

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMEN

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE

LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS



MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MAGISTER EN TELECOMMUNICATIONS

Présenté par

NACER Abdelghani

Thème

Etude de structures à base de métamatériaux pour
applications aux circuits micro-ondes et antennes : Cas du
résonateur en anneau fendu

Soutenu en décembre 2011 devant le jury composé de :

Mr. K. GHAF FOUR
Mr. O. SEDDIKI
Mr. S. A. DJENAS
Mr. N. BOUKLI HACENNE

Prof, Université de Tlemcen
Prof, Université de Tlemcen
MCB, Université de Tlemcen
MCA, Université de Tlemcen

Président
Examineur
Examineur
Encadreur

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID - TLEMEN

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DU GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE

LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS



MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MAGISTER EN TELECOMMUNICATIONS

Présenté par

NACER Abdelghani

Thème

Etude de structures à base de métamatériaux pour
applications aux circuits micro-ondes et antennes : Cas du
résonateur en anneau fendu

Soutenu en décembre 2011 devant le jury composé de :

Mr. K. GHAFFOUR

Mr. O. SEDDIKI

Mr. S. A. DJENAS

Mr. N. BOUKLI HACENNE

Prof, Université de Tlemcen

Prof, Université de Tlemcen

MCB, Université de Tlemcen

MCA, Université de Tlemcen

Président

Examineur

Examineur

Encadreur

Dédicaces



*A mon cher père et ma chère mère
pour le grand amour dont ils m'ont entouré depuis ma naissance
pour leurs patience, leurs sacrifices et leurs encouragements*

*A mon frère et mes sœurs
en leurs souhaitant la réussite dans leurs études et leurs vies*

A toute ma famille

*A tous mes chères amis à l'université et ailleurs
pour les moments agréables que nous avons passés ensemble*

A mon encadreur & toute personne qui un jour m'a appris une chose

A tous ceux qui m'ont aidé à réaliser ce travail

A tous ceux qui j'aime et qui m'aiment

A tous ceux-ci je dédie ce modeste travail

Abdelghani 

Remerciements



Je remercie tout d'abord, ALLAH qui m'a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Ce modeste travail, a été effectué au Laboratoire de Télécommunication de la faculté de technologie à l'université de Tlemcen.

J'exprime toute ma gratitude à monsieur N. BOUKLI HACENNE Maitre de conférence A à l'université de Tlemcen, pour m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail. Ses conseils et remarques étaient très bénéfiques pour mon travail. Son soutien permanent ainsi que ses disponibilités pour l'achèvement de ce travail.

Je remercie monsieur K. GHAF FOUR Professeur à l'université de Tlemcen, pour avoir accepté de rapporter ce travail et de m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je tiens à remercier également monsieur O. SEDDIKI Professeur à l'université de Tlemcen pour avoir voulu faire partie de jury et accepté de rapporter ce travail.

Je remercie vivement monsieur S. A. DJENAS Maitre de conférence B à l'université de Tlemcen pour avoir accepté de faire partie de ce jury et accepté de rapporter ce travail.

Enfin, j'adresse mes remerciements à toutes les personnes qui m'ont aidé et soutenu durant cette période de près ou de loin.

Résumé

L'objet de ce travail est l'étude des structures à base de métamatériaux conçus avec des rubans conducteurs imprimés sur un support diélectrique, notamment le Résonateur en Anneau Fendu (RAF). Le RAF, de dimensions très faibles par rapport à la longueur d'onde, possède des propriétés coupe-bande et une perméabilité négative dans une bande étroite de fréquences autour de sa résonance. Dans un premier temps, une antenne patch *UWB* où l'élément rayonnant est le RAF circulaire est utilisé pour améliorer les performances de cette antenne. Ensuite, l'utilisation d'un nouveau type de plan de masse démétallisé par des Résonateurs en Anneau Fendu Complémentaires (RAFCs) permet de mettre en évidence des phénomènes de filtrage. L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans un système électronique.

Mots-clés : métamatériau, perméabilité négative, permittivité négative, indice de réfraction négatif, antenne, filtre, RAF, RAFC.

Abstract

The purpose of this work is the study of structures containing metamaterials designed with ribbons printed conductors on a dielectric support, including the Split Ring Resonator (SRR). The SRR, of very small dimensions compared to the wavelength, has properties notch and a negative permeability in a narrow band of frequencies around its resonance. Initially, an UWB patch antenna where the radiator is the circular SRR is used to improve the performance of this antenna. Then, using a new type of ground plane demetallized by Complementary split ring resonators (CSRR) is used to highlight the phenomenon of filtering. The use of these materials offers advantages such as reducing weight and bulk, which is beneficial for their integration into an electronic system.

Keywords: metamaterial, negative permeability, negative permittivity, negative index of refraction, antenna, filter, RAF, RAFC.

Liste des figures

Figure I. 1. Motifs élémentaires pouvant constituer une Surface Sélective en Fréquence. D'après Munk [6].....	8
Figure I. 2. Exemples d'applications des FSS. D'après Munk [6].	8
Figure I. 3. Surface haute impédance introduite par Sievenpiper.....	9
Figure I. 4. Schéma de la structure UC-PBG de Itoh constituée de circuits équivalent L-C.....	10
Figure I. 5. Filtre réjecteur de bande à base de UC-PBG de Itoh.	10
Figure I. 6. Structure proposée par Enoch. (a) Schéma. (b) Diagramme de rayonnement.	11
Figure I. 7. Schéma d'un guide TEM à base d'UC-PBG.	12
Figure I. 8. Les 4 combinaisons de la pair (ϵ, μ) possible.	14
Figure I. 9. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.	15
Figure I. 10. Représentation vectorielle d'une onde plane.	17
Figure I. 11. Propagation de la phase et de l'énergie dans un matériau classique et dans un matériau à main gauche [1]	18
Figure I. 12. La propagation dans les deux milieux.	18
Figure I. 13. La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face (b) vue de profile	19
Figure I. 14. Perméabilité calculée et mesurée pour un rouleau suisse de 35 tours [7].....	20
Figure I. 15: Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (Split Ring Resonator « SRR ») introduit par Pendry.	21
Figure I. 16. Diagramme de dispersion présenté par Pendry dans le cas du RAF.....	22
Figure I. 17. Motif bidimensionnel du RAF résonant à 0,92 GHz proposé par Balmain et Martin.	22
Figure I. 18. La structure BC-SRR proposée par R. Marqués pour éviter les effets de la bi-anisotropie.....	23
Figure I. 19. Diagramme de dispersion de la lumière dans un métal idéal.....	24
Figure I. 20. Réseau de fils métalliques cylindriques à permittivité négative.....	25
Figure I. 21. Antenne micro ruban résonante basé sur CRLH [21].....	26
Figure II. 1. Le circuit équivalent de SRR [31].	33
Figure II. 2. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF circulaire.	34
Figure II. 3. RAF circulaire avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	35
Figure II. 4. RAF circulaire avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	35
Figure II. 5. RAF circulaire avec E selon l'axe z: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	36
Figure II. 6. RAF circulaire avec E selon l'axe z: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	36
Figure II. 7. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.	38
Figure II. 8. RAF carré avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	38
Figure II. 9. RAF carré avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	39
Figure II. 10. RAF carré avec E selon l'axe z: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	39

Figure II. 11. RAF carré avec E selon l'axe z: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	40
Figure II. 12. Représentation et dimensions d'une cellule unité du BC-S RR circulaire.	41
Figure II. 13. BC-SRR circulaire : (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	41
Figure II. 14. BC-SRR circulaire: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	42
Figure II. 15. Représentation et dimensions d'une cellule unité du BC-SRR carré.	42
Figure II. 16. BC-SRR carré : (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	43
Figure II. 17. BC-SRR carré: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	43
Figure II. 18. Largeur de piste de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	45
Figure II. 19. Largeur de piste de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	45
Figure II. 20. Largeur de piste de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	46
Figure II. 21. Largeur de piste de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	46
Figure II. 22. L'espacement entre les anneaux de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	47
Figure II. 23. L'espacement entre les anneaux de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	48
Figure II. 24. L'espacement entre les anneaux de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	49
Figure II. 25. L'espacement entre les anneaux de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	49
Figure II. 26. L'ouverture de l'anneau de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	50
Figure II. 27. L'ouverture de l'anneau de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	50
Figure II. 28. L'ouverture de l'anneau de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.	51
Figure II. 29. L'ouverture de l'anneau de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].	52
Figure II. 30. Comparaison entre géométrie du RAF et du RAFC avec $l = 3$ mm et $c = g = d = 0,33$ mm.	53
Figure II. 31. Principe de Babinet appliqué à un écran absorbant et son complémentaire.	54
Figure II. 32. Principe de Booker appliqué à un écran métallique et son complémentaire (une fente).	55
Figure II. 33. Polarisation appropriée des champs électromagnétiques pour le bon fonctionnement du RAFC.	55
Figure II. 34. la perméabilité et la permittivité de RAFC [33].	56
Figure III. 1. La structure d'antenne en 3D sous HFSS.	60
Figure III. 2. L'antenne avec le résonateur en anneau fendu.	61

Figure III. 3. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence simulé par HFSS.....	62
Figure III. 4. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence introduit par [108].....	62
Figure III. 5. variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs en fonction de la fréquence.....	64
Figure III. 6. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs du plan de masse en fonction de la fréquence.	65
Figure III. 7. L'ajout d'une bande dans la fente.	65
Figure III. 8. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes positions de la bande en fonction de la fréquence.	66
Figure III. 9. Antenne optimisée.....	67
Figure III. 10. Coefficient de réflexion initial et optimisé.....	67
Figure III. 11 Gain et directivité pour différentes valeurs de la fréquence.....	68
Figure III. 12. Plan E aux fréquences 3.17, 9 et 14.78 GHz.....	69
Figure III. 13. Résonateur en anneau fendu complémentaire.....	71
Figure III. 14. Filtre stop bande avec des RAFCs dans le plan de masse.....	71
Figure III. 15. Géométrie en 3-D de filtre simulé sous HFSS.	72
Figure III. 16. Le coefficient de transmission du filtre étudié en absence de RAFCs en fonction de la fréquence.	72
Figure III. 17. Coefficient de transmission simulé par HFSS.	73
Figure III. 18. Variation du coefficient de transmission simulé et mesuré en fonction de la fréquence [117].	73
Figure III. 19. Différente position de la fente dans le plan de masse.	74
Figure III. 20. Coefficient de transmission pour les différentes positions de RAFC.	75
Figure III. 21. Filtre stop bande pour (a) 6 RAFCs (b) 12 RAFCs.	76
Figure III. 22. Coefficient de transmission pour les différentes positions de RAFCs.....	76
Figure III. 23. Coefficient de transmission pour les différentes longueurs de filtre.....	77
Figure III. 24. Coefficient de transmission du filtre optimisé.	78
Figure A. 1. Masques spectraux définis par la FCC (a) à l'intérieur ; (b) à l'extérieur.	84
Figure A. 2. Avancements et projets de régulation des émissions ULB en communication dans le monde.	84
Figure A. 3. Les différents systèmes coexistant avec l'ULB.....	85
Figure B. 1. L'interface principale de HFSS.....	88
Figure B. 2. définir la bande de fréquence.	89
Figure B. 3. définir le port.....	90
Figure B. 4. Définir les conditions aux limites.....	91
Figure B. 5. Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.	91
Figure B. 6. Radiation pattern.	92

Liste des tableaux

Tableau III. 1. Dimensions de l'antenne.	61
Tableau III. 2. Variation de largeur du substrat (w_i).....	63
Tableau III. 3. Variation de largeur du plan de masse (d_i).....	64
Tableau III. 4. Gain et directivité pour différents valeur de la fréquence.	68
Tableau III. 5. Les différentes valeurs de la longueur de filtre.	77

Table des Matières

<i>Introduction Generale</i>	2
<i>Chapitre I : Généralités sur les métamatériaux</i>	4
I.1 Introduction.....	5
I.2 Historique.....	5
I.2.1 Propagation d'une onde dans une structure périodique	5
I.2.2 Evolution dans les domaines de l'optique	6
I.2.3 Evolution dans le domaine des micro-ondes et des antennes	7
I.3 Les métamatériaux	12
I.3.1 Origine et développement des métamatériaux.....	13
I.3.2 Principes et propriétés.....	14
I.3.2.1 Approche de Veselago.....	15
I.3.2.2 Perméabilité négative	19
I.3.2.3 Permittivité négative.....	23
I.3.2.4 Applications des métamatériaux.....	25
I.4 Conclusion	26
<i>Chapitre 2: Caractérisation et analyse de résonateur en anneau fendu(RAF)</i>	28
II.1.Introduction.....	29
II.2 Techniques et procédures d'homogénéisations	29
II.3 Résonateur à activité magnétique	32
II.3.1 RAF circulaire	34
II.3.2 RAF carré	37
II.3.3 BC-SRR circulaire.....	40
II.3.4 BC-SRR carré.....	42
II.4 Étude paramétrique du RAF carré	44
II.4.1 Variation de la largeur de la piste du RAF	44
II.4.2 Variation de l'espacement entre les deux anneaux du RAF.....	47
II.4.3 Variation de l'ouverture des anneaux	49
II.5 Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC »	52
II.6 Conclusion	56
<i>Chapitre 3: Simulations et résultats</i>	58
III.1 Introduction	59
III.2 Antenne à base de résonateur en anneau fendu	59
III.2.1 Introduction.....	59
III.2.2 Configuration de l'antenne	60

III.2.3 Simulations et résultats	62
III.2.4 Etude paramétrique	63
III.2.4.1 Effet de la largeur du substrat	63
III.2.4.2 Effet de la longueur du plan de masse	64
III.2.4.3 Effet de l'ajout d'une bande à la fente	65
III.2.5 L'antenne optimisée	66
III.3 Filtre stop bande	69
III.3.1 Introduction	69
III.3.2 Géométrie de base	70
III.3.3 Simulation et résultats	72
III.3.4 Etude paramétrique	74
III.3.4.1 Effet de positionnement des fentes	74
III.3.4.2 Effet du nombre de RAFCs	75
III.3.4.3 Effet de longueur de filtre	77
III.3.5 Filtre optimisé	77
III.4 Conclusion	78
<i>Conclusion générale et Perspectives</i>	80
<i>Annexe A: Généralités sur la technologie ULB</i>	82
IV.1 Historique	83
IV.2 Caractéristiques de la technologie ULB	83
IV.3 Réglementation de L'ULB	84
IV.3.1 Réglementation Américaine	84
IV.3.1 Les régulations en cours dans le monde	85
IV.4 Panorama de coexistence	86
IV.5 Quelques applications de L'ULB	86
IV.5.1 L'ULB radar	86
IV.5.2 Systèmes de communication ULB	87
<i>Annexe B: présentation du logiciel HFSS</i>	88
V.1. Introduction à HFSS	89
V.2 Le déroulement dans un projet	90
V.3 Résultat de simulation	92
<i>Bibliographie</i>	94

INTRODUCTION
GENERALE

La dernière décennie de recherche en électromagnétisme a été marquée par l'émergence de composites innovants destinés à fournir un indice de réfraction négatif. Les propriétés de structures possédant cette propriété ont été décrites dans un article de V.G. Veselago [1] devenu la base de toute une communauté scientifique. Les métamatériaux sont issus de travaux visant à obtenir un indice de réfraction négatif. Ce terme recouvre désormais une très large gamme d'objets et d'applications, depuis le composite à base d'inclusions conductrices aux structures périodiques dites «photoniques», auxquelles il faut ajouter les circuits planaires à base de résonateurs capacitifs et inductifs. Les premiers échantillons réalisés pour obtenir un indice de réfraction négatif étaient constitués d'éléments rayonnants de petite taille arrangés périodiquement. C'est la réponse dipolaire électrique ou magnétique de ces éléments rayonnants qui donne les propriétés de permittivité et de perméabilité de ce type de métamatériau.

Or, depuis 1999, un nouvel élément artificiel a été mis au point pour ses caractéristiques de bande interdite dans la propagation. Cet élément est connu sous l'appellation de Résonateur en Anneau Fendu (RAF) et crée en plus de sa résonance, une perméabilité effective négative dans une bande étroite de fréquence autour de sa résonance. Un autre avantage de ce résonateur est son faible encombrement ; en effet, les dimensions les plus grandes de ce résonateur sont de l'ordre de $\lambda/10$.

L'objectif de ce mémoire est de comprendre et de mettre en évidence les propriétés intéressantes de ce RAF en vue d'applications aux antennes et aux circuits microondes. Il s'agit aussi de réaliser des éléments de faible encombrement et de performances élevées qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications.

Ce manuscrit se divise en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons un historique de la propagation dans les structures périodiques dans le domaine de l'optique et des hyperfréquences. Nous donnons ensuite un état de l'art sur les applications de ce type de structures dans le domaine de micro-onde. Nous nous sommes limités aux applications potentiellement exploitables dans le cadre de ce mémoire. Ensuite, nous donnons une vue globale des métamatériaux composites présentant un indice de réfraction négatif dits aussi métamatériaux main gauche, en passant

par l'étude des résonateurs permettant d'obtenir une perméabilité négative et celle des éléments permettant d'obtenir une permittivité négative.

Dans le second chapitre, nous analysons le résonateur en anneau fendu. Dans un premier temps, une procédure d'homogénéisation est décrite qui est par la suite utilisée pour extraire les différents paramètres effectifs de cet élément. Ainsi, nous présentons l'analyse de cet élément faite à l'aide du logiciel HFSS et nous présenterons et commentons ses réponses en transmission et en réflexion. Ces deux réponses sont ensuite utilisées pour le calcul des paramètres effectifs. Une étude paramétrique est aussi faite sur le modèle de RAF. Ensuite, le complémentaire de résonateur en anneau fendu « RAFC » est présenté.

Le troisième chapitre est consacré à l'application du RAF et du RAFC. La première application est l'utilisation du RAF comme élément rayonnant dans une antenne couvrant la bande ULB. La seconde application est l'implémentation du RAFC dans le plan de masse d'un filtre qui devient stop bande. Une étude paramétrique est faite sur les deux géométries afin de produire deux nouvelles structures miniatures et optimisés. Ceci est fait à l'aide de l'outil de simulations électromagnétiques, HFSS, en comparant nos simulations avec d'autres auteurs, où un bon accord a été enregistré.

Chapitre I

Généralités sur les métamatériaux

Sommaire

I.1 Introduction.....	5
I.2 Historique.....	5
I.2.1 Propagation d'une onde dans une structure périodique	5
I.2.2 Evolution dans les domaines de l'optique	6
I.2.3 Evolution dans le domaine des micro-ondes et des antennes	7
I.3 Les métamatériaux	12
I.3.1 Origine et développement des métamatériaux.....	13
I.3.2 Principes et propriétés.....	14
I.3.2.1 Approche de Veselago.....	15
I.3.2.2 Perméabilité négative	19
I.3.2.3 Permittivité négative.....	23
I.3.2.4 Applications des métamatériaux.....	25
I.4 Conclusion	26

I.1 Introduction

Ce chapitre débute par un bref historique sur les structures périodiques et sur leur évolution dans les domaines d'optique et des micro-ondes. Les études des structures périodiques dans ces différents domaines sont en effet très liées à cause des outils mathématiques souvent similaires qu'ils utilisent.

Ces différentes structures périodiques appelées Bande Interdite Photonique (BIP) et Bande Interdite Électromagnétique (BIE), sont apparues dans la littérature dans ces deux dernières décennies. Notons que les structures périodiques peuvent être classées suivant leur constitution qui peut être métallique, diélectrique ou métallo-diélectrique ou bien suivant leur degré de périodicité à 1, 2 ou 3 dimensions.

Les études conduites sur ces structures ont pris beaucoup d'importance de nos jours pour l'exploitation de leurs caractéristiques très intéressantes. Pour des compléments d'information sur les travaux effectués précédemment dans ce domaine, on peut se référer entre autres aux études de Yablonovitch [2,3] et en ce qui concerne les différentes techniques théoriques mises en œuvre, on peut se référer aux travaux de Pendry [4].

Enfin, une brève introduction est ensuite faite sur le terme «métamatériaux», qui est de plus en plus utilisé. *L'étude et l'application des structures à base de métamatériaux constituent l'objet principal de ce modeste travail.*

I.2 Historique

I.2.1 Propagation d'une onde dans une structure périodique

Que se soit pour le son, l'onde mécanique ou pour l'onde électromagnétique, les structures périodiques sont étudiées depuis longtemps.

Au *XVII^{ième}* siècle, Newton étudiait déjà la propagation d'une onde dans une structure périodique [5,6]. Il cherchait, en effet, un modèle pour calculer la vitesse du son.

Du *XVIII^{ième}* au *XX^{ième}*, tout en suivant le développement des mathématiques et de la physique, l'étude de la propagation d'une onde dans une structure périodique fut largement développée en mécanique, optique, électronique, physique des solides et en

électromagnétisme. Dans ces différents domaines, les structures périodiques sont connues pour leur caractéristique de filtrage. Le miroir de Bragg, utilisé en optique, est l'exemple le plus connu.

Le théorème de Floquet-Bloch (1883 et 1928) permet la résolution du problème de la propagation dans un milieu périodique en faisant le calcul sur une seule cellule du réseau.

La définition des zones par Brillouin (1931) a simplifié l'étude des bandes passantes et des bandes interdites. Brillouin a développé l'espace réciproque, le diagramme de Brillouin et la zone de Brillouin.

1.2.2 Evolution dans les domaines de l'optique

Depuis l'invention du LASER en 1958, nous assistons au développement des matériaux optiques permettant le contrôle de la lumière. Les cristaux photoniques [5] sont proposés pour élever le principe à un plus haut niveau avec l'utilisation de la relation de dispersion du matériau et des modes associés à la structure pour réaliser des structures permettant le contrôle de la lumière. La caractéristique la plus souvent utilisée est la bande interdite, bande où la propagation de la lumière dans la structure est interdite, d'où l'appellation Photonic Band Gap Material (Matériau à Bande Interdite Photonique) pour désigner ces matériaux.

C'est en 1987 qu'Eli Yablonovitch [2] et Sajeev John [5], ont cherché à réduire l'émission spontanée de lumière dans les lasers et les semi-conducteurs, proposent un nouveau moyen de construire un miroir de Bragg, proposé par W.L.Bragg depuis la fin du XIX^{ème} siècle, à plusieurs dimensions. L'idée consiste à réaliser une structure périodique à trois dimensions par un assemblage régulier de sphères, de cylindres et/ou de poutres. Donc une première réalisation fonctionnant aux longueurs d'onde centimétriques a été présentée par Yablonovitch en 1991[3]. Cette structure en trois dimensions est connue sous le nom de la «Yablonovite».

En réalité, le matériau BIP ainsi réalisé est une extension tridimensionnelle aux fréquences micro-ondes des miroirs de Bragg. Etant construit à partir d'un empilement périodique de couches diélectriques d'indices de réfraction différents dans une seule direction de l'espace, ces derniers ne permettent de contrôler la lumière que dans cette même direction. Au contraire, les matériaux BIP tridimensionnels peuvent réaliser une bande interdite complète dans toutes les directions de propagation et pour toutes les polarisations possibles de l'onde.

I.2.3 Evolution dans le domaine des micro-ondes et des antennes

Dans le domaine des microondes, le terme « Matériau à Bande Interdite Photonique » est mal approprié. Le terme « Photonique » est donc remplacé par « Électromagnétique », d'où l'appellation actuelle : matériau à Bande Interdite Électromagnétique « BIE ».

Ces dernières années ont vu un important intérêt par ces matériaux et les surfaces périodiques utilisées pour obtenir des caractéristiques pouvant développer les antennes et les composants micro-ondes.

Ces études ont été, pour un grand nombre, stimulés par les travaux de Yablonovitch. Mais l'étude des structures périodiques associées aux antennes n'a pas commencé avec les cristaux photoniques.

Le premier texte présentant l'association d'une antenne et d'une structure périodique est un brevet déposé par Marconi et Franklin en 1919 [6]. La structure présentée avait pour but d'améliorer les performances des télégraphes sans fil.

A la fin des années 60, les FSS (Frequency Selective Surfaces, ou SSF : Surfaces Sélectives en Fréquences) dont le premier objectif était de réduire la SER des antennes dans les avions, passent du domaine militaire au domaine public [6].

Une telle surface peut être imaginée comme une couche de diélectrique de dimensions très grandes, contenant des éléments conducteurs planaires sur une seule face. Les éléments conducteurs planaires peuvent avoir des formes arbitraires, mais au sein d'une surface sélective, tous les éléments sont généralement identiques. Cette structure périodique planaire peut être réalisée soit à partir d'éléments conducteurs soit à partir de motifs de type « fente » gravés dans un plan conducteur.

D'autres applications ont par la suite été mises en œuvre, telles que [6,7]:

- radômes.
- réflecteurs.
- filtres.
- absorbants.

La Figure I.6 donne les motifs élémentaires utilisés généralement dans les FSS, Ils peuvent être en forme de tiges à un ou plusieurs pôles, en forme d'anneaux, en forme de « patches » ou

même une combinaison des trois formes précédentes, et la Figure. I.2 présente des exemples d'applications des FSS.

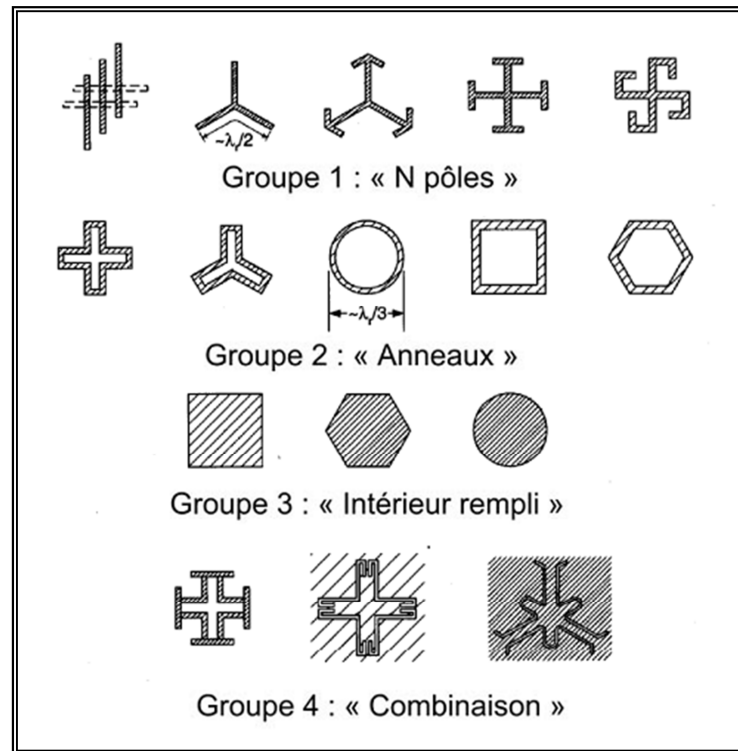


Figure I. 1. Motifs élémentaires pouvant constituer une Surface Sélective en Fréquence. D'après Munk [6].

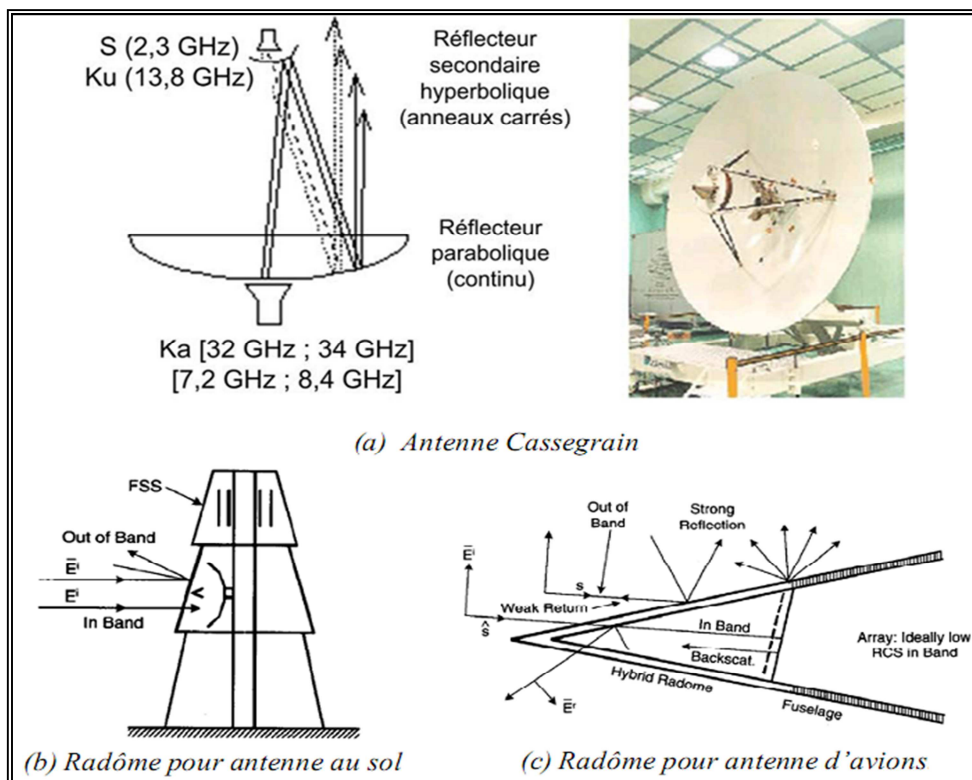


Figure I. 2. Exemples d'applications des FSS. D'après Munk [6].

