Z , reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique Z_c (souvent égale à 50Ω en RF et micro-ondes) le coefficient de réflexion s'écrit :

$$S_{11} = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c} \quad (I.8)$$

Le module du coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel (dB), soit :

$$|S_{11}| = 20 \log (S_{11}) \quad (I.9)$$

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers l'infini, plus l'antenne est adaptée. Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal. La mesure de ce paramètre est souvent effectuée à l'aide d'un analyseur de réseau.

Le ROS (Rapport d'onde stationnaire) peut être déduit du S11 à travers l'expression [3]:

$$ROS = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (I.10)$$

I.6. Les techniques d'alimentation

Il existe plusieurs techniques pour alimenter les antennes micro-ruban. Ils peuvent être réalisées par contact direct ou par couplage électromagnétique. Les plus couramment utilisés sont les lignes d'alimentation micro-ruban, à sonde coaxiale, de proximité ou d'ouverture. Dans notre travail, nous avons utilisé une alimentation de ligne micro-ruban.

I.6.1 Alimentation par ligne micro-ruban

Dans le premier cas, une ligne micro-ruban est connectée directement avec le résonateur, comme le montre la figure I.6. Le point d'attache peut se trouver sur l'axe de symétrie du patch ou être complètement décalé afin de permettre une meilleure adaptation d'impédance [4].

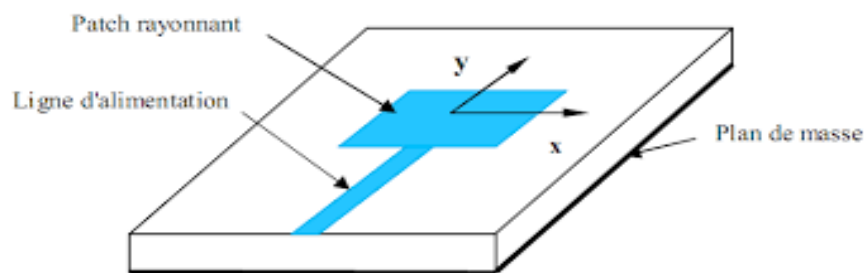


Figure I.6. Antenne patch alimenté par une ligne micro-ruban[5]

Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et à modéliser, mais il peut générer un rayonnement parasite qui peut être important avec une bande passante typiquement étroite.

I.6.2 Alimentation par sonde coaxiale

La sonde coaxiale alimente l'antenne par contact direct entre l'élément rayonnant et le conducteur central d'une ligne coaxiale, tandis que le conducteur externe est connecté au plan de masse (Figure I.7). L'adaptation d'impédance peut être obtenue en déplaçant le point d'alimentation à gauche et à droite sur le patch. L'inconvénient de ce type d'alimentation est la faible largeur de bande et la difficulté de modélisation.

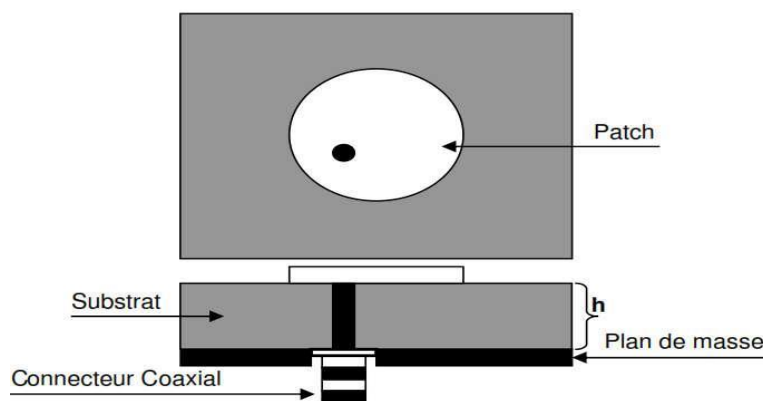


Figure I.7. Alimentation par sonde coaxiale [5].

I.6.3 Alimentation par couplage par fente

L'alimentation à travers une ligne micro-ruban ou à travers une ligne coaxiale a une asymétrie qui génère des modes d'ordre supérieur provoquant un rayonnement à polarisation croisée. Pour remédier à cette condition, le flux a été introduit par une fente. Le couplage électromagnétique est introduit par une petite rainure dans le plan de masse qui sépare deux substrats, l'un portant l'élément rayonnant et l'autre portant la ligne micro-ruban, comme le montre la figure I.8. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne électrique et le patch, est facile à modéliser et présente une diffusion de rayonnement modérée. Cependant, il est le plus difficile à mettre en œuvre et a une bande passante étroite[3].

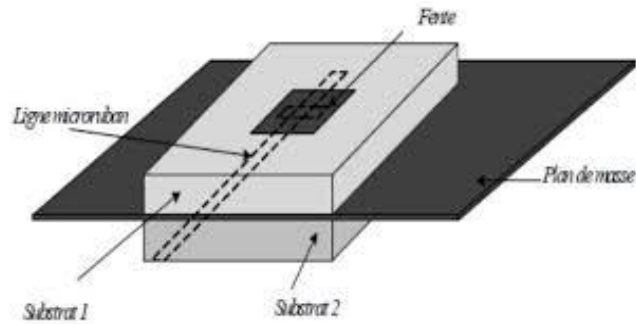


Figure I.8. Alimentation par couplage à fente [3].

I.7. Antenne imprimée circulaire

Les patches circulaires sont largement utilisés dans la pratique à cause de sans contexte le plus facile, L'alimentation se fais par une ligne micro-ruban. Les équations utilisées pour le calcule des paramètres de l'antenne circulaire sont résumées sur le tableau ci-dessous :

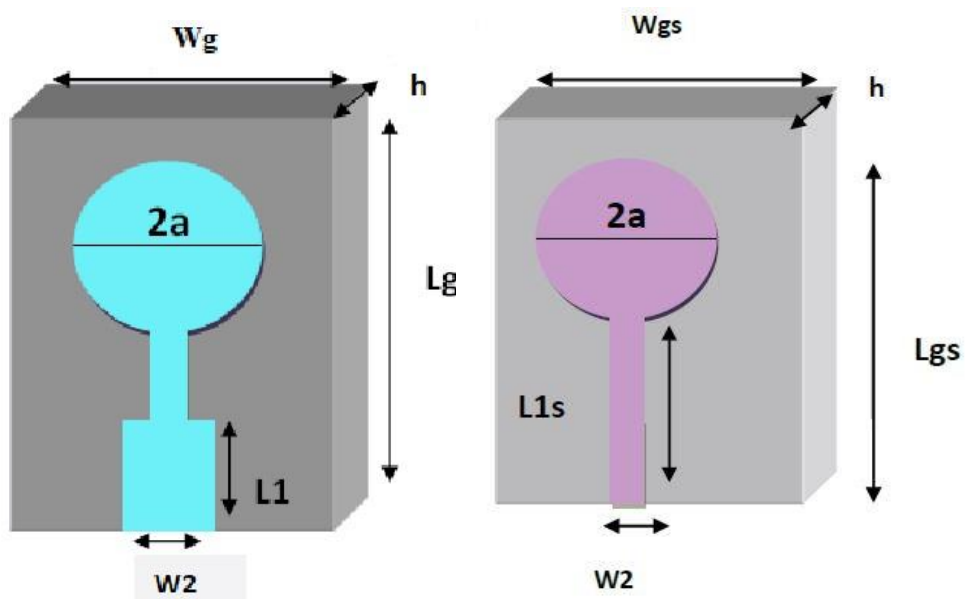


Figure I.9. Antenne Patch circulaire alimentée par : (a) Antenne patch circulaire alimenté par une ligne micro-ruban quart d'onde, (b) une ligne micro-ruban simple [8]

Parameters de d'antenne patch circulaire		Equations
Patch	Le rayon réel	$a = \frac{F}{\left[1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right]^{1/2}}$
		$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}$
	Fréquence de résonance	$f_r = \frac{c}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff}}}$
	Constant diélectrique (ϵ_{eff})	$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2}$
	L'extension de la longueur (ΔL)	$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)}$
Substrat et plan de masse	La longueur	$L_{gs} = L_{1s} + 2a + 6 \times h$
	La largeur	$W_{gs} = 2a + 6 \times h$
La longueur de la ligne	simple	$L_{1s} = \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}$
	quarte d'onde	$L_1 = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}$
l'impédance caractéristique de la ligne microruban	Z_c	$= \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_2} + \frac{W_2}{4h} \right] \frac{W_2}{h} \leq 1 \\ \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W_2}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_2}{h} + 1.44 \right) \right]} \frac{W_2}{h} \geq 1 \end{cases}$

Figure I.10. Formules analytiques de l'antenne circulaire [8]

I.8. Avantages et inconvénients de l'antenne patch

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Poids léger (faible volume) - Montage facile - Faible cout de fabrication - Aérodynamique - Polarisation linéaire ou circulaire - facile à implémenté 	<ul style="list-style-type: none"> - Bande étroite - Présence des pertes - Faibles caractéristiques de rayonnement - Gain maximal très limité - Faible isolation entre l'antenne et l'alimentation

Tableau I.1 : Avantages et Inconvénients de l'antenne Patch [4].

I.9. Domaines d'applications

Le tableau ci-dessous illustre les différentes applications des antennes imprimées

Système	Application
Antennes d'avion et de navire	La communication et la navigation, les altimètres, des systèmes aveuglent d'atterrissages
Missiles	Le radar, les fusibles de proximité et la télémétrie
Communications par satellites	La télédiffusion domestique directe, les antennes au bord des véhicules, la communication
Radio mobile	Les téléphones portables, la téléphonie mobile dans les véhicules
La télédétection	Grandes ouvertures légères
Biomédical	L'application dans l'URM , radio , scanners
Sécurité	Les alarmes d'intrusion, la communication personnelle, etc.....

Tableau I.2 : Différentes applications d'une antenne Patch [5]

I.10. Les techniques d'adaptation

Tout système qui convertit l'énergie dans une ligne de transmission a besoin d'une adaptation car la ligne transforme l'impédance de la charge en une valeur correspondant à l'impédance de la source. Ce que voit la source dépend donc de l'impédance de charge, de la longueur électrique de la ligne et de son impédance caractéristique.

I.10.1 Adaptation par ligne quart d'onde

Dans la conception des circuits hyperfréquences, une adaptation est souvent recherchée, c'est-à-dire se replacé à une autre valeur d'impédance (qui est généralement l'impédance caractéristique) que celle obtenue en bout de circuit.

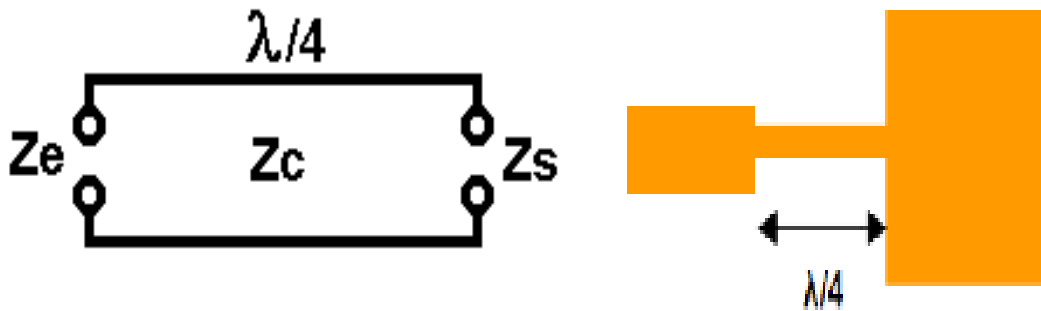


Figure I.11. Ligne quart- d'onde

I.10.2 Adaptation par stub

Une autre façon de s'adapter à n'importe quelle charge est l'utilisation des stubs. Grâce à une dérivation en circuit ouvert (stub ouvert) ou en court-circuit (stub en court-circuit). La solution choisie est généralement celle avec le plus petit volume. Le raisonnement peut être fait en termes d'impédance, mais il est plus facile de travailler avec l'admittance dès le départ pour résumer les impédances parallèles ramenées.

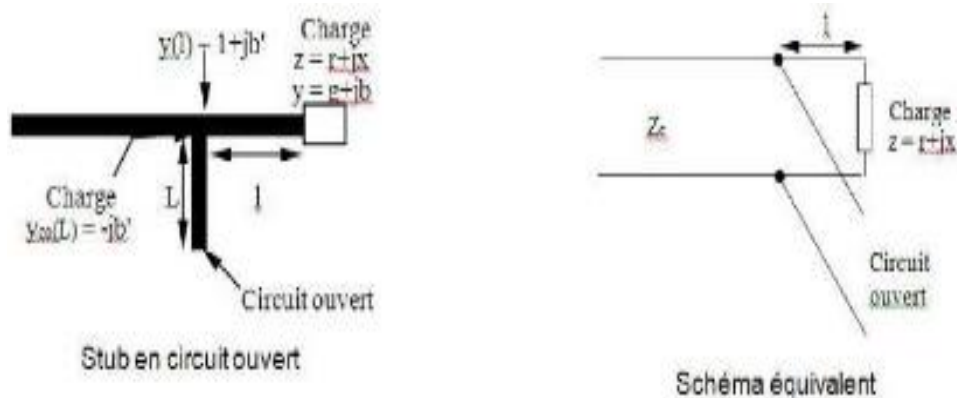


Figure I.12. Exemple d'adaptation par stub [7]

I.10.3 Adaptation avec encoches

Les encoches permettent d'avoir une bonne adaptation tout en modifiant la forme de l'antenne au niveau de la connexion de la ligne d'alimentation avec l'élément résonant.

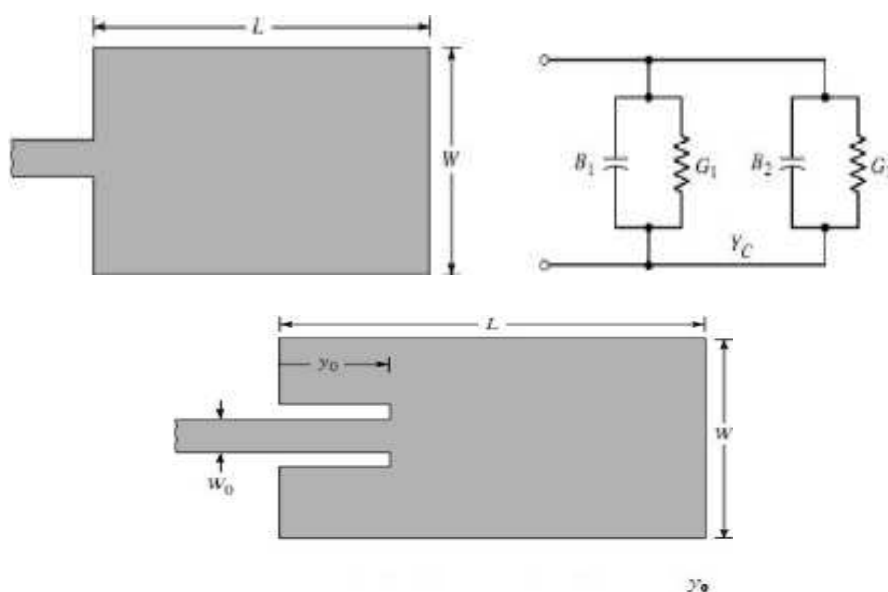


Figure I.13. Principe d'encoches [6]

I.11. Antenne multi-bandes

Les télécommunications civiles et militaires utilisent de plus en plus plusieurs bandes de fréquence. Cette utilisation exhaustive du spectre radioélectrique a engendré un grand intérêt pour les dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. Un élément fondamental jouant un rôle déterminant dans ces dispositifs est l'antenne [5]. Cette

dernière concrétise clairement cette tendance de multiplication de bandes de fréquence, d'où l'importance des antennes multi-bandes et large-bandes.

Les techniques utilisées pour faire résonner une antenne à plusieurs fréquences sont :

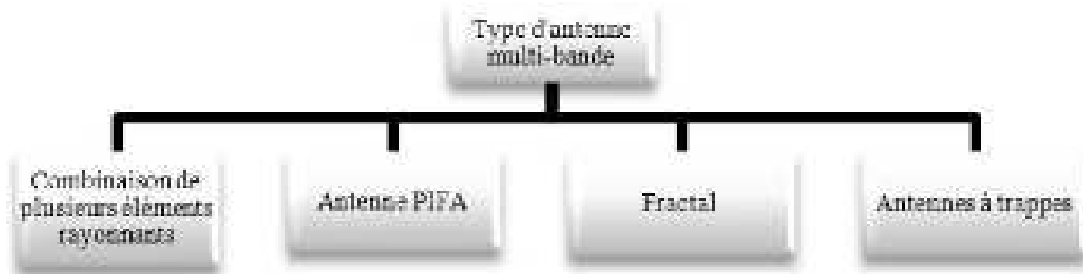


Figure I.14. Différents types d'antennes multi-bandes [3]

I.11.1 Combinaison de plusieurs résonateurs

Cette technique permet de manière très simple d'obtenir une antenne multi-bandes. Les éléments rayonnants peuvent être de même type et se disposent de plusieurs manières et leur configuration dépend de l'application requise [3].

I.11.2 PIFA (Planar Inverted-F Antenna)

Les antennes PIFA (planar inverted-F antenna) sont des structures potentielles pour la réalisation d'antennes multi-bandes. Par rapport à une antenne demi-onde, une antenne PIFA ou antenne quart de onde présente des dimensions réduites. L'antenne PIFA est obtenue en plaçant le court-circuit (plan, filaire ou de type languette) entre le résonateur demi-onde et le plan de masse, à l'endroit précis où le champ électrique s'annule pour le mode fondamental (Figure I.13). Ceci permet donc de s'affranchir d'une moitié du résonateur et d'avoir ainsi une résonance en $X/4$.

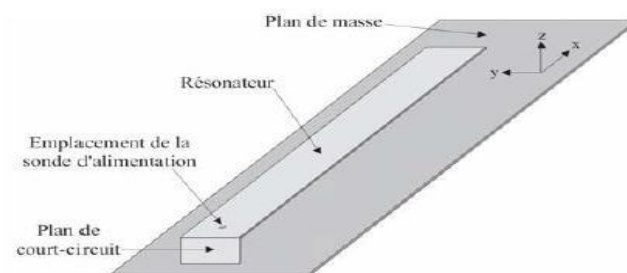


Figure I.15. Antenne PIFA[10]

I.11.3 Antenne Fractal

Le terme antenne « fractale » est un abus de langage. Les antennes étudiées ont juste des formes pré-fractales : ce sont des itérations plus ou moins élevées alors que la forme fractale est le résultat d'une itération à l'infini.

Dans la littérature, plusieurs géométries fractales ont été exploitées pour la conception d'antennes multi-bandes.

L'Antenne triangle de Sierpinski est certainement la plus populaire des antennes fractales multi-bandes, se présente sous la forme d'un triangle équilatéral dans lequel on enlève itérativement des triangles équilatéraux de plus petites tailles (voir figure I.16). Cette antenne peut être de type dipôle, monopole ou patch [11].



Figure I.16. Structure des antennes fractal triangulaires

Points faibles	Points forts
- Rapports de fréquences de Fonctionnement pas aisément contrôlable	Compactes Esthétique (beauté des Fractales)
- Manque de règle de conception	
- Faible contrôle de la polarisation du Champ rayonné	
- Diagrammes peu similaires aux différentes fréquences	

Tableau I.3 : Points forts et points faibles d'une antenne fractal triangulaire [11]

I.11.4 Antenne à trappes

L'un des plus anciens concepts pour obtenir des antennes filaires multi-bandes, consiste à intégrer des charges discrètes (capacité et/ou inductance) dans une antenne filaire (généralement un dipôle). Ces charges sont communément appelées `trappes'. L'élaboration de ce concept se fait en deux étapes : d'abord, l'antenne résonante à la fréquence basse est conçue, ensuite, les charges sont introduites à des endroits précis pour obtenir la (les) résonance(s) haute(s) désirée(s).