Un nouveau type de SSF (figure I.3) a été mis en œuvre par Sievenpiper [6,7]. Ce type de SSF a été présenté comme une Surface Électromagnétique à Haute Impédance «SEHI» (High Impedance Electromagnetic Surface «HIES»), il s'agit des structures périodiques bidimensionnelles développées initialement pour présenter une bande interdite pour les ondes de surface. Elles sont composées de cellules L-C en forme de champignon : une puce métallique hexagonale sur un substrat diélectrique. Un trou métallisé relie la puce au plan de masse situé sous le substrat et constitue un filtre réjecteur de bande dans le spectre électromagnétique. Dans une certaine bande de fréquences limitée, cette surface va créer des courants images et des réflexions qui sont en phase avec la source au lieu d'être déphasées comme le cas d'une surface conductrice parfaitement continue. Une antenne associée avec ce type de structure aura une onde de surface réduite comparée à une antenne avec un plan de masse classique.

Néanmoins, le caractère haute impédance n'agit que dans une bande limitée de fréquences et en dehors de cette bande de travail, la surface agit comme une surface conductrice continue. Même si cette limitation en largeur de bande restreint son utilisation dans des applications larges bandes spécifiques, des SEHI ont été conçues pour une large gamme de fréquences. Sievenpiper a utilisé un modèle d'impédance de surface afin de prédire lesquelles des dimensions physiques de la surface qui vont créer la largeur de bande interdite désirée. Il a aussi montré qu'afin d'avoir une réflexion en phase, la SEHI ne nécessite pas d'être placée à une distance de $\frac{\lambda}{4}$ de l'élément rayonnant comme c'est le cas des plans de masse continus. Ainsi, l'élément rayonnant peut être placé directement adjacent à la surface tout en rayonnant efficacement [5].

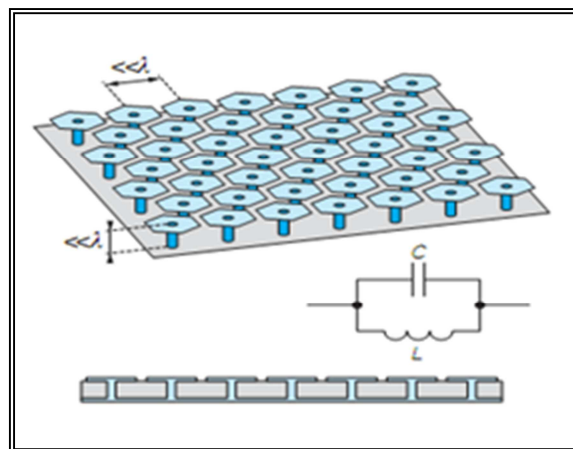


Figure I. 3. Surface haute impédance introduite par Sievenpiper.

L'approche de Sievenpiper exigeant un procédé de fabrication non planaire, Itoh a, pour sa part, développé un cristal électromagnétique planaire qui n'utilise pas de via et qui peut être intégré dans les circuits microondes et millimétriques [6,7]. La structure est constituée de cristaux compacts périodiquement disposés dans deux dimensions (figure 1.4) et est connue comme Uniplanar Compact Photonic Band Gap «UCPBG».

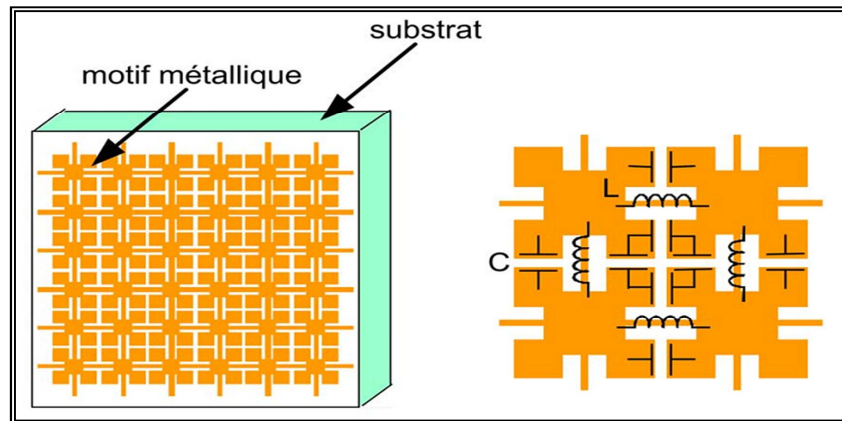


Figure I. 4. Schéma de la structure UC-PBG de Itoh constituée de circuits équivalent L-C

Les matériaux BIE ont vue beaucoup d'applications, mais ils sont largement utilisés dans le filtrage fréquentiel vu de leurs propriétés de créer des bandes interdites dans le spectre électromagnétique. Itoh utilise la structure UC-PBG comme plan de masse d'une ligne micro ruban pour la conception des filtres réjecteurs de bandes compactes [7]. La structure du filtre et les résultats associés sont présentés sur la figure 1.5.

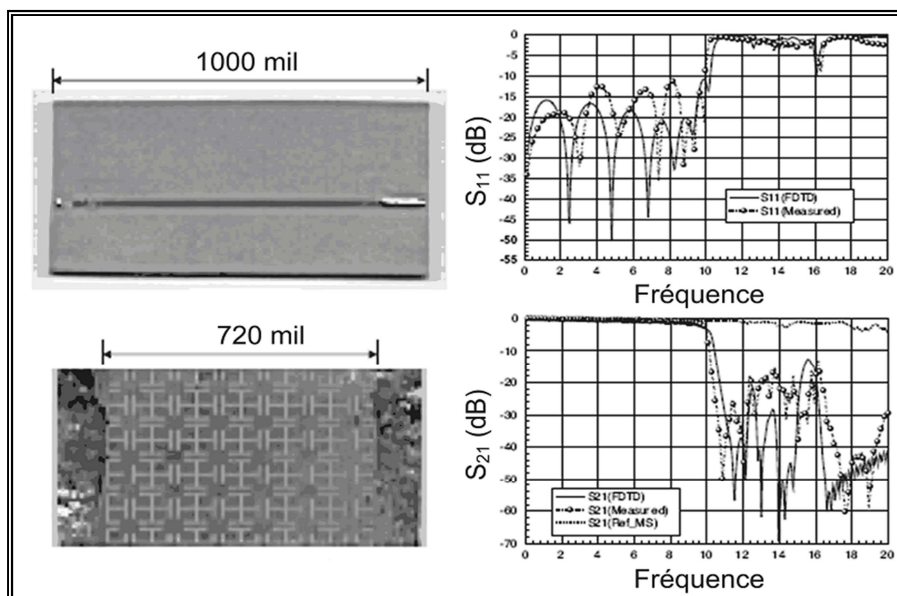


Figure I. 5. Filtre réjecteur de bande à base de UC-PBG de Itoh.

Une autre application des surfaces sélectives en fréquences a été introduite par Sievenpiper [5], peut être utilisée comme réflecteur pour un élément rayonnant sans pour autant placer cette surface à $\frac{\lambda}{4}$ de l'élément rayonnant. Cette distance doit être obligatoirement respectée dans le cas d'un réflecteur métallique continu. La raison est que ce type de surface crée une réflexion en phase avec l'onde rayonnée par l'élément en question. Il a aussi montré que cette surface sert à supprimer les ondes surfaciques se propageant sur le support de l'antenne qui dégradent le rayonnement de l'antenne. Donc les surfaces à haute impédance permettent entre autres d'améliorer les performances et de miniaturiser des antennes. Elles diminuent également le rayonnement arrière. Afin d'augmenter la directivité d'une antenne, Enoch de l'Institut Fresnel a proposé d'utiliser les modes de Bloch pour forcer l'émission selon un mode particulier dans un matériau à Bande Interdite Électromagnétique (BIE) [7]. La structure est composée d'un empilement de six grilles en cuivre espacées par une mousse de faible permittivité très proche de l'air. Cette mousse a pour rôle de donner à l'ensemble une planéité et une rigidité correctes. Notons que chaque grille est perforée par un réseau 2-D de carrés. L'ensemble est ensuite disposé sur un plan de masse continu et est alimenté par un monopole (l'élément rayonnant) situé au milieu de la structure (figure I.6). L'ouverture à -3 dB atteinte est de l'ordre de 10° et la directivité est de 26 dB.

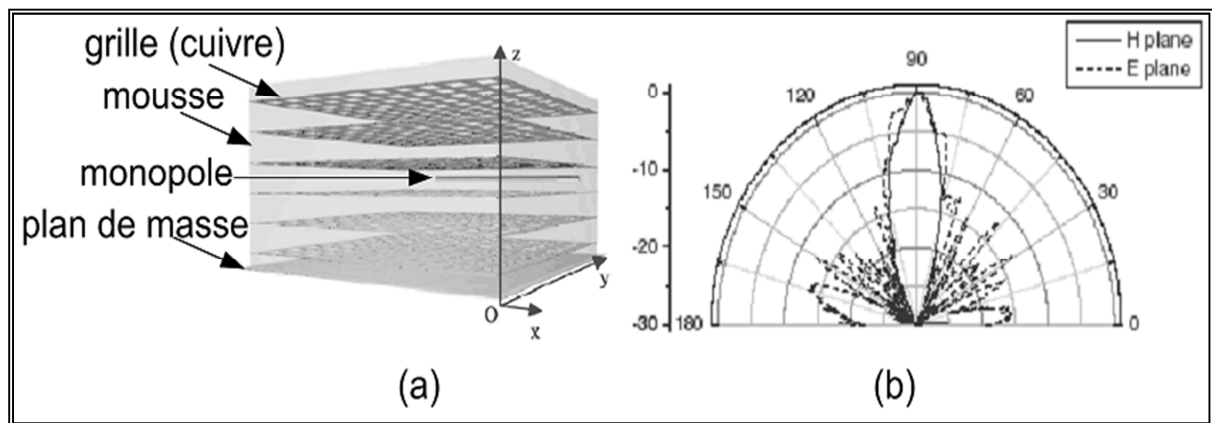


Figure I. 6. Structure proposée par Enoch. (a) Schéma. (b) Diagramme de rayonnement.

L'équipe de Itoh a utilisé leur structure UC-PBG afin de créer un nouveau type de guide d'ondes TEM possédant une distribution de champ uniforme [7]. Cette structure change l'impédance de surface en un circuit ouvert dans la bande interdite. Elle est donc équivalente à une surface magnétique et sert à créer des conditions aux limites magnétiques. Quand les deux côtés latéraux (les petits côtés - voir figure I.7) d'un guide d'ondes sont remplacés par la structure UC-PBG, un mode de plaque parallèle est établi par

les conditions aux limites magnétiques. Sous cette situation, le guide d'ondes n'a alors plus de fréquence de coupure et le mode fondamental est de nature TEM.

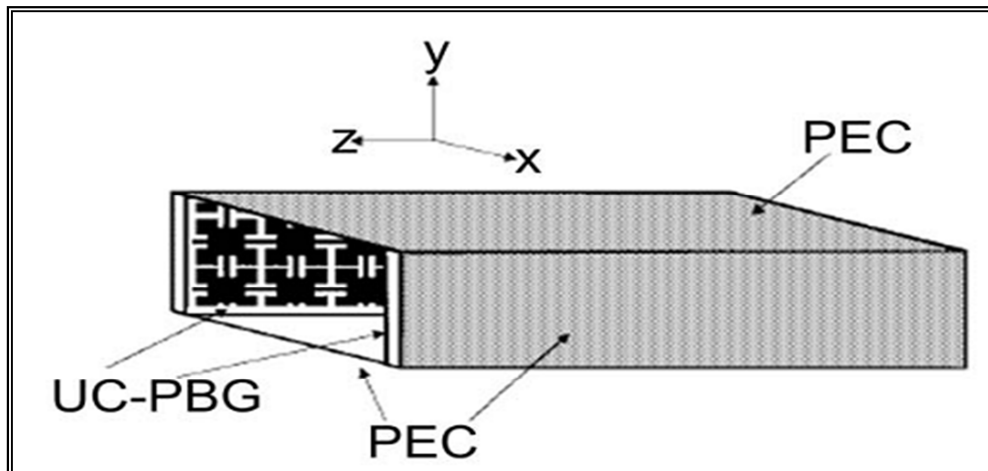


Figure I. 7. Schéma d'un guide TEM à base d'UC-PBG.

Ce nouveau type de guide d'ondes TEM semble être un candidat potentiel et prometteur comme structure d'excitation pour un réseau d'amplificateurs combineur de puissance quasi-optique (quasi optical power combining amplifier array).

I.3 Les métamatériaux

Les métamatériaux, comme leur nom l'indique, sont des matériaux artificiels ayant des propriétés physiques supérieures aux matériaux naturels. « Meta » est un préfixe grec signifiant « au-delà » ou « un niveau au-dessus », comme dans métaphysique ou métalogique. Les métamatériaux sont donc des matériaux ayant des propriétés « au-delà » de ce que l'on peut espérer observer dans des matériaux naturels. Plus précisément, en électromagnétisme et en optique, les métamatériaux présentent des propriétés nouvelles susceptibles d'exciter l'imagination des chercheurs et des ingénieurs comme un indice optique négatif ou un effet Doppler inversé, par exemple.

En électromagnétisme, le terme métamatériaux désigne un ensemble des matériaux composites artificiels, il s'agit en général de structures périodiques, diélectriques ou métalliques, qui se comportent comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel [8].

I.3.1 Origine et développement des métamatériaux

Le terme métamatériau a été synthétisé par Rodger M. Walser, université du Texas à Austin, en 1999, qui a été à l'origine défini en tant que "composés macroscopiques faisant concevoir une architecture cellulaire synthétique, tridimensionnelle, périodique pour produire une combinaison optimisée, non disponible dans la nature" [9]. En outre, les métamatériaux sont définies comme "matériaux qui gagnent leurs propriétés de leurs structures plutôt que directement de leurs compositions" [9].

Les définitions ci-dessus reflètent certaines propriétés des métamatériaux, mais pas tous. En fait, *les métamatériaux sont des composés macroscopiques d'une structure périodique ou non-périodique, dont la fonction est due à l'architecture cellulaire et à la composition chimique.* Si le métamatériau est considéré comme un milieu efficace, il a une condition additionnelle est que la taille de la cellule est plus petite ou égale à la longueur d'onde.

En électromagnétisme, ce nom a été popularisé par les deux articles fondateurs de J.B. Pendry, qui a introduit de manière théorique les deux classes de matériaux à permittivité négative et perméabilité négative [10-12].

Le premier type a été proposé par Notomi et utilise les propriétés d'anisotropie des cristaux photoniques [5]. Dans ce cas, une réfraction négative est obtenue même quand l'indice de réfraction de matériau de base est positif. Le deuxième type est obtenu par une perméabilité et une permittivité simultanément négatives et a été proposé d'après une étude théorique de Veselago en 1967 [1].

Il revient à D.R. Smith le mérite d'avoir associé les deux concepts dans un seul matériau à indice négatif testé expérimentalement pour la première fois en 2000 [13]. Ces premiers travaux ont excité l'imagination des chercheurs du monde entier et une floraison de publications en a suivi. Il faut dire que, en optique, l'enjeu est de taille puisqu'on est allé jusqu'à prédire la naissance d'une nouvelle optique où la résolution des lentilles et des instruments optiques ne serait plus limitée par la diffraction [14]. Cette prédiction a été tempérée depuis, mais elle reste encore valable, étant donné les progrès des nanotechnologies [7]. Des métamatériaux opérant à des longueurs d'onde de 1 et 2 μm ont été proposés [7]. Ils ne correspondent pas encore à l'idéal. Mais ils montrent qu'en peu de temps des dispositifs extrêmement performants ont pu être réalisés et testés. Cela est d'autant plus remarquable que, dans ces structures périodiques, la cellule élémentaire doit être de l'ordre du dixième de la longueur d'onde. Ce qui signifie que, à 1 μm , la cellule a une dimension typique de 100 nm,

avec des détails de l'ordre de la dizaine de nanomètres. On est donc dans le domaine des nanotechnologies et les laboratoires susceptibles de réaliser ce type de structure sont peu nombreux, aussi bien en Europe qu'aux États-Unis ou en Asie.

En micro-ondes, l'enjeu est différent. Les applications en télécommunications et en compatibilité électromagnétique dominant, d'où des démarches différentes et une créativité plus grande, car les contraintes technologiques sont moins fortes. Les études se sont focalisées très vite sur le développement d'applications dans le domaine des filtres, des déphaseurs et des antennes avec une comparaison systématique aux technologies existantes.

I.3.2 Principes et propriétés

Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, les plus connus étant ceux susceptibles de présenter à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Mais il en existe d'autres (milieux présentant une impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à 1, ou un indice nul, ou encore une phase à la réflexion et à la transmission variable en fréquence. etc...).

La figure I.8 résume les différents effets de la combinaison des valeurs positives et/ou négatives de la perméabilité et de la permittivité.

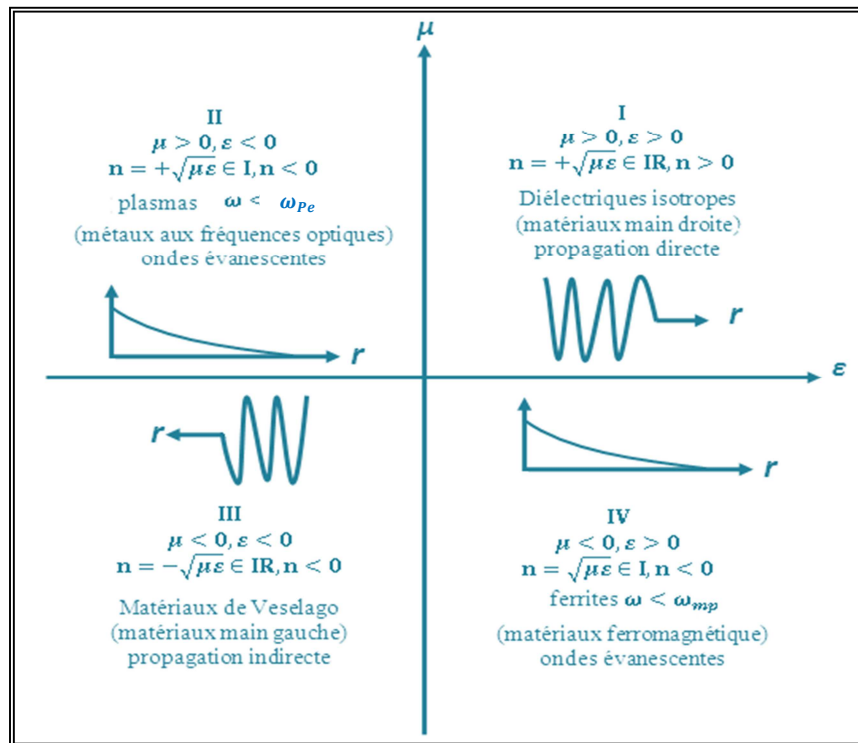


Figure I. 8. Les 4 combinaisons de la paire (ε, μ) possible.

La fonction associée à l'onde sortante est $e^{-j\beta r}$ et la fonction associée à l'onde entrante est $e^{+j\beta r}$ où β est la constante de la propagation, les pulsations ω_{pe} et ω_{pm} représentent les pulsations de plasma électrique et magnétique, respectivement. R, purement réel. I, purement imaginaire

I.3.2.1 Approche de Veselago

Une analyse de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu possédant simultanément une perméabilité et une permittivité effectives négatives a été faite à l'origine par le physicien russe Victor Veselago [1]. Dans son article paru à l'origine en russe en 1967 puis traduit en anglais en 1968, il évoque la possibilité de la propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu linéaire, homogène et isotrope et possédant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives. Ces matériaux ont été qualifiés comme Main Gauche «MG» (Left Handed Material «LHM») par la suite. Ce terme vient du fait que le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et le vecteur d'onde \vec{K} forment un trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche (figure I.9).

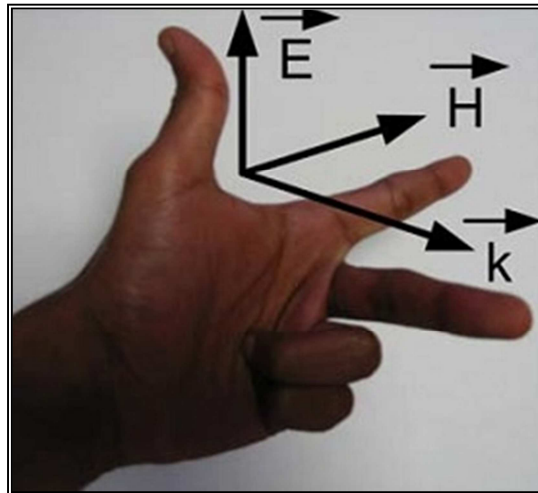


Figure I. 9. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

Veselago a remarqué que la permittivité électrique ϵ et la perméabilité magnétique μ sont les facteurs fondamentaux avec lesquels se détermine la propagation des ondes électromagnétiques dans un matériau. Ceux sont les seuls paramètres de la substance qui apparaissent dans les équations de Maxwell, notamment dans l'équation de dispersion qui donne la relation entre ω la pulsation d'une onde monochromatique et son vecteur d'onde k [1].

$$\left| \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_{i,j} \mu_{i,j} - k^2 \delta_{i,j} + k_i k_j \right| = 0 \quad (\text{I.1})$$

Dans le cas d'une substance isotrope, l'équation (I.1) prend la forme :

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad (\text{I.2})$$

Dans l'expression (I.2) n représente l'indice de réfraction du matériau (substance), elle est donnée par :

$$n^2 = \varepsilon_r \mu_r \quad (\text{I.3})$$

D'après Veselago, si nous ne tenons pas compte des pertes et on considère que n , ε et μ comme des nombres réels, il est évident qu'un changement simultané des signes d' ε et de μ n'a aucun effet sur les relations (I.2) et de (I.3). Veselago a interprétée cette situation par trois hypothèses. D'abord, nous pouvons admettre que les propriétés de la substance ne sont pas réellement affectées par le changement simultané des signes de ε et de μ . La seconde, il pourrait être clair que pour ε et μ simultanément négatif contredit quelques lois fondamentales de la nature, et donc aucune substance avec $\varepsilon < 0$ et $\mu < 0$ ne peut exister. Finalement, il pourrait admettre que les substances avec ε et μ négatifs ont quelques propriétés différentes de ceux des substances avec ε et μ positifs.

Pour vérifier si les lois de l'électromagnétisme sont affectés par le changement du signe de ε et μ , nous nous devons tourner vers des relations dans lesquelles ε et μ apparaissent séparément, et non pas sous forme de produit ((I.1) et (I.3)), ces relations sont d'abord les équations de Maxwell (I.4) et les relations constitutives (I.5) :

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \text{rot } \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (\text{I.4})$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{D} &= \varepsilon \vec{E} \end{aligned} \right\} \quad (\text{I.5})$$

Pour une onde plane et monochromatique dans lequel toutes les quantités sont proportionnelles à $e^{i(kz - \omega t)}$, les expressions (1.4) et (1.5) se réduisent à :

$$\left. \begin{aligned} \vec{K} \times \vec{E} &= \omega\mu\vec{H} \\ \vec{K} \times \vec{H} &= \omega\varepsilon\vec{E} \end{aligned} \right\}$$

De (1.6) Veselago a remarqué que pour $\varepsilon < 0$ et $\mu < 0$, les vecteurs \vec{E} , \vec{H} et \vec{K} forment un trièdre indirect (main gauche).

Veselago a introduit la matrice G (I.7) formée par les cosinus directeurs des vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$ notés respectivement par α_i , β_i et γ_i , dont le déterminant p joue un rôle primordial :

$$G = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \beta_1 & \beta_2 & \beta_3 \\ \gamma_1 & \gamma_2 & \gamma_3 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Le déterminant p nous renseigne si le milieu est caractérisé par la règle de la main droite ou de la main gauche. En effet, si $p = +1$, le triplet de vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$ est direct donc le milieu est dit milieu «main droite». Par contre, si $p = -1$, le triplet de vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$ est indirect et le milieu est dit milieu «main gauche».

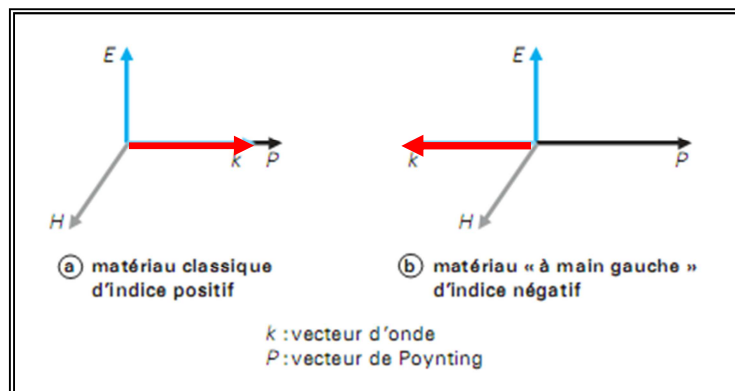


Figure I. 10. Représentation vectorielle d'une onde plane.

Veselago avait ainsi mis en avant les propriétés physiques d'un milieu « main gauche »:

- ◆ Le vecteur de Poynting \vec{P} est opposé au vecteur d'onde \vec{K} (figure I.10).
- ◆ La vitesse de phase V_ϕ et la vitesse de groupe V_g sont dans des directions opposées (figure I.11).

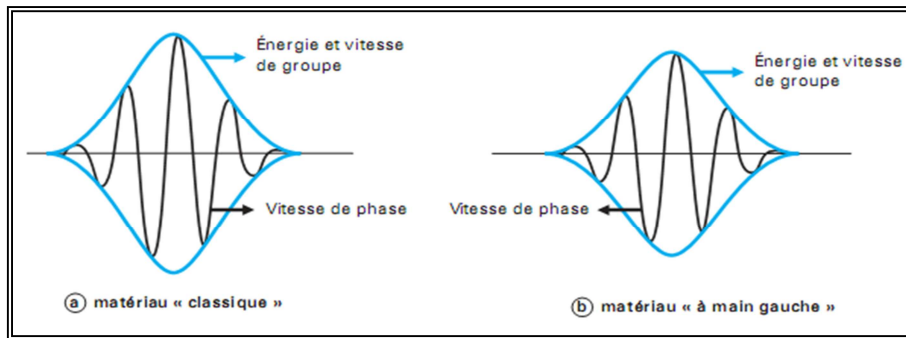


Figure I. 11. Propagation de la phase et de l'énergie dans un matériau classique et dans un matériau à main gauche [1]

Ces matériaux ont des propriétés étonnantes que V.G. Veselago avait prévues d'où la naissance à des nouveaux phénomènes physiques:

- * réfraction négative.
- * amplification des ondes évanescentes.
- * inversion de l'effet Doppler.
- * inversion de l'effet Tcherenkov.

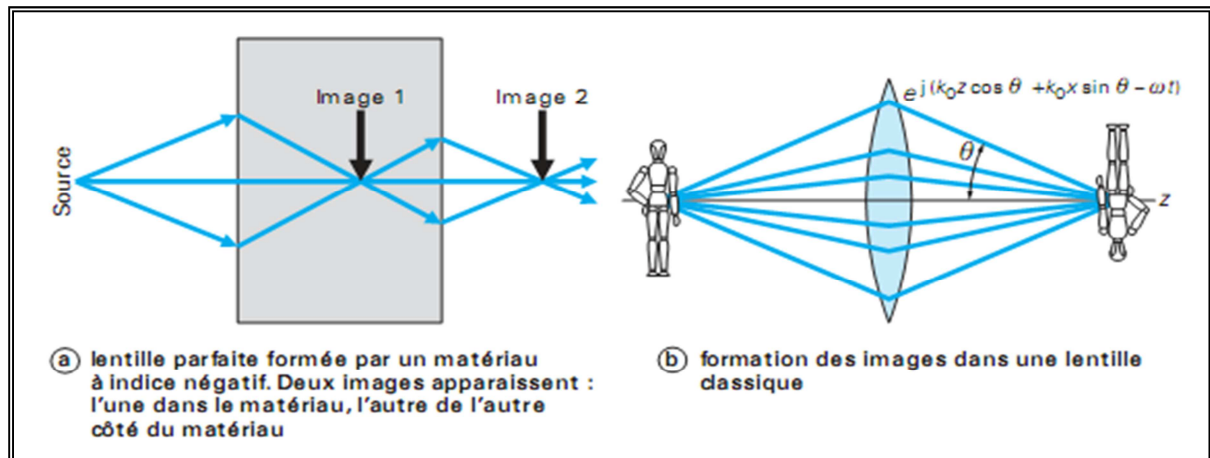


Figure I. 12. La propagation dans les deux milieux.

La vérification expérimentale de l'inversion de la loi de Snell qui a été faite en 2001 [15], est par la suite devenue un sujet de controverse [16,17]. Des arguments analytiques à propos du signe de l'indice de réfraction sont présentés dans [18] et une vitesse de phase négative a été observée dans des simulations FDTD [19].

I.3.2.2 Perméabilité négative

Dans le domaine microondes, certains matériaux ferromagnétiques et composites antiferromagnétiques tels que MgF_2 et FeF_2 peuvent présenter une perméabilité négative. Cependant, ces matériaux sont lourds et présentent de fortes pertes magnétiques [7].