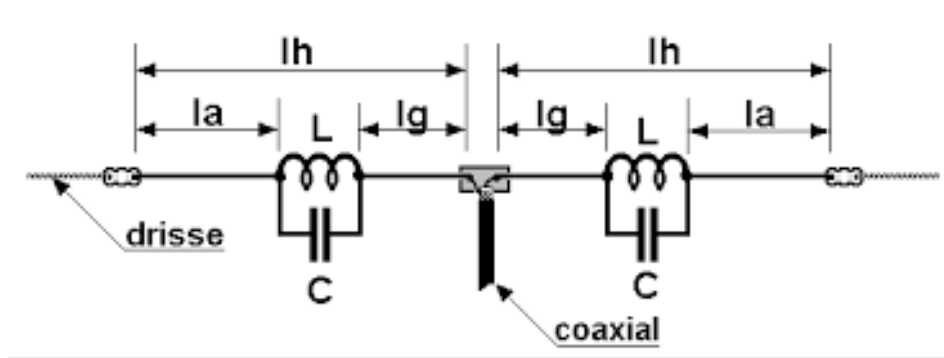


Figure I.17. Antenne à trappes[12]

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> - Dépendance des trappes - Bandes passantes dépendantes des facteurs de qualité des trappes -Performances radioélectriques similaires aux différentes fréquences - Antennes facilement adaptable à d'autres fréquences de fonctionnement - Dimensionnement facile et rapport entre fréquences de fonctionnement maîtrisé. -Grâce aux norme Wi-Fi, il est possible de créer des réseaux locaux sans fil à haut débit. -le Wi-Fi permet de relier des ordinateurs portables, des machines de bureau, des assistants personnels. 	<ul style="list-style-type: none"> - dimension de l'antenne très grande

Tableau I.4 : Points forts et points faibles d'une antenne à trappes.

I.12. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé brièvement des généralités sur les antennes micro-ruban. On a exposé leurs définition, le principe de fonctionnement, leur caractéristique et les techniques d'alimentation. On a présenté leurs avantages et inconvénients et finalement les techniques utilisées pour avoir une antenne multi-bandes. Nous nous pencherons dans le prochain chapitre sur la présentation des différentes alternatives des métamatériaux.

Chapitre II

Généralités et état de l'art sur les métamatériaux

Chapitre II : Généralités et état de l'art sur les métamatériaux

II.1 Introduction

L'avancement technologique exige plus en plus l'utilisation des métamatériaux vu leurs efficacités et qui promet des perspectives illimitées. Dans le domaine de L'optique, un nouveau venu en parle beaucoup : « le métamatériau ».

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui ont des propriétés électromagnétiques uniques que nous ne trouvons pas dans la nature.

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

Les métamatériaux sont utilisés pour améliorer les performances de l'antenne, des filtres et des coupleurs. Leur principal avantage est la miniaturisation des appareils grâce à un indice de réfraction assez facilement réglable qui peut même être négatif dans certaines bandes de fréquences [13].

Ce chapitre présente un rappel théorique sur les métamatériaux, en commençant par un bref historique des structures périodiques. Nous présentons leur définition, ses classifications, et les caractéristiques de base. Enfin nous citerons le potentiel d'applications comme les lentilles parfaites, les capes d'invisibilité et le domaine antenne.

II.2 Historique

En 1968, le physicien russe d'origine ukrainienne V. VESELAGO a publié l'analyse théorique des métamatériaux (MMT) [14], qui a montré que l'indice de réfraction peut être également négative en supposant qu'une réfraction négative peut se produire lorsque la permittivité (électrique) et la perméabilité (magnétique) d'un matériau sont toutes les deux négatives.

Au fil du temps, l'électromagnétisme a exploré le développement des MMTs depuis la découverte de la théorie de V. VESELAGO, qui se présente comme suit :

- 1996 : Pendry montre théoriquement qu'il est possible d'obtenir une permittivité négative ($\epsilon < 0$) [15]
- 1999 : Pendry montre qu'il est possible d'obtenir des perméabilités négatives ($\mu < 0$) à partir d'un élément artificiel appelé résonateur à anneau fendu (RAF) dans une bande de fréquence étroite autour de sa fréquence de résonance [16].
- 2000 : Smith montre théoriquement la viabilité d'un métamatériau constitué d'un RAF couplé à un réseau de conducteurs verticaux [17].
- 2001 : Validation expérimentale de la réfraction négative par Smith [18].
- 2005 : Approche de la ligne de transport par Caloz et Itoh [13]
- 2006 : Application des métamatériaux : antenne, coupleur, Filtres ... [19][20]

II.3 Définition des métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui présentent des propriétés physiques supérieures à celles des matériaux naturels. « Meta » est un préfixe grec qui signifie « au-delà ». Les métamatériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce que l'on peut attendre et observer dans les matériaux naturels.

Les métamatériaux électromagnétiques (MTM) sont définis comme des structures effectivement homogènes avec des propriétés inhabituelles qui ne sont pas disponibles dans la nature (à une permittivité et une perméabilité négatives, un indice de réfraction négatif).

En effet, une structure homogène est une structure dont la taille moyenne structurale des cellules p est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g .

Par conséquent, cette taille moyenne de cellule doit être au moins inférieure au quart de la longueur d'onde $p < \frac{\lambda_g}{4}$. [13]

II.4 Classification des matériaux

Cette classification est basée sur les différents paramètres des permittivités ϵ , des perméabilités μ , les valeurs de l'indice de réfraction définies par :

$$\eta = \sqrt{\epsilon \cdot \mu} \quad (\text{II.1})$$

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

Dans un milieu classique, les valeurs de ϵ , μ sont positives en même temps. Ce matériau caractérise les diélectriques.

Si on a $\epsilon > 0$, $\mu < 0$, on est dans le domaine des ferrites et de la structure produite par Pendry, (SRR), où aucune transmission lumineuse n'est possible « matériaux opaques ». Ici l'indice de réfraction et la constante de phase sont imaginaires ($n, \beta \in \text{Imm}$). L'onde est décroissant après (z^{\rightarrow}), la puissance active est nulle et la puissance réactive après (z^{\rightarrow}). Si l'on passe à une situation où $\epsilon < 0$, $\mu > 0$, on est dans les structures de plasma dans lesquelles les plasmas se transforment en métaux aux fréquences optiques. Comme dans le cas précédent, le matériau est opaque et ($n, \beta \in \text{Imm}$). La vague s'apaise après (z^{\rightarrow}) et nous sommes dans le même conditions de performance du cas précédent.

Les métamatériaux "Left-Handed Material (LHM)" ont simultanément $\epsilon, \mu < 0$, l'indice de réfraction est négatif ($n < 0$), mais la constante de propagation est positive ($\beta > 0$). L'onde se propage selon (z^{\rightarrow}) décroissant, la puissance active selon les (z^{\rightarrow}) croissants, Les vitesses de phase et de groupe sont dans des directions opposées ($\beta.P < 0$) et le trio (E, H, K) (v) suit que règle gauche (figure II.I)

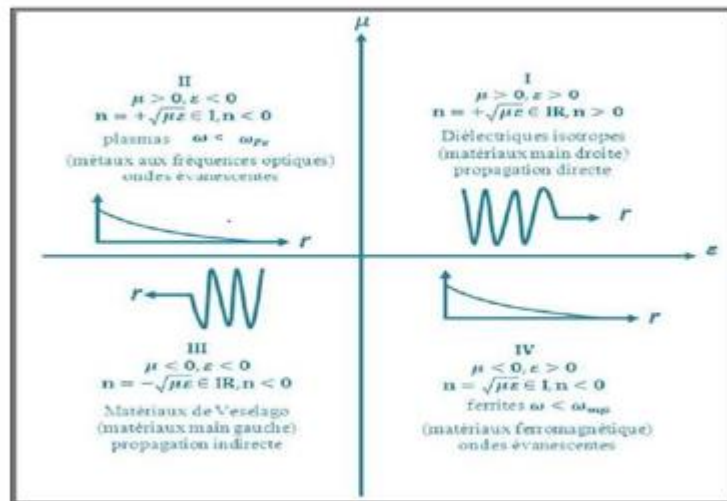


Figure.II 1.Diagramme permittivité(ϵ), perméabilité(μ) et indice de réfraction(n) [15].

Les pulsations ω_{pe} et ω_{pm} représentent les pulsations du plasma électrique et magnétique respectivement

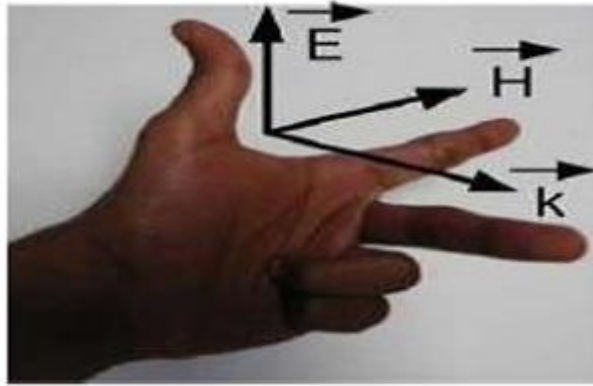


Figure II.2. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche [14].

II.5 Caractéristiques des métamatériaux

Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, les plus connus sont susceptibles d'avoir à la fois une permittivité et une perméabilité négatives.

II.5.1 Métamatériaux à permittivité négative « ENG »

La structure avec permittivité négative ($\epsilon < 0$) décrite par Pendry est constituée d'un fil métallique parallèles et infiniment minces (figure II.3).

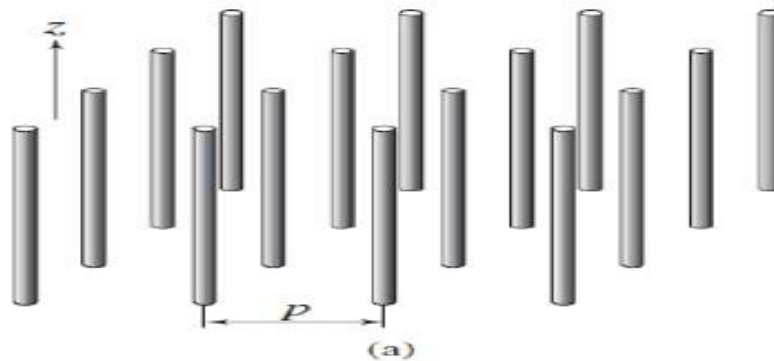


Figure II.3. Structure fils fins présentant ϵ négative/ positive quand $E \parallel z$ [13].

Cette structure présente une distance moyenne de p entre cellules, beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée $\lambda_g (p \ll \lambda_g)$, c'est une structure effectivement homogène.

Lorsque l'excitation du champ électrique est parallèle à l'axe des fils, il se forme un courant induit avec des moments dipolaires égaux, se dernier est également généré le long de ces câbles.

La permittivité des fils métalliques exposés au champ électrique est donnée par la formule suivant :

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

D'où :

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

ω : Fréquence d'excitation de la source.

On peut voir que la permittivité électrique du plasma est négative pour les fréquences inférieures à la fréquence du plasma électrique (équation 1), mais cette condition est insuffisante, il faut que le champ soit parallèle à l'axe (z^{\rightarrow}) pour avoir une permittivité négative. Comme le montre la figure 4.

Où : La fréquence plasmatique est donnée par :

$$\omega_p^2 = \frac{ne^2}{\epsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{II.4})$$

Avec e est la charge de l'électron et est m_{eff} la masse effective de l'électron.

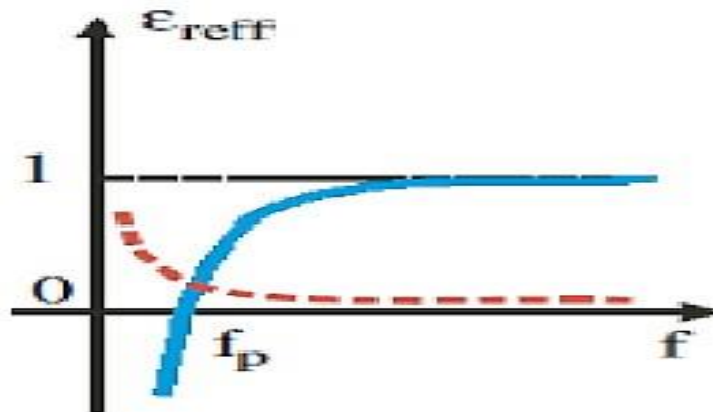


Figure.II.4.La permittivité effective du milieu en fonction de la fréquence.

II.5.2 Métamatériaux a perméabilité négative « MNG »

Ceci est possible dans la littérature et pour les applications micro-ondes, les matériaux ferromagnétiques sont composés d'antiferromagnétiques tels que le fluorure magnésium

(MgF₂) et fluorure de fer (FeFr) à perméabilité négative, l'inconvénient de ces matériaux est leur poids et les énormes pertes magnétiques.

La possibilité de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique est alors très intéressante, car le magnétisme peut être obtenu à partir de matériaux non magnétiques comme ce que nous avons précisé avant à condition que le matériau puisse supporter les boucles de courant qui provoquent un moment magnétique dipolaire. Cette possibilité est devenue une réalité en 1999 quand Pendry a introduit la structure rouleau suisse (swiss-roll) présentée sur la figure II.5 [16].

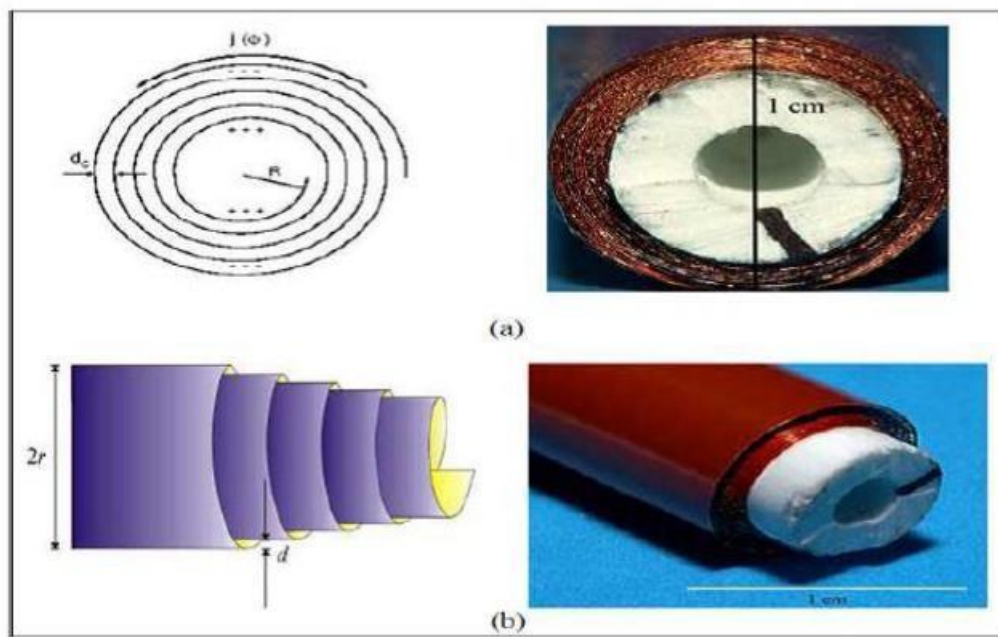


Figure II.5 La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b)vue de profile [16].

Il a suggéré différents types de résonateurs à anneau fendu "RAF" ou en anglais (split Ring Resonator "SRR") de formes géométriques variées (carré, circulaire, oméga, ...), il y a deux cercles métalliques ouverts entrelacés. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles (figure II.6).

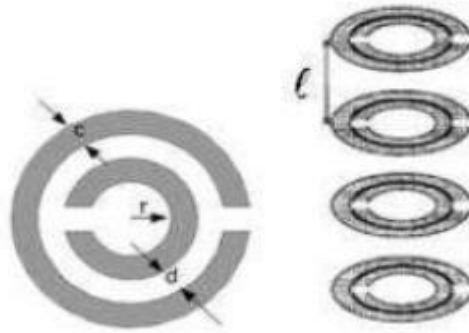


Figure II.6. Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative[16].

La structure décrite par Pendry à perméabilité négative ($\mu < 0$) consiste en une disposition « SRR » du résonateur à anneau fendu (Figure II.7).

Ces structures ont la capacité de montrer une perméabilité négative dans une bande de fréquence bien déterminée et ont une réponse similaire aux matériaux ferromagnétiques

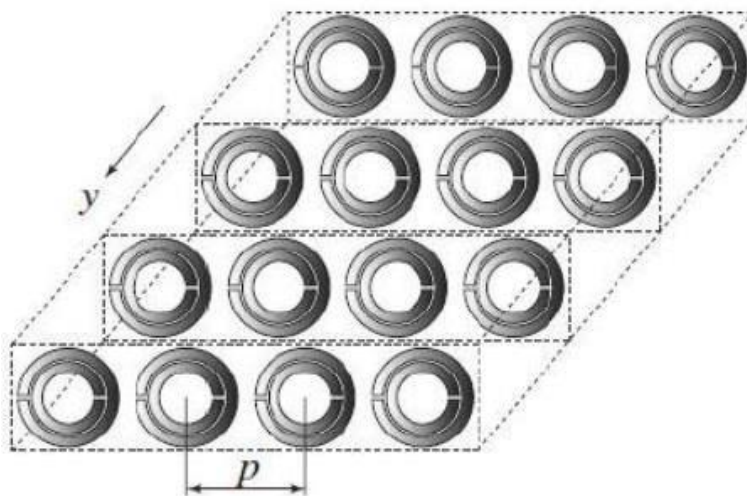


Figure.II.7. Structure résonateur en anneau fendu présentant ϵ positive/ négative quand $H \perp z$ [16].

Cette structure a une taille de cellule moyenne beaucoup plus petite que sa longueur. L'onde guidée λ_g ($p \ll \lambda_g$) est une structure effectivement homogène.

Si l'excitation du champ magnétique H est perpendiculaire au plan des anneaux ($H \parallel y$), de façon à induire des courants dans la boucle de résonance et de créer des moments dipolaires

magnétiques équivalents, la dépendance fréquentielle de la perméabilité suit un modèle de Lorentz donné par les équations suivantes :

$$u(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega^2_{om} + j\omega\xi} \quad (\text{II.5})$$

$$u(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega^2_{om})}{(\omega^2 - \omega^2_{om})^2 + (\omega\xi)^2} + j \frac{F\omega^2(\omega^2 - \omega^2_{om})}{(\omega^2 - \omega^2_{om})^2 + (\omega\xi)^2} \quad (\text{II.6})$$

$$F = \pi \frac{a}{p} \quad (\text{II.7})$$

a : est le rayon du petit anneau,

ω_{om} : est la pulsation de résonance magnétique ajustable dans la gamme des GHz,

ξ : est le facteur d'atténuation dû aux pertes du métal.