La possibilité de créer des milieux non-magnétiques avec une réponse magnétique est alors très intéressante. Cette possibilité est devenue une réalité en 1999 quand Pendry introduisait la structure rouleau suisse (swiss-roll) présentée sur la figure I.13 [12]. En effet, le rouleau suisse est une structure artificielle métallique qu'elle a une résonance magnétique sans la présence de composant magnétique. Chaque rouleau suisse individuel est composé d'un cylindre de rayon R sur lequel est enroulé une spirale conductrice isolée de N tours. L'espacement entre deux tours consécutifs est noté par d . Il n'existe donc pas de contact électrique entre les couches. Quand un champ magnétique alternatif est appliqué selon l'axe du cylindre, un courant est induit dans le conducteur. La capacité créée complète donc le circuit résonant et fait circuler le courant.

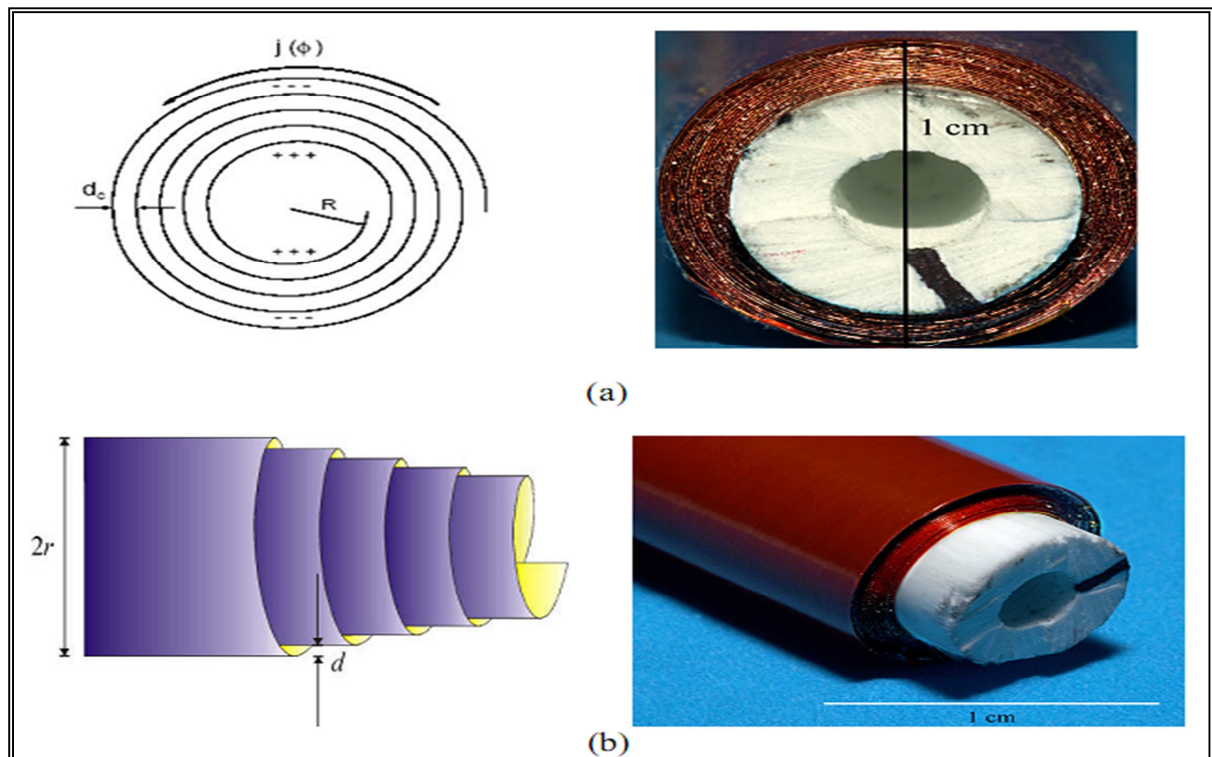


Figure I. 13. La structure rouleau de suisse introduite par Pendry, (a) vue de face et (b) vue de profil

Les dimensions typiques présentées pour la structure était de 200 mm pour la longueur et 8 mm pour le rayon. Comme la capacité créée était grande, la structure résonnait

dans le domaine radiofréquences. L'inégalité $\lambda \gg R$ étant respectée, le milieu constitué d'un réseau de rouleaux suisses pouvait donc être considéré comme un milieu homogène. La relation permettant de calculer la perméabilité effective est d'après [12] :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega R \mu_0 (N-1)} - \frac{d_c c_0^2}{2\pi^2 R^3 (N-1) \omega^2}} \quad (\text{I.8})$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide et ω la pulsation angulaire. La feuille spirale a une conductivité σ et l'isolant entre les couches conductrices a une permittivité ϵ . Le taux de remplissage de matériau qui est magnétiquement actif est donné par F . La perméabilité effective peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2 - i\Gamma \omega} \quad (\text{I.9})$$

Les résultats de la perméabilité effective mesurée et calculées sont donnés sur la figure I.14. La structure rouleau suisse résonne seulement quand le champ magnétique est appliqué selon l'axe du rouleau et pas dans les autres directions. De plus, pour les ondes transverses incidentes sur un réseau de ces structures où le champ électrique est parallèle aux cylindres, une absorption est observée. De ce fait des comportements anisotropes indésirables peuvent être obtenus.

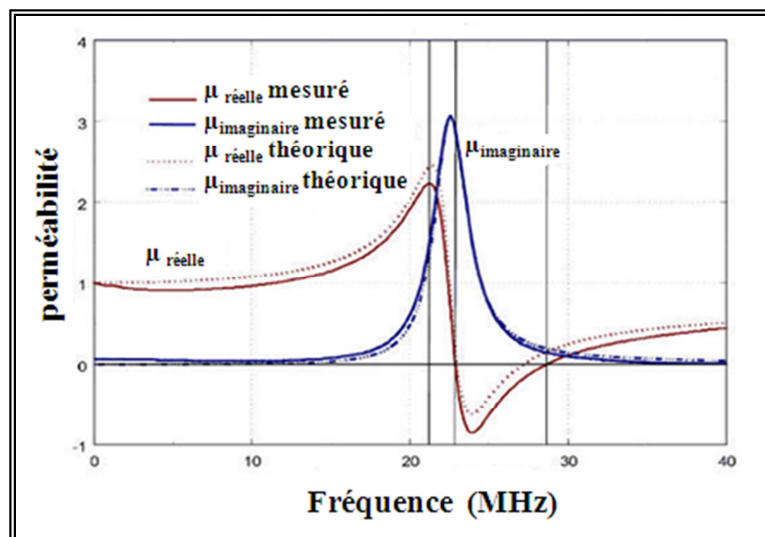


Figure I. 14. Perméabilité calculée et mesurée pour un rouleau suisse de 35 tours [12].

Un raffinement du système a donc conduit la même équipe de recherche à proposer le résonateur en Anneau Fendu « RAF » (Split Ring Resonator « SRR ») afin de limiter

l'absorption de la structure rouleau suisse. Un exemple de ce RAF est donné sur la figure I.15. Pour éliminer l'activité électrique, des éléments planaires ont remplacé les feuilles conductrices de la structure originale. Dans ce cas aussi, la capacité créée est grande permettant au courant de circuler même en l'absence d'une continuité électrique. Le RAF résonne à une fréquence où la longueur d'onde du vide est largement supérieure à son diamètre.

Une propriété intéressante du RAF est son pouvoir à concentrer de l'énergie électrostatique du champ incident dans les régions où est créée la capacité. D'après [7], des améliorations de l'ordre de cinq fois de l'amplitude peuvent être obtenues. Le diagramme de dispersion présenté par Pendry pour le RAF est donné sur la figure I.16.

Les points importants à noter sont :

- Là où μ_{eff} est négative, il existe un gap dans la relation de dispersion. Cet effet est observé pour $\omega_0 < \omega < \omega_{mp}$, où ω_{mp} est la pulsation de plasma magnétique. Cette fréquence de plasma correspond à la fréquence où $\mu_{\text{eff}} = 0$. Seuls les modes évanescents avec un vecteur d'onde imaginaire existent dans cette région.
- A $\omega = \omega_{mp}$, il existe un mode de plasma magnétique longitudinal où il n'y a pas de dispersion.

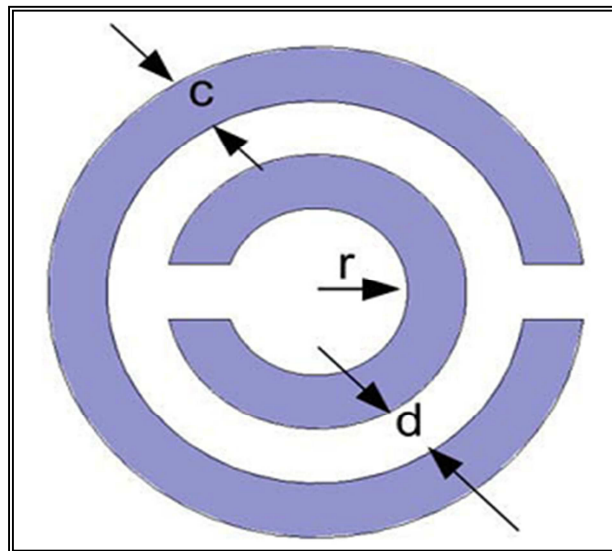


Figure I. 15: Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (Split Ring Resonator « SRR ») introduit par Pendry.

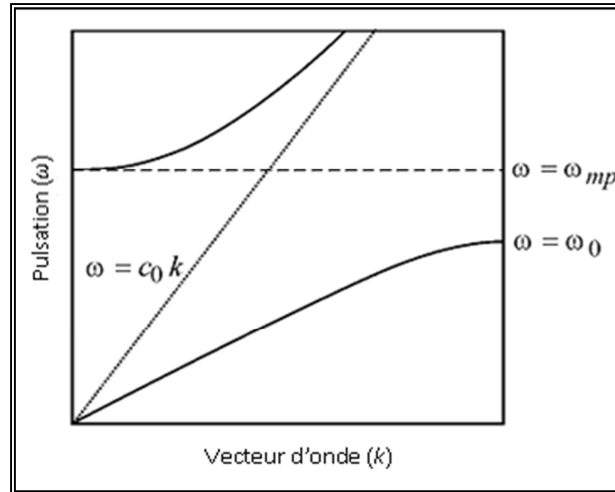


Figure I. 16. Diagramme de dispersion présenté par Pendry dans le cas du RAF.

Le diagramme de dispersion donné sur la figure 1.16 est similaire à celle des matériaux à Bande Interdite Photonique ou Électromagnétique.

D'autres types de structures présentant une perméabilité négative ont par la suite été proposés dans la littérature. Par exemple, afin de régler le problème d'anisotropie du RAF, une équipe suisse a introduit un motif bidimensionnel appelé Crossed SRR «CSRR» (Résonateur en Anneau Fendu croisé) (figure I.17) constitué de deux RAF's de mêmes dimensions, perpendiculaires l'un à l'autre [7]. Ce motif accroît donc l'isotropie dans deux directions de l'espace. En effet, la structure est polarisée avec un champ se propageant dans le plan XOY (angle d'incidence φ)

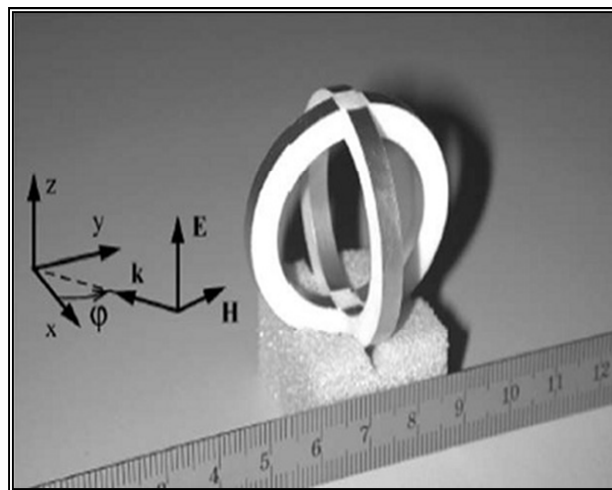


Figure I. 17. Motif bidimensionnel du RAF résonant à 0,92 GHz proposé par Balmaz et Martin.

L'équipe de Marqués de l'Université de Séville fait remarquer l'existence des effets bi-anisotropes dans la structure de RAF [20]. Cette bi-anisotropie est due au couplage magnétoélectrique dans le RAF. Un nouveau modèle de RAF, illustré sur la figure I.18 a été

proposé par les auteurs afin d'éliminer ce couplage magnétoélectrique. Ce type de RAF est connu sous l'appellation Broadside Coupled SRR «BCSRR» [7].

Le BCSRR est en fait composé de deux anneaux fendus de mêmes dimensions, se trouvant sur les deux faces opposées du support diélectrique. Ce nouveau motif présente aussi l'avantage additionnel d'avoir une fréquence de résonance réduite par rapport au RAF de Pendry.

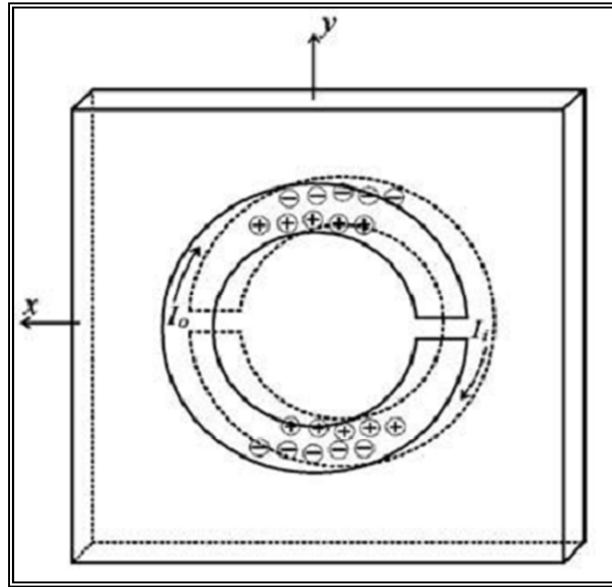


Figure I. 18. La structure BC-SRR proposée par R. Marqués pour éviter les effets de la bi-anisotropie.

I.3.2.3 Permittivité négative

Dans le domaine infrarouge et optique du spectre électromagnétique, des permittivités négatives sont observées pour les métaux alcalins. Ce comportement est dû à la masse et à la charge de l'électron et est à l'origine de la physique riche et intéressante que l'on peut trouver dans les systèmes métalliques à très hautes fréquences. L'inconvénient avec ces matériaux est que dans le régime optique et microonde, les pertes résistives dans les métaux deviennent prépondérantes.

Remarquons cependant que, des matériaux artificiels se comportant comme des milieux effectifs et possédant une permittivité négative ont été fabriqués. L'avantage de ces matériaux artificiels est que les pertes résistives peuvent être contrôlées. Ce type de matériau est plus connu sous le nom de plasma artificiel.

La force de Coulomb et la masse finie de l'électron se combinent pour donner au plasma une dispersion de la permittivité suivant la relation :

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (\text{I.10})$$

Où la fréquence de plasma est donnée par [11]:

$$\omega_p^2 = \frac{\rho e^2}{\varepsilon_0 m_{eff}} \quad (\text{I.11})$$

ρ : La densité d'électron.

e : La charge.

m_{eff} : La masse effective.

La permittivité du plasma est donc négative pour les fréquences en-dessous de la fréquence plasma. Le diagramme de dispersion correspondant est illustré sur la figure I.19. Un mode longitudinal apparaît à une fréquence fixe tandis que deux modes transverses émergent à la fréquence plasma. La conséquence de cette permittivité négative est que seuls les modes évanescents existent en dessous de la fréquence de plasma.

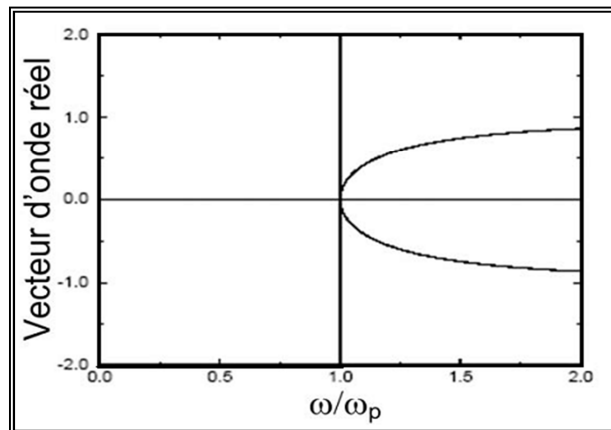


Figure I. 19. Diagramme de dispersion de la lumière dans un métal idéal.

Vu que la charge spécifique de l'électron est très grande ($e / m_{eff} = -1.76 \times 10^{11} \text{ CKg}^{-1}$), la fréquence de plasma des métaux se situe typiquement dans le domaine ultraviolet du spectre. Afin d'abaisser cette fréquence, des particules plus lourdes et ayant une densité ρ plus faible sont requises.

Une telle structure, se comportant comme un plasma de faible densité a été introduite par Pendry [11] et est présentée sur la figure I.20. Elle est composée d'un réseau tridimensionnel de tiges métalliques très fines. L'auteur a démontré de la façon suivante comment il arrivait à abaisser ω_p avec une telle structure. Supposons qu'il y ait un déplacement d'électrons dans les tiges selon uniquement un seul des trois axes. Donc, seules les tiges dirigées selon cet axe

sont actives et produisent une densité effective d'électrons ρ_{eff} , plus faible. Cette densité effective est définie comme l'aire occupée par les tiges actives. Ainsi,

$$\rho_{\text{eff}} = \rho \frac{\pi r^2}{a^2} \quad (\text{I.12})$$

La relation permettant de calculer la fréquence de plasma de la structure tridimensionnelle a été démontrée dans [11] en remplaçant les facteurs de masse effective et la densité de charge par les paramètres géométriques de la structure :

$$\omega_p^2 = \frac{\rho e^2}{\varepsilon_0 m_{\text{eff}}} = \frac{2 \pi c_0^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (\text{I.13})$$

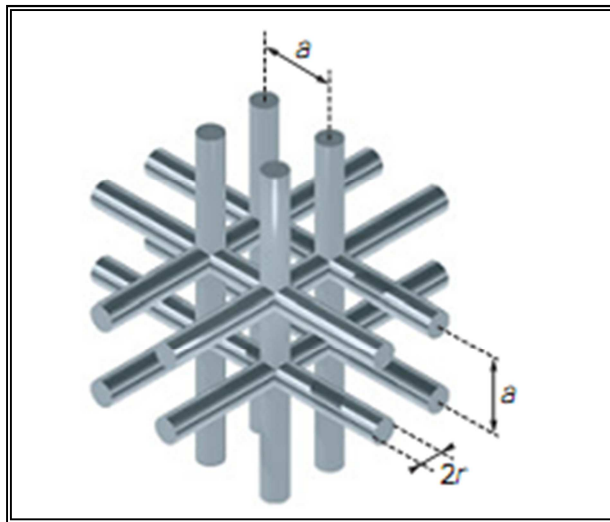


Figure I. 20. Réseau de fils métalliques cylindriques à permittivité négative.

I.3.2.4 Applications des métamatériaux

Du aux passionnant et inhabituel caractéristique, les métamatériaux ont trouvés des applications potentielles. Pour les matériaux main gauche, l'aspect le plus attractif est les super lentilles [14], qui sont utilisées pour la super-résolution en imagerie médicale, imagerie optique, et dans les détections non destructives. La première super lentille est réalisée dans le régime des micro-onde en 2004 [21], qui prouve une résolution 3 fois meilleure que la limite de diffraction. Plus tard, Fang et autres, proposent la première super lentille optique utilisant l'argent film fin .Mais leurs grands obstacles sont les pertes. Pendant ce temps, les structures LHTL (left handed transmission line) sont largement utilisées dans le domaine des micro-ondes et les applications propres aux antennes [21].

Pour les métamatériaux, les dispositifs de dissimulation (cloaking devices) ont attiré de plus en plus l'attention. La réussite des démonstrations expérimentales sur ces dispositifs dans le régime micro-onde permettent de réaliser ces dispositifs à l'avenir. En fait, les métamatériaux guidé ou planaires qui sont composés des structures complémentaires comme CSRR ont été employés pour concevoir des composants micro-onde comme des filtres, des diviseurs de puissance, et les dispositifs du décalage de phase. Récemment, des polariseurs à bande étroite et à bande large ont été réalisés en utilisant les métamatériaux anisotropes tridimensionnels (3D) [21].

Des antennes résonnantes miniaturisées peuvent être obtenues en se servant d'une grande constante de phase négative β qui peut être réalisé aux basses fréquences. Ceci mène à des petites longueurs d'onde guidés $\lambda_g = 2\pi/\beta$ qui laisse obtenir à $\lambda_g/2$ une distribution de champs au-dessus d'une distance physiquement petite. Un exemple d'une telle structure est montré sur Figure I.21. Un principe semblable est également appliqué aux antennes dipôle [21].

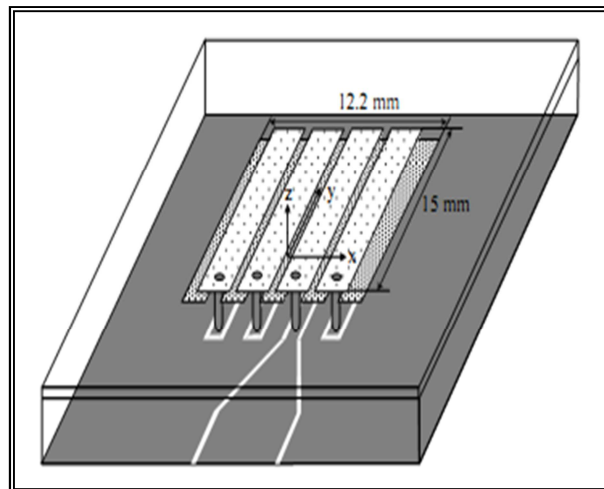


Figure I. 21. Antenne micro ruban résonante basé sur CRLH [21].

I.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce premier chapitre les structures périodiques qui sont apparues dans la littérature ces dernières décennies dans le domaine de l'optique et des microondes. Les structures 3D qui ont été réalisées opèrent dans le régime microondes, vu les contraintes technologiques qui existent à plus hautes fréquences. Par contre, les techniques de conception de structures 2D dans le domaine de l'optique sont mieux maîtrisées.

Nous avons aussi présenté les Surfaces Sélectives en Fréquences qui sont largement utilisées dans des applications diverses pour leurs propriétés de filtrage fréquentiel. Ces structures métallos diélectriques sont conçues avec des éléments et des espacements très faibles devant la longueur d'onde.

Toutes ces structures périodiques présentées dans ce chapitre trouvent de nombreuses applications dans les systèmes de télécommunication tels que le LASER BIP, la propagation d'ondes guidées, les filtres, les antennes, les coupleurs, etc.

Dans la dernière partie de ce chapitre, les métamatériaux à indice de réfraction négatif aussi connus comme des métamatériaux main gauche ont été présentés. Ils ont été prédits par Veselago dès 1967. Mais ce n'est que récemment que cette thématique a connu une progression fulgurante, suite à la présentation faite par J. Pendry qu'il annonce la possibilité de créer des structures artificielles présentant une perméabilité et/ou une permittivité effective négative et/ou positive. Ceci est affirmé par la démonstration expérimentale de l'effet des matériaux main gauche par R. Smith dans le domaine microonde, les moyens les plus utilisés pour créer une perméabilité artificielle sont les « SRR » (Split Ring Resonator's), ces derniers sont des boucles métalliques fendues créant une résonance LC assimilable à la résonance ferromagnétique. Pour la permittivité négative, le principe consiste à utiliser un réseau de fils métalliques, ce qui crée une résonance à la fréquence de plasma. La combinaison des deux structures conduit à des métamatériaux présentant des permittivités et de perméabilités simultanément négatives. L'application qui a été la plus discutée est la lentille parfaite car ces métamatériaux ont la capacité d'amplifier les modes évanescents.

Les métamatériaux présentant une perméabilité négative seront traités plus en détail dans le deuxième chapitre où des simulations montreront les propriétés de résonateur en anneau fendu, ensuite, le résonateur en anneau fendu complémentaire est présenté.

Chapitre II

Caractérisation et analyse de résonateur en anneau fendu (RAF)

Sommaire

II.1 Introduction.....	29
II.2 Techniques et procédures d'homogénéisations	29
II.3 Résonateur à activité magnétique	32
II.3.1 RAF circulaire	34
II.3.2 RAF carré	37
II.3.3 BC-SRR circulaire.....	40
II.3.4 BC-SRR carré.....	42
II.4 Étude paramétrique du RAF carré	44
II.4.1 Variation de la largeur de la piste du RAF	44
II.4.2 Variation de l'espacement entre les deux anneaux du RAF.....	47
II.4.3 Variation de l'ouverture des anneaux	49
II.5 Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC »	52
II.6 Conclusion	56

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous consacrerons à l'étude des métamatériaux qui ont un comportement magnétique constitué de boucles magnétiques, tel que le Résonateur en Anneau Fendu « RAF », et qui est susceptible de présenter une perméabilité négative dans un spectre donné. Ils sont appelés aussi « résonateur à activité magnétique ». Le résonateur en Anneau Fendu complémentaire est ensuite introduit vu sa grande utilisation dans les structures planaires.

Afin de calculer la perméabilité effective des éléments qui vont être étudiés, une procédure d'homogénéisation sera décrite au début de ce chapitre. Cette procédure d'homogénéisation est basée sur l'utilisation des coefficients de transmission et de réflexion obtenus par des simulations sous le logiciel HFSS (Height frequency structure Simulator) d'Ansoft [22]. En effet, les paramètres tels que l'indice de réfraction n et l'impédance z peuvent être calculées en fonction de la transmission et de la réflexion. Ainsi, nous pourrions déduire la perméabilité effective μ_{eff} .

II.2 Techniques et procédures d'homogénéisations

Le but de ces techniques est de déterminer un ensemble de paramètres appropriés qui caractérisent un MTM d'un point de vue macroscopique. Ceux-ci peuvent être des paramètres effectifs équivalents tels que la permittivité et la perméabilité, l'indice de réfraction, ou une constante de propagation équivalente et une impédance caractéristique. Les techniques d'analyse généralement utilisées pour la caractérisation d'un métamatériau seront présentées. D'un point de vue général, les techniques peuvent être conceptuellement séparées dans deux catégories. La première catégorie concerne des procédures d'homogénéisation orientées vers la détermination des paramètres effectifs qui sont conformes à leur définition physique ; L'approche quasi statique (Quasi static approaches) [23], les procédures moyennes (Averaging procedures) [24], fournissant de ce fait la perspicacité physique significative dans la nature du MTM. Les techniques de la seconde catégorie *fournissent des paramètres formels*, comme les paramètres des modes de Floquet [25], ou les paramètres *qui résultent de l'équivalence entre le problème donné impliquant le réel MTM composé et le problème correspondant au matériau homogène au lieu de MTM (la procédure de récupération des paramètres effectifs à partir des paramètres S ou la procédure d'inversion de Fresnel)*

[26,27]. Les techniques de la deuxième catégorie sont désignées également sous le nom des procédures de récupération. Donc la deuxième catégorie plus précisément la procédure de récupération des paramètres effectifs à partir des paramètres S donne des résultats très proches de métamatériau réel. *De ce fait cette procédure est utilisée dans ce travail.*

Cette technique consiste à déterminer les paramètres effectifs (la constante diélectrique effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff}) d'un matériau homogène qui montre les mêmes paramètres S que la vraie structure périodique composite à étudier. L'indice de réfraction n et l'impédance z sont premièrement déterminé à partir des paramètres S (les coefficients de réflexion et de transmission), Ces deux coefficients sont obtenus à partir des simulations numériques sous le logiciel HFSS.

Dès que n et z sont déterminés, la permittivité ϵ et la perméabilité μ peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes :

$$\epsilon = n/z \quad \mu = n^*z. \quad (\text{II. 1})$$

Comme cela est souvent le cas pour un tel problème inverse. Cette méthode d'inversion peut aussi être appliquée pour la caractérisation expérimentale de métamatériaux lorsque les différents coefficients de la matrice S sont connus.

Les relations de la perméabilité et la permittivité permettent de donner une interprétation directe du matériau. Les paramètres n et z et donc, ϵ et μ sont des fonctions complexes dispersives. En d'autres termes, ces paramètres dépendent de la fréquence et doivent satisfaire certaines conditions basées sur la causalité.

À une fréquence donnée, n'importe quel matériau présente généralement un indice de réfraction n , que le matériau soit continu ou non. Les matériaux à Bande Interdite Photonique (BIP) ou Électromagnétique (BIE), par exemple, sont caractérisés par des courbes de dispersion à partir desquelles un indice effectif peut être extrait [28]. Cependant, il n'est généralement pas possible d'attribuer une impédance z à un matériau non continu, sauf dans le cas où la longueur d'onde dans le matériau est largement supérieure aux différentes dimensions des éléments constituant le milieu. Dans notre cas, cette condition est respectée car nous travaillons avec des dimensions géométriques très faibles devant la longueur d'onde.

Les coefficients de transmission et de réflexion pour une onde incidente sur un matériau homogène d'épaisseur d sont donnés en termes d'indice de réfraction n et d'impédance z du matériau, par les relations suivantes [26,27] :

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

$$\frac{r}{t} = \frac{i}{2} \left(z + \frac{1}{z} \right) \sin(nkd). \quad (\text{II. 3})$$

Où $k=\omega/c$ représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente, et t' est le coefficient de transmission normalisé $t' = t * e^{ikd}$.

Les équations (II. 2) et (II.3) sont inverser afin d'avoir les expressions de n et Z en fonction de r et de t' qui représente respectivement les coefficients S_{11} et S_{21} .

$$z = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}}. \quad (\text{II. 4})$$

$$e^{ikd} = Y = X \pm i\sqrt{1 - X^2} \quad (\text{II. 5})$$

$$\text{Avec} \quad X = \frac{1}{2 * S_{21}} * (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2). \quad (\text{II. 6})$$

Vu que l'indice de réfraction n est complexe, il peut s'écrire sous la forme suivante :

$$n = n' + n'' \quad (\text{II. 7})$$

Le métamatériau est un milieu *passif*, donc les signes des équations (II.4) et (II.5) sont déterminés par les conditions suivantes :

$$z' \geq 0 \quad (\text{II. 8})$$

$$n'' \geq 0 \quad (\text{II. 9})$$

La condition (II.9) permet de déterminer le signe de $\text{Re}(n)$, ce qui est très important surtout lorsque le matériau peut potentiellement avoir des régions qui sont de caractères Main Gauche, en d'autres mots des régions où $\text{Re}(n)$ peut être négative.

La partie imaginaire est donnée par la relation [26,27]:

$$n'' = -\frac{1}{kd} [\text{Re}(\ln(Y))]. \quad (\text{II. 10})$$

La partie réelle de n est donnée [26,27]:

$$n' = -\frac{1}{kd} [\text{Im}(\ln(Y)) + 2m\pi]. \quad (\text{II. 11})$$

Où m est un nombre entier lié à la branche de l'indice de réfraction comme il est mentionné ci-dessus, la partie imaginaire de n est uniquement déterminée, mais la partie réelle est compliquée par les branches de n' . Pour cela la singularité de la fonction (multi-branches) de l'équation (II.11) est habituellement évitée en considérant plusieurs couches du matériau selon la direction de propagation de l'onde traversant la structure périodique [28]. Or, cette approche ne peut pas être utilisée dans notre cas car les modes évanescents interagissent entre eux. Donc, cette singularité peut être évitée en vérifiant que seul le mode fondamental se propage dans la structure périodique. Pour cela, nous utilisons la relation suivante :

$$|\beta| = |n'k| < \frac{\pi}{P_T} \quad (\text{II. 12})$$

Où P_T la période transverse à la direction de propagation.

De cette façon, seule la première solution ($m = 0$) sera prise en considération. Cette restriction implique aussi que seules les valeurs absolues de la partie réelle de l'indice de réfraction inférieures à $\frac{\lambda_0}{P_T}$ ($n < \frac{\lambda_0}{P_T}$) peuvent être extraites à partir de ce modèle.

II.3 Résonateur à activité magnétique

Si on considère un matériau magnétique, on observe qu'il se comporte comme un ensemble de dipôles magnétiques, ses propriétés magnétiques s'étendent sur une large bande de fréquence.

Les ferrites, par exemple, peuvent présenter une perméabilité constante sur plusieurs centaines de MHz. Ces dipôles magnétiques trouvent leurs origines au niveau atomique dont les moments magnétiques sont engendrés par les charges en mouvement.

Cependant, les matériaux magnétiques bruts ont également leurs limites, notamment fréquentielles : au-delà de quelques gigahertz il n'existe aucun magnétisme naturel exploitable en fréquence sur une large bande. Le magnétisme artificiel propose de pallier ce problème. Les travaux de Pendry [12] porte sur le magnétisme créé par des conducteurs non magnétiques. Dans cet article, Pendry [12] détaille un dispositif appelé « Split ring resonator », en français «résonateur à anneaux fendus».

Le résonateur en anneau fendu RAF est un anneau métallique avec une fente gravée sur la structure et fonctionne comme une structure résonnante LC [12]. Ces RAFs peuvent être arrangé dans une rangée pour former un matériel qui montre des valeurs négatives de μ et ainsi des valeurs négatives de l'indice de réfraction. Cette structure montre une résonance magnétique à une fréquence particulière. La position de cette fréquence de résonance peut être variable en changeant les différents paramètres géométriques de RAF [29]. Le RAF peut avoir différents types de structures. Il peut avoir des anneaux simples ou doubles avec des fentes simples ou multiples. L'anneau peut être circulaire ou carré, et que ce soit sur une ou deux faces du substrat.

Comme il est mentionné ci-dessus, le RAF est constitué d'un ou plusieurs anneaux métalliques avec une fente présentée dans un certain bras de sa structure. Quand un courant circule dans l'anneau nous avons un moment dipolaire magnétique. Le moment dipolaire vectoriel produit est perpendiculaire au plan de l'anneau. L'anneau métallique agit en tant qu'enroulement (l'inductance L) et la fente dans l'anneau crée un condensateur parallèle (capacité C). La combinaison d'un enroulement avec un condensateur nous donne un circuit LC [30,31]. Donc les RAFs se comportent comme des circuits LC.

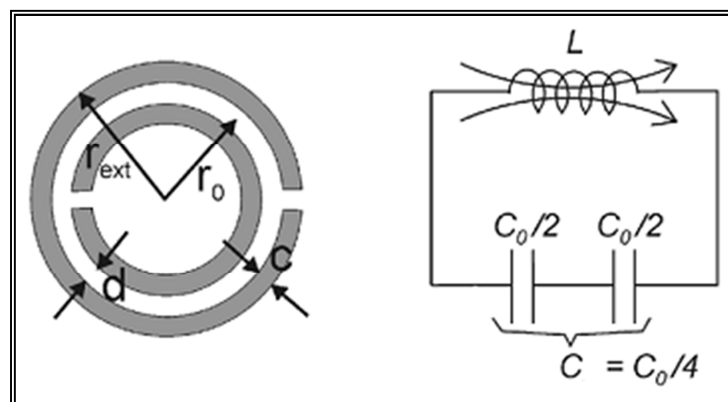


Figure II. 1. Le circuit équivalent de SRR [31].

II.3.1 RAF circulaire

Le Résonateur en Anneau Fendu (RAF) circulaire introduit par Pendry [12] a été dimensionné pour un fonctionnement en bande X [8,2 GHz; 12,4 GHz]. Le rayon de l'anneau externe est égal à 3 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0,33 mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0,33 mm et l'espacement entre les deux anneaux est de 0,33 mm (figure II.2). Le substrat utilisé pour la simulation est le R04003C[®] de la famille ROGERS qui présente une permittivité relative de 3,38, des pertes tangentielles de l'ordre de 0,0027 et une épaisseur de 0,81 mm. Ce substrat sera aussi utilisé pour toutes les autres simulations dans ce chapitre. Les simulations concernent le calcul des coefficients de réflexion et de transmission du RAF. Ces deux paramètres de la matrice S seront utilisés par la suite pour l'extraction de la perméabilité effective μ_{eff} .

Pour la simulation d'un réseau de RAFs, des conditions de périodicité sont appliquées sur la cellule unité présentée sur la figure II.2. Ainsi, des conditions de murs électriques et magnétiques sont appliquées selon l'axe y et x respectivement et la propagation se fait selon l'axe z. Une seule couche de la structure est considérée pour la propagation de l'onde électromagnétique. Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le RAF.

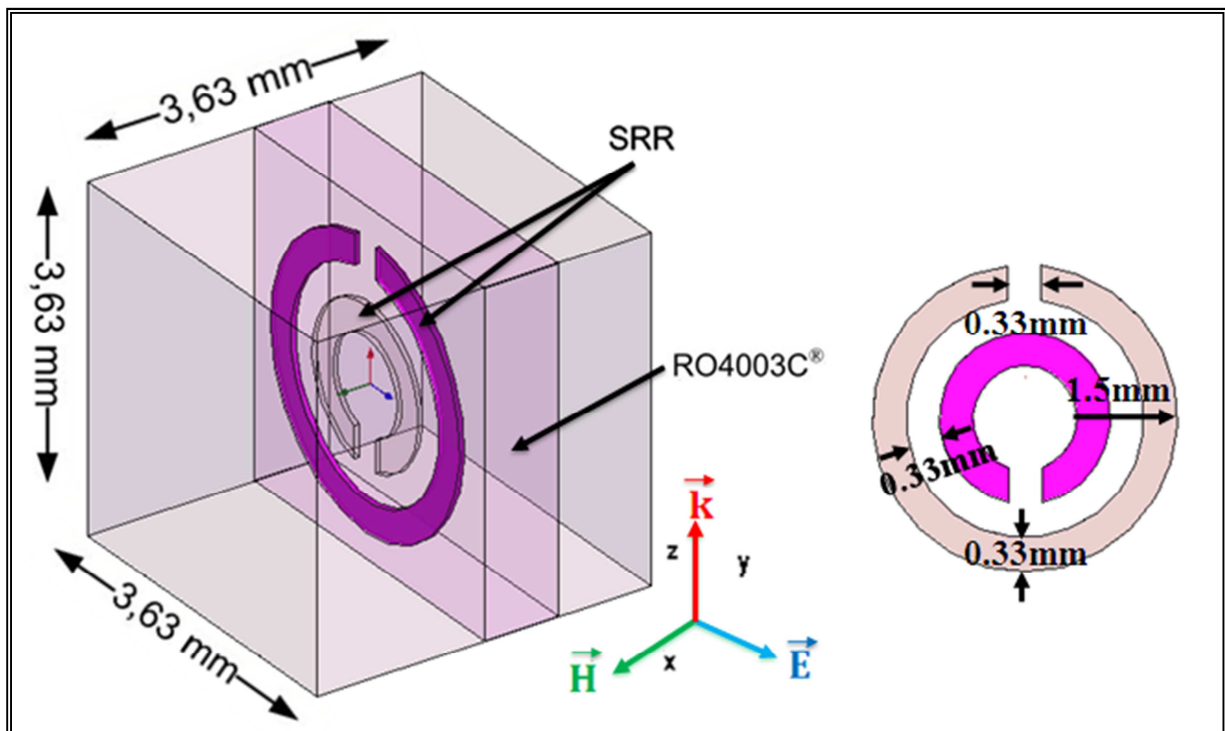


Figure II. 2. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF circulaire.

Dans un premier temps, nous considérons un champ électrique selon l'axe y et ensuite nous comparons ce cas à une autre structure similaire mais avec le champ électrique selon l'axe z. La boîte de rayonnement définie sous HFSS a un volume de $3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$ et donc la périodicité suivant les trois directions est de 3,63 mm.

Les figures II.3-a, II.4-a représentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB, respectivement pour notre simulation et celle de [7].

Les figures II.3-b, II.4-b illustrent les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir du modèle de réflexion-transmission, respectivement pour notre simulation et celle de [7].

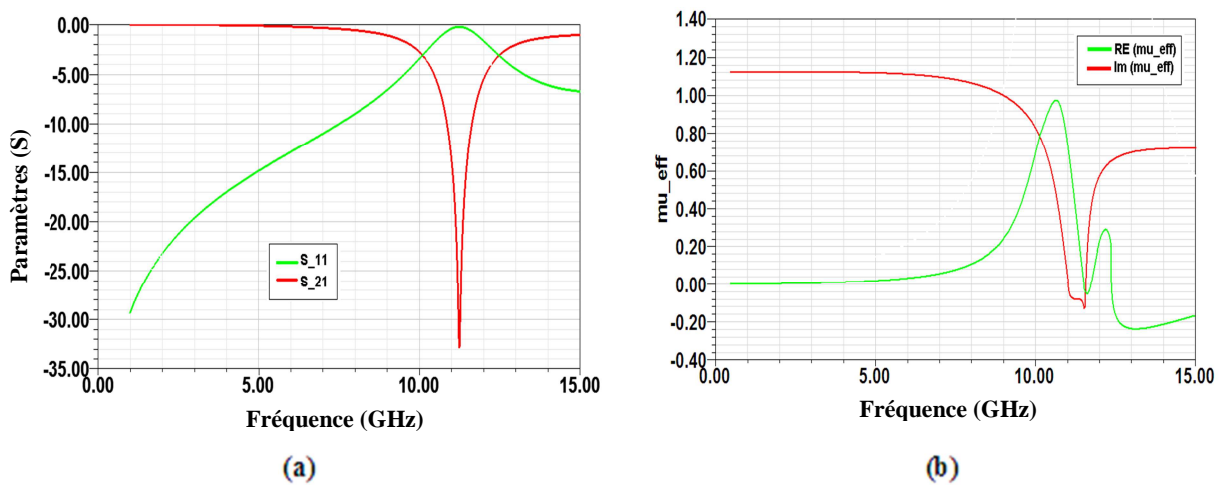


Figure II. 3. RAF circulaire avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

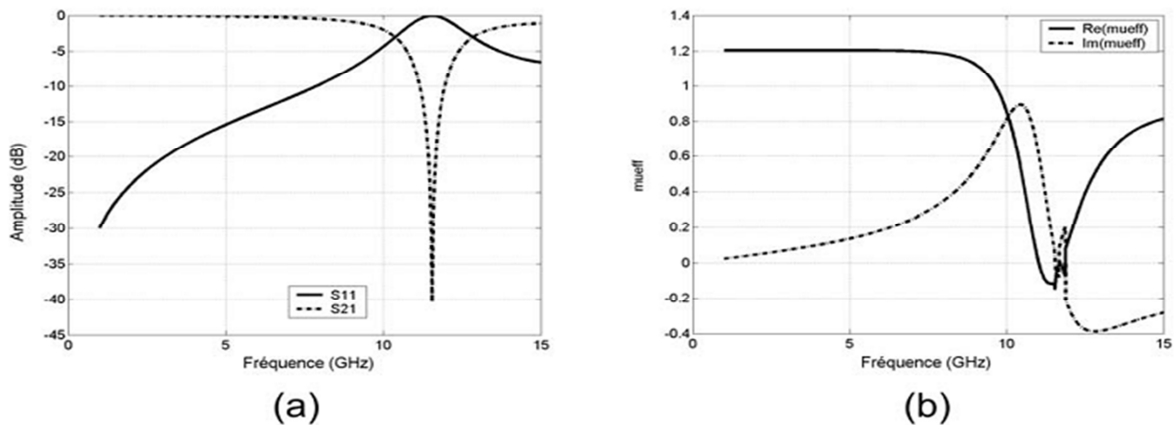


Figure II. 4. RAF circulaire avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La fréquence de résonance obtenue est de 11,45 GHz, comparé à 11,55 GHz pour [7] avec une transmission de l'ordre de -33 dB pour notre cas et -40 dB pour [7]. Un bon accord est observé entre les résultats. Cette résonance est due à l'anneau externe et la fréquence associée

dépend aussi de la capacité créée, d'une part, par l'espacement entre les deux anneaux et, d'autre part, par la coupure dans les deux anneaux.

On peut noter qu'aux fréquences de résonance cités auparavant, la partie réelle de la perméabilité $Re(\mu_{eff})$ du milieu est négative et est égale à -0,11 pour nos résultats et -0.12 pour [7]. En dessous de la fréquence du résonance cette partie réelle est égale à 1,14 pour nos résultats et 1.2 pour ceux de [7].

La même structure de la figure II.2 est maintenant simulée mais avec une polarisation des champs différente. Le champ E est suivant l'axe z et le vecteur d'onde \vec{k} est selon l'axe y.

Les figures II.5 et II.6 présentent nos résultats et ceux de [7] respectivement.

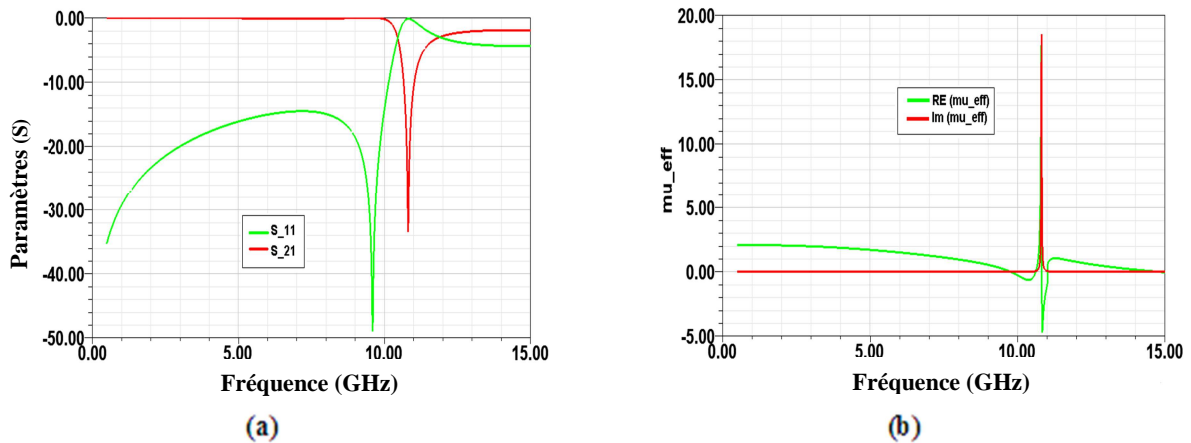


Figure II. 5. RAF circulaire avec E selon l'axe z: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

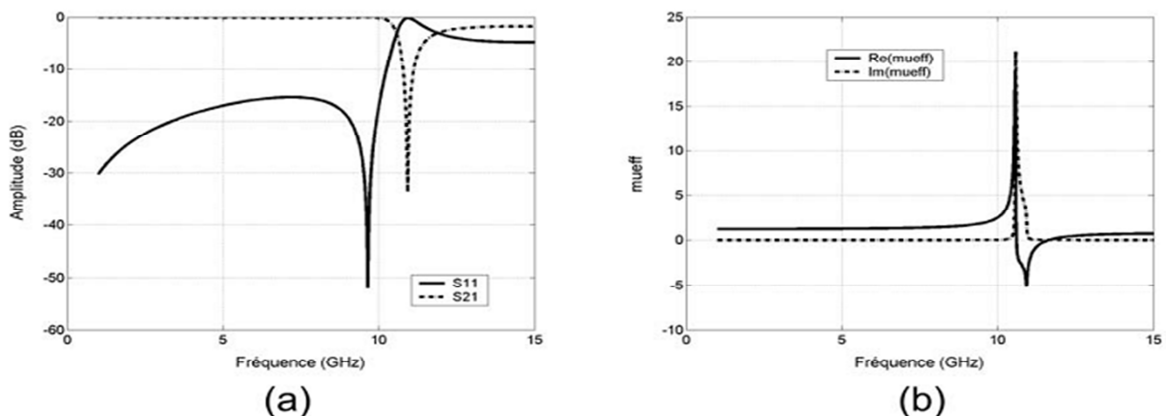


Figure II. 6. RAF circulaire avec E selon l'axe z: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

Dans ce cas, la transmission présentée sur les figures II.5-a est de l'ordre de -33 dB à la fréquence de 10,92 GHz comparé à un niveau de transmission de -34 dB pour la fréquence

10.925 GHz présenté sur la figure II.6-a. La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à - 4.9 dans la figure II.5-b et de 0 à - 5 pour la figure II.6-b. En dehors de cette bande, $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est approximativement positive.

Ces deux cas se distinguent par la polarisation du champ E. Dans le premier cas (figure II.2), le champ E est tel que la symétrie de la structure n'est pas respectée. La conséquence est que l'on se retrouve aussi avec une résonance électrique et non pas seulement une résonance magnétique. La résonance magnétique est due à la pénétration du champ à travers les anneaux et qui donc génère un courant circulant sur ceux-ci. La résonance électrique, quant à elle, est due à l'excitation de la coupure des anneaux par le champ E.

Dans le deuxième cas, le champ E est orienté de telle façon qu'il respecte la symétrie de la structure et aussi qu'il n'excite pas la coupure des anneaux. Nous retrouvons donc seulement une résonance magnétique de la structure. Nous notons qu'en cas de double résonance, électrique et magnétique, $f_{\text{rés}}$ est légèrement supérieure que dans celui où il n'existe que la résonance magnétique.

II.3.2 RAF carré

Dans cette section, nous considérons le RAF de forme carrée. Et comme précédemment, deux cas seront traités suivant les deux possibilités de polarisation du champ E. Dans le premier cas, le champ électrique est suivant l'axe y et le vecteur d'onde k est selon l'axe z. La structure reste la même que dans la section précédente sauf la forme du RAF qui change. Les différentes dimensions du RAF carré pour un fonctionnement en bande X [8,2 GHz; 12,4 GHz] sont données sur la figure II.7.

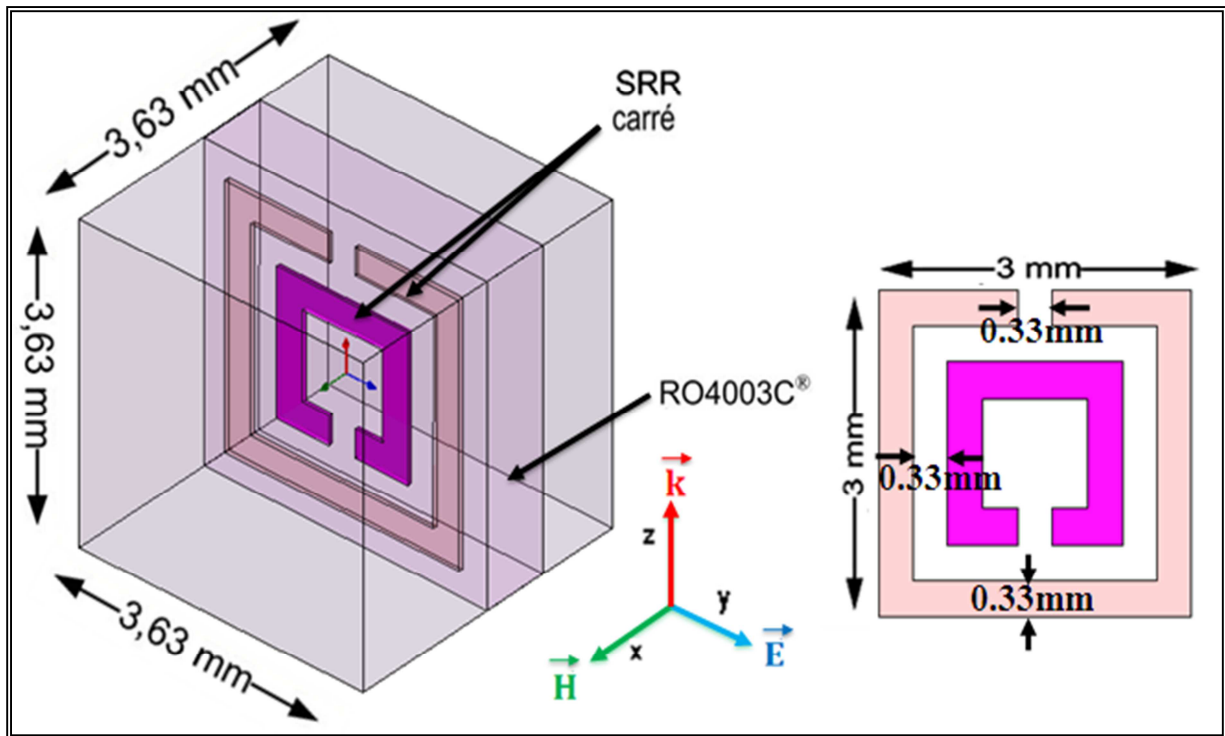


Figure II. 7. Représentation et dimensions d'une unité de cellule du RAF carré.

Les figures II.8-a, II.9-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.8-b et II.9-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

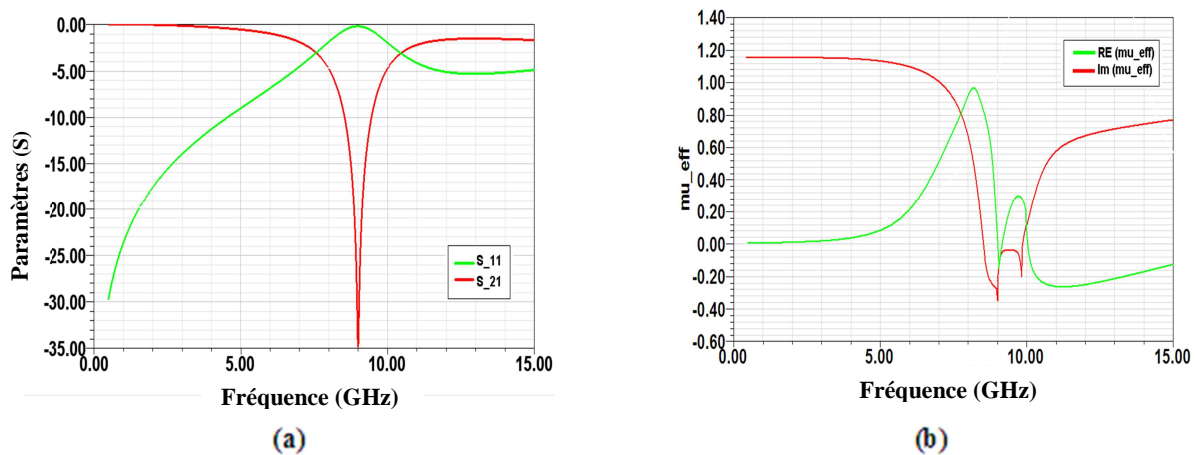


Figure II. 8. RAF carré avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

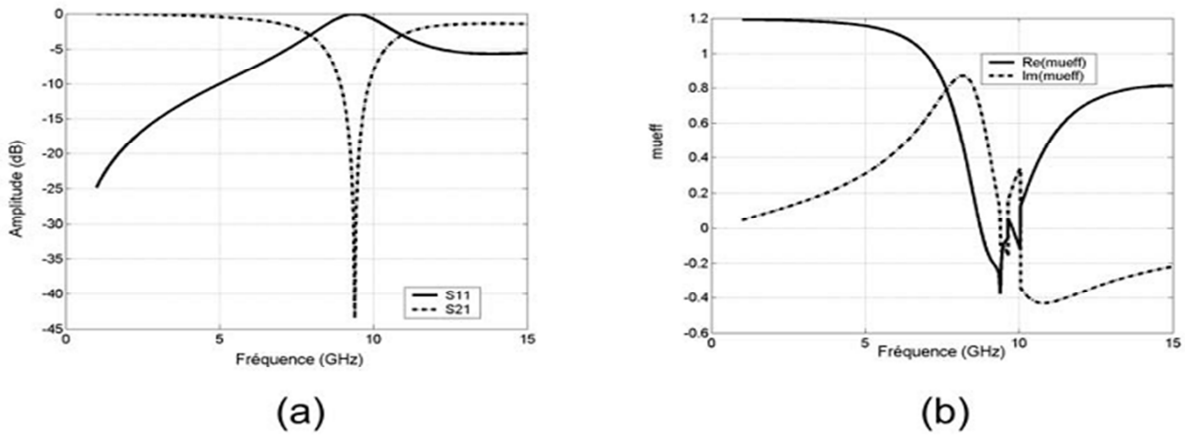


Figure II. 9. RAF carré avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La fréquence de résonance obtenue est 9 GHz, comparée à 9,39 GHz pour [7] avec une transmission de l'ordre de -35 dB pour notre cas et -44 dB pour [7].

A la résonance $f_{rés} = 9$ GHz pour notre cas et $f_{rés} = 9,39$ GHz pour [7], la partie réelle de la perméabilité $Re(\mu_{eff})$ du milieu est négative et est égale à -0,37 et -0,39 respectivement. En dessous de 9 GHz pour notre cas et 9,39 GHz pour [7], cette partie réelle est égale à 1,18 et 1,2 respectivement.

Le deuxième cas consiste à polariser le champ E de sorte à ce qu'il soit selon l'axe z et le vecteur d'onde k selon l'axe y.

Les figures II.10 et II.11 présentent nos résultats et ceux de [7] respectivement.

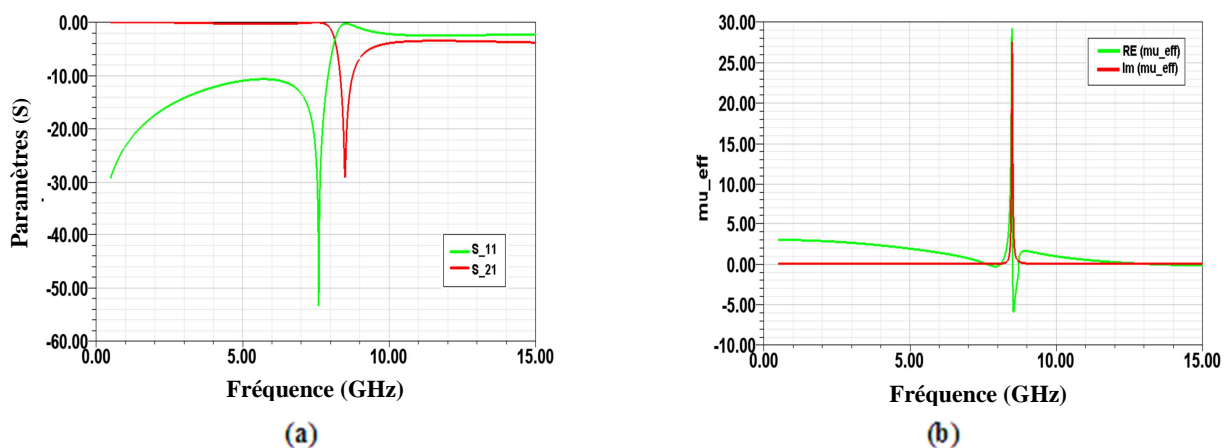


Figure II. 10. RAF carré avec E selon l'axe z: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

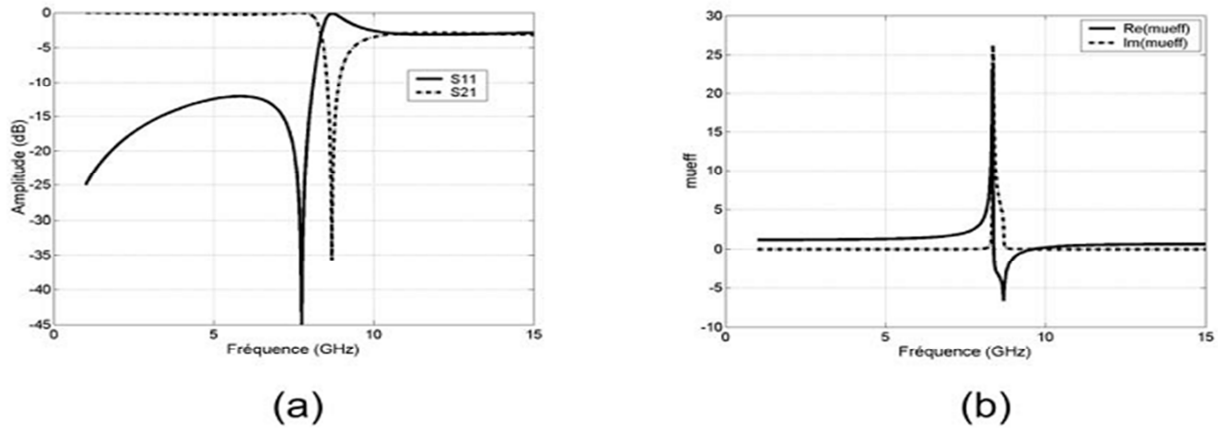


Figure II. 11. RAF carré avec E selon l'axe z: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

Le coefficient de transmission présenté sur la figure II.10-a est de l'ordre de -29.4 dB à la fréquence de 8,49 GHz comparé à un niveau de transmission de -36 dB pour la fréquence 8.69 GHz présenté sur la figure II.11a. La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -6 (figure II.10-b) pour notre cas et 0 à -6.65 (figure II.11-b) pour [7]. En dehors de cette bande, $Re(\mu_{eff})$ est positive.