Dans le cas sans perte ($\xi \neq 0$), la perméabilité est négative lorsque [16] :

$$\omega_{om} < \omega < \frac{\omega_{om}}{1-F} \quad \text{Tel que } \omega_{pm} = \frac{\omega_{om}}{1-F} \quad (\text{II.8})$$

Où : ω_{pm} est la pulsation magnétique du plasma

Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR à l'aide des équations [16] :

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3LC0^2}{\pi \ln\left(\frac{2C}{d}\right)r^3}} \quad (\text{II.9})$$

$$\omega_{pm} = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^3}{a^2}}} \quad (\text{II.10})$$

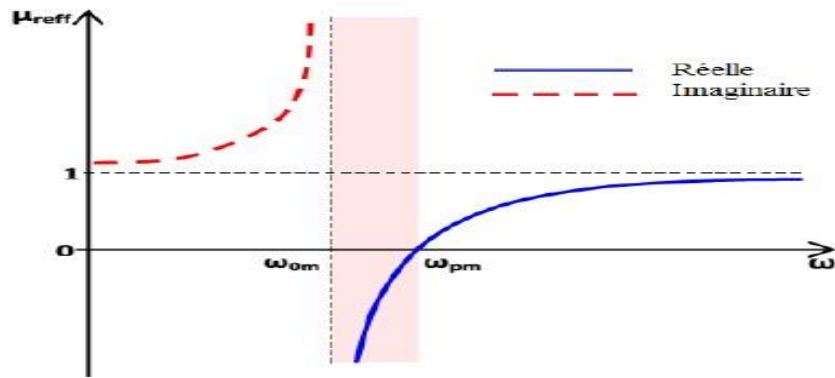


Figure .II.8.Variation de la perméabilité effective en fonction de la pulsation.[[16]

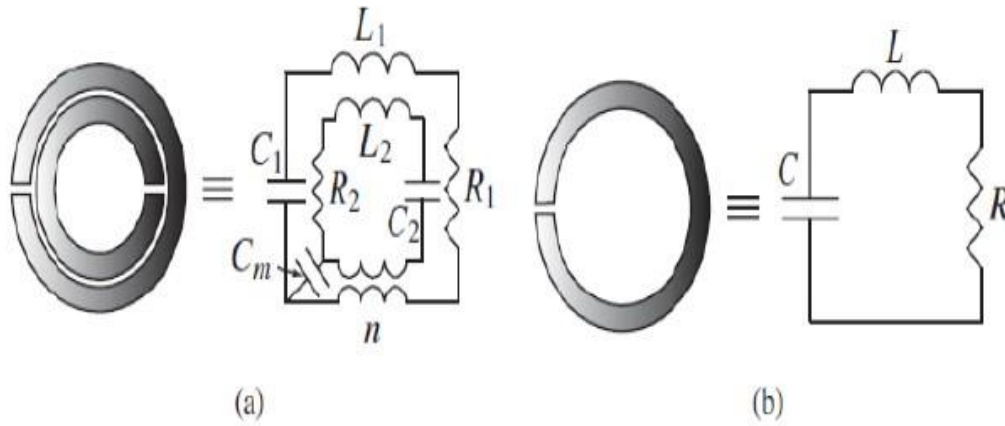


Figure.II.9.Modèle du circuit équivalent du SRR(a) configuration d'un SRR double, (b)configuration d'un simple SRR[16].

Dans la configuration en anneau double, le couplage capacitif et le couplage inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage C_m et par un transformateur (rapport de transformation n), respectivement. Dans la configuration en anneau seul, le modèle de circuit est plus simple avec une fréquence de résonance : $\omega_0=1/\sqrt{LC}$.

II.5.3 Métamatériaux doublement négatifs « DNG »

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été introduit par D. Smith en 2000. Sur la base des travaux de J. Pendry, il a superposé un réseau câblé et réseau SRR (Figure II.10). Alors il a regardé une transmission à travers ce milieu dans

la bande de fréquences dans laquelle se situent la permittivité et la perméabilité négatif. Cette expérience a d'abord démontré la théorie manuelle des médias, introduit à gauche par Veselago, qui prédit la propagation des ondes électromagnétiques à travers un double milieu négatif. C'étaient les premiers métamatériaux produits.

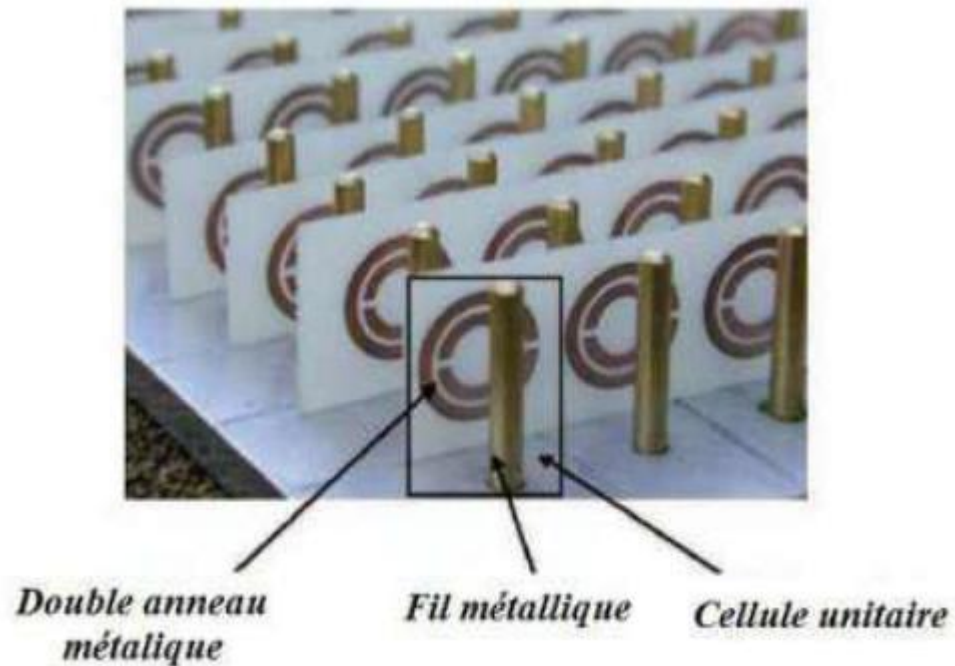


Figure II.10. Association d'un réseau de tiges avec des SRRs périodiques [17]

Lors de la résonance, cette cellule composite montre un phénomène doublement négatif, à titre d'exemple, la cellule générée par D.R. Smith (figure II.11.a). Cette cellule combine deux cellules unitaires de base : SRR qui a une activité magnétique et le réseau de tiges responsables de l'activité électrique. À cette résonance cellulaire composite, un phénomène doublement négatif (Figure 11.b) est produit.

Le second type est basé sur un seul motif qui est simultanément responsable de la double activité. À titre d'exemple, la cellule DNG a été saisie, ce qui est similaire à la lettre grecque " Ω " à été utilisée par l'équipe de N. Engeta (Figure II.12) et rejetée par H. Griguer.

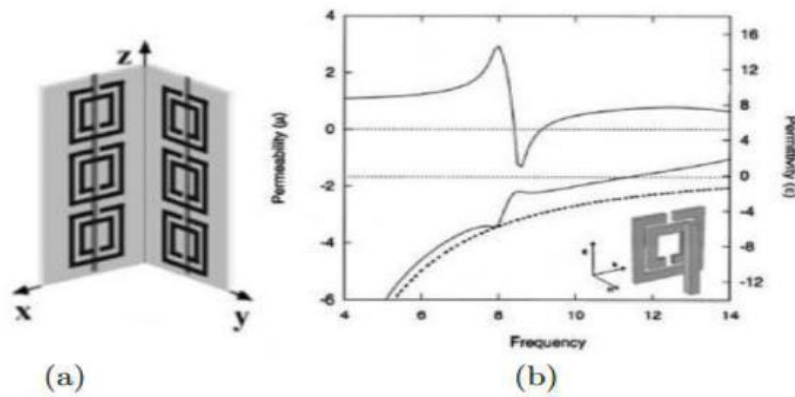


Figure.II.11. (a) cellule DNG- "SRR+Tige" (b) perméabilité et permittivité de la Cellule "SRR+Tige".[21]

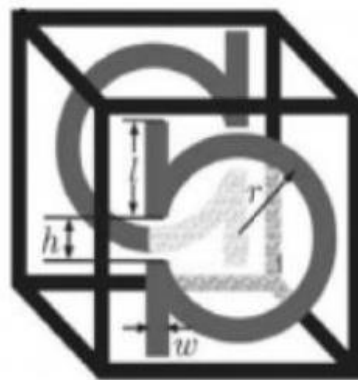


Figure.II.12.Cellule DNG sous forme de « Ω ». [22]

II.6 Le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC »

Le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire est un élément, de dimensions très inférieures à la longueur d'onde, dérivé du RAF introduit par Pendry. Le RAF, quand il est illuminé par une onde plane avec une polarisation appropriée, est capable de créer une bande interdite de propagation aux alentours de sa fréquence de résonance sur le signal transmis. Cette polarisation appropriée est telle que le champ magnétique H doit être perpendiculaire au plan du RAF, c'est-à-dire que le champ H doit pénétrer à travers le RAF. Le phénomène coupe-bande observé sur le signal transmis est expliqué par la résonance de l'élément due aux propriétés propres du RAF. Donc, par rapport à la nature du RAF, si l'on veut modéliser des structures planaires basées sur l'utilisation des lignes micro rubans et, des RAFCs comme plan de masse, nous ne pourrions pas les exciter correctement car le champ H fait une boucle autour

du ruban dans le cas du mode fondamental. Pour ce type de structure planaire, un nouveau élément a été mis au point appelé Résonateur en Anneau Fendu complémentaire « RAFC » ou en anglais, (Complementary Split Ring Resonator « CSRR ») [23].

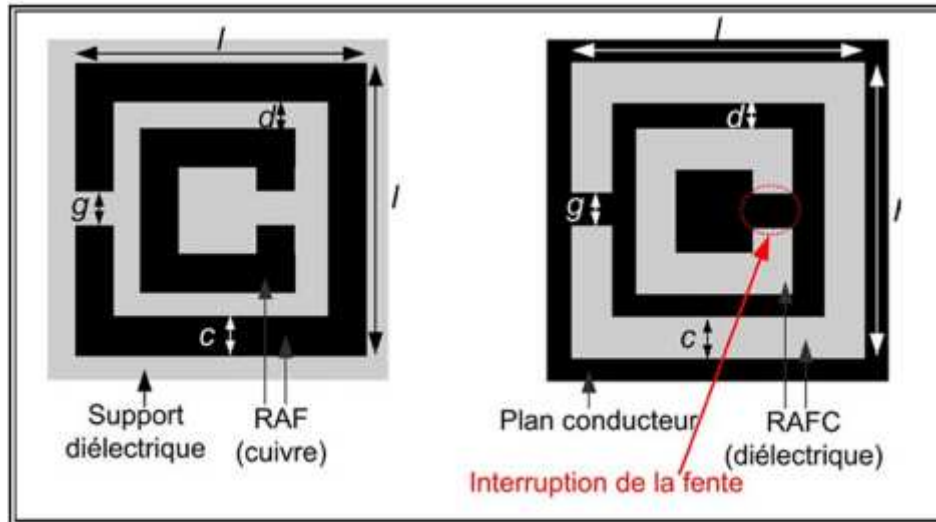


Figure.II.13 Comparaison entre géométrie du RAF et du RAFC [23].

II.7 Applications des métamatériaux

Les "Métamatériaux" sont des nouveaux matériaux aux propriétés électromagnétiques fascinant (indice de réfraction négatif, propagation des ondes inverses, amplification des ondes évanescentes ...) forment un champ de recherche vaste et célèbre pour ses applications éventuellement révolutionnaires : les "super lentilles" en optiques pour l'imagerie subdiffraction , antennes miniaturisées

Ces nouvelles propriétés reposent sur la présence de « résonateurs » dans le métamatériau. Microscopiquement capable de produire des réactions électriques et magnétiques sélectionnées.

II.7.1 Lentilles parfaites

La réfraction négative offre la possibilité de focaliser une onde avec une lentille plate. En fait, les métamatériaux créent des vagues, les électroaimants se concentrent sur un point au lieu de se dévier vers l'extérieur. Une lentille classique doit généralement être convexe pour focaliser la lumière, ce qui n'est pas le cas d'une lentille en métamatériaux. En revanche, les objectifs conventionnels ne peuvent voir aucun détail inférieur à la longueur d'onde électromagnétique. Par exemple, les atomes sont plus petits que les longueurs d'onde de la lumière visible et ne peuvent donc pas être vus à l'aide d'un microscope optique. Cependant, comme les métamatériaux font que la lumière subit une diffraction inversée, ce qui permet une

« "super résolution" » : Ces lentilles plates pour la main gauche peuvent focaliser les ondes évanescentes qui portent des détails plus petits que les longueurs d'onde d'un objet, d'où le terme "lentilles parfaites" ou "super lentilles" (Figure II.14). [24]

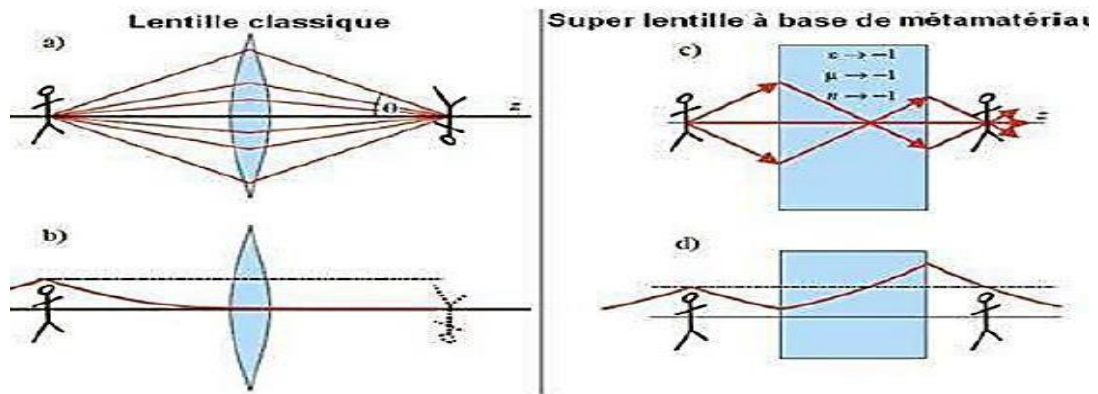


Figure.II.14. (a) Cas de la lentille classique (b) Résolution de l'image est mauvaise
(c) Cas de la super lentille (d) Résolution. de l'image est meilleure.

II.7.2 Cape d'invisibilité

Une autre application possible qui a suscité un grand intérêt pour les chercheurs est le cap d'invisibilité, ou « Cloaking » [25], cette structure entoure un objet invisible d'un réseau de métamatériaux qui détourne la lumière (où les ondes électromagnétiques en général) et permet la reconstruction des fronts d'onde en aval de cet objet (Figure 14). Cette approche a un grand intérêt notamment dans le domaine de la défense pour les applications furtives.

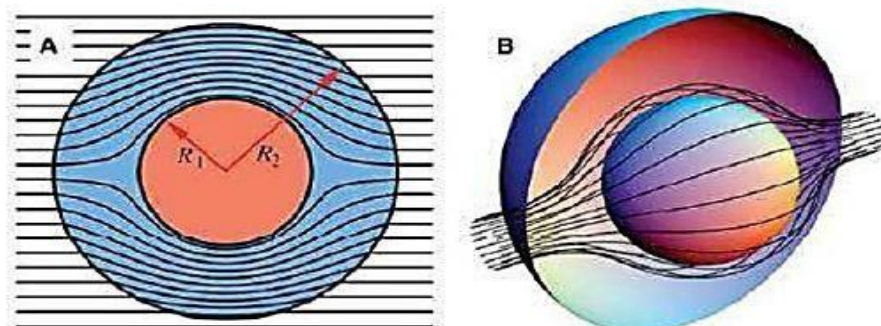


Figure II.15. Principe du Cloaking, les rayons contournent la sphère (objet) et se reconstruisent en aval, un observateur en aval ne voit pas l'objet. (a) vue 2D, (b) vue 3D [25].

II.7.3 Domaine des antennes

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

En 2000, Hansen et al [26] ont publié une étude sur la conception d'antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique. Ils ont démontré que l'utilisation de tels matériaux contribue fortement à la réduction de la taille électrique des antennes tout en conservant les mêmes propriétés de bande passante offerte par un matériau diélectrique ordinaire. Avec le développement de nouvelle cellules MMA et notamment les cellules magnétiques, une nouvelle étude [27] [28] avait exploité le travail théorique [26] pour proposer la réalisation d'une antenne PIFA imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique artificiel. Les auteurs ont prouvé par une caractérisation expérimentale la réduction de la taille de l'antenne PIFA MMA comparée à une antenne classique PIFA. On peut noter aussi un élargissement sensible de la bande passante de l'antenne suivant la même configuration. L'utilisation des cellules MMA pour la réduction de la taille du patch dans les antennes imprimées a été proposée dans plusieurs études [29] [30]. Dans le but d'améliorer les performances de rayonnement des antennes, les cellules MMA ont été utilisées en tant qu'un radôme dans les antennes. Après une optimisation de la taille du radôme ainsi que sa distance de séparation avec l'antenne, les résultats de simulation électromagnétique et de fabrication montrent une amélioration notable du gain de l'antenne par rapport à l'antenne sans radôme [31].

Les antennes multi-bandes ont aussi attiré l'attention des chercheurs dans le domaine des MMA. Les cellules MMA à multi-bandes ont permis de concevoir des nouvelles antennes à multi-bandes [32][33][34]. L'application des cellules MMA ne se limite pas aux antennes et filtres. En effet, dans le domaine des radiofréquences, les cellules MMA et les cellules complémentaires ont été largement utilisées dans la fabrication de plusieurs circuits RF.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques notions sur les matériaux et les métamatériaux. Les métamatériaux peuvent présenter une permittivité et/ou une perméabilité négative dans certaines bandes de fréquences et dans des directions bien définies.

Le plus grand potentiel des métamatériaux est la possibilité de créer une structure avec un indice de réfraction négatif, puisque cette propriété n'est rencontrée dans les matériaux naturels.

Ce que l'on peut récapituler dans ce chapitre, c'est que les métamatériaux jouent un rôle très important dans les nouvelles technologies surtout dans les domaines de l'optique et des télécommunications. Nous nous penchons alors dans le prochain chapitre sur l'analyse, et la simulation d'une antenne patch circulaire à base de MMT pour les applications en multi-bandes, dont nous présenterons les principales caractéristiques simulées sous le logiciel CST STUDIO.

Chapitre III

Conception et simulation d'un antenne patch circulaire multi-bande à base des métamatériaux

Chapitre III : Conception et simulation d'une antenne patch circulaire multi-bande à base des métamatériaux

III.1 Introduction

Ces dernières années, l'utilisation des métamatériaux est devenue nécessaire et très répandue. La propriété physique la plus intéressante de ces matériaux est l'indice de réfraction négatif. Dans les matériaux ordinaires, la permittivité et la perméabilité sont positives, tandis que les métamatériaux peuvent avoir une permittivité négative ou une perméabilité négative ou soit les deux sont négatives en même temps. En fait, l'indice de réfraction est inférieur à zéro, d'où la vitesse de phase et de groupe des ondes sont opposés.

L'état de l'art des antennes Multi-bandes se concentre aujourd'hui sur les antennes imprimées à fentes et antennes monopoles planaires avec différentes techniques d'adaptation pour améliorer la bande passante sans perdre les propriétés du diagramme de rayonnement. Car l'antenne est la composante clé de chaque système radio, l'adaptation en multi-bande pour toutes les bandes passantes couvertes se traduit en $S_{11} < -10$ dB, le rayonnement et le gain sont importants sur toute la bande passante de l'antenne.

Dans cet esprit, nous avons proposé une antenne patch circulaire travaillant à la fréquence 5 GHz. On se basant sur la structure de cette dernière, nous avons proposé une nouvelle structure d'antenne patch circulaire pour les applications multi-bandes. Dans la première partie de ce chapitre, nous proposons une nouvelle structure pour le RAFC (Résonateur en Anneau Fondu complémentaire), qui a une perméabilité négative. La technique d'homogénéisation est utilisée pour extraire les paramètres efficaces tels que la perméabilité, la permittivité et l'indice de réfraction. Ensuite, nous concevons une antenne multi-bandes basée sur la cellule proposée. L'antenne de base se compose d'un patch circulaire et d'un plan de masse alimentée par une ligne micro-ruban. L'élément de rayonnement est modifié de manière à avoir une adaptation meilleure. Deuxièmement, nous avons conservé l'ancien design et ajouté un slot SRR au milieu. A titre de comparaison, les antennes ont été réalisées avec le même logiciel CST (Microwave Studio).

III.2 Présentation du logiciel Microwave Studio de CST

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions

Basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (FIT, Finite Integration Technic). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace, permettant la description directement en 3D de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles, et ce qui est l'une de ses caractéristiques clé de ce simulateur. CST Microwave Studio fait partie de CST DEIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents selon le type d'application et du problème rencontré [35].

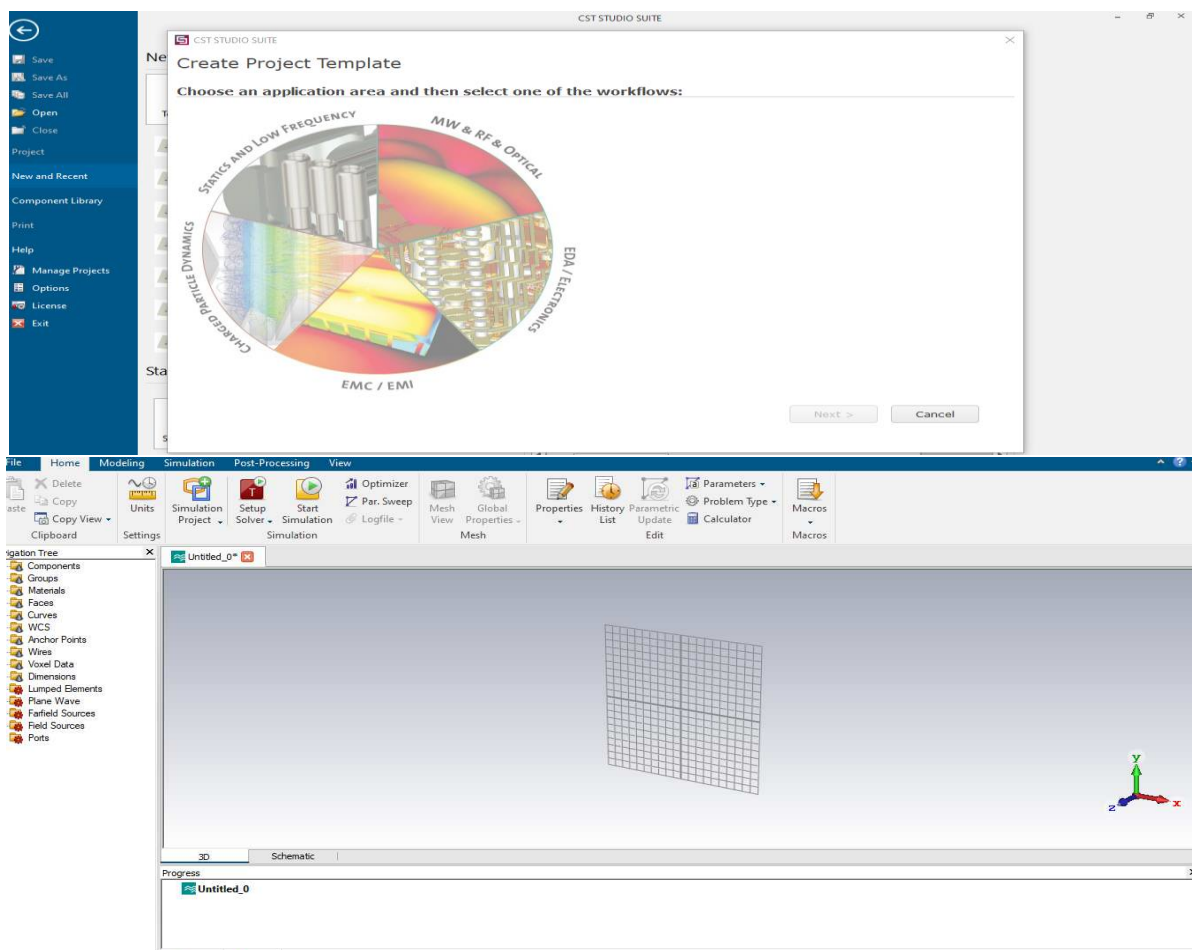


Figure III.1.CST STUDIO SUITE.

III.3 Antenne circulaire proposée

III.3.1 Modèle primaire proposé

Nous avons choisi dans ce travail étudier antenne imprimée forme circulaire, cette antenne est simulée sur le substrat FR-4 Epoxy avec une permittivité relative égal à 4. La taille de cette antenne est de $30 \times 30 \times 1.5 \text{ mm}^3$, comme il est présenté dans la figure suivante.

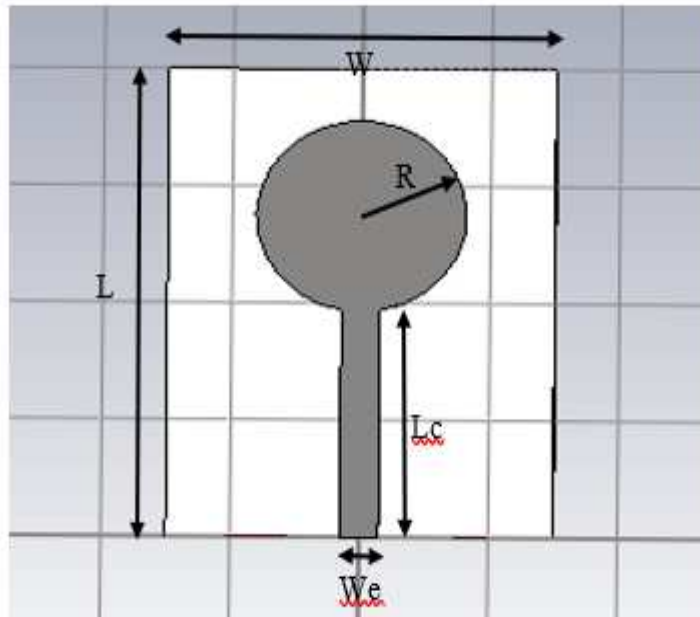


Figure III.2. Modèle d'antenne primaire proposée

Les dimensions sont calculées à partir des équations présentées dans le chapitre I et ils sont données dans le tableau suivant

Dimensions	Valeur (mm)
W	30
L	40
R	8
Lc	20
We	3

Tableau III.1. Dimensions d'antenne proposé

III.3.2 Coefficient de réflexion S11

La figure II.3 présente le coefficient de réflexion de l'antenne simulée

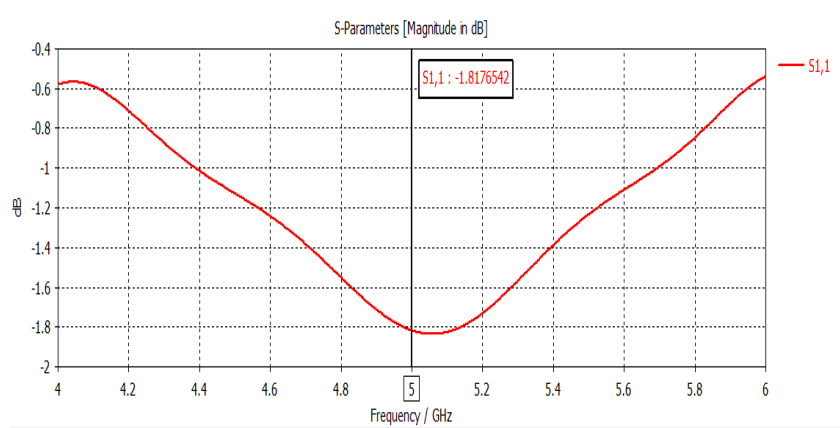


Figure III.3 S11 de l'antenne primaire proposée

Cette antenne rayonne bien à la fréquence 5 GHz, mais elle est mal adaptée à cette fréquence-là, tel que le $S_{11} = -1.8$ dB, ce qui signifie 81% de la puissance incidente est réfléchi. Pour l'adapter, on propose l'utilisation d'une ligne quart d'onde avec deux encoches latéraux tel que les résultats sont présentés par la suite.

III.3.3 Diagramme de rayonnement

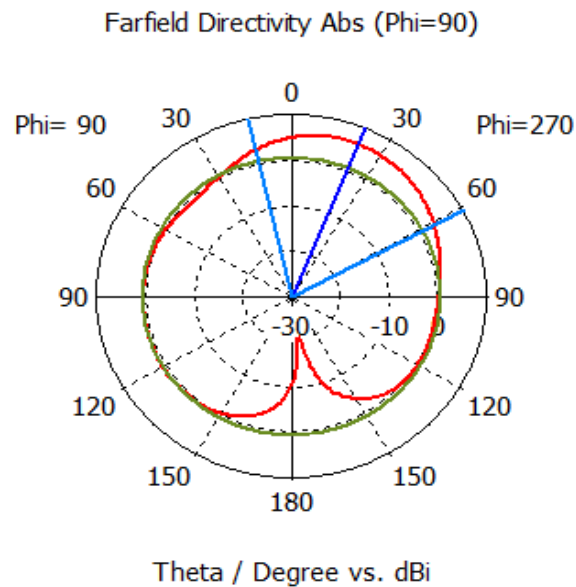


Figure III.4 Diagramme de rayonnement de l'antenne primaire proposée en coordonne polaire

III.3.4 Modèle proposé adapté (amélioré)

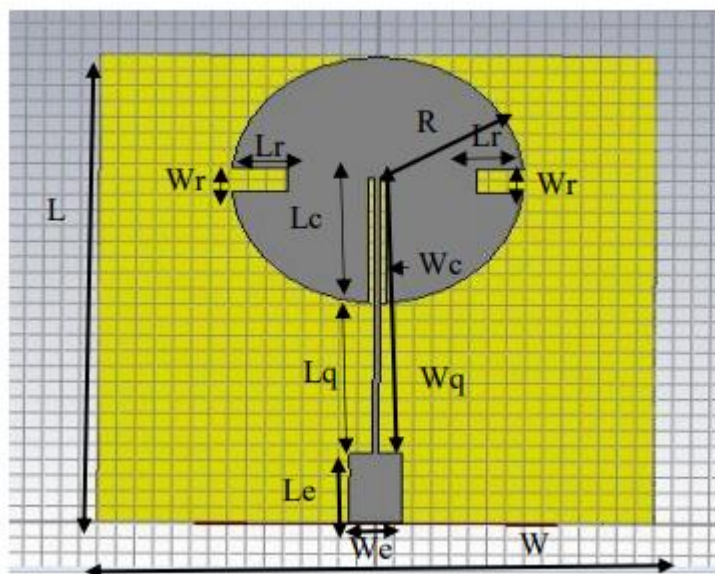


Figure III.5. Modèle d'antenne proposé

La structure d'antenne proposée est simulée sur le substrat FR-4 Epoxy avec une permittivité relative égal à 4. Les dimensions de cette antenne sont données en détails dans le tableau suivant.

Dimensions	Valeurs (mm)
W	30
L	36
R	8.15
Le	5
Lq	9
Lc	7.5
We	3
Wq	0.5
Lr	3
Wr	1
Wc	0.7

Tableau III.2. Dimensions d'antenne proposé

III.3.5 Coefficient de réflexion d'antenne proposée

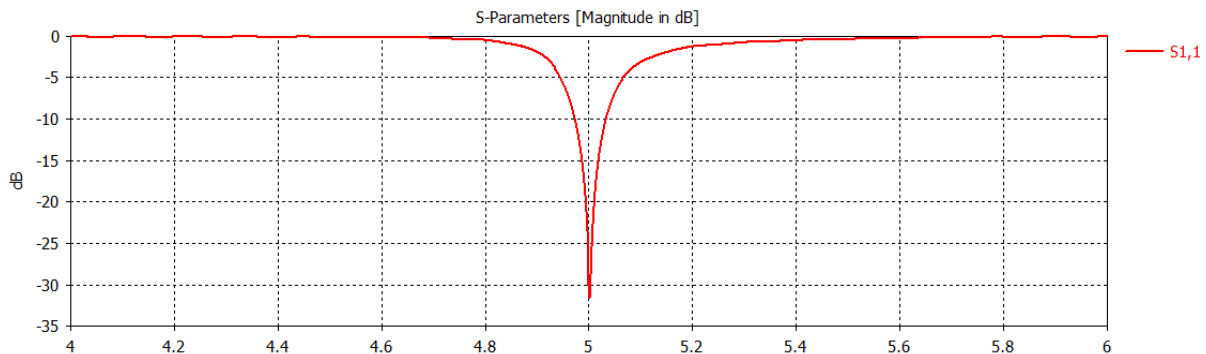


Figure III. 6. Coefficient de réflexion de l'antenne

On voit clairement que cette antenne rayonne parfaitement à la fréquence 5 GHz avec un $S_{11} < -30$ dB, ce qui confirme une excellente adaptation de cette antenne à cette fréquence-là. Cette adaptation est due à l'utilisation de la ligne quart d'onde, qui permet d'avoir l'inverse de l'impédance d'entrée à la sortie, qui coïncide avec l'impédance d'alimentation de l'élément de rayonnement. A ce niveau, l'impédance doit être assez faible pour avoir un maximum d'intensité de courant qui circule homogènement dans l'élément rayonnant, ce qui est assuré par l'utilisation d'une ligne quart d'onde, car c'est un inverseur d'impédance ce qui donne 0.025 Ohm en sortie pour 50 Ohm d'impédance d'entrée de la ligne d'alimentation.

III.3.6 Impédance d'entrée de l'antenne

Dans le domaine hyperfréquence et micro-onde, l'impédance d'entrée de chaque dispositif est fixée à 50 ohms, pour cela et pour pouvoir souder le connecteur SMA dont l'impédance est de 50 ohms, il est commode de fixer la valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne à 50ohms sur CST pour assurer une bonne adaptation.

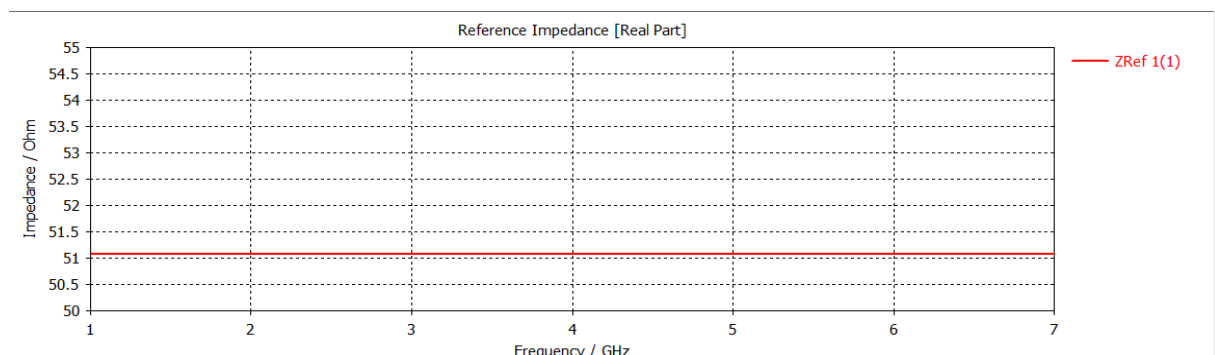


Figure III.7 Impédance d'entrée de l'antenne

D'après la présente (figureIII.7), l'impédance d'entrée de l'antenne est de 51 ohms, ce qui est très proche de de la valeur de l'impédance du SMA.

III.3.7 Diagramme de rayonnement de l'antenne

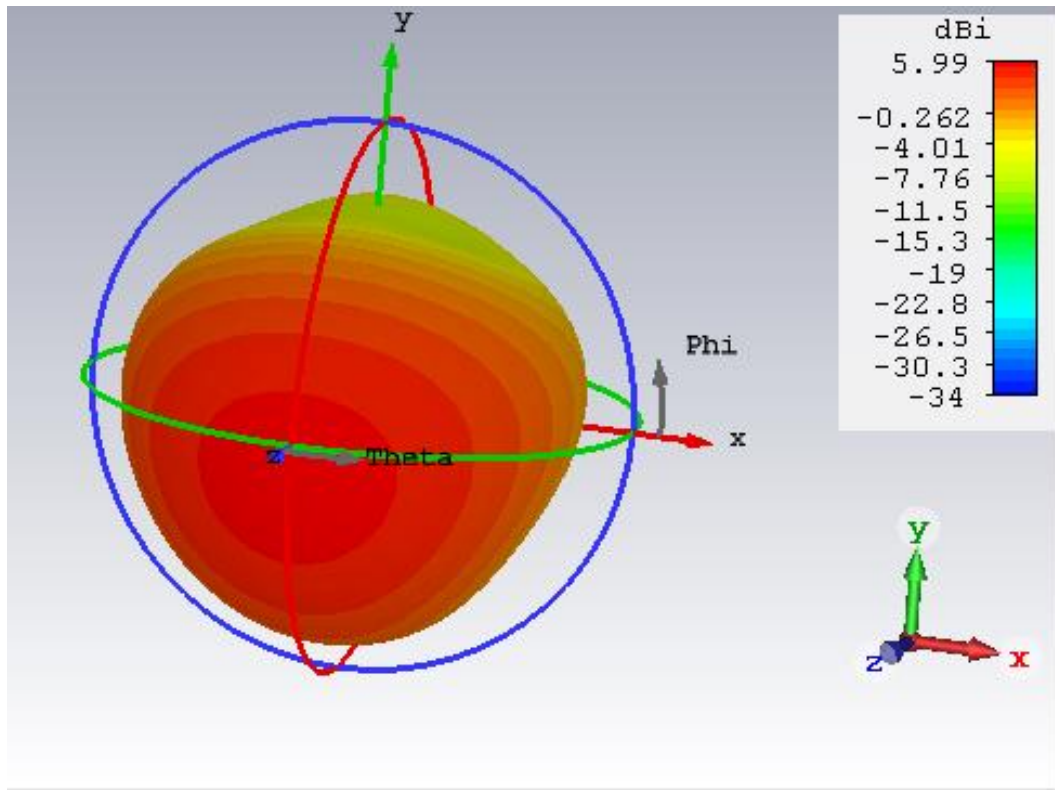


Figure III.8 Diagramme de rayonnement à 5 GHz en 3D

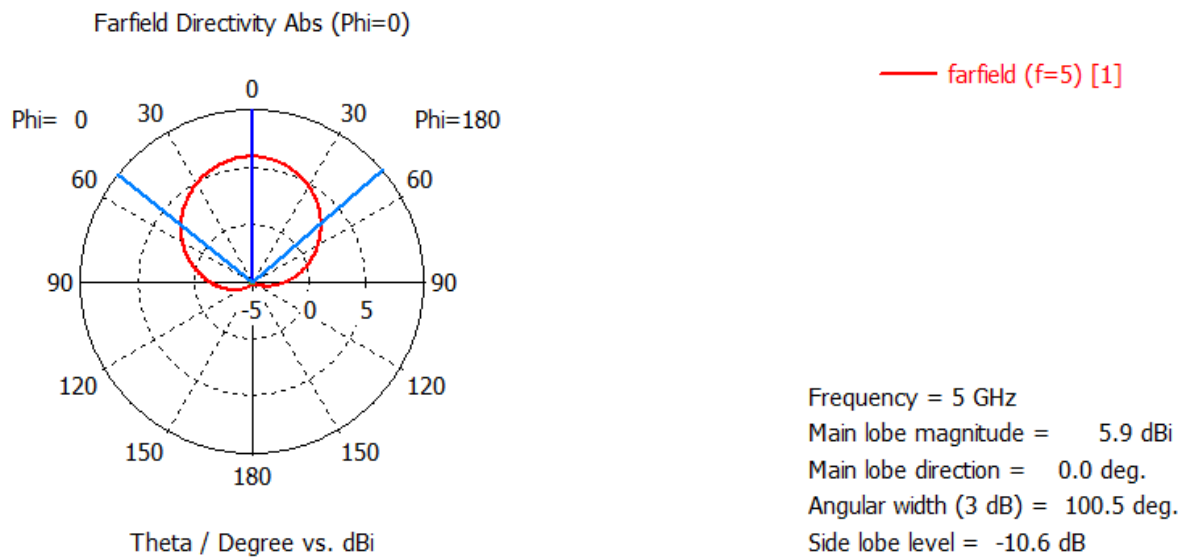


Figure III.9. Diagramme de rayonnement (plan H) en coordonne polaire

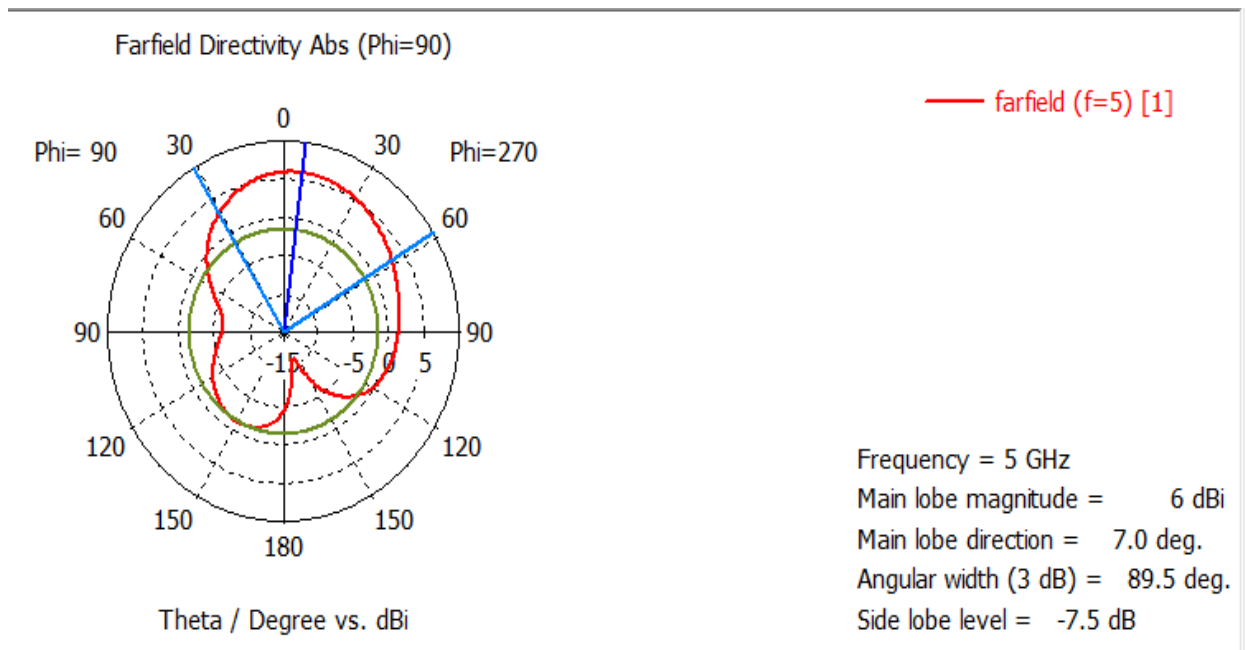


Figure III.10 Diagramme de rayonnement (plan E) en coordonne polaire

Le gain de l'antenne est de 6 dB ce qui rend cette dernière très utile en termes de puissance Captées, les efficacités totales et de rayonnement sont de 77% et 76.9% respectivement.