II.3.3 BC-SRR circulaire

Si l'on se réfère aux travaux de Marquès sur la bi-anisotropie existant dans le RAF [12], le résonateur à activité magnétique appelé Broadside Coupled SRR « BC-SRR » devrait donc éliminer le couplage magnéto-électrique observé dans le cas de la structure de la figure II.2, où le champ E ne respecte pas la symétrie de la structure. Les deux anneaux de BC-SRR ont les mêmes dimensions (diamètre 3mm) et sont placés chacun sur une face du substrat.

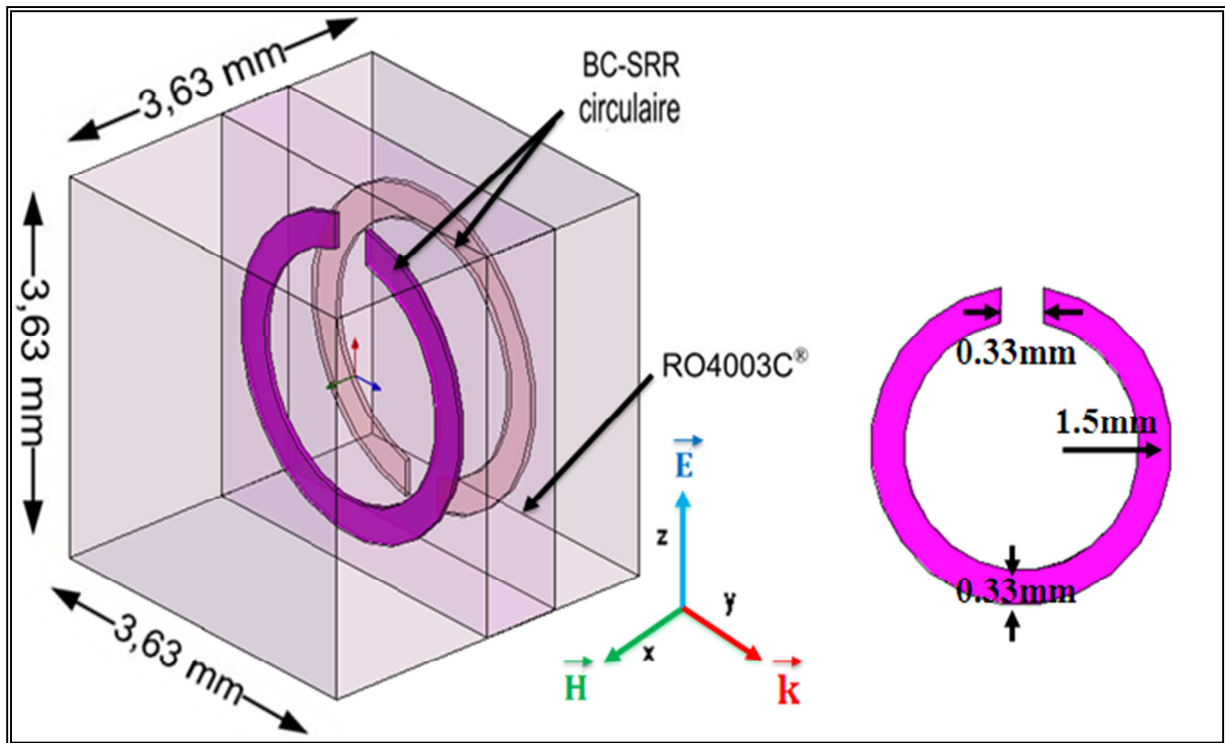


Figure II. 12. Représentation et dimensions d'une cellule unité du BC-S RR circulaire.

Les figures II.13-a, II.14-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.13-b et II.14-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

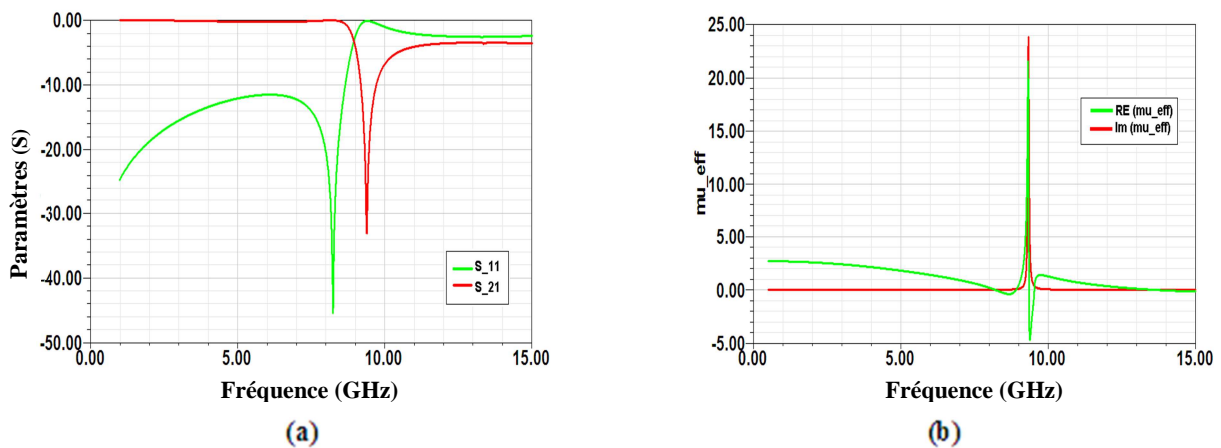


Figure II. 13 . BC-SRR circulaire : (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

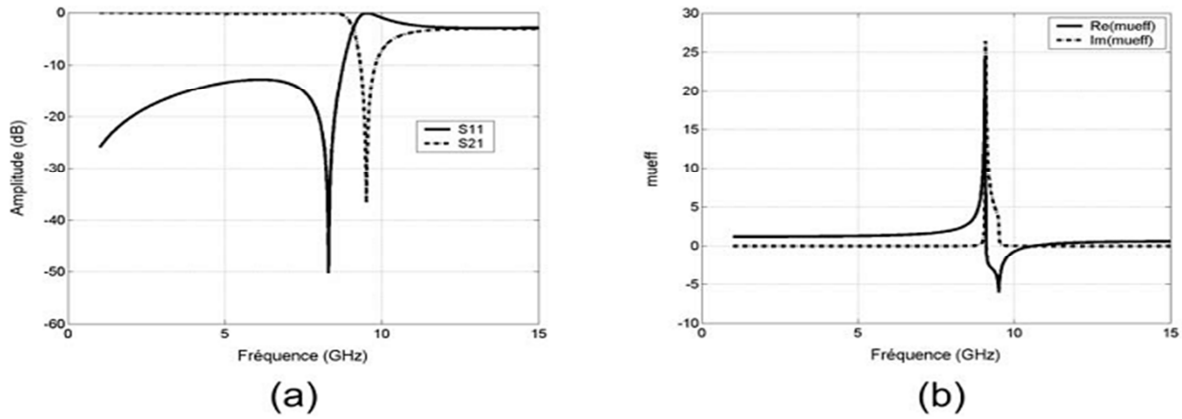


Figure II. 14. BC-SRR circulaire: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La fréquence de résonance obtenue $f_{rés} = 9,4$ GHz et $f_{rés} = 9.51$ GHz pour [7] avec une transmission de l'ordre de -33.7 dB pour notre cas et -37 dB pour [7].

On peut noter qu'à la résonance $f_{rés} = 9,4$ GHz pour notre cas et $f_{rés} = 9.51$ GHz, la partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -4.9 et 0 à -6 respectivement

II.3.4 BC-SRR carré

Dans cette section nous analysons le cas du BC-SRR carré avec les dimensions présentées dans la figure II.15. La fréquence de résonance est décalée par rapport à la fréquence de résonance de BC-SRR circulaire.

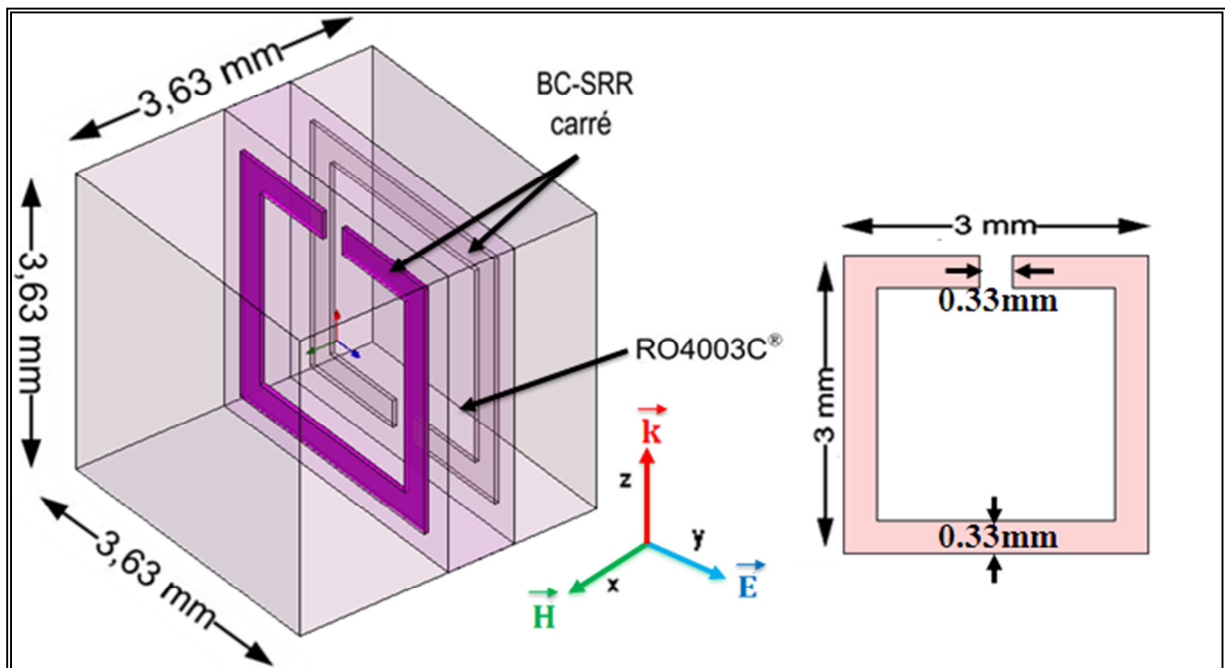


Figure II. 15. Représentation et dimensions d'une cellule unité du BC-SRR carré.

Les figures II.16-a, II.17-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.16-b et II.17-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

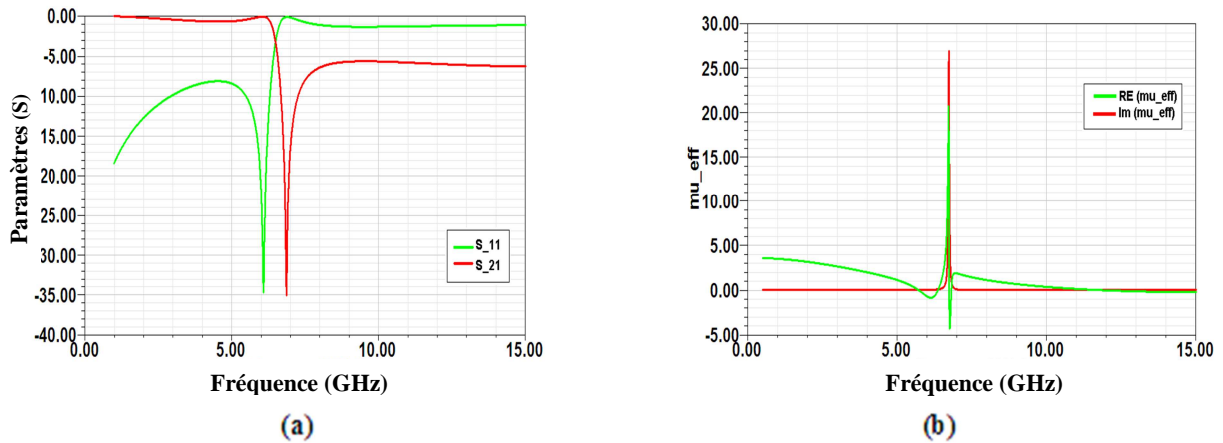


Figure II. 16. BC-SRR carré : (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

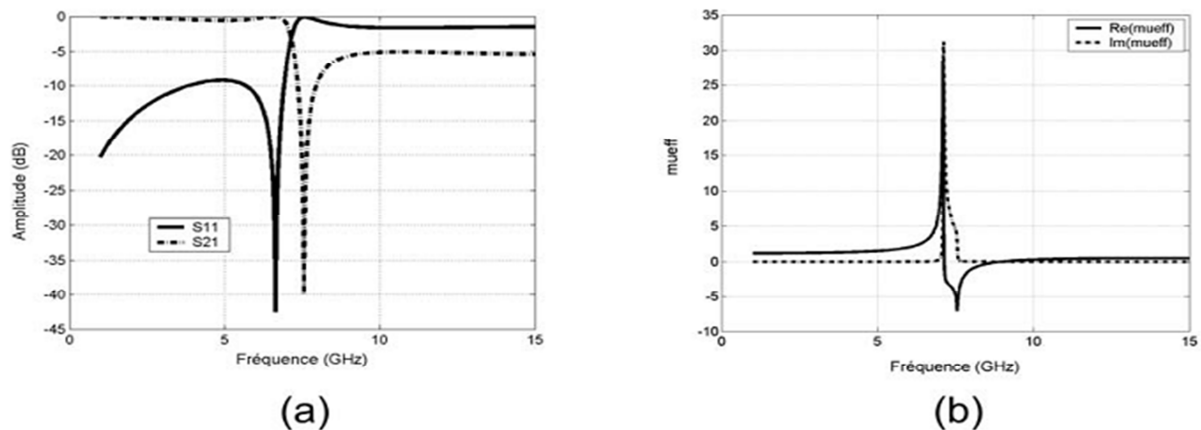


Figure II. 17. BC-SRR carré: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La fréquence de résonance obtenue est $f_{rés}$ à 7.85 GHz comparée à $f_{rés} = 7.55$ GHz avec une transmission de l'ordre de -35 dB pour notre résultat et -40 dB pour [7].

On peut noter qu'à la résonance $f_{rés} = 6.95$ GHz pour notre résultat et $f_{rés} = 7.55$ GHz pour [7], la partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -4.92 et de 0 à -6.65 respectivement.

II.4 Étude paramétrique du RAF carré

La structure de RAF a des éléments capacitifs qui influent sur la réponse fréquentielle du matériel. La capacité due aux fentes empêche le courant de circuler autour des anneaux mais la capacité mutuelle entre les deux anneaux permet la circulation du courant dans la structure [12]. Les inductances résultent des anneaux et de l'espace entre les anneaux internes et externes [29].

Dans cette section, nous faisons varier les valeurs; des différents paramètres du RAF carré afin de voir l'influence de chaque paramètre sur la fréquence de résonance. Les paramètres qui régissent le comportement fréquentiel du RAF sont :

- ✓ la largeur de piste formant les anneaux
- ✓ l'espacement entre les deux anneaux formant le RAF .
- ✓ l'ouverture des anneaux.

Pour voir cette influence, nous prenons deux valeurs autour de la valeur nominale utilisée dans la section II.3.2 (figure II.7).

Cette étude paramétrique est très intéressante car elle permet de mieux appréhender les contraintes de fabrication technologique vu les petites dimensions de la structure. En d'autres termes, nous saurons à quoi s'attendre en cas de non respect des différentes dimensions lors de la fabrication de la structure.

II.4.1 Variation de la largeur de la piste du RAF

Dans cette section, une étude sur la largeur de la piste en cuivre constituant les deux anneaux du RAF (figure II.7) est faite. La valeur nominale utilisée sur la figure II.7 est de 0,33 mm. Donc, afin de voir l'influence de la piste sur le comportement fréquentiel du résonateur, deux valeurs sont prises autour de la valeur nominale utilisée précédemment. Ces deux valeurs sont 0,43 mm et 0,23 mm respectivement.

Les figures II.18-a, II.19-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.18-b et II.19-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

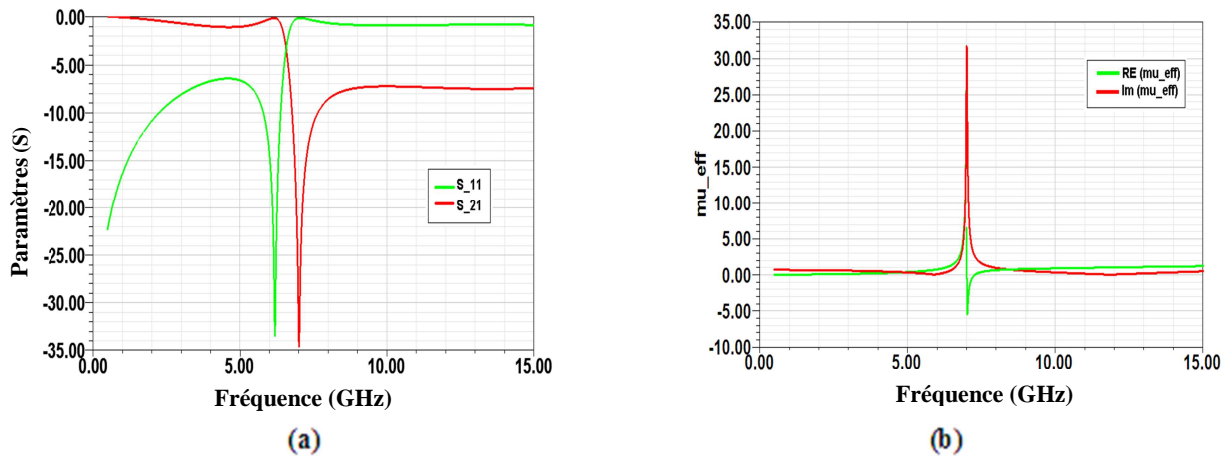


Figure II. 18. Largeur de piste de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

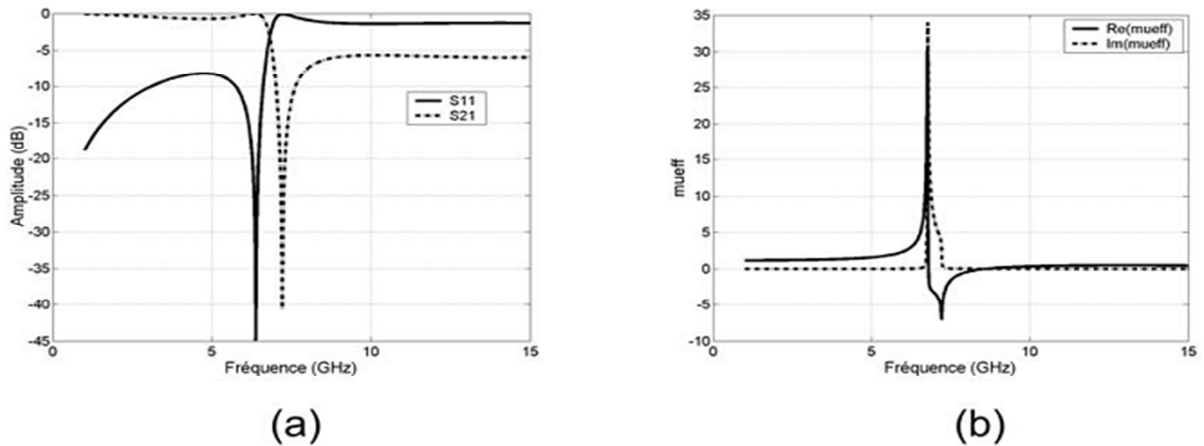


Figure II. 19. Largeur de piste de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La fréquence de résonance est de 7.04 GHz pour la figure II.18-a avec une transmission de l'ordre de -34.95 dB, cependant, La fréquence de résonance est de 7.21 GHz pour la figure II.19-a avec une transmission de l'ordre de -40.6 dB. Cette fréquence de résonance vérifie bien le fait que la capacité de la structure est plus grande que celle de la structure initiale de la figure II.7 dans la section II.3.2.

En ce qui concerne la perméabilité (figure II.18-b), elle est négative au voisinage de la fréquence de résonance et prend des valeurs allant de 0 à -5.5 pour notre cas, et de 0 à -7 pour [7].

Lorsque la largeur de la piste est de 0,43 mm, l'espacement entre les anneaux de 0,33 mm et l'ouverture de 0,33 mm, l'effet capacitif au sein de la structure devrait en principe augmenter. La conséquence de cette piste plus large est donc un abaissement de la fréquence de résonance.

Les figures II.20-a, II.21-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.20-b et II.21-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

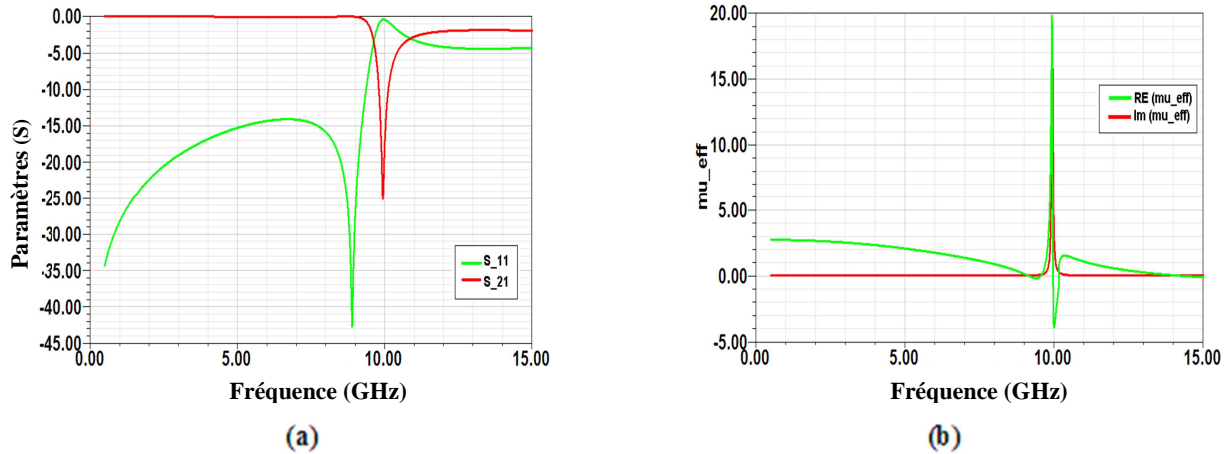


Figure II. 20. Largeur de piste de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

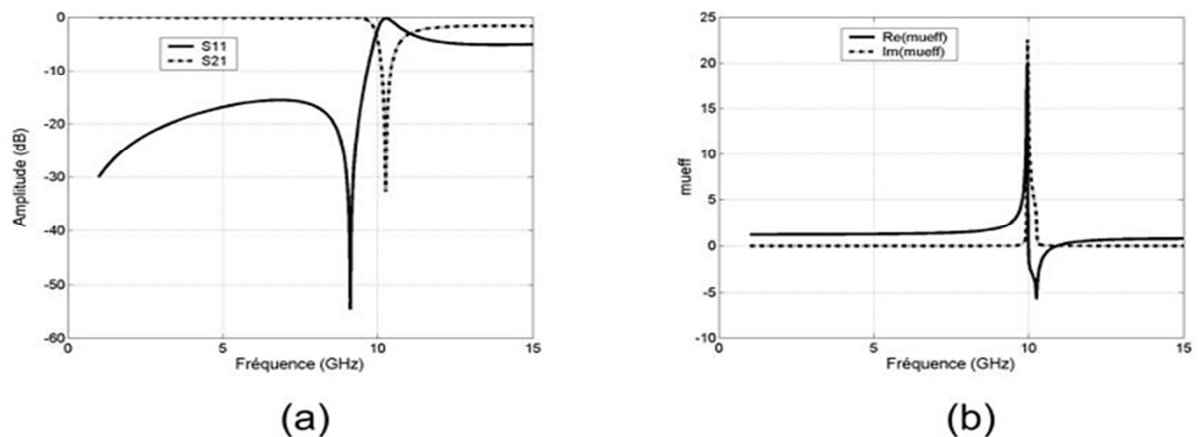


Figure II. 21. Largeur de piste de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La transmission est de l'ordre de -25 dB à la fréquence de résonance $f_{rés} = 10$ GHz pour la figure II.20-a, cependant, la transmission est de l'ordre de -32.7 dB à la fréquence de résonance $f_{rés} = 10.25$ GHz pour la figure II.21-a. Cette fréquence de résonance vérifie bien le fait que la capacité de la structure est inférieure à celle de la structure initiale de la figure II.7.

La perméabilité (figure II.20-b, II.21-b), quant à elle, présente toujours des valeurs négatives entre (0 à -4.8) et (0 à -5.7) respectivement au voisinage de la fréquence de résonance.

Une diminution de la largeur de la piste (0,23 mm) tout en gardant l'espacement entre les anneaux à 0,33 mm et l'ouverture à 0,33 mm, entraînera une diminution de la capacité au sein de la structure et donc une augmentation de la fréquence de résonance.

II.4.2 Variation de l'espacement entre les deux anneaux du RAF

Une étude sur la variation de l'espacement entre les deux anneaux du RAF pris comme référence (figure II.7), est faite afin de voir son influence sur la fréquence de résonance. La valeur nominale utilisée sur la figure II.7 est de 0,33 mm. Donc, deux valeurs sont prises autour de la valeur nominale utilisée dans la section II.3.2. Ces deux valeurs sont respectivement 0,43 mm et 0,23 mm.

Lorsque l'espacement entre les deux anneaux est de 0,43 mm, avec la largeur de piste égale à 0,33 mm et l'ouverture égale à 0,33 mm, la capacité au sein de la structure devrait en principe diminuer. Cette baisse de la capacité devra donc augmenter la fréquence de résonance.

Les figures II.22-a, II.23-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.22-b et II.23-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

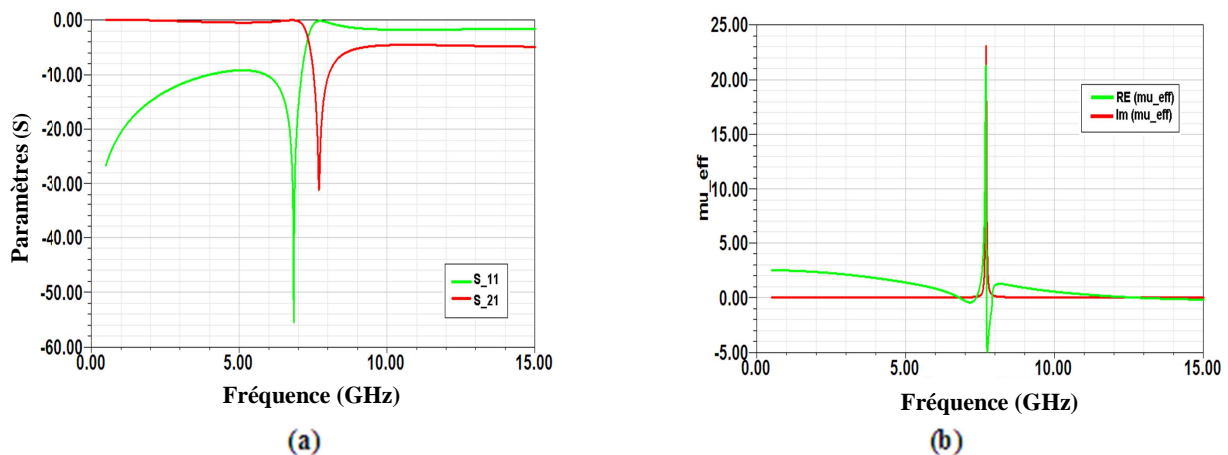


Figure II. 22. L'espacement entre les anneaux de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

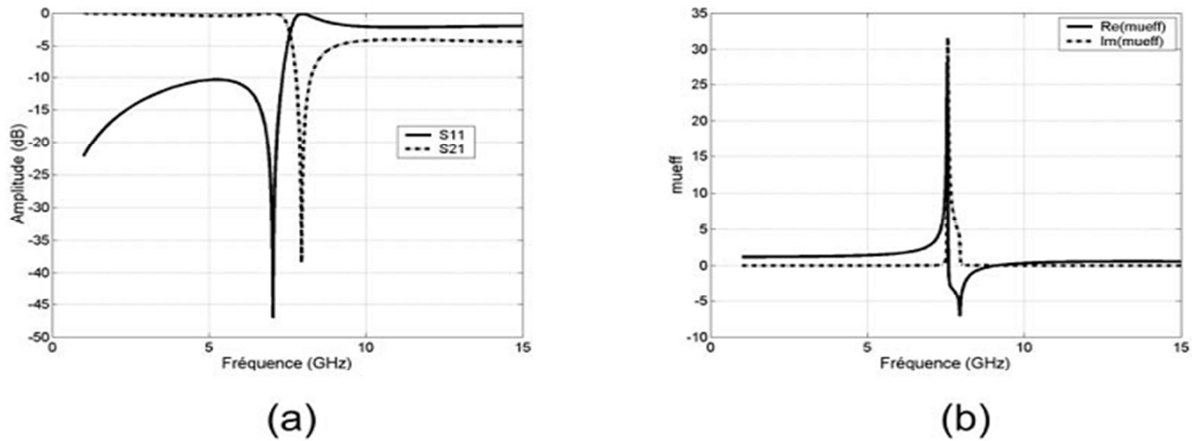


Figure II. 23. L'espaceur entre les anneaux de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La fréquence de résonance obtenue est 7,75 GHz comparée à 7.95 GHz avec une transmission de l'ordre de -31 dB pour notre cas et -38.4 pour [7]. Cette fréquence de résonance est inférieure à celle du RAF de référence, ce qui est contraire à ce que nous attendions comme effet. Cette baisse de la fréquence vient du fait que quand l'espaceur entre les deux anneaux a été augmenté, le côté de l'anneau externe aussi a été augmenté. Ainsi, une augmentation sur le côté de l'anneau externe provoque une baisse en fréquence et cet effet est dominant par rapport à l'augmentation de l'espaceur.