III.4 Antenne circulaire multi-bande à base des CSRR

III.4.1 Modèle CSRR proposée

La forme du CSRR proposée est inspirée de la référence [36], cette dernière présente un CSRR de forme carré alimentée par une ligne coplanaire, avec une dimension de $33 \times 30 \text{ mm}^2$, les modifications apportées sont :

- La forme de CSRR est devenue circulaire tout en gardant les mêmes dimensions.
- La ligne alimentation est une ligne quart d'ondes .
- Le nombre de fréquence captées par l'antenne proposées est 5 fréquences, contrairement à celle de la référence [36] qui couvre que 2 fréquences.
- La dimension de l'antennes proposée est de $36 \times 30 \text{ mm}^2$.

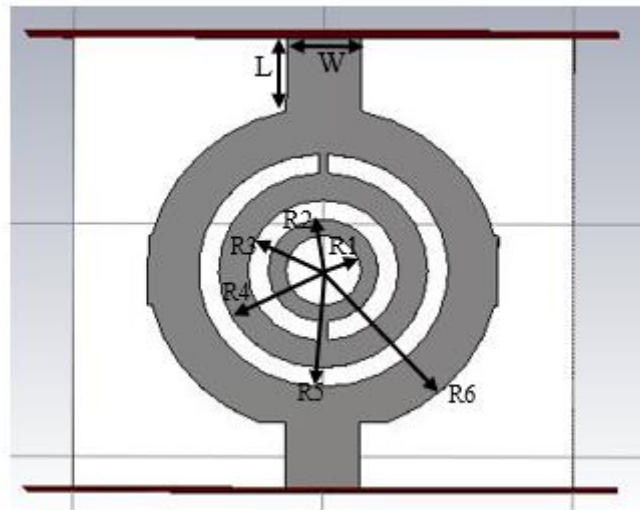


Figure III.11 Résonateur a Anneau Fondu Complémentaire proposé

Les dimensions détaillées de ce résonateur sont donnée dans le tableau suivant dont les valeurs sont en mm.

Dimensions	Valeurs (mm)
R1	1.5
R2	2.2
R3	3
R4	4.2
R5	5
R6	7
W	3
L	3

Tableau III.3. Dimensions du résonateur proposé

Ce résonateur contient trois anneaux tel que chacun résonne à une fréquence donnée, l'impédance des deux ports d'entrée et de sortie est fixée à 50 Ohm. Les figures suivantes illustrent la réponse de ce dernier en termes de S_{11} et S_{21} respectivement

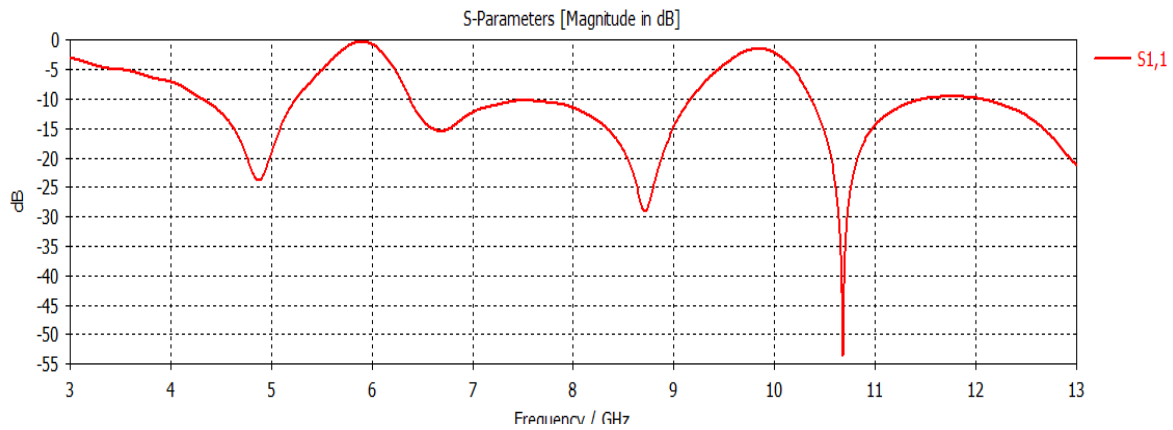


Figure III.12. Coefficient réflexion de du CSRR proposé

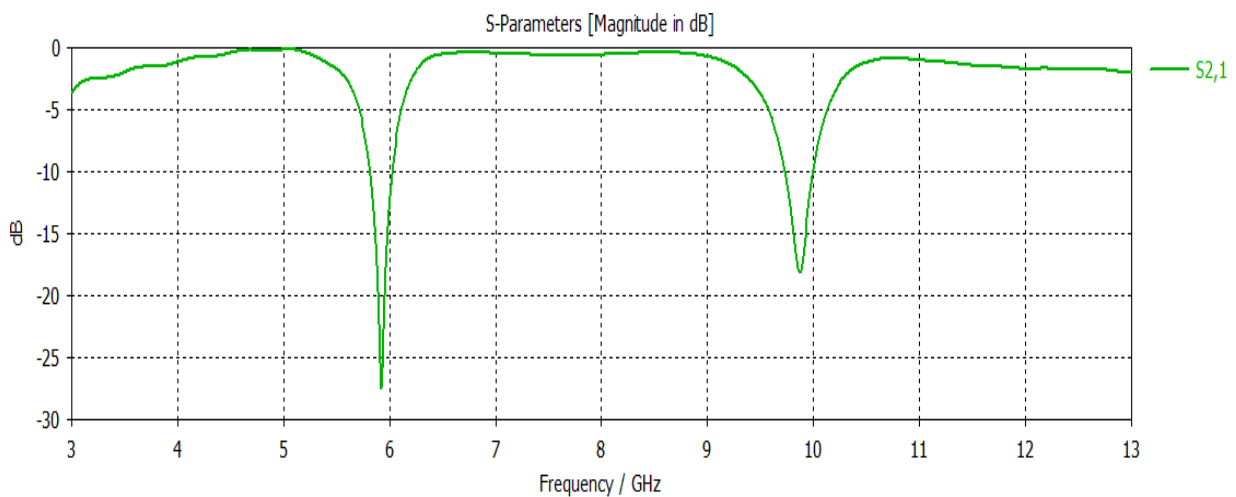


Figure III.13 Coefficient de transmission S_{21} du CSRR proposé

Il est clair que cet CSRR est très adapter à la fréquence 5 GHz, avec un coefficient de S_{11} inférieur à -20 dB et un coefficient de transmission qui s'approche parfaitement de 0 dB, ce qui implique un maximum de transmission du port 1 au port 2. La figure suivante illustre la variation de la perméabilité relative en fonction de la fréquence simulée sur CST.

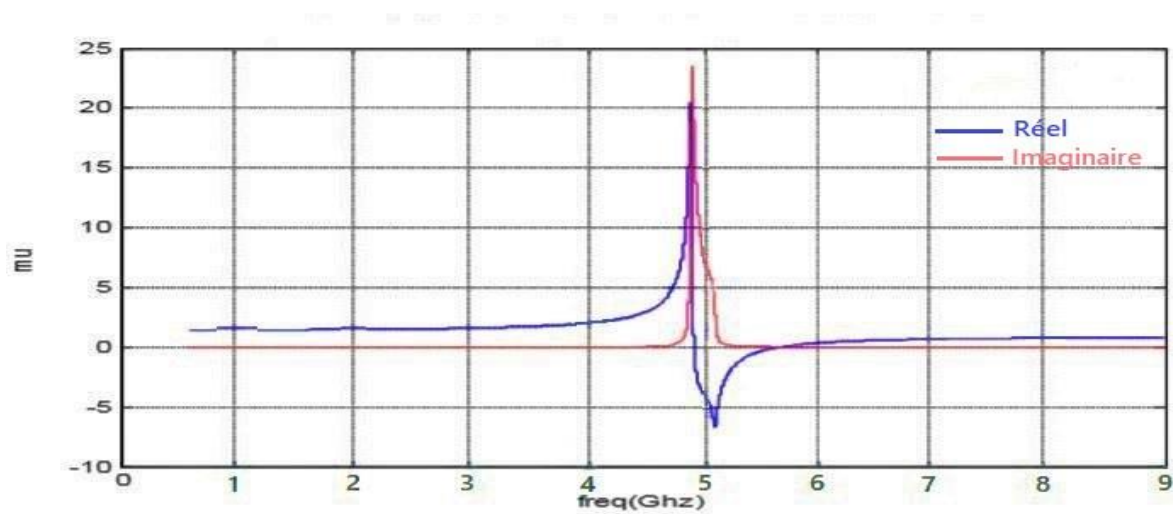


Figure III.14 Perméabilité effective du CSRR.

De cette figure, on voit que le CSRR présente une perméabilité négative à la fréquence 5 GHz, elle est de -4.8, cette valeur justifie l'utilisation du présent CSRR comme métamatériau.

III.5 Modèle proposé d'antenne multi-bandes

III.5.1. Antenne Primaire avec un anneau

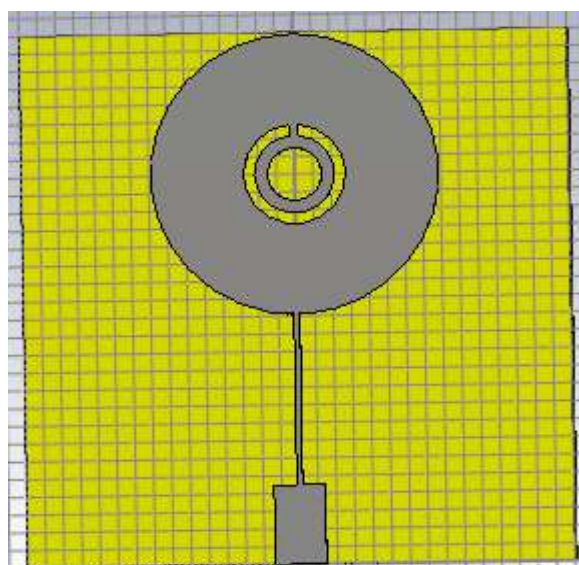


Figure III.15. Antenne primaire avec un seul anneau

Les figures suivantes présentent le coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement (en 3D et coordonne polaire) de l'antenne.

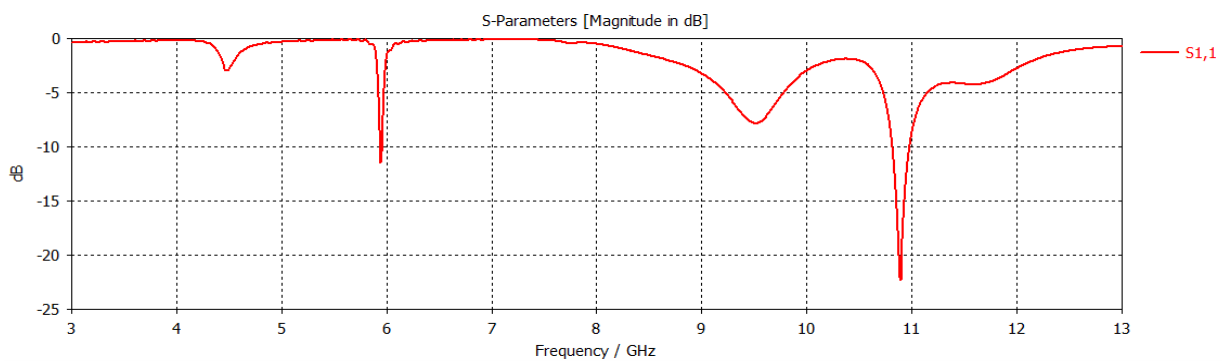


Figure III.16 Coefficient de réflexion de l'antenne primaire avec un seul anneau

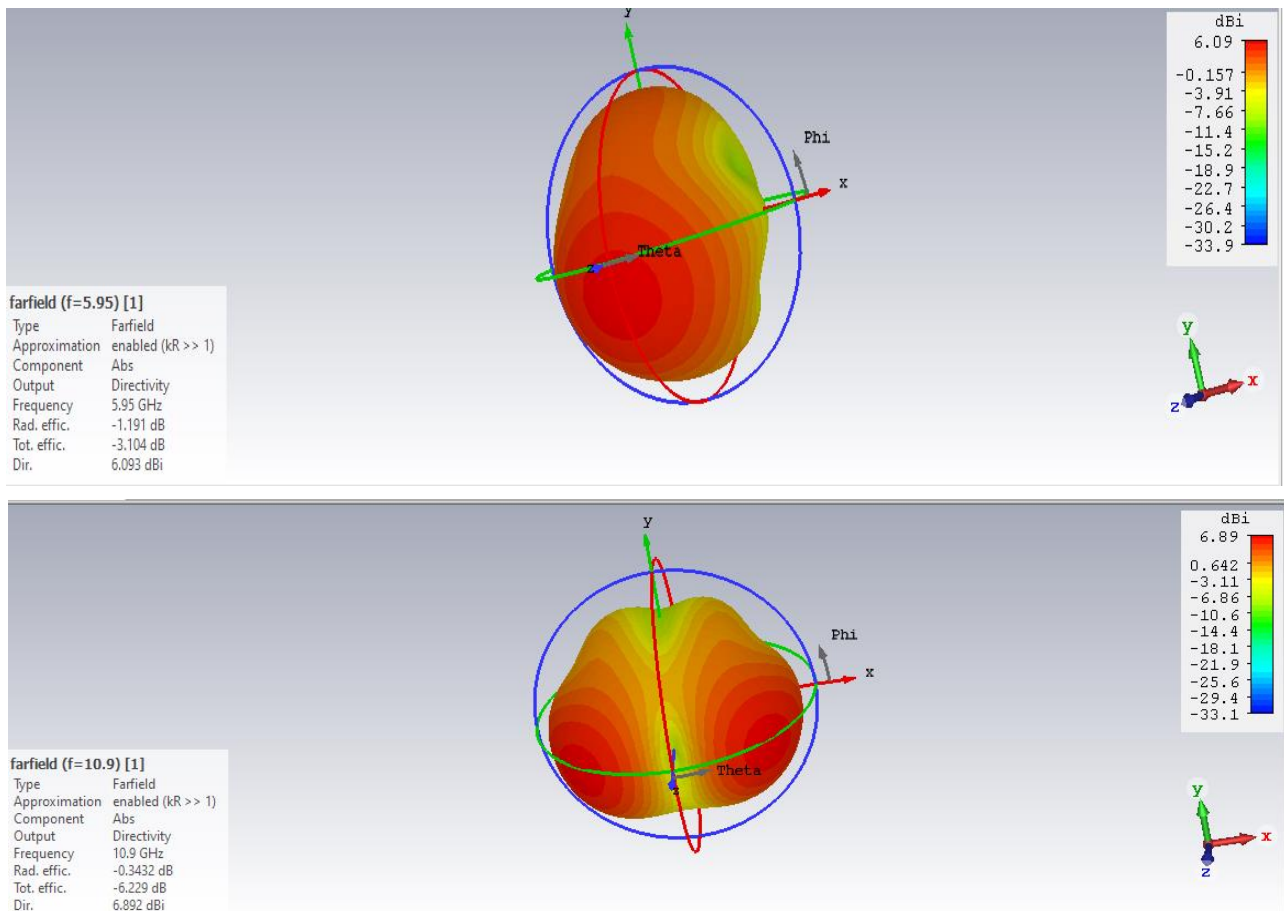
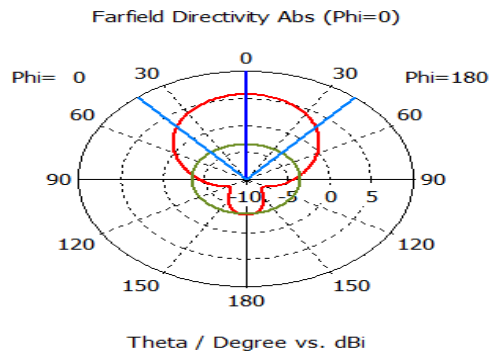
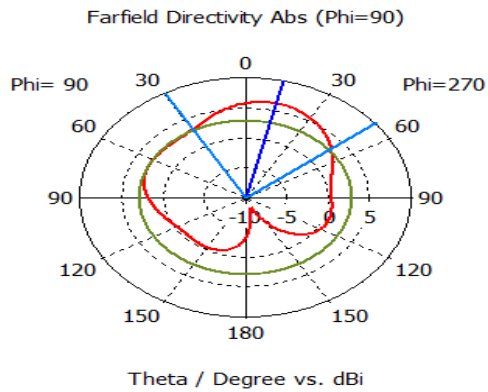


Figure III.17 Diagramme de rayonnement pour les deux fréquences respectivement en 3D



— farfield (f=5.95) [1]

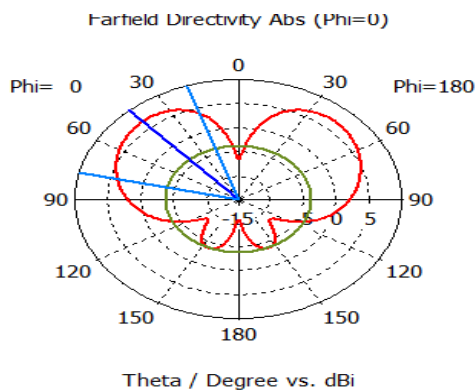
Frequency = 5.95 GHz
Main lobe magnitude = 5.73 dBi
Main lobe direction = 0.0 deg.
Angular width (3 dB) = 0.8 deg.
Side lobe level = -9.1 dB



— farfield (f=5.95) [1]

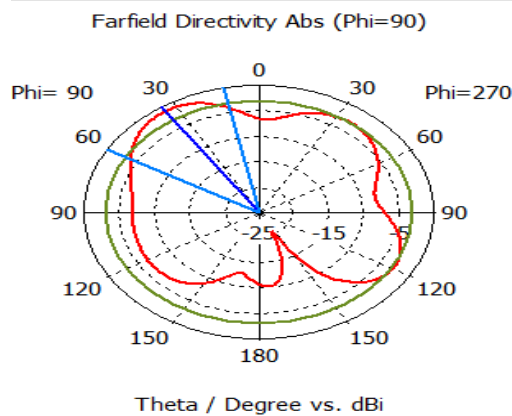
Frequency = 5.95 GHz
Main lobe magnitude = 6.11 dBi
Main lobe direction = 13.0 deg.
Angular width (3 dB) = 80.7 deg.
Side lobe level = -3.2 dB

Figure III.18 Diagramme de rayonnement en coordonne polaire plan (H et E)



— farfield (f=10.9) [1]

Frequency = 10.9 GHz
Main lobe magnitude = 6.89 dBi
Main lobe direction = 42.0 deg.
Angular width (3 dB) = 58.5 deg.
Side lobe level = -10.8 dB



— farfield (f=10.9) [1]

Frequency = 10.9 GHz
Main lobe magnitude = -0.984 dBi
Main lobe direction = 34.0 deg.
Angular width (3 dB) = 48.3 deg.
Side lobe level = -2.1 dB

Figure III.19 Diagramme de rayonnement en coordonne polaire plan (H et E)

III.5.2. Antenne Primaire à deux anneaux

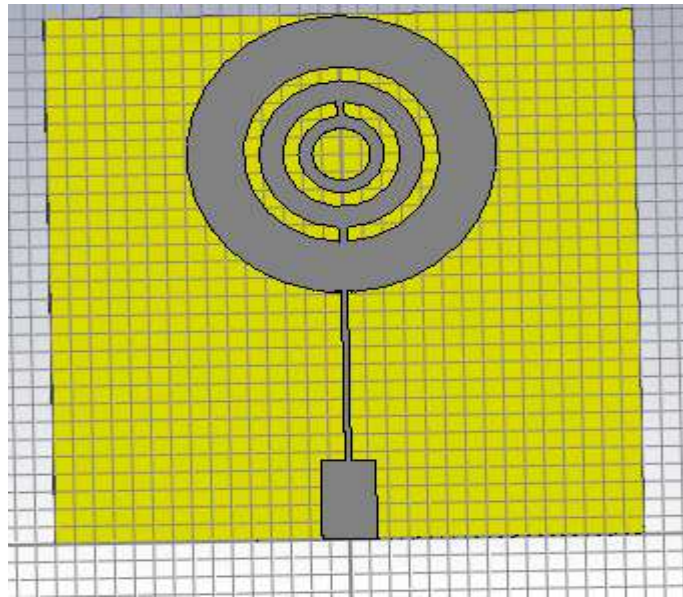


Figure III.20. Antenne primaire à deux anneaux

Les figures suivantes présentent le coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement coordonne polaire (plan H et E) et en 3D les fréquences 6.53GHz ;10.6 GHz ; 12.23GHz respectivement.

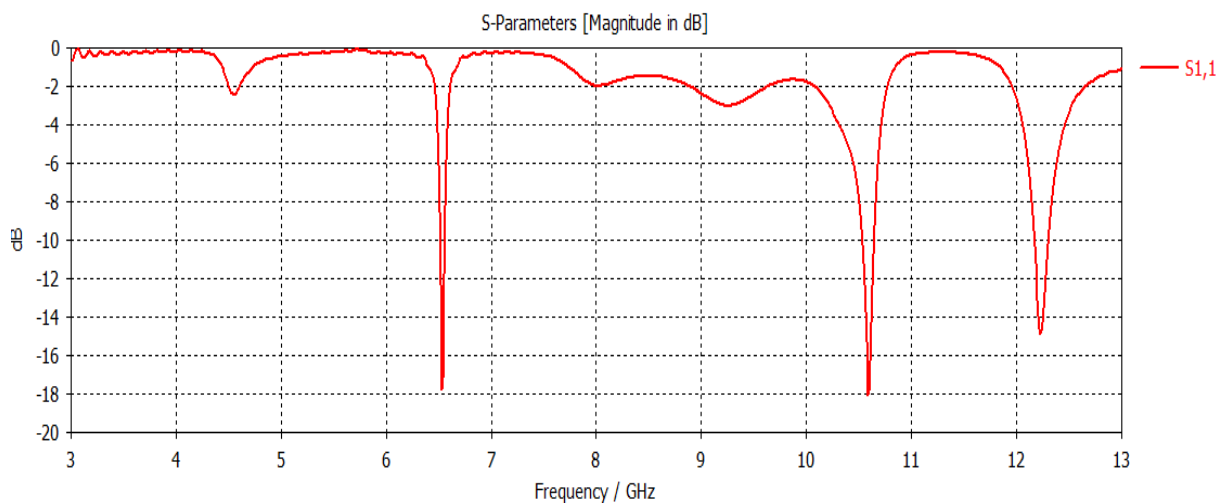


Figure III.21 Coefficient de réflexion de l'antenne primaire à deux anneaux.

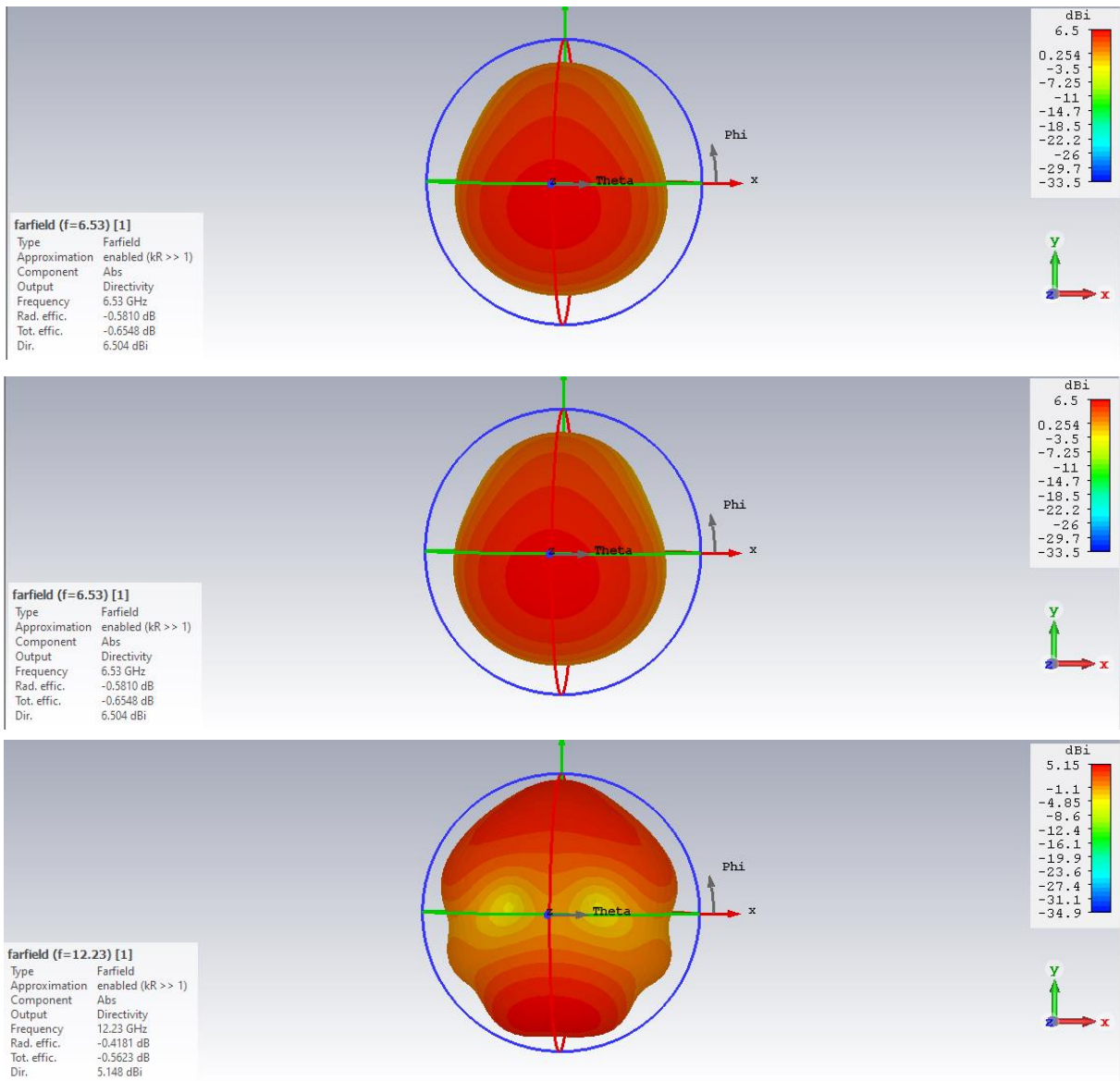


Figure III.22 Diagramme de rayonnement de l'antenne primaire à deux anneaux pour les trois fréquences respectivement.

On a présenté les diagramme de rayonnement de l'antenne primaire à deux anneaux en coordonne polaire pour les trois fréquences respectivement.

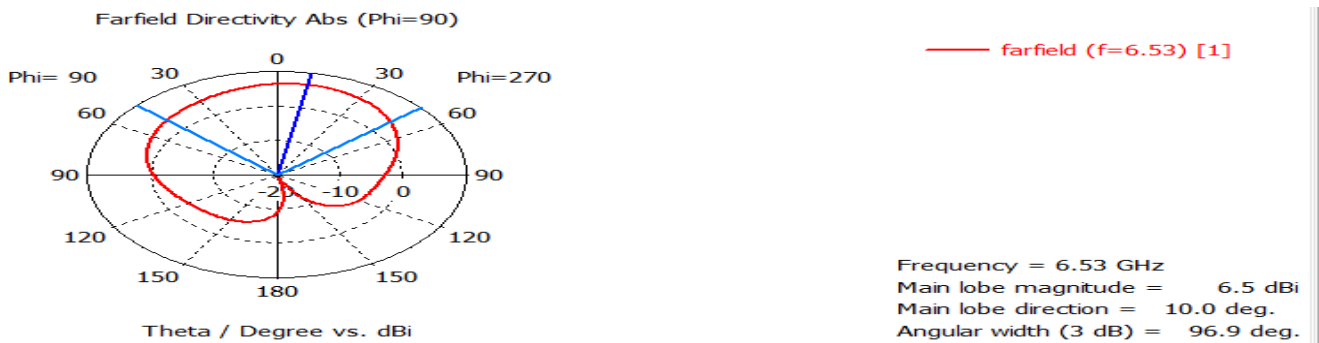
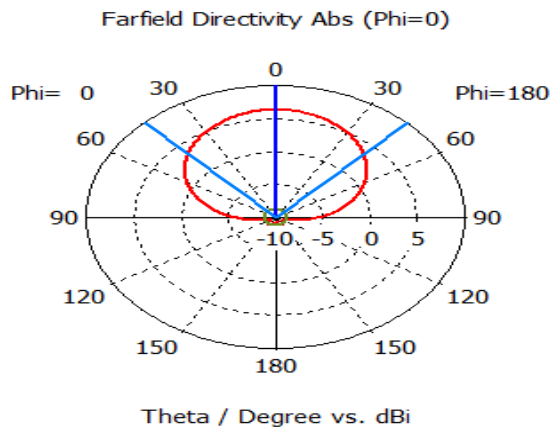


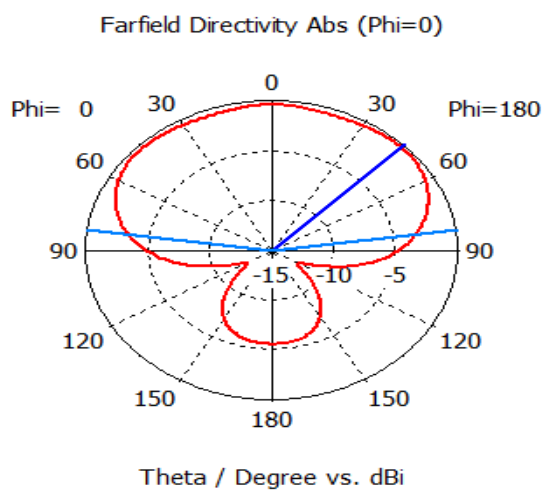
Figure III.23 Diagramme de rayonnement à 6.53GHz plan E.



— farfield (f=6.53) [1]

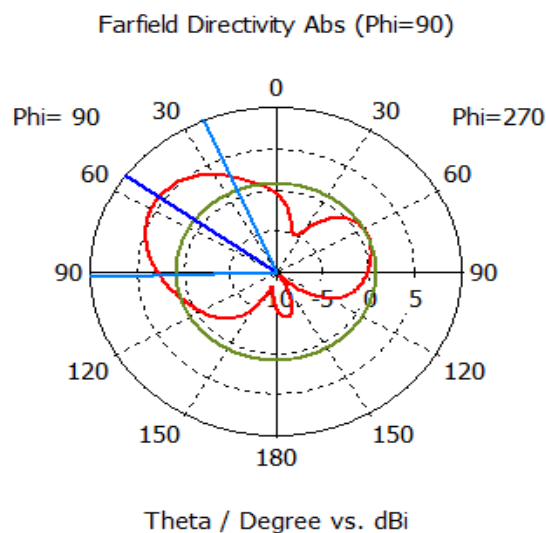
Frequency = 6.53 GHz
 Main lobe magnitude = 6.34 dBi
 Main lobe direction = 0.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 87.7 deg.
 Side lobe level = -15.0 dB

Figure III.24 Diagramme de rayonnement à 6.53GHz plan H.



— farfield (f=10.6) [1]

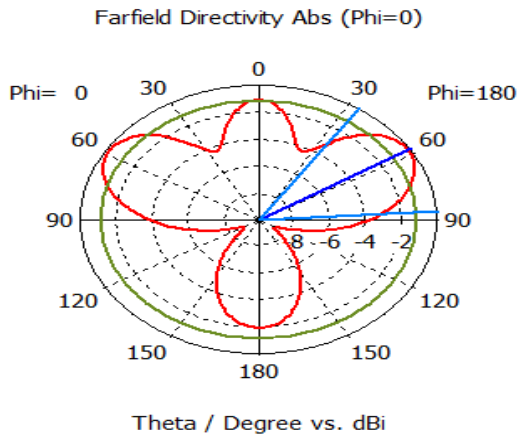
Frequency = 10.6 GHz
 Main lobe magnitude = -0.367 dBi
 Main lobe direction = 45.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 163.9 deg.



— farfield (f=10.6) [1]

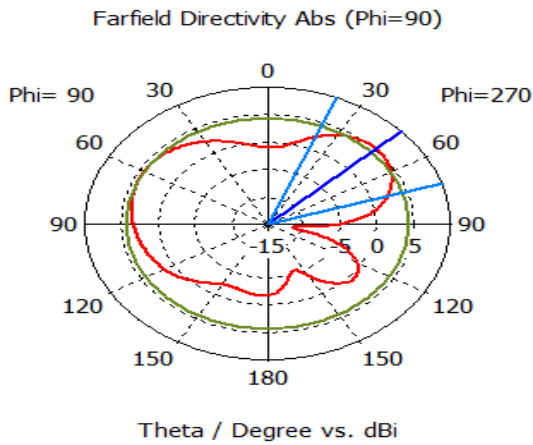
Frequency = 10.6 GHz
 Main lobe magnitude = 5.56 dBi
 Main lobe direction = 54.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 68.6 deg.
 Side lobe level = -4.8 dB

Figure III.25 Diagramme de rayonnement à 10.6 GHz (plan H et E)



— farfield (f=12.23) [1]

Frequency = 12.23 GHz
 Main lobe magnitude = -0.176 dBi
 Main lobe direction = 58.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 52.2 deg.
 Side lobe level = -0.9 dB



— farfield (f=12.23) [1]

Frequency = 12.23 GHz
 Main lobe magnitude = 5.17 dBi
 Main lobe direction = 47.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 50.3 deg.
 Side lobe level = -0.7 dB

Figure III.26 Diagramme de rayonnement à 12.23 GHz (plan H et E).

III.5.3 Antenne multi-bande proposée

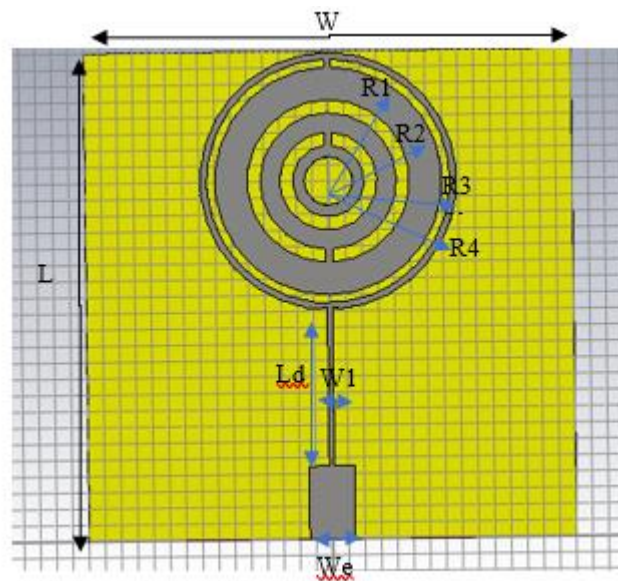


Figure III.27 Antenne multi-bande à base des métamatériaux proposée

Cette structure est formée de la fusion d'un résonateur CSRR et une antenne circulaire travaillant à 5 GHz, les dimensions de cette antenne sont détaillées dans le tableau suivant.

Dimensions	Valeurs (mm)
R1	6.9
R2	7.4
R3	7.9
R4	8.15
L	36
W	25
We	3
Ld	3
W1	5

Tableau III.4. Dimensions d'antenne proposée

La figure suivante illustre le coefficient de réflexion de cette antenne multi-bande.