En ce qui concerne la perméabilité (figure II.22-b, figure II.23-b), elle est négative au voisinage de la fréquence de résonance et prend des valeurs allant de 0 à -5 et 0 à 7.1.

Une diminution de l'espaceur entre les anneaux (0,23 mm) tout en gardant la largeur de piste à 0,33 mm et l'ouverture à 0,33 mm, entraînera une augmentation de l'effet capacitif au sein de la structure et donc une baisse de la fréquence de résonance. Mais, n'oublions pas l'effet du côté de l'anneau externe qui a, quant à lui, diminué. Il a été observé précédemment, dans le cas d'une augmentation de l'espaceur, que le côté de l'anneau externe affecte aussi la fréquence de résonance. Comme dans ce cas-ci, ce côté a diminué, une augmentation de la fréquence de résonance est donc attendue.

Les figures II.24-a, II.25-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.24-b et II.25-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

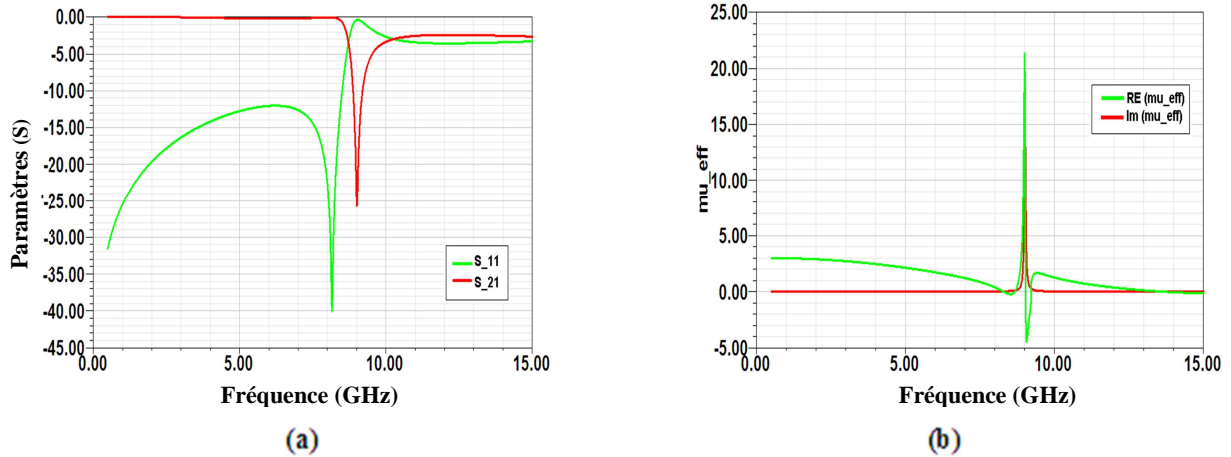


Figure II. 24. L'espaceur entre les anneaux de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

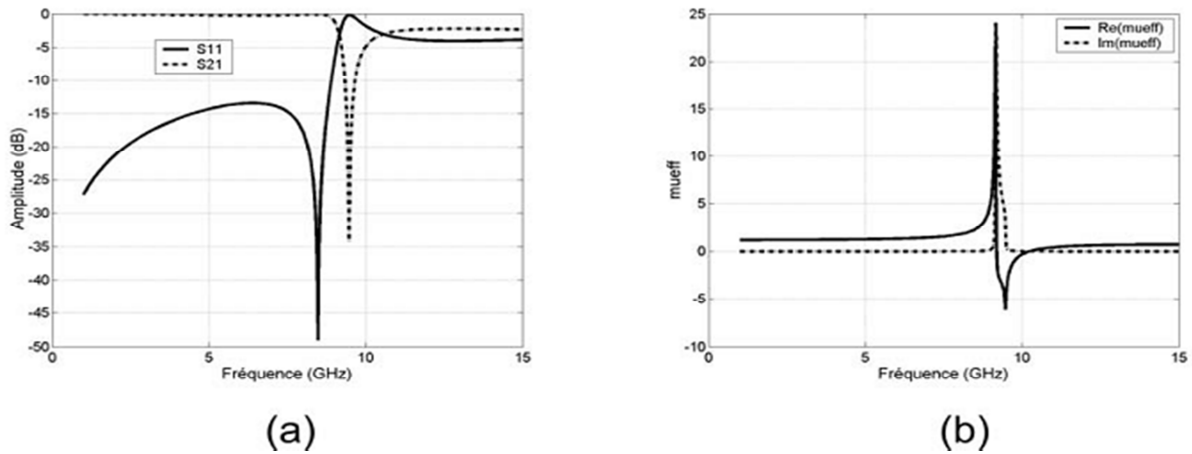


Figure II. 25. L'espaceur entre les anneaux de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La figure II.24-a présente une transmission de l'ordre de -26 dB à la fréquence de résonance $f_{rés}$ à 9,07 GHz. La figure II.25-a présente une transmission de l'ordre de -34,2 dB à la fréquence de résonance $f_{rés}$ à 9,47 GHz. Cette fréquence de résonance vérifie bien le fait que la capacité de la structure est inférieure à celle de la structure initiale de la figure II.7.

La perméabilité (figure II.24-b, II.25-b), quant à elle, présente toujours des valeurs négatives entre 0 à -5,9 et de 0 à -6,15 respectivement au voisinage de la fréquence de résonance.

II.4.3 Variation de l'ouverture des anneaux

Nous faisons ici, une étude sur l'influence de la taille de l'ouverture du RAF (figure II.7). La valeur nominale utilisée sur la figure II.7 est de 0,33 mm. Afin de voir comment la fréquence de résonance du RAF évolue avec l'ouverture, deux valeurs sont prises autour de la

valeur nominale utilisée précédemment. Ces deux valeurs sont respectivement 0,43 mm et 0,23 mm.

Lorsque la taille de l'ouverture est de 0,43 mm, l'espacement entre les anneaux de 0,33 mm et la largeur de piste de 0,33 mm, la capacité au sein de la structure diminue. La conséquence de cette ouverture plus large par rapport à l'ouverture utilisée sur la figure II.7 est donc une élévation de la fréquence de résonance.

Les figures II.26-a, II.27-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.26-b et II.27-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

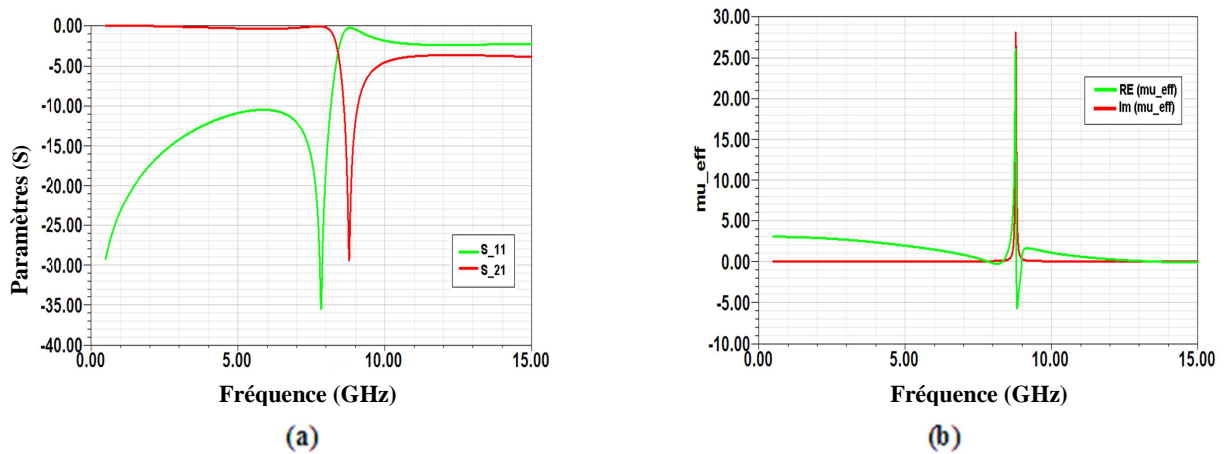


Figure II. 26. L'ouverture de l'anneau de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

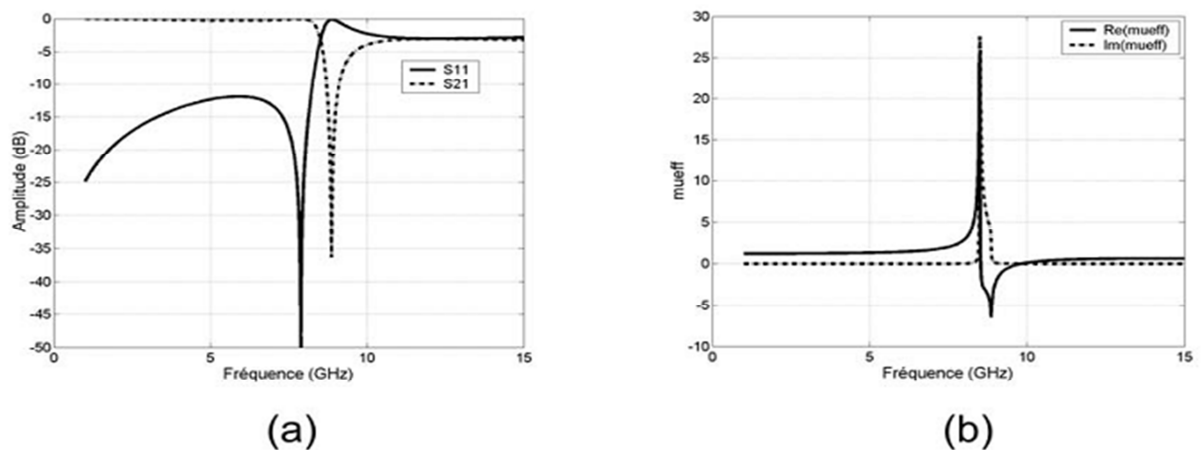


Figure II. 27. L'ouverture de l'anneau de 0,43 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La fréquence de résonance obtenue est 8,8 GHz et 8,86 GHz pour [7] avec une transmission de l'ordre de -29,7 dB pour notre cas et 36.3 dB pour [7]. Cette fréquence de résonance vérifie bien le fait que la capacité de la structure est plus faible que celle de la structure initiale de la figure II.7 dans la section II.3.2.

En ce qui concerne la perméabilité, elle est négative au voisinage de la fréquence de résonance et prend des valeurs allant de 0 à -5,95 pour la figure II.26-b, et allant de 0 à -6.45 pour la figure II.27-b.

Dans le cas où la taille de l'ouverture est de 0,23 mm, l'espacement entre les anneaux de 0,33 mm et la largeur de piste de 0,33 mm, la capacité au sein de la structure augmente. La fréquence de résonance dans ce cas va diminuer.

Les figures II.28-a, II.29-a présentent les coefficients de réflexion et de transmission en dB pour nos résultats et ceux de [7] respectivement. De même les figures II.28-b et II.29-b illustrent les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir de la matrice S pour nos résultats et ceux de [7] respectivement.

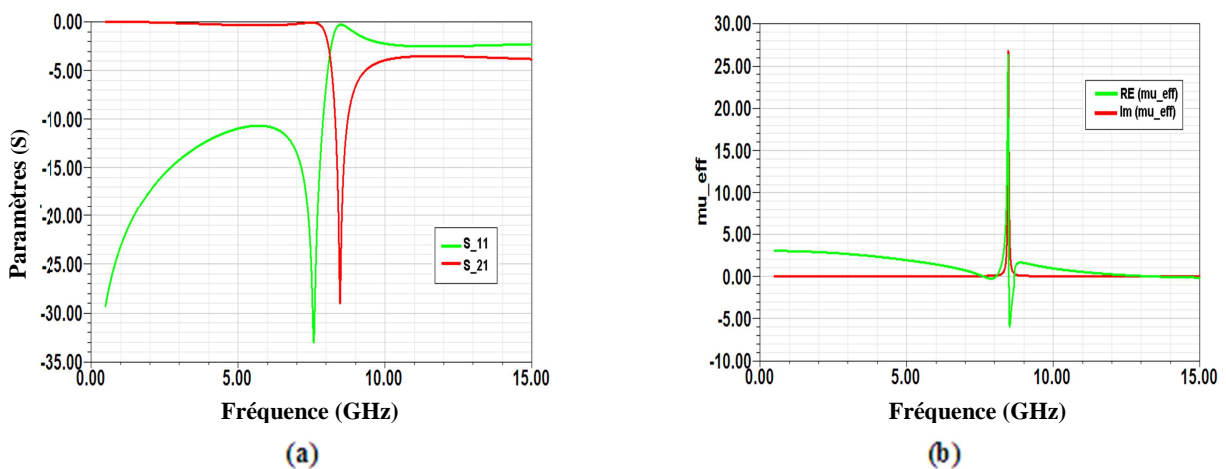


Figure II. 28. L'ouverture de l'anneau de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

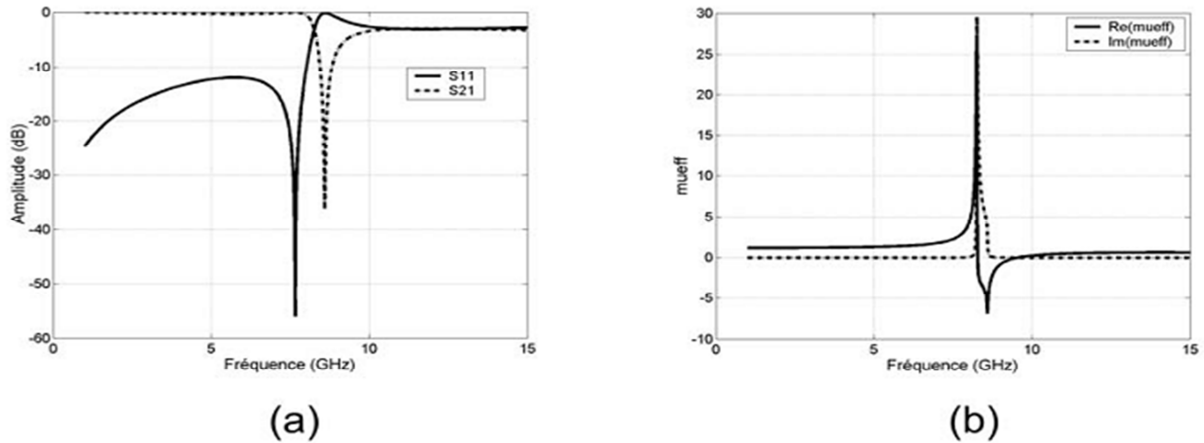


Figure II. 29. L'ouverture de l'anneau de 0,23 mm : (a) coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [7].

La transmission est de l'ordre de -29 dB à la fréquence de résonance $f_{rés} = 8,45$ GHz pour la figure II.28-a, et une transmission est de l'ordre de -36,2 dB à la fréquence de résonance $f_{rés} = 8,59$ GHz pour la figure II.29-a. Cette fréquence de résonance vérifie bien le fait que la capacité de la structure est plus prononcée que celle de la structure initiale de la figure II.7 dans la section II.3.2.

En ce qui concerne la perméabilité, elle est négative au voisinage de la fréquence de résonance et prend des valeurs allant de 0 à -6 pour la figure II.28-b et allant de 0 à -6, 9 pour la figure II.29-b.

II.5 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 RAFs 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 ».

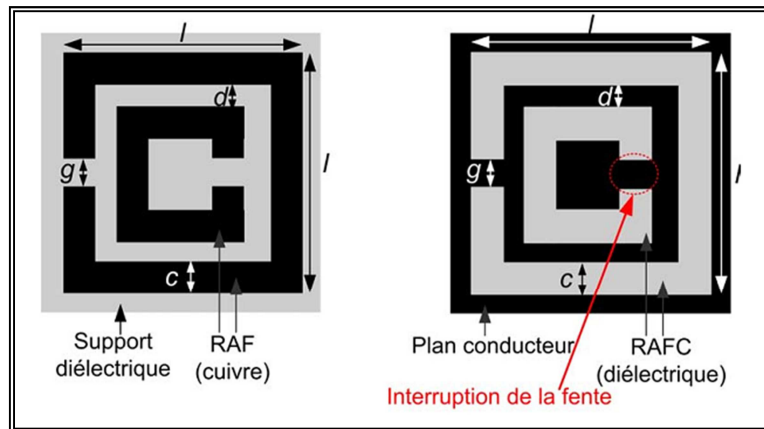


Figure II. 30. Comparaison entre géométrie du RAF et du RAFC avec $l = 3 \text{ mm}$ et $c = g = d = 0,33 \text{ mm}$.

Le RAFC est donc le complémentaire du RAF. Au lieu d'avoir deux anneaux interrompus concentriques en métal gravés sur un support diélectrique dans le cas du RAF, On a dans le cas du RAFC deux fentes en forme d'anneaux interrompus concentriques faites dans le plan conducteur (en cuivre) d'un substrat. La figure II.30 montre la différence qui existe entre le RAF et le RAFC. En fait, toute la partie conductrice (les anneaux) et la partie diélectrique (les fentes) du RAF sont respectivement remplacées par des fentes et du cuivre dans le RAFC.

Pour comprendre le fonctionnement RAFC, il faut appliquer le principe de Babinet qui a été généralisé ensuite par Booker [32]. Le principe de Babinet est utilisé en optique dans l'étude des phénomènes de diffraction. Pour rappeler ce principe, nous considérons deux plans (figure II.31) :

- ✓ plan A, dans lequel sont disposés les écrans
- ✓ plan B (plan d'observation du champ), situé à l'opposé de la source lumineuse S par rapport au plan A.

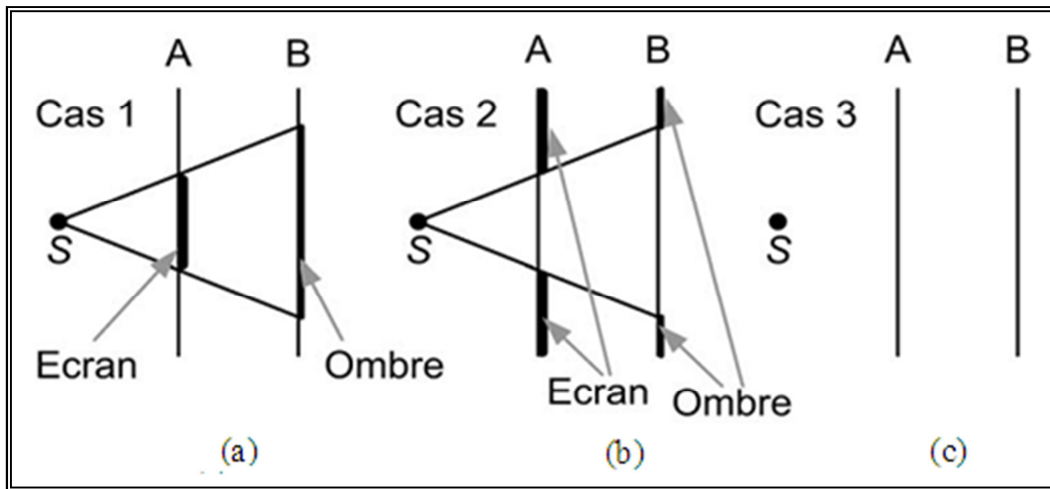


Figure II. 31. Principe de Babinet appliqué à un écran absorbant et son complémentaire.

Le principe est basé sur trois cas d'études (figure II.31). Dans le premier (figure II.31-a), un écran absorbant est interposé en A de telle sorte que le champ sur le plan B est une fonction: $F_1 = f_1(x, y, z)$. Dans le cas 2 (figure II.31-b), un écran complémentaire du premier est interposé en A de sorte que le champ en B est : $F = f_2(x, y, z)$. Ce principe précise aussi que si le champ en l'absence d'écran (figure II.31-c) est: $F_0 = f_0(x, y, z)$; alors nous avons: $f_1(x, y, z) + f_2(x, y, z) = f_0(x, y, z)$.

Cependant ce principe ne tient pas compte du caractère vectoriel du rayonnement électromagnétique. Il a donc été généralisé par Booker, qui a montré que si l'écran considéré est un conducteur électrique parfait, son écran complémentaire doit être un conducteur magnétique parfait. Il est aussi possible d'obtenir le même effet en utilisant deux conducteurs électriques parfaits (écrans de cuivre par exemple) et en permutant les champs électriques E et magnétiques H (figure II.32).

Prenons, par exemple, le cas d'un écran métallique et son complémentaire qui est une fente, de mêmes dimensions que l'écran, faite dans un plan métallique. On suppose que la source S rayonne un champ E horizontal et l'écran métallique M donne un champ E_1 dans le plan Q (cas 1 - figure II.32-a). Pour appliquer le principe, il faut soit tourner la polarisation de la fente F de 90° pour remplacer les champs E par des champs H (cas 2a - figure II.32-b) ou sinon, tourner la fente de 90° et conserver la même polarisation que pour l'écran (cas 2b - figure II.32-c).

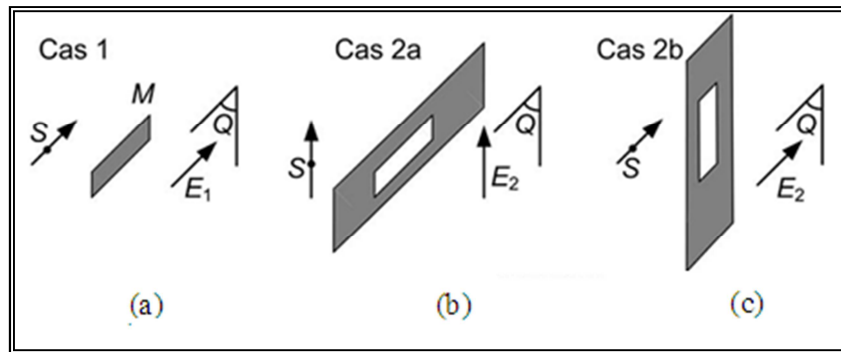


Figure II. 32. Principe de Booker appliqué à un écran métallique et son complémentaire (une fente).

Partant de ces considérations et comme illustré sur la figure II.32, Booker a également montré que le champ rayonné par la fente (cas 2a - figure II.32-b) était le même que celui rayonné par un dipôle mince (écran métallique, cas 1) ayant les mêmes dimensions que la fente, excité en son centre et polarisé perpendiculairement à celle de la fente.

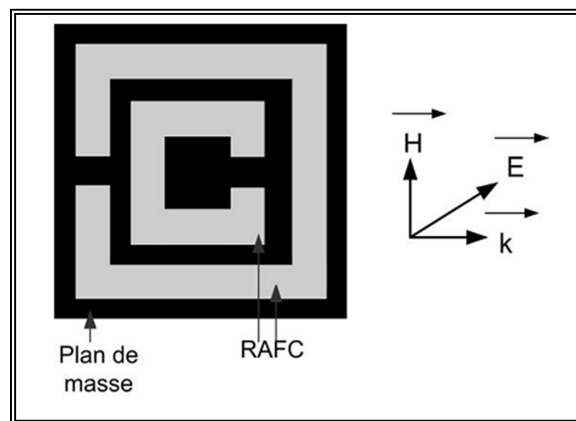


Figure II. 33. Polarisation appropriée des champs électromagnétiques pour le bon fonctionnement du RAFC.

Donc, par rapport au RAF, le RAFC résonne quand un champ électrique est appliqué perpendiculairement à son plan (figure II.33). Nous pouvons dire que cet élément est convenable pour des applications utilisant des lignes micro rubans. En plus, il présente simultanément une perméabilité et une permittivité négative (figure II.34).

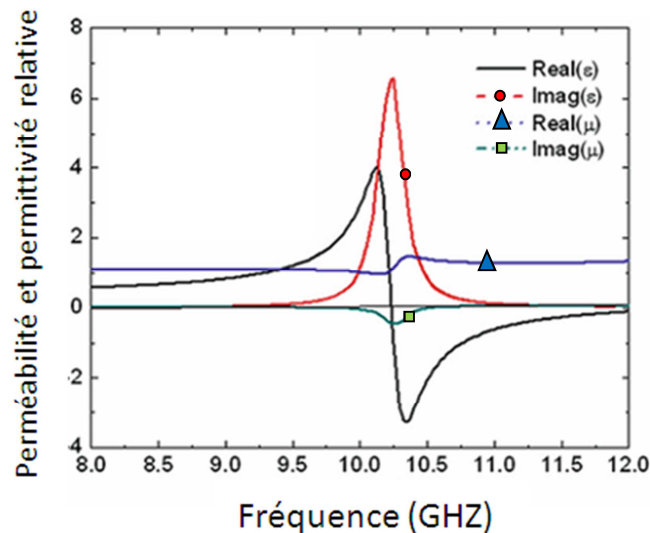


Figure II. 34.1a la perméabilité et la permittivité de RAFC [33].

Un plan de masse démétallisé de type RAFC nous fait penser à des structures Bande Interdite Électromagnétique « BIE » [28]. Les avantages de ce RAFC résident dans ses petites dimensions de $\lambda/10$ et son caractère très résonant. Les structures BIE ont été largement utilisées, mais leurs sélectivités en fréquence sont basées sur la périodicité des éléments (effet de Bragg) et leurs dimensions sont de l'ordre de $\lambda/4$. De plus, les structures BIE nécessitent plusieurs périodes d'éléments afin de produire des réjections significatives et donc engendrent des structures encombrantes.

II.6 Conclusion

Nous avons abordé dans ce deuxième chapitre l'étude de l'élément qui est utilisé pour la fabrication d'un milieu présentant une perméabilité négative. Différentes structures de résonateurs ont été présentées et simulées afin d'extraire les valeurs de la perméabilité. Nous avons aussi présenté le RAFC présentant simultanément une perméabilité et une permittivité négative.

Suite aux résultats obtenus en simulation pour les différents résonateurs à activité magnétique, nous pouvons dans un premier temps affirmer que pour un bon fonctionnement, le champ E doit être orienté de telle sorte que la symétrie du résonateur soit respectée. Cette condition est nécessaire pour que la coupure des anneaux constituant le résonateur ne soit pas excitée. Nous avons aussi vu que les résonateurs BC-SRR permettent entre autres d'enlever la bi-anisotropie existant dans le cas du RAF mais aussi d'abaisser sa fréquence de résonance, ce

qui est très intéressant dans l'objectif de réaliser des structures plus compactes. Dans ce cas, l'hypothèse d'un milieu homogène est mieux justifiée.

En générale, le résultat obtenu présente un bon accord par rapport aux résultats de [7]. La différence entre les résultats est due au manque des données concernant les structures étudiées et la version du logiciel employé.

L'étude paramétrique effectuée sur le RAF de Pendry a montré que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la largeur de piste en cuivre formant les anneaux du RAF. Donc, si nous augmentons la largeur de piste, nous pouvons nous attendre à ce que la résonance ait lieu à une fréquence inférieure. En ce qui concerne la variation de l'espacement entre les deux anneaux formant le RAF, un plus grand espacement entre les anneaux crée une capacité plus faible, ce qui a pour conséquence une augmentation en fréquence de résonance. La taille de l'ouverture des anneaux n'influence pas énormément sur la réponse fréquentielle du RAF. La capacité qui est créée au sein de cette ouverture reste faible par rapport à celle créée entre les deux anneaux.

La partie consacrée à l'étude des différents types de résonateurs à activité magnétique nous a permis de choisir celui qui est le plus adapté dans le cadre des applications. Les modèles de résonateurs considérés comme intéressants sont les RAFs, car la partie imaginaire de sa perméabilité prend des valeurs très faibles sur une plus large plage de fréquences. Le BC-SRR est aussi très intéressant mais il présente l'inconvénient d'utiliser les deux faces du support diélectrique pour sa mise en œuvre.