III.5.4 Coefficient de réflexion d'antenne multi-bande proposée

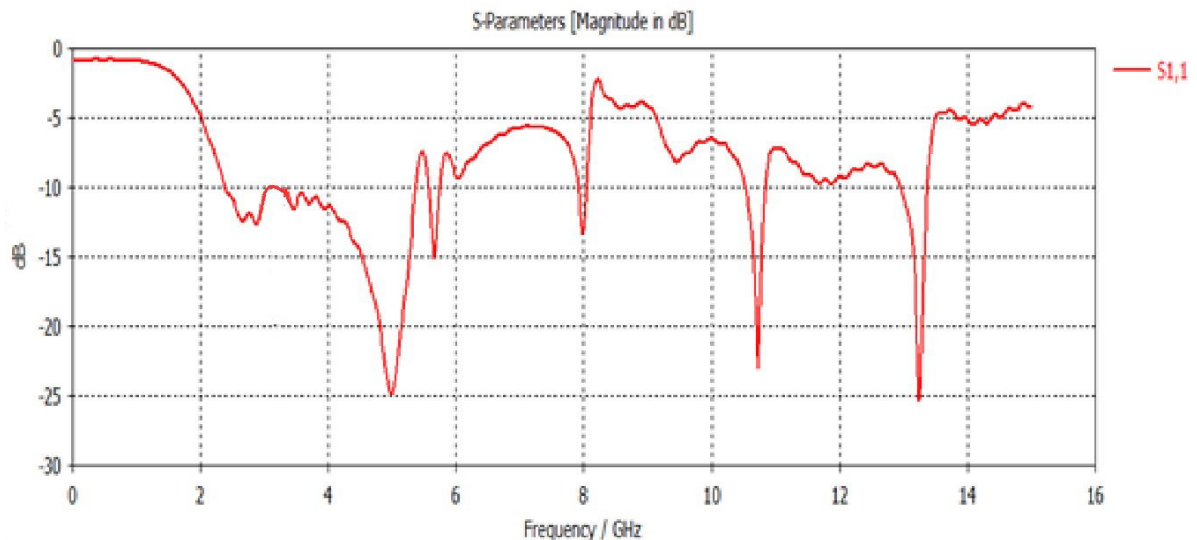
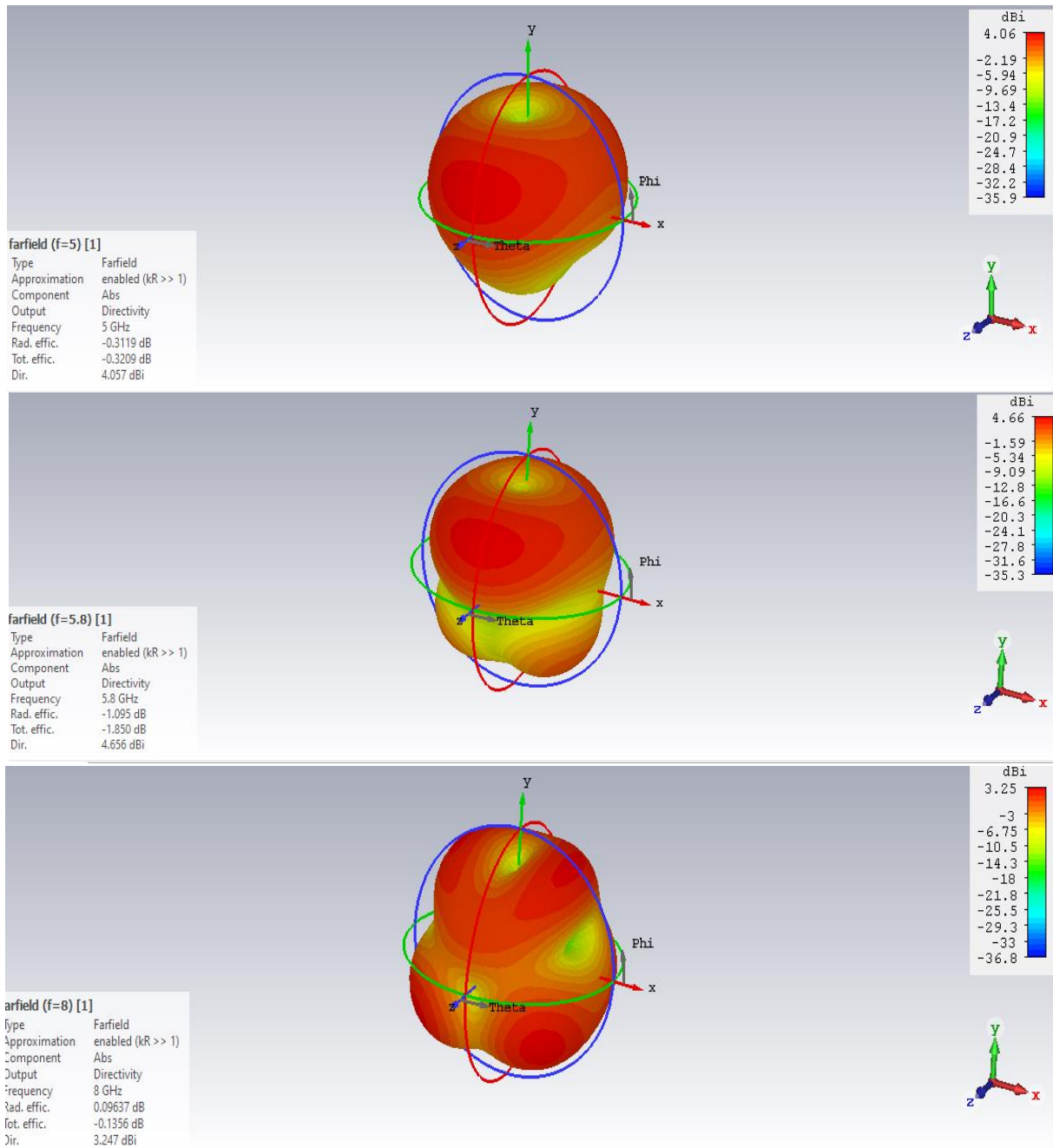


Figure III.28 Coefficient de réflexion de l'antenne multi-bande à base des métamatériaux proposée

On remarque que cette antenne garde toujours sa réponse à 5 GHz, l'ajout du CSRR a permis d'augmenter le nombre de fréquences captées par cette antenne. A la bande [2.3 à 5.5] GHz, le

$S_{11} < -10$ dB, on dit que sa fréquence centrale est de 5 GHz avec un $S_{11} = -25$ dB, le second pic est à 5.8 GHz tel que le $S_{11} = -15$ dB, le troisième pic est à 8 GHz avec un $S_{11} = -13$ dB, le quatrième pic est à 10.8 GHz tel que le $S_{11} = -23$ dB, le cinquième pic est à 13.6 GHz avec un $S_{11} = -25$ dB. Cette antenne est bien adaptée au réseaux Wifi, WiMax, Applications dans la bande X (8 – 12 GHz) et Applications Radar.

III.5.5 Diagramme de rayonnement



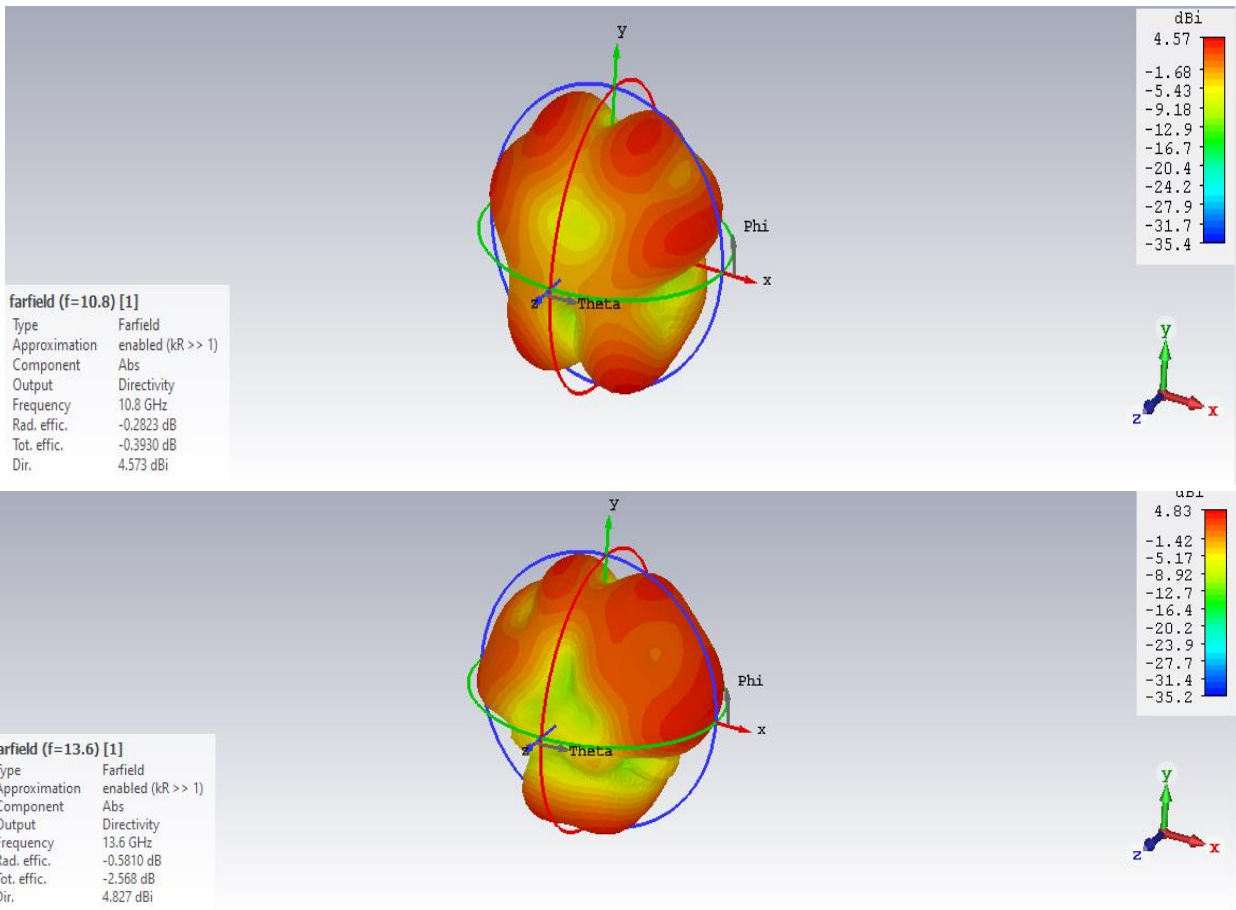
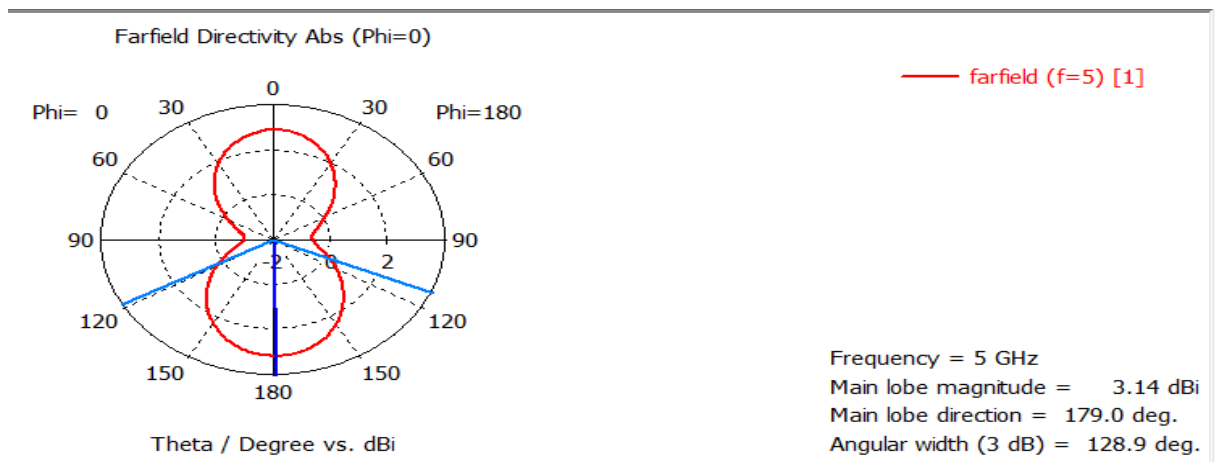


Figure III.29 Diagrammes de rayonnement de l'antenne multi-bande à base des métamatériaux proposée en 3D

On présentent les diagramme de rayonnement de l'antenne multi-bande à base des métamatériaux proposée en coordonne polaire de chaque fréquence de résonance.



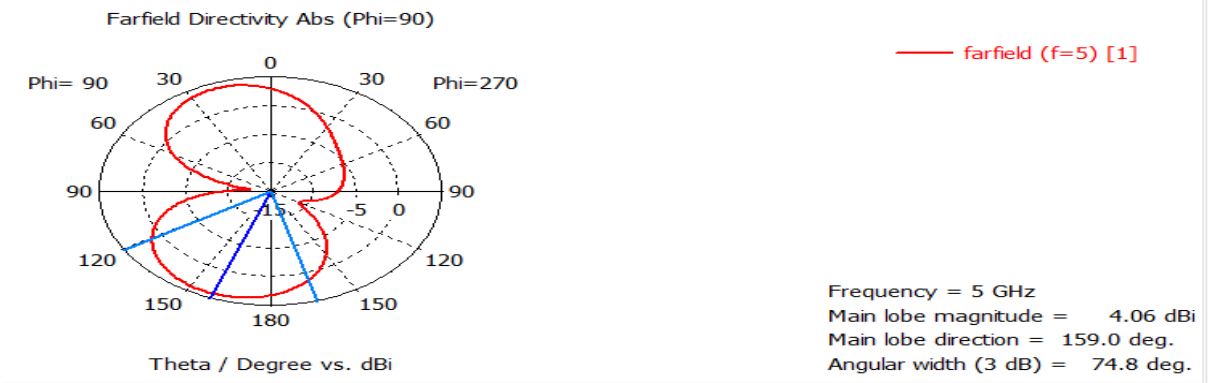


Figure III.30 Diagrammes de rayonnement à 5GHz (plan H et E) respectivement

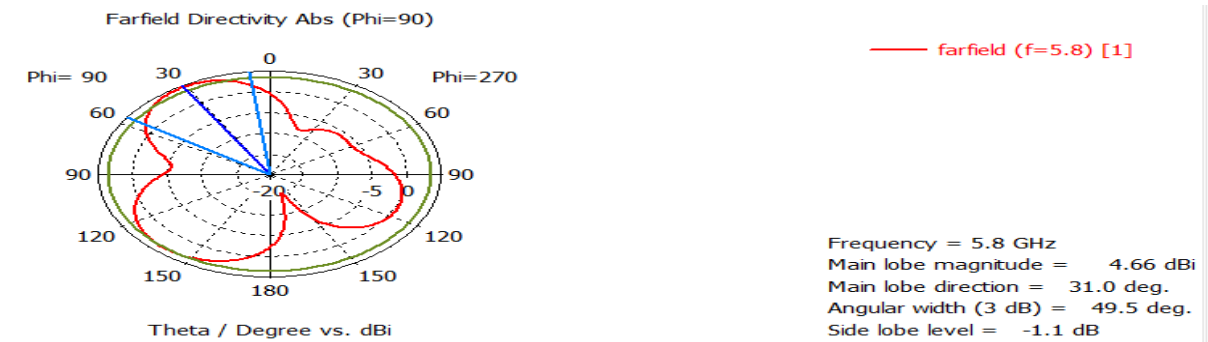
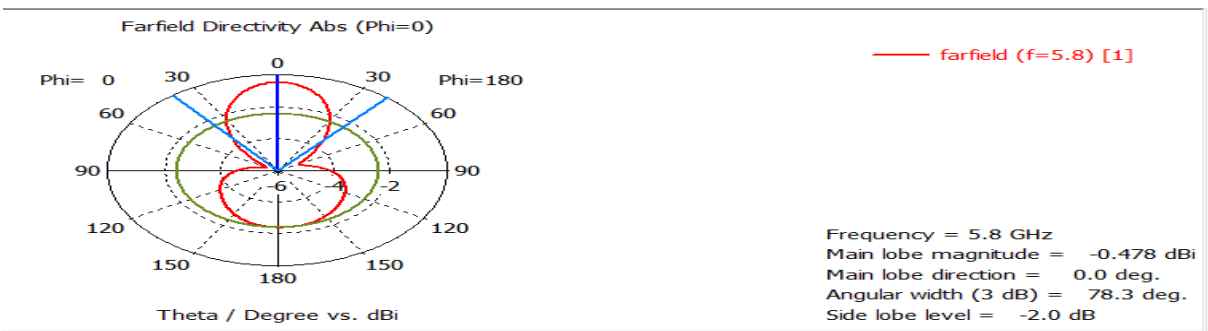
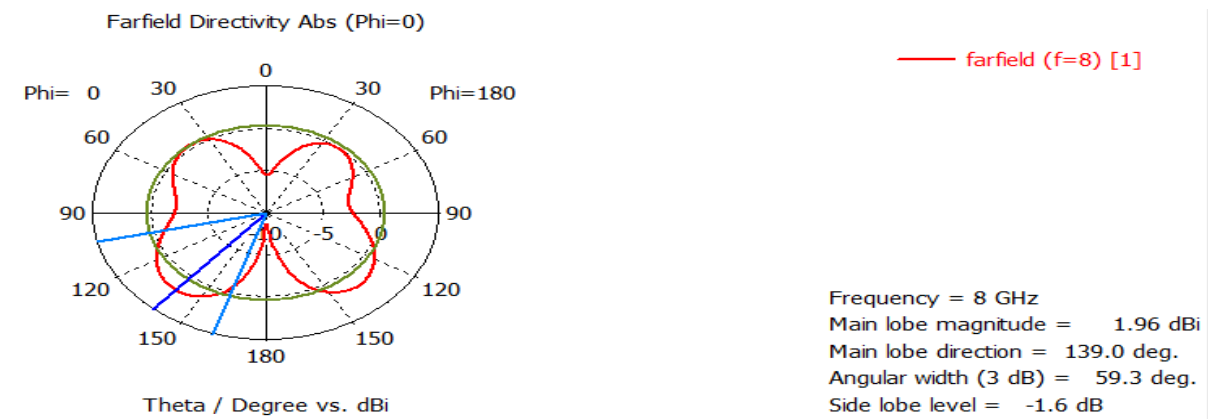


Figure. III.31 Diagrammes de rayonnement à 5.8 GHz (plan H et E) respectivement.



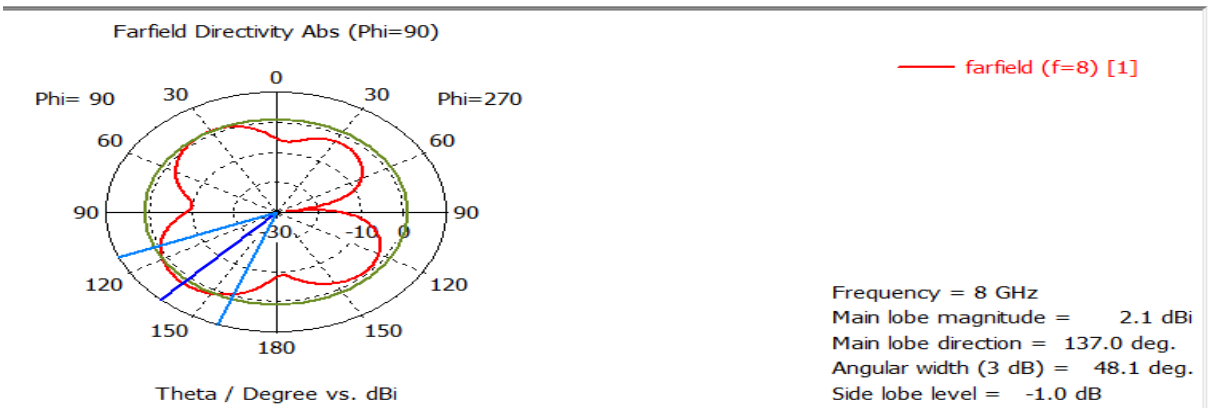


Figure III.32 Diagrammes de rayonnement à 8 GHz (plan H et E) respectivement.

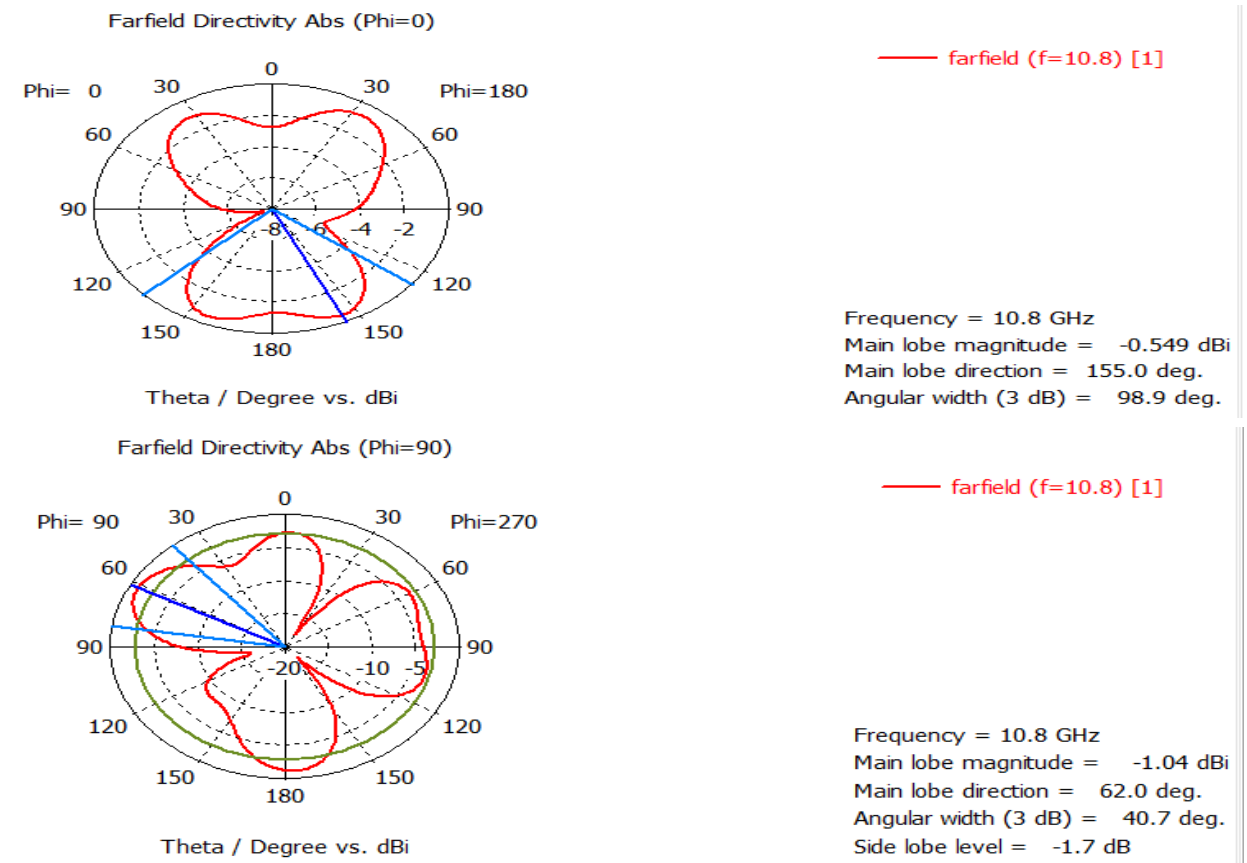


Figure III.33 Diagrammes de rayonnement à 10.8 GHz (plan H et E) respectivement.

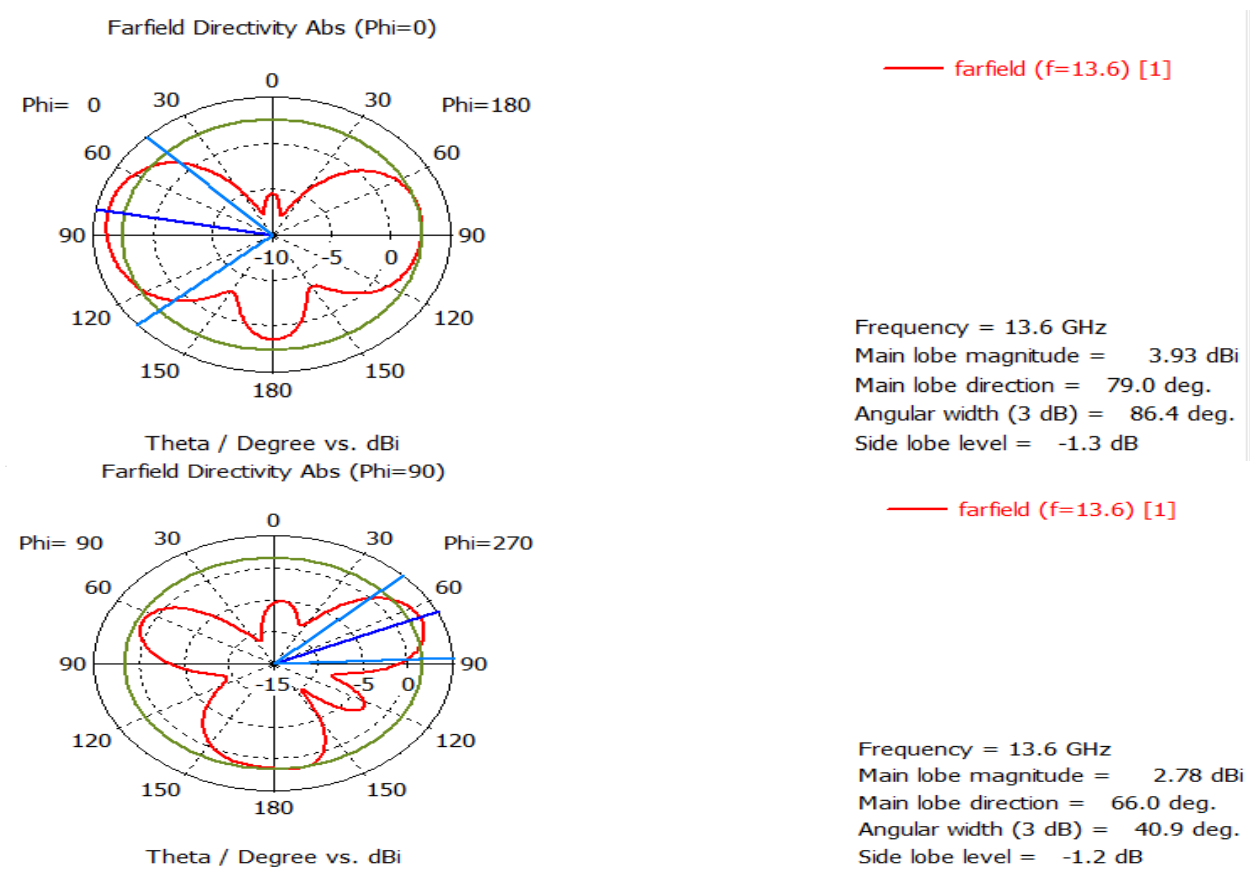


Figure III.34 Diagrammes de rayonnement à 13.6 GHz (plan H et E) respectivement.

III.5.6 Impédance d'entrée de l'antenne

Dans cette partie on présente la variation du courant de surface tout au long du patch pour les fréquences choisies, comme illustre la figure suivante

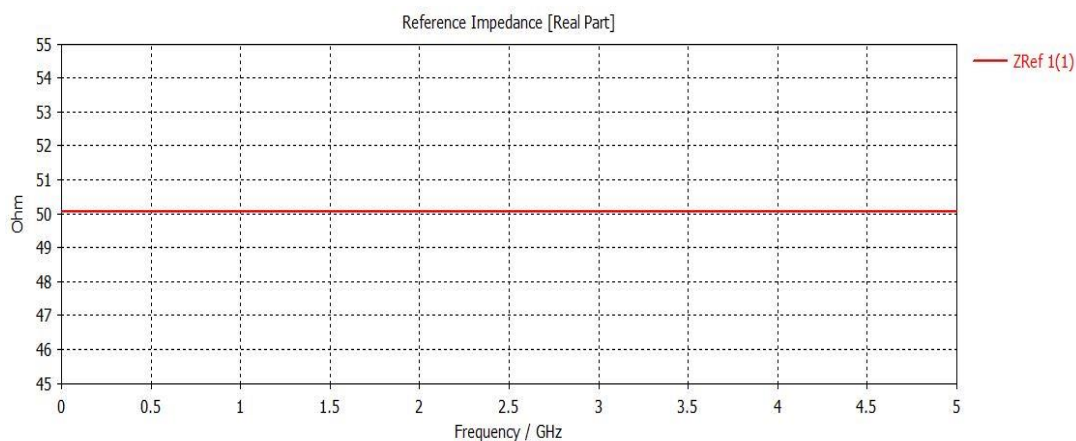


Figure III.35 Impédance d'entrée de l'antenne à 50 Ohm

III.5.7 Densité de courant de surface de l'antenne proposée

Dans cette partie on présente la variation du courant de surface tout au long du patch pour les fréquences choisies 5GHz ,10.8GHz, 13.6 GHz , comme illustre la figure suivante

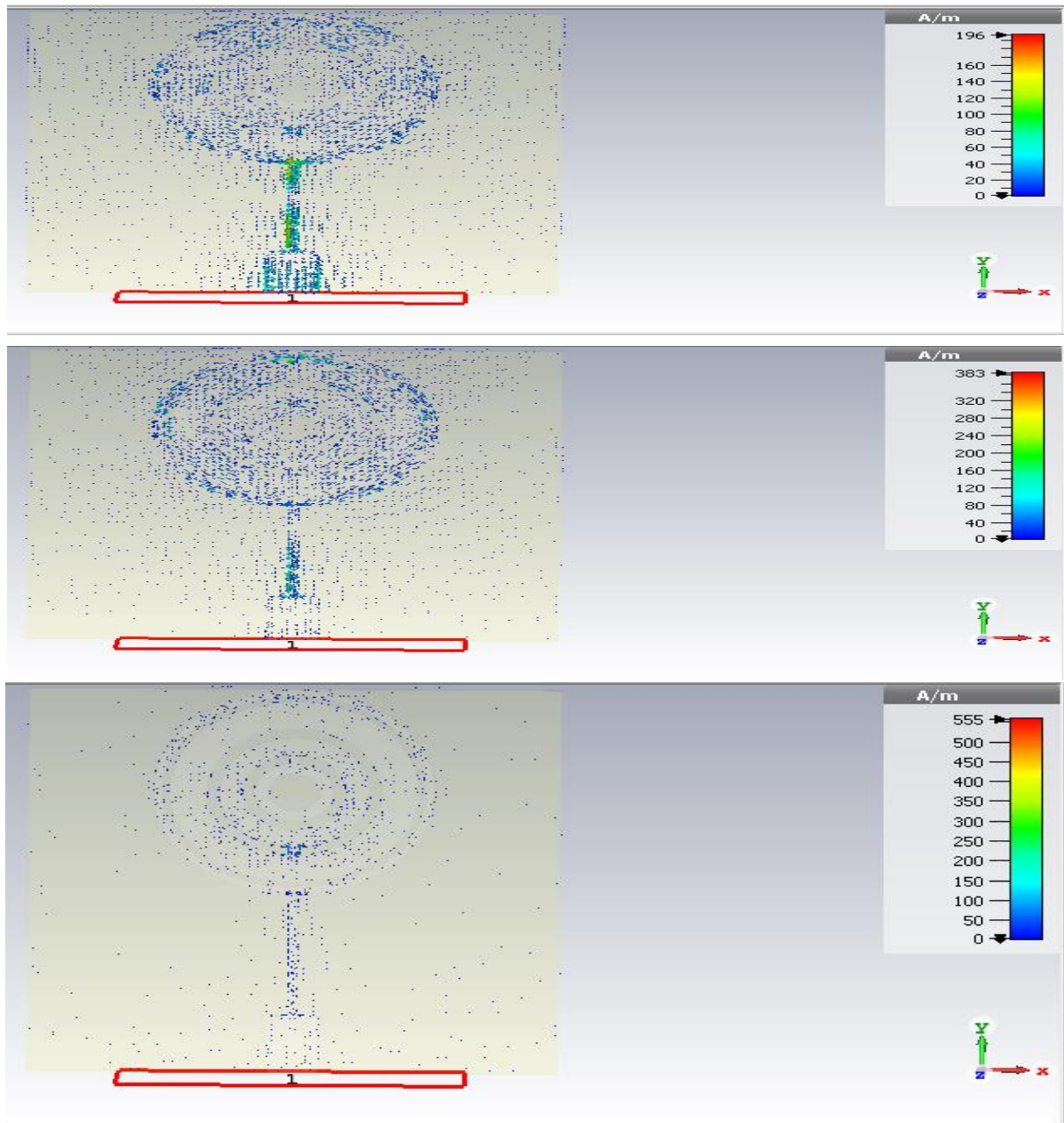


Figure III.36 Intensité de courant de surface de l'antenne proposée

III.6 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, on a proposé une nouvelle cellule du RAFC. Puis on a conçu une nouvelle antenne Multi-bande à base de la cellule proposée. La conception est faite à partir d'un modèle de base, en premier lieu l'élément rayonnant (patch circulaire) a été modifié en anneaux. Pour la deuxième configuration, on a ajouté une fente CSRR au milieu. Les résultats de la simulation obtenus par CST MWS, concernant le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement, montrent l'avantage des métamatériaux, particulièrement les CSRR, pour mieux adapter les antennes imprimées aux applications Multi-bande, sans dégrader les autres performances, tels que le rayonnement et l'adaptation. La première structure de l'antenne proposée à une dimensions un peu élevé par rapport aux dernière structures, c'est la miniaturisation des antennes. Cette étude a permis de mettre en évidence le rôle du résonateur en anneaux fendus complémentaires (C-SRR) dans la conception des antennes planaires Multi-bande et des antennes miniaturisées.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire était de présenter premièrement des cellules Métamatériaux unitaires sub-longueurs d'ondes. Ces cellules devraient être ensuite associées, selon des conditions d'excitation électromagnétique spécifiques, à des dispositifs micro-ondes planaires afin de réaliser de nouveaux modèles d'antennes. Pour commencer, nous avons présenté dans le premier chapitre un état de l'art sur les antennes microbandes, ainsi que leurs applications.

Dans le deuxième chapitre, nous avons décrit de manière générale les matériaux composites artificiels que l'on appelle métamatériaux. En effet, nous avons présenté les étapes qui nous ont permis de réaliser le métamatériau doublement négatif allant d'une étude théorique jusqu'à une réalisation pratique. Ces matériaux ont été réalisés à partir de superposition d'un milieu à perméabilité négative et un milieu à permittivité négative, ce sont respectivement le résonateur en anneau fendu (SRR) et la tige métallique proposés par Pendry. Puis, nous avons cité quelques applications des métamatériaux en générale et pour les antennes en particulier.

Pour répondre aux contraintes d'intégration des Métamatériaux dans l'environnement champ proche des dispositifs micro-ondes, nous avons présenté dans le troisième chapitre de nouveaux modèles de l'antenne multi-bandes basés sur la gravure des RAFC sur le patch. Nous avons premièrement proposé une démarche méthodologique de conception des cellules Métamatériaux. A cet effet la configuration de cellule Métamatériaux unitaire a été conçue et analysé sous CST. Ensuite notre travail a été couronné par la conception d'une antenne multi-bande à base des métamatériaux. Les résultats obtenus était précis, promoteurs et utiles pour d'éventuelles applications dans le domaine des technologies.

Bibliographie

- [1] Chouti Leila, “Contribution à l’étude d’antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l’effet de couplage”, Thèse de Magister, Université de Constantine. 2009.
- [2] Rabia Rammal, ‘’ Caractérisation de structures rayonnantes via une mesure transitoire impulsionnelle et un algorithme de transformation champs proches-champs lointains ‘’, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2010.
- [3] A.D. Brown, J.L. Volakis, L.C. Kempel, et Y.Y. Botros, “Patch antennas on ferromagnetic substrates”, *IEEE Trans Antennas Propagat* 47 (1999), 26-32.
- [4] Y. Hwang, Y.P. Zhang, G.X. Zheng et T.K.C. Lo, “Planar inverted-F antenna loaded with high permittivity material”, *Electron Lett* 31 (1995), 1710-1712.
- [5] S. Yoon et R.W. Zilokowski, “Bandwidth of a microstrip patch antenna on a magnetodielectric substrate”, *IEEE Antennas Propagat Soc Int Symp*, OH, 2003, p. 297-300.
- [6] D. Sievenpiper, L. Zhang, R.F. Jimenez Broas, N.G. Alexopolous et E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band”, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 47 (1999), 2059-2074.
- [7] M. Qiu et S. He, “High directivity patch antenna with both photonic bandgap substrate and photonic bandgap cover”, *Microwave Opt Technol Lett* 30 (2001), 41-44.
- [8] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, "Miniature Antenna for Circularly Polarized Quasi Isotropic Coverage," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1-5.
- [9] K. Sarabandi, “Scattering from variable resistive and impedance sheets,” *J. Electromagn. Waves Applicat.*, vol. 4, no. 9, pp. 865–891, 1990.
- [10] P. Ikonen, S. Maslovski, and S. Tretyakov, "PIFA loaded with artificial magnetic material: practical example for two utilization strategies", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 46, pp.205-210, 2005.

- [11] F. Roudet, S. Tedjini, and V. Tan-Phu, "Design of compact size excitation device for antenna pattern using fractal architectures," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, 2005, pp. 223-226 vol. 1B.
- [12] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook", Artech House, Inc., Norwood, 2001.
- [13] Christophe Caroz, Tatsuo Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application", livre, A John Wiley & Sons, 14-22, 2006
- [14] V.G. Veselago, "the electrodynamic of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Soviet Physics Uspekhi*, Vol. 92, no. 3, pp. 517-526, 1967.
- [15] J.B. Pendry, A.J. Holden, W.J. Stewart, and I. Youngs. "Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures", *Physical Review Letters*, 76(25) :4773–4776, 1996.
- [16] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,
- [17] D. Smith, W. Padilla, D. Vier, S. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity, " *Physical review letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184–4187, May 2000.
- [18] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. Schultz, " Experimental verification of a negative index of refraction", *Science Direct*, Vol. 292, pp. 77-79, 2001.
- [19] Lalj H . Griguer H. Drissi M., "Filtre microondes Réjecte-band à base des Métamatériaux" *Congrès Méditerranéen des Télécoms (CMT2010)*, Casablanca (Maroc), 4p, mars 2010..
- [20] Lalj H . Griguer H. Drissi M. "Compact Bandstop Filter-based on Complementary Metamaterial Resonators" *Colloque International Telecom'2011 & 7èmes JFMMA*, Tanger (Maroc), 16-18 Mars, 2011

- [21] D. R. Smith and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients, " *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, pp. 1–5, Apr. 2002.
- [22] M. M. I. Saadoun and N. Engheta, "A reciprocal phase shifter using novel pseudo chiral or Omega medium", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 5, pp. 184– 188, April 1992.
- [23] Shah Nawaz Burokur, " Mise en œuvre de métamatériaux en vue d’application aux circuits microondes et aux antennes ",Thèse de doctorat, Université de Nantes , 2008.
- [24] J. Pendry, "Negative refraction makes a perfect lens", *Physical review letters*, vol. 85, no. 18, pp. 3966–9, Oct. 2000.
- [25] A. S. Shalin et al., "Optical cloaking with ENZ-metamaterials," 2015 9th International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS), Oxford, 2015, pp. 487-489, doi: 10.1109/MetaMaterials.2015.7342497.
- [26] R.C. Hansen and Bruke, "Antennas with Magneto-Dielectrics Substrate", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 26, pp 75-78, 2000.
- [27] Pekka M. T. Ikonen, and al., "On Artificial Magneto dielectric Loading for Improving the Impedance Band width Properties of Microstrip Antennas", *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 54, no. 6, 2006.
- [28] A. Alù, F. Bilotti, N. Engheta, and L. Vegni, "Sub-wavelength, compact, resonant patch antennas loaded with metamaterials", *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 55, no. 1, pp.13-25, 2007.
- [29] F. Bilotti, A. Alù, and L. Vegni, "Design of miniaturized metamaterial patch antennas with μ negative loading", *IEEE Transactions on Atennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1640-1647, 2008.

- [30] A.Erentok, P.L. Luljak and R. W. Ziolkowski, "Characterization of a Volumetric Metamaterial Realization of an Artificial Magnetic Conductor for Antenna Applications", IEEE Trans. Antennas Propagation., vol. 53, no. 1 pp. 160-172, 2005.
- [31] M. Latrach, H. Rmili, C. Sabatier, E. Seguenot and S. Toutain, "Design of a new type of Metamaterial radome for low frequencies", Microwave and optical technology letters, vol. 52, no. 5 pp. 1119-1123, 2010.
- [32] Ntaikos, D.K., Bourgis, N.K., Yioultsis, T.V., "Metamaterial-Based Electrically Small Multiband Planar Monopole Antennas ", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 963-966, 2011.
- [33] Sameer Kumar Sharma and Raghvendra Kumar Chaudhary, "Dual-band metamaterial inspired antenna for mobile applications", Microwave and Optical Technology Letters, vol 57, no 6, pp 1444-1447, 2015.
- [34] Alexandre Boyer," support de cours : Antennes", http://www.alexandreboyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct11_v4_5RT.pdf, date de consultation Juin 2019
- [35] CST 1998-2010 CST – Computer Simulation Technology AG All rights reserved.
- [36] R .B .Pandey S.K. Prined CPW -fed dual-band antenna using square closed-ring and square split -ring resonator , Appl .Phys. A 126 ,626 (2020). <https://doi.org/10.1007/s00339-020-03791-0>