Le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC » est utilisé pour les structures planaire basées sur l'utilisation des lignes micro rubans (filtre, coupleur, isolateur) ceci est due au facilité de l'implémenté comme plan de masse.

Chapitre III

Simulations et résultats

Sommaire

III.1 Introduction	59
III.2 Antenne à base de résonateur en anneau fendu	59
III.2.1 Introduction	59
III.2.2 Configuration de l'antenne	60
III.2.3 Simulations et résultats	61
III.2.4 Etude paramétrique	63
III.2.4.1.Effet de la largeur du substrat	63
III.2.4.2 Effet de la longueur du plan de masse	64
III.2.4.3 Effet de l'ajout d'une bande à la fente	65
III.2.5 L'antenne optimisée	66
III.3 Filtre stop bande	68
III.3.1 Introduction	68
III.3.2 Géométrie de base	69
III.3.3 Simulation et résultats	71
III.3.4 Etude paramétrique	73
III.3.4.1 Effet de positionnement des fentes	73
III.3.4.2 Effet du nombre de RAFCs.....	74
III.3.4.3 Effet de largeur de filtre	76
III.3.5.Filtre optimisé	76
III.4 Conclusion.....	77

III.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'application des métamatériaux. Le travail est divisé en deux parties. Dans un premier temps, nous étudions une antenne travaillant dans la bande ULB utilisant le résonateur en anneau fendu comme élément rayonnant.

Nous aborderons ensuite, l'étude des structures planaires et plus précisément sur des lignes microrubans d'impédance caractéristique 50Ω , ayant leur plan de masse démetallisé par des fentes de type RAFC. Nous présenterons donc une nouvelle approche pour la modélisation des métamatériaux planaires basée sur le principe de Babinet, généralisé ensuite par Booker.

Comme applications de ces structures qui utilisent les RAFCs on étudiera un filtre stop bande.

III.2 Antenne à base de résonateur en anneau fendu

III.2.1 Introduction

Depuis la première structure du résonateur en anneau fendu introduite par Pendry pour être employée dans la construction des métamatériaux [12], divers circuits spéciaux ont été intensivement développés [34,35]. Un RAF typique est fait de deux bandes ouvertes concentriques en anneau fendu, qui sont généralement imprimées sur un substrat planaire diélectrique mince et employées comme cellule dans une rangée périodique infinie. En raison de la réponse spéciale d'onde électromagnétique en ce qui concerne la règle conventionnelle, en particulier dans le comportement résonnant, le RAF a suscité la grande attention dans la conception des antennes ces dernières années. Par exemple, Mao et autres ont étudié les propriétés de RAF avec une ligne de micro ruban de deux couches, périodiquement chargées avec BCSRR [36], Kim et autres ont utilisé le type de RAF à fente comme méthode pour créer une bande de rejet dans une antenne UWB [37]. En outre, Marques et autres ont validés que le RAF se comporte comme résonateur électroniquement petit avec un fort facteur de qualité et une petite taille électrique [38,39]. Ainsi sa propriété résonnante peut être très utile en construisant des antennes à *ultra large bande* et à *gain élevé*.

III.2.2 Configuration de l'antenne

Selon l'analyse de Marques et autres, quand une onde électromagnétique se propage dans la direction x (la figure III.1), une force électromotrice se produira autour du RAF [38,39], et les lignes de courant induites peuvent passer d'un anneau à l'autre par les fentes capacitives entre les deux anneaux. Le RAF se comporte comme un circuit LC conduit par une force électromotrice externe, et la fréquence de résonance peut être écrite [38,39]:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi r_0 L_0 C}} \quad (\text{III.1})$$

Avec

r_0 : Le rayon moyen du RAF.

L_0 : L'inductance totale du RAF.

C : La capacité entre les deux anneaux par unité de longueur.

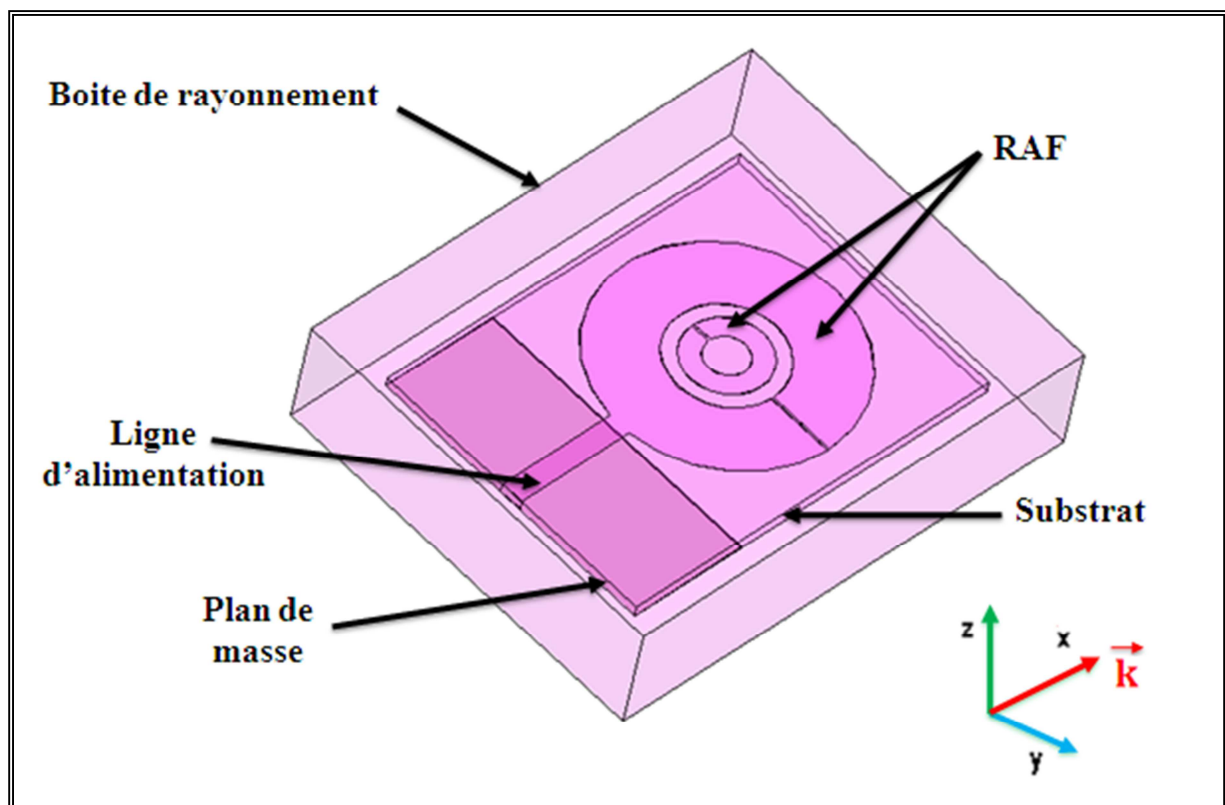


Figure III. 1. La structure d'antenne en 3D sous HFSS.

Une antenne *UWB* utilisant le résonateur en anneau fendu est proposée dans l'article [40]. L'élément rayonnant est le RAF et est relié à une ligne micro ruban, qu'elle est optimisée

pour qu'elle soit adaptée au port d'alimentation d'impédance 50Ω . Le plan de masse en partie couvert est conçu dans le côté opposé du substrat, qui est en FR4 avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 4.2$ et $\tan \delta = 0.02$. L'épaisseur du substrat est de 1 mm

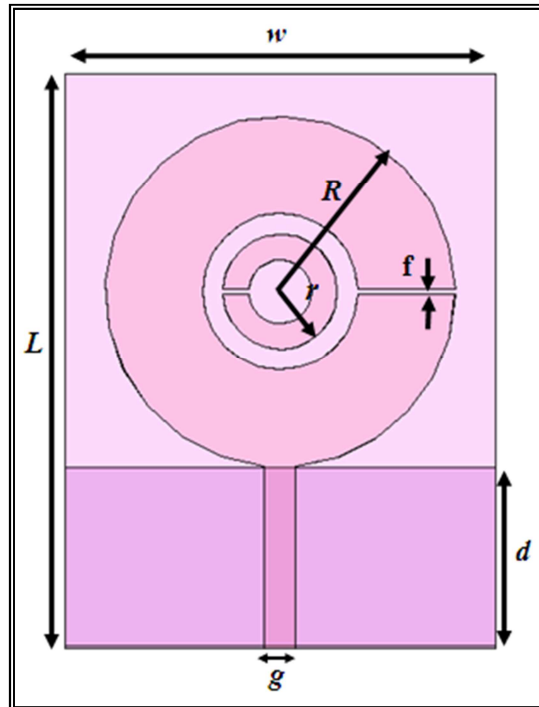


Figure III. 2. L'antenne avec le résonateur en anneau fendu.

Les valeurs des paramètres géométriques sont données dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	Dimensions (mm)
L	39 mm
W	30 mm
f	0.2 mm
d	12.4 mm
g	2.34 mm
R	12.2 mm
r	4.1 mm

Tableau III. 1. Dimensions de l'antenne.

III.2.3 Simulations et résultats

La figure III.3 représente le coefficient de réflexion S_{11} calculé par le logiciel HFSS qui utilise la méthode des éléments fini (FEM), tandis que la figure III.4 représente les résultats de l'article [40] simulé par le logiciel CST (MOM).

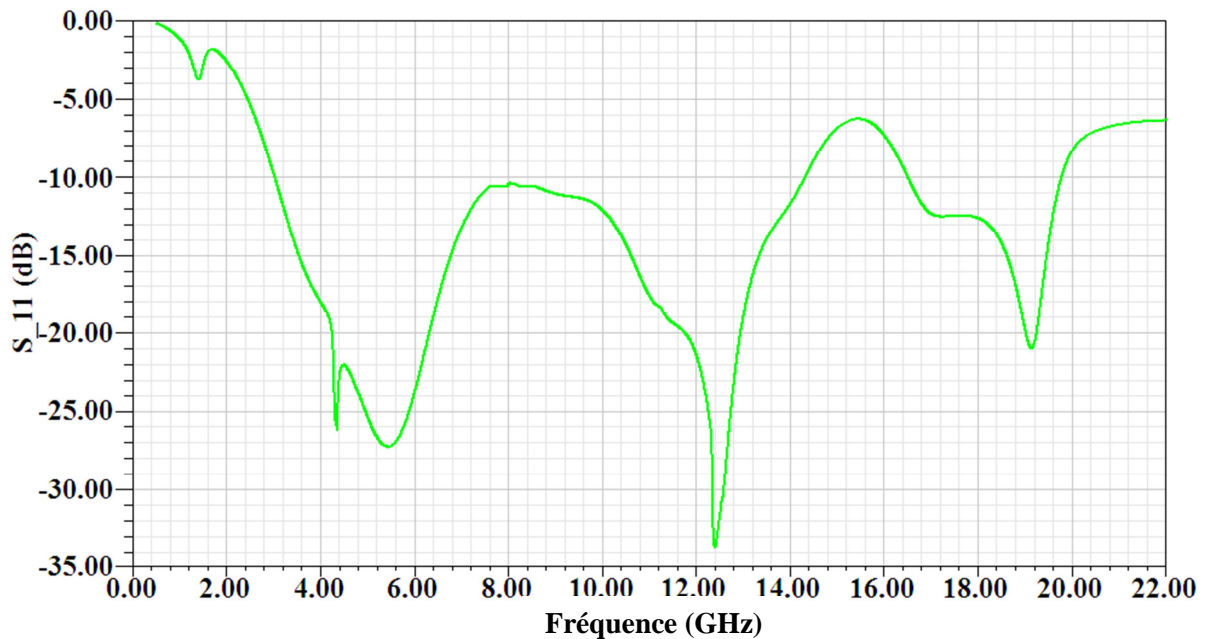


Figure III. 3. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence simulé par HFSS.

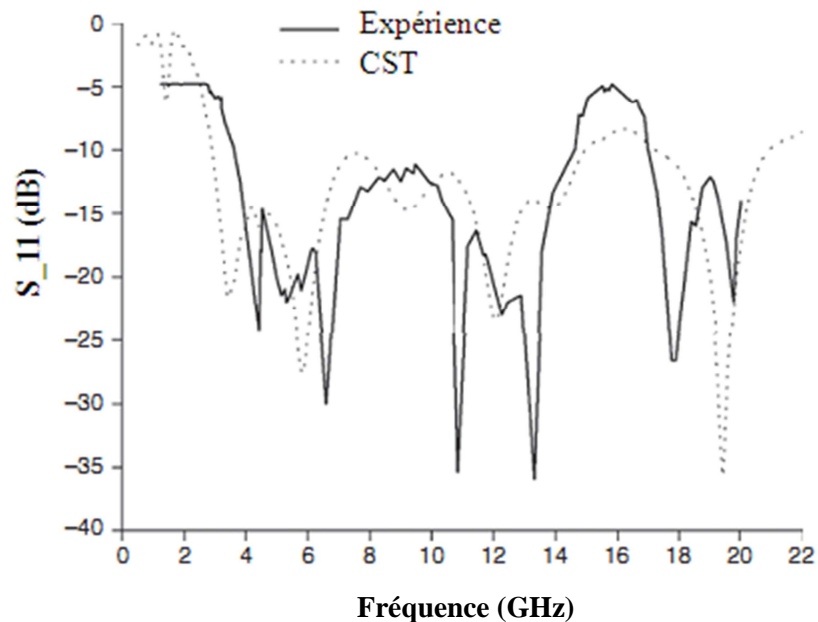


Figure III. 4. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence introduit par [40].

Sur la figure III. 3, le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB dans la bande de fréquence allant de 3.03 à 14.3 GHz. Ce dernier présente un niveau de -26.18 dB, -27.26 dB,

-33.69 dB et -21 dB aux fréquences 4.37 GHz, 5.44 GHz, 12.41 GHz et 19.13 GHz respectivement. Tandis que sur la figure III.4 le coefficient de réflexion est aussi inférieur à -10 dB dans la bande de fréquence allant de 3.6 à 14.6 GHz. Ce dernier présente un niveau de -21.5 dB, -27.8 dB, -23.9 dB, -35.6 dB aux fréquences 3.6 GHz, 5.8 GHz, 12.05 GHz et 19.6 GHz respectivement.

Donc on observe une amélioration des performances de l'antenne par rapport au résultat de la figure III.4 en ce qui concerne le niveau de coefficient de réflexion et une couverture de toute la bande UWB. Ceci est dû à la différence entre les méthodes utilisées pour la simulation de la structure et à la version du logiciel employé.

III.2.4 Etude paramétrique

Dans cette section, une étude des paramètres géométriques est faite pour voir leurs influences sur l'amélioration des performances.

III.2.4.1 Effet de la largeur du substrat

Nous faisons une variation de la largeur du substrat (w_i) tout en gardant les autres paramètres inchangeables. Les valeurs utilisées sont introduites dans le tableau ci-dessous.

w_i	w_1	w_2	w_3	w_4
dimension	28 mm	29 mm	32mm	34 mm

Tableau III. 2. Variation de largeur du substrat (w_i).

La figure III.5 montre les variations du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs du substrat en fonction de la fréquence.

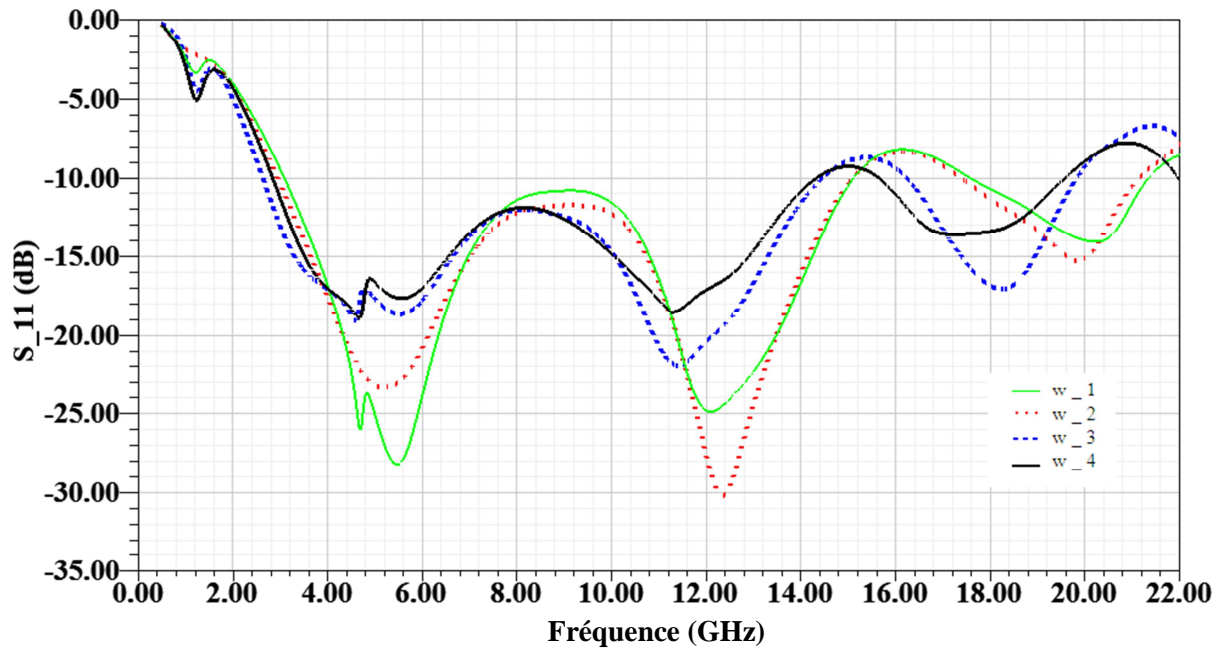


Figure III. 5. variation du coefficient de réflexion pour les différentes largeurs en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient de réflexion est globalement proportionnel à la dimension du substrat. Donc, l'augmentation de w_i implique une augmentation du niveau de S_{11} .

III.2.4.2 Effet de la longueur du plan de masse

Une légère variation dans la longueur du plan de masse est introduite pour voir l'influence sur l'adaptation de l'antenne. Le tableau III.3 présente les différentes valeurs de d_i .

d_i	d_1	d_2	d_3	d_4
dimension	12.01 mm	12.11mm	12.31mm	12.41 mm

Tableau III. 3. Variation de longueur du plan de masse (d_i).

La figure III.6 montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes longueurs du plan de masse.

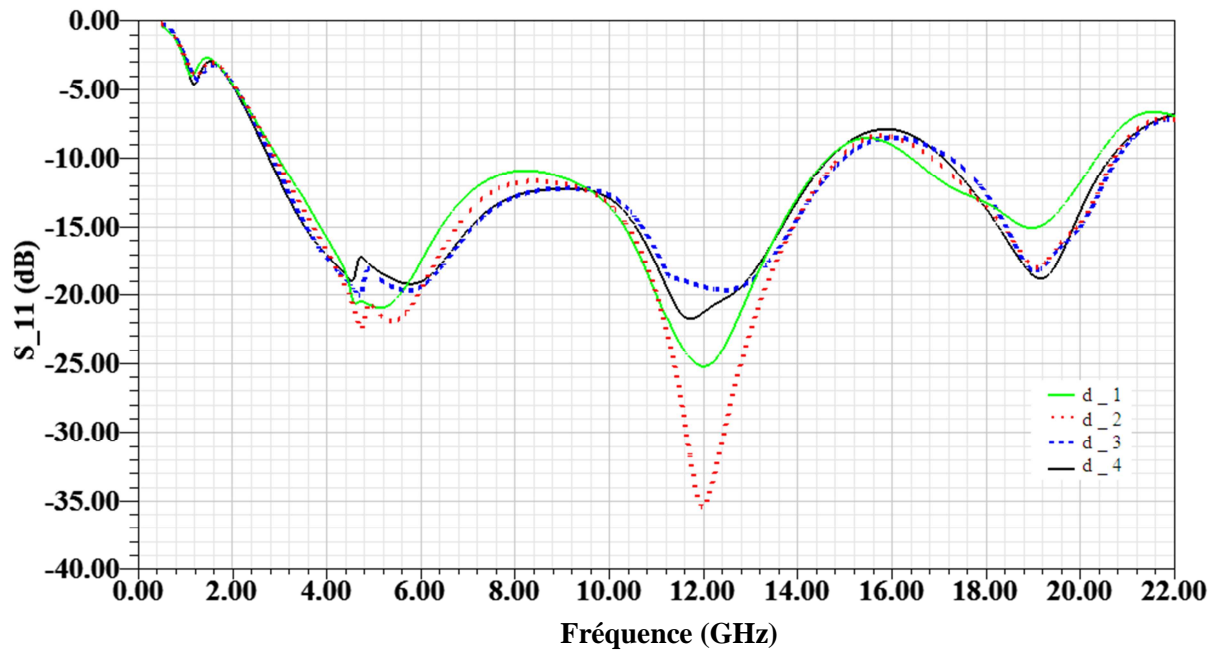


Figure III. 6. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes longueurs du plan de masse en fonction de la fréquence.

On remarque que le coefficient de réflexion ne varie pas de manière continue en fonction de la longueur du plan de masse.

III.2.4.3 Effet de l'ajout d'une bande à la fente

Une bande très fine en cuivre est ajoutée dans la fente. Nous étudions sa position dans la fente. Trois cas sont adoptés : une au milieu et les deux autres à l'extrémité gauche et droite de la fente.

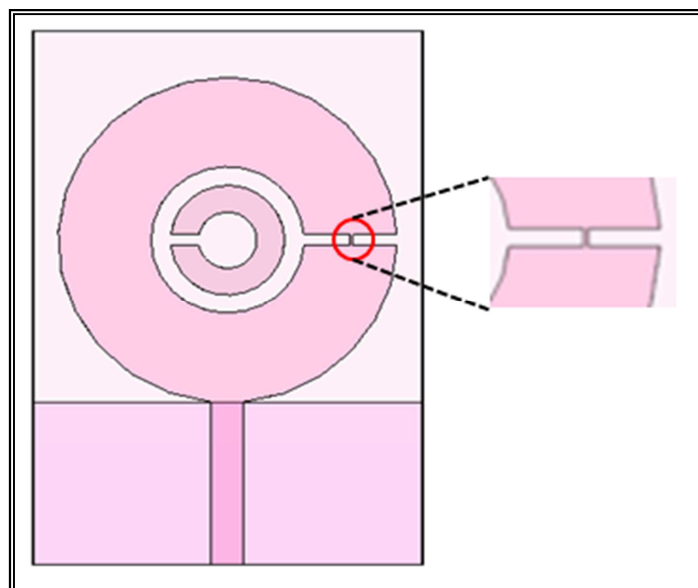


Figure III. 7. L'ajout d'une bande dans la fente.

La figure III.8 montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les 3 positions de la bande.

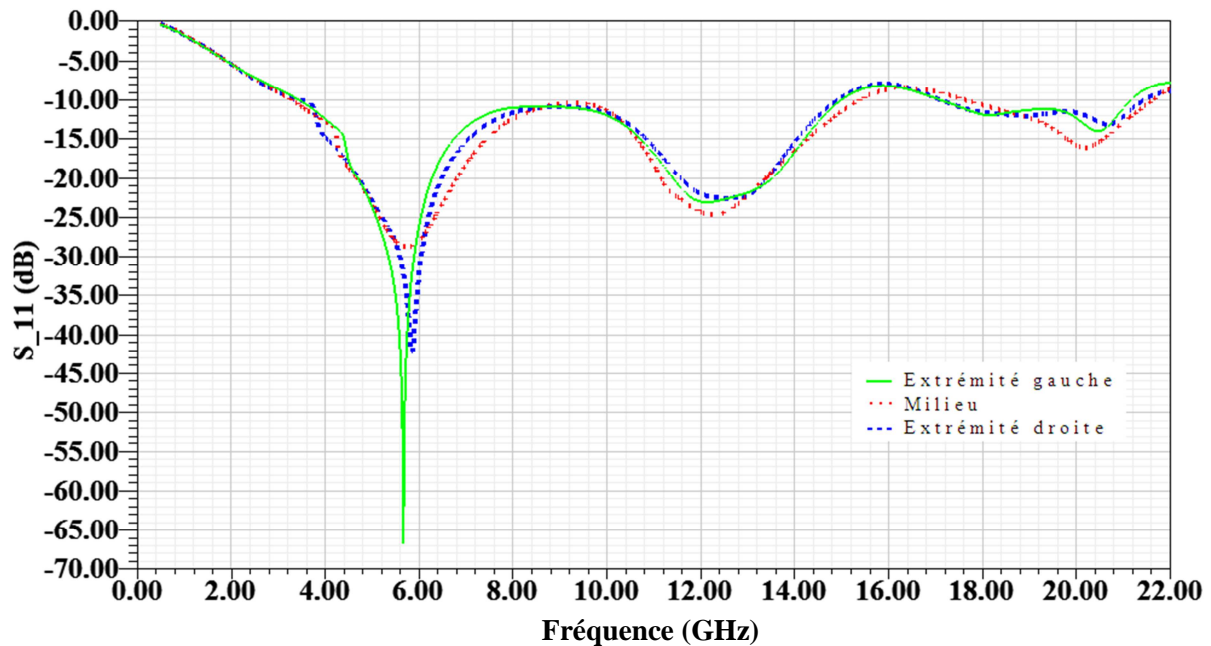


Figure III. 8. Variation du coefficient de réflexion pour les différentes positions de la bande en fonction de la fréquence.

On observe que si la bande est implémentée aux extrémités de la fente, le coefficient de réflexion atteint la valeur de -40 dB à la fréquence 5.82 GHz. Par contre, si la bande est au milieu, le S_{11} a un niveau de -28.5 dB.

III.2.5 L'antenne optimisée

D'après les études paramétriques menées précédemment, nous pouvons conclure les paramètres affectant les performances de l'antenne. Une antenne optimisée peut donc être présentée dans cette partie.

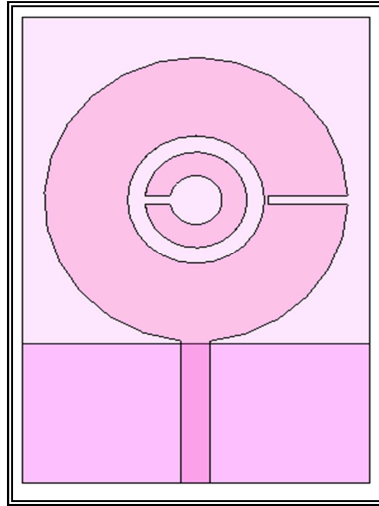


Figure III. 9. Antenne optimisée.

Dans le cadre de cette étude, nous voulions obtenir une bonne adaptation sur une large bande de fréquence, avec un minimum d'encombrement. L'antenne optimisée présentée dans la figure III.9 a pour largeur de substrat 28 mm, une longueur de plan de masse de 12.41 mm et une bande à l'extrémité gauche de la fente.

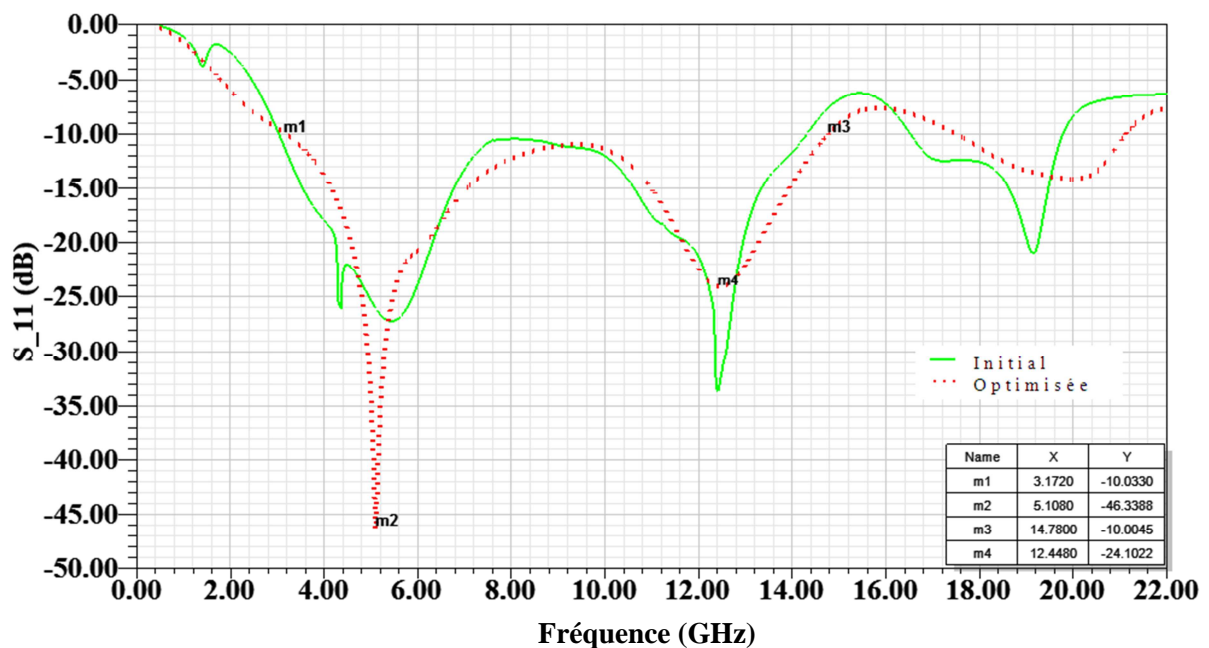


Figure III. 10. Coefficient de réflexion initial et optimisé.

La figure III.10 montre la comparaison entre le résultat de l'antenne initiale et optimisée. Le coefficient de réflexion de l'antenne finale atteint -46.3 dB à la fréquence 5.1 GHz avec une bande passante allant de 3.17 GHz à 14.78 GHz, alors que dans l'article [40] est de 3.6 GHz à 14.6 GHz. Donc une amélioration de 5% dans la bande passante.

Le tableau III.4 montre la variation de gain et de directivité en fonction de la fréquence.

Fréquence (GHz)	Gain (dB)	Directivité
3.17	7.83	8.11
4.5	7.87	8.86
6	6.54	6.81
7.5	5.76	6.06
9	8.47	9.13
10.5	6.88	7.06
12	4.9	5.3
13.5	4.81	5.25
14.78	5.64	6.22

Tableau III. 4. Gain et directivité pour différents valeur de la fréquence.

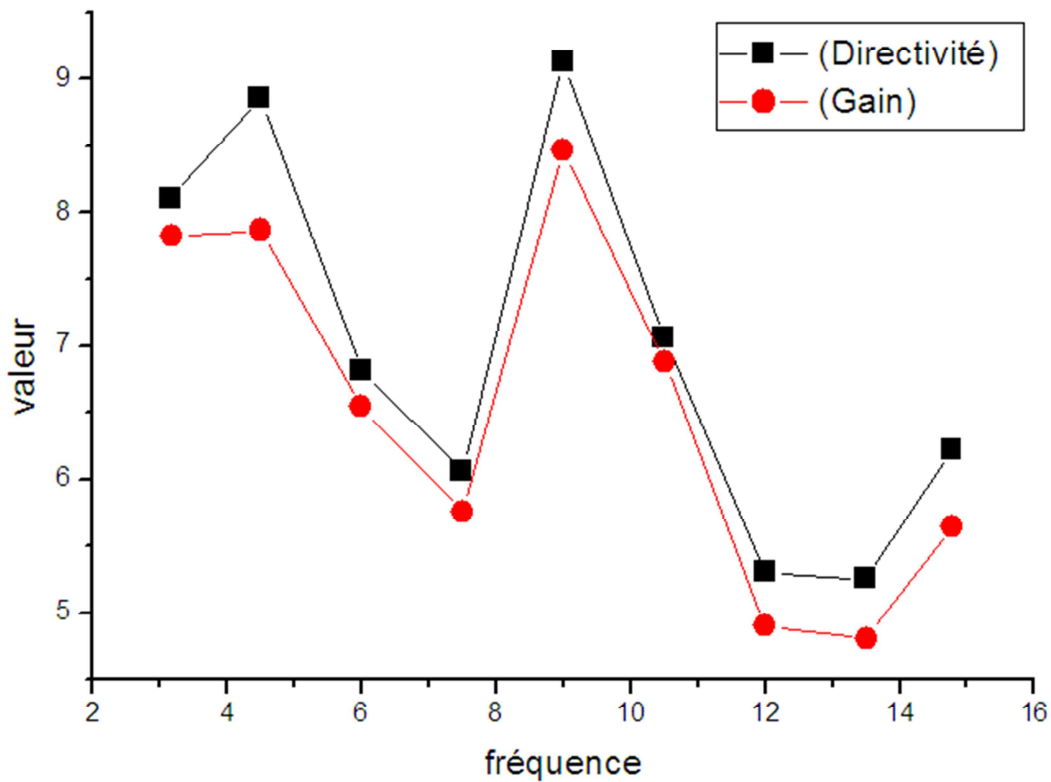


Figure III. 11 Gain et directivité pour différentes valeurs de la fréquence.

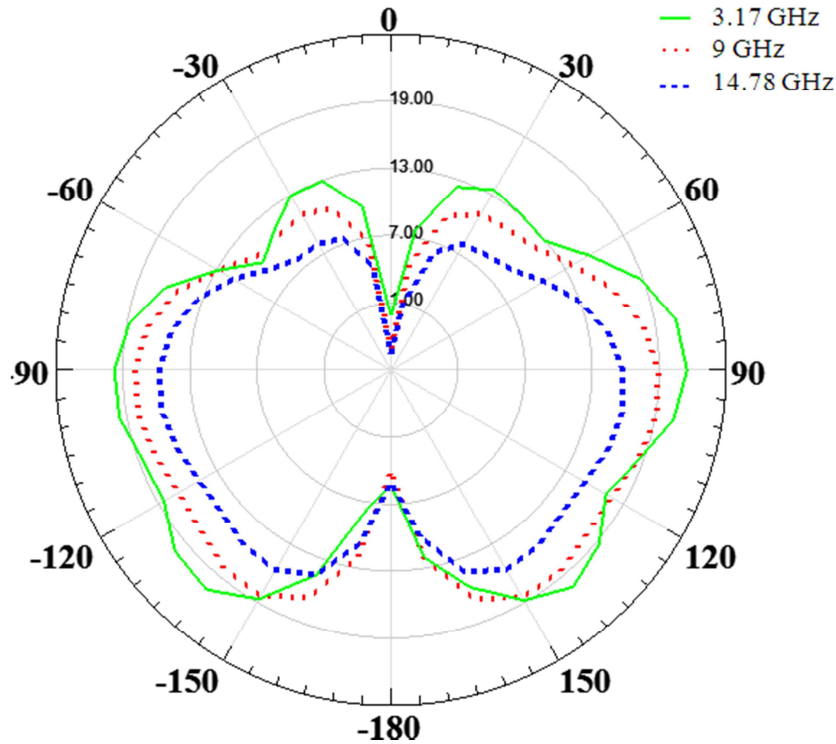


Figure III. 12. Plan E aux fréquences 3.17, 9 et 14.78 GHz.

III.3 Filtre stop bande

III.3.1 Introduction

La Commission de Communications Fédérale (FCC) a libéré le spectre (3.1-10.6GHz) pour la communication ultra large bande (UWB) en 2002, avec une limite de pénétration d'émission de -41 dBm/MHz [41]. La technologie ultra large bande (UWB) a attiré beaucoup d'intérêt pour la communauté de recherches et dans l'industrie. Elle offre le potentiel pour des débits élevés, des transmissions de basse puissance, de bas coût, d'excellentes possibilités de résolution de gamme, la robustesse à la rejection de trajets multiples, un débit de transfert très élevé, et une bande très large de spectre de fréquence qui permet aux signaux *UWB* de pénétrer facilement les différents obstacles. La FCC classe les applications *UWB* par catégorie comme le radar, l'imagerie, ou les dispositifs de communications. Cependant, les performances du système *UWB* peuvent être dégradées puisque les interférences peuvent exister en raison de la présence des signaux d'autres systèmes de communication sans fil existants. Actuellement, les interférences principales sont les signaux à l'intérieur de la bande (in-band signal) du système *WLAN* 802.11.a qui occupe le spectre de 5-6 GHz et le signal en

dehors de la bande (out-band signal) du système WLAN de 802.11b/g couvrant la bande de fréquence 2.4-2.48 GHz [42].

Il a été démontré que le résonateur en anneau fendu complémentaire (RAFC), un nouveau type de résonateur planaire présenté par [12], est un élément principale pour la miniaturisation des structures micro-onde mise en application en technologie planaire pour les filtres passe-bande [43], et les filtres stop bande [44]. L'avantage d'employer ce genre de résonateurs pour la conception de filtre est qu'ils sont sensiblement plus petits dans la taille que les structures conventionnelles de résonateur (généralement moins d'un dixième de la longueur d'onde) permettant de concevoir des filtres très compacts. Le résonateur en anneau fendu peut être trouvé mis en application dans le guide d'onde coplanaire en tant que filtres stop bande [45,46].

III.3.2 Géométrie de base

Le filtre micro-ruban stop bande se compose d'un plan conducteur et d'un plan de masse où les résonateurs en anneau fendus sont gravés pour obtenir le résonateur en anneau fendu complémentaire (RAFC). En remplaçant la partie métallique et les fentes dans le RAF par des fentes et du métal respectivement dans le RAFC [47]. Le substrat utilisé est le Rogers RO3010 (avec la constante diélectrique $\epsilon_r = 10.2$ et une épaisseur $h = 0.635$ mm).

La ligne d'alimentation a une largeur de 0.6 millimètre, permettant d'avoir une impédance caractéristique de 50Ω . Cette structure se compose de deux anneaux concentriques séparés par un espace, avec deux fentes sur les côtés opposés (figure III.13). Les principes de fonctionnement pour le RAF sont des formulations de base de l'électromagnétisme. La loi de Faraday fournit la description de l'induction qui a lieu pendant que le champ magnétique traverse le RAF et induit une force électromotrice (*fem*). Cette force induit un courant qui est empêché de circuler librement autour de RAF. Les ventres d'intensité de courant sont fermés par la capacité distribuée entre les anneaux concentriques. Ce circuit a une fréquence de résonance à laquelle il a la plus grande réponse et dépense la plus grande quantité d'énergie. Cette combinaison des effets mène à un modèle simple de RAF, un circuit LC résonnant qui peut être facilement accordé en changeant les dimensions de la structure (c , d , g , r et r_{ext}) [47].

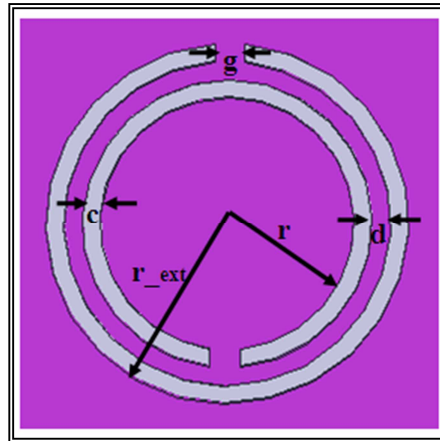


Figure III. 13. Résonateur en anneau fendu complémentaire.

Les dimensions du résonateur en anneau fendu complémentaire circulaire (RAFCC) sont choisies selon la bande de fréquence utilisée pour la rejection d'un tel signal. Pour la suppression du signal à 2.45 GHz, les paramètres de RAFC sont : $r = 2.1$ mm, $c = d = 0.3$ mm, $g = 0.5$ mm, $r_{ext} = 3.0$ mm ; pour la suppression du signal autour 5.2 GHz, les paramètres du RAFC sont : $r = 0.5$ mm, $c = 0.6$ mm, $d = 0.3$ mm, $g = 0.6$ mm, $r_{ext} = 2$ mm, et pour la suppression autour de la fréquence 5.8 GHz, les paramètres sont : $r = 0.6$ mm, $c = 0.5$ mm, $d = 0.3$ mm, $g = 0.6$ mm, $r_{ext} = 1.8$ mm.

Trois RAFCs sont employés à caractériser une seule fréquence pour chacune des trois fréquences mises en œuvre pour la rejection du signal. La distance séparant les anneaux est de 1mm (Figure III.14).

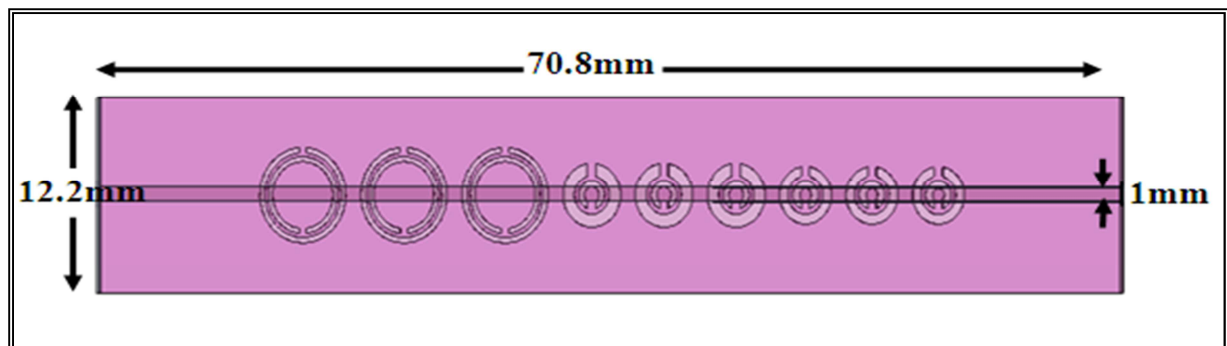


Figure III. 14. Filtre stop bande avec des RAFCs dans le plan de masse.

Des conditions de murs électriques et magnétiques sont appliquées selon l'axe y et z respectivement et la propagation se fait selon l'axe x . Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux et pénétrer par les anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le RAFC.

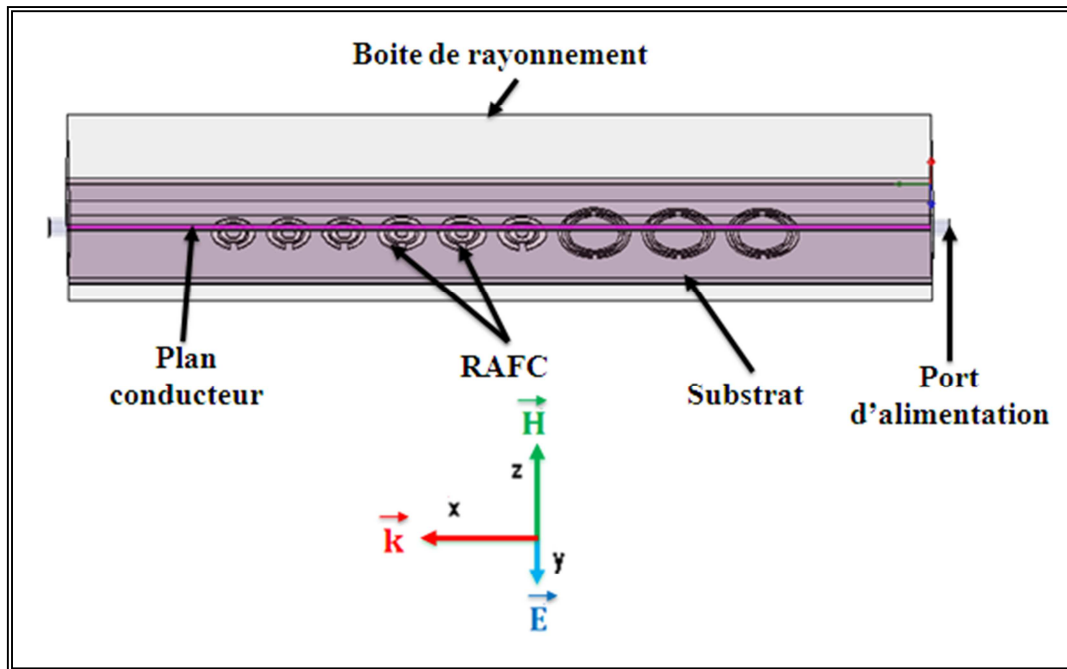


Figure III. 15. Géométrie en 3-D de filtre simulé sous HFSS.

III.3.3 Simulation et résultats

Comme le RAF, le RAFC crée une résonance autour d'une bande de fréquence intrinsèque à la géométrie. Cette résonance permet la rejection de la bande désirée. Le filtre étudié se comporte comme filtre passe bande en absence de RAFC.

Sur la figure III.16, on représente les variations du coefficient de transmission en fonction de la fréquence en utilisant un plan de masse sans RAFC.

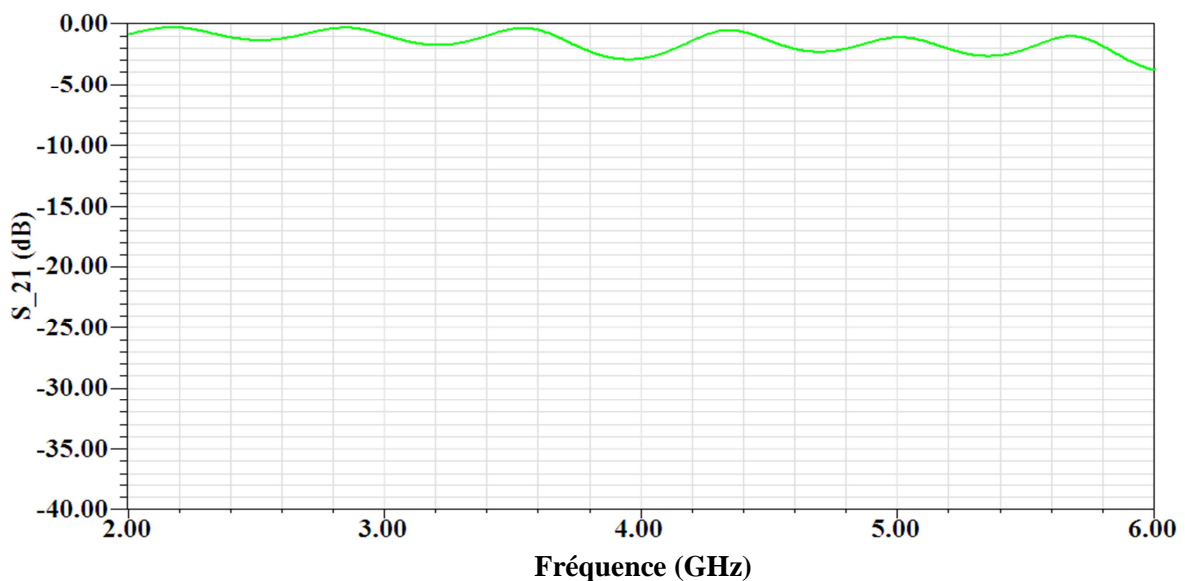


Figure III. 16. Le coefficient de transmission du filtre étudié en absence de RAFCs en fonction de la fréquence.

L'ajout de RAFCs permet la suppression du signal aux fréquences désirées. La figure III.17 représente le coefficient de transmission simulé par le logiciel HFSS (FEM).

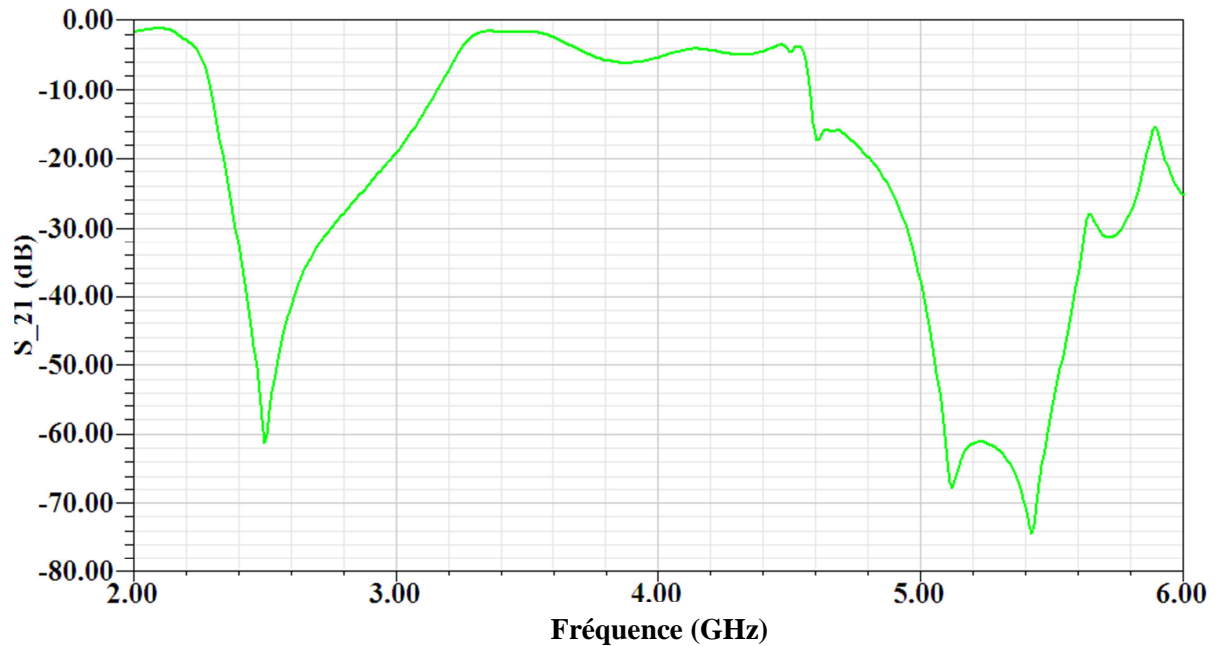


Figure III. 17.Coefficient de transmission simulé par HFSS.

L'article de C.L Leow [47] présente le coefficient de transmission S_{21} simulé par le logiciel Sonnet et le coefficient de transmission S_{21} mesuré par l'analyseur de réseau. La figure III.18 présente les variations du coefficient de transmission en fonction de la fréquence suivant la référence [47].

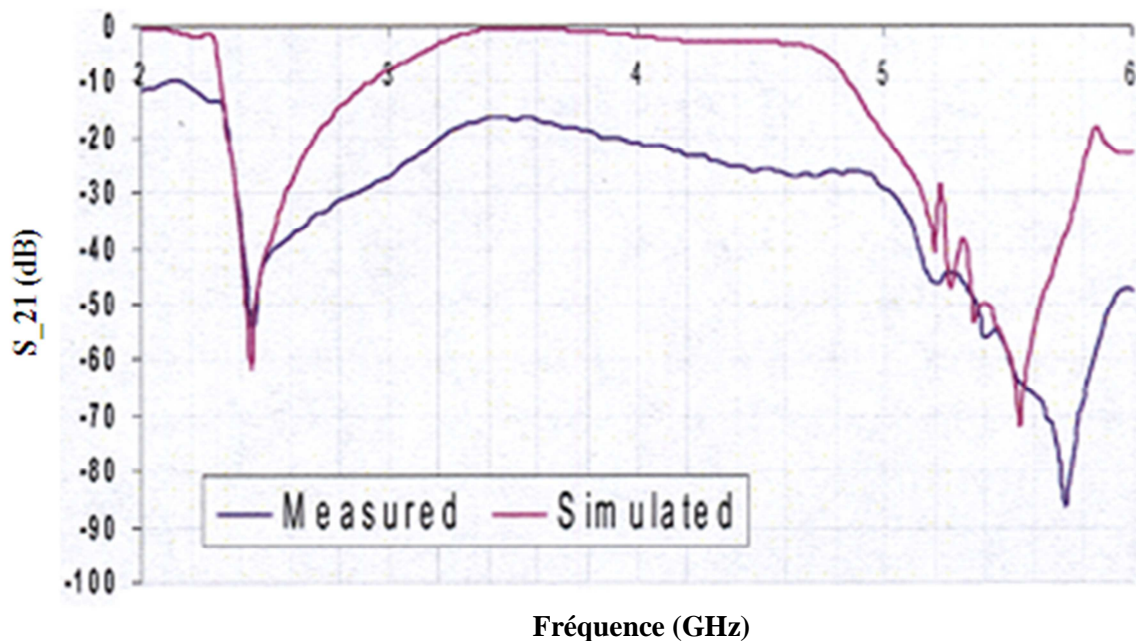


Figure III. 18. Variation du coefficient de transmission simulé et mesuré en fonction de la fréquence [47].

Sur la figure III.17, à la fréquence 2.48 GHz, le coefficient de transmission a un niveau de -61.31 dB. Dans la bande de fréquence 5-6 GHz, le graphe présente deux minimum (-67.8 dB à 5.11 GHz et -74.47dB à 5.42GHz) et un maximum de -15.44 dB à la fréquence 5.84 GHz.

Par contre sur la figure III.18, à la fréquence 2.45 GHz, le coefficient de transmission a un niveau de -61 dB. Dans la bande de fréquence 5-6 GHz, le graphe présente un minimum -71 dB à 5.54GHz et un maximum de -17.2 dB à la fréquence 6 GHz.

Donc on observe une amélioration des performances du filtre par rapport au résultat de l'article [47] .Ceci est due à la différence entre les méthodes utilisées pour la simulation de la structure et à la version du logiciel employé.

III.3.4 Etude paramétrique

Afin de constater l'influence de quelques paramètres définissant la géométrie du filtre sur les performances de la structure, notamment en termes de suppression de signal dans les deux bandes de fréquence, ceux-ci sont modifiés. Les paramètres retenus dans cette étude sont : la position des fentes, le nombre de RAFCs et la largeur du filtre.

III.3.4.1 Effet de positionnement des fentes

Afin d'étudier l'influence de positionnement des fentes du résonateur en anneau fendu complémentaire dans le plan de masse sur les caractéristiques du filtre, nous allons étudier les combinaisons représentés par la figure ci-dessous :

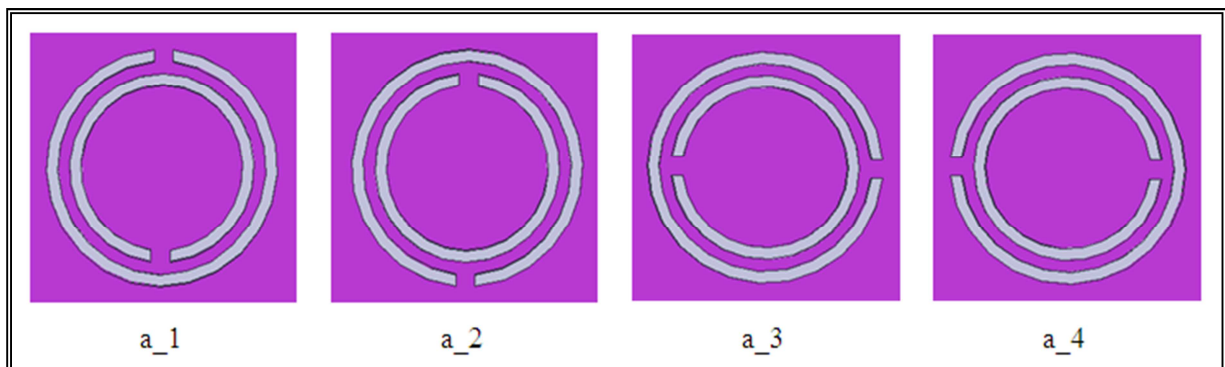


Figure III. 19.Différente position de la fente dans le plan de masse.

Sur la figure III.20, on présente les variations du coefficient de transmission pour les 4 positions.

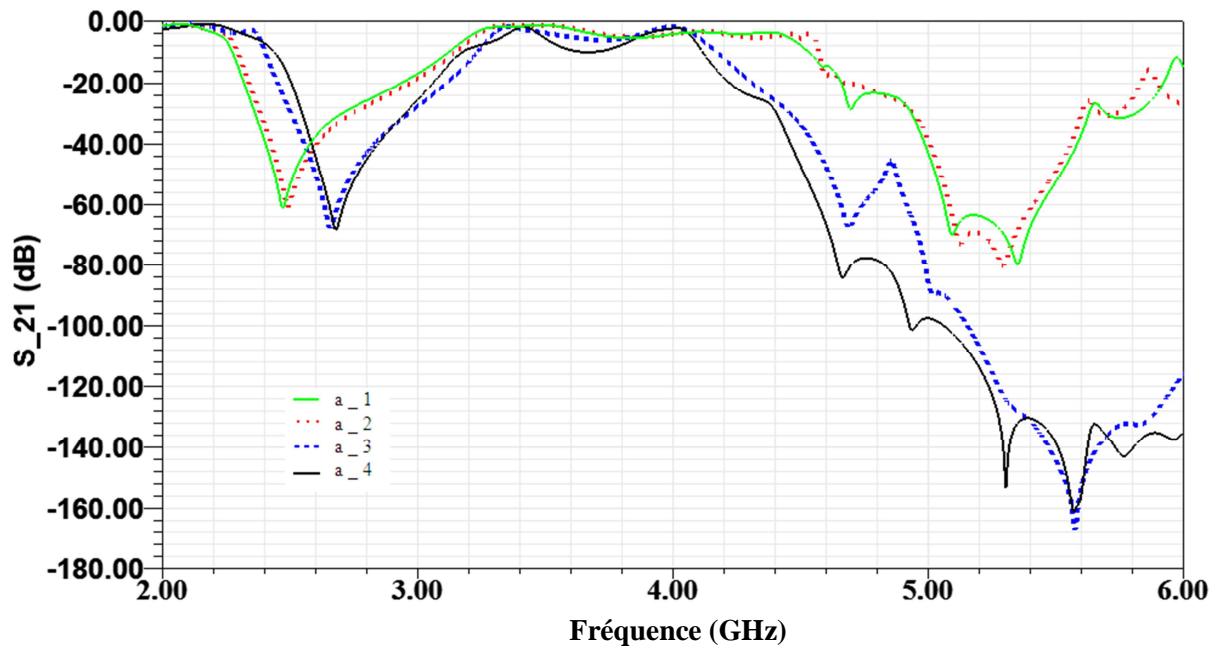


Figure III. 20. Coefficient de transmission pour les différentes positions de RAFC.

Les graphes (a_1, a_2) ont des coefficients de transmission pratiquement les mêmes et le même cas pour (a_3, a_4). On constate que les graphes (a_3, a_4) exhibés un décalage à la fréquence 2.48 GHz, et un coefficient de transmission de -68 dB. Concernant la bande de fréquence [5 - 6] GHz, les deux graphes montrent un niveau maximum de -85 dB, donc une bonne suppression de signal dans cette bande mais le filtre annule un signal qui peut être utile dans la bande [4.1 - 5] GHz.

III.3.4.2 Effet du nombre de RAFCs

Dans cette section, nous traitons l'effet du nombre de RAFC en utilisant la même structure de la figure III.14. Dans un premier temps, nous utilisons deux RAFC pour chaque fréquence avec la prise en considération de l'adaptation entre le plan conducteur et le port d'alimentation. Ensuite l'implémentation de quatre RAFC est étudiée. La figure III.21 illustre les deux structures.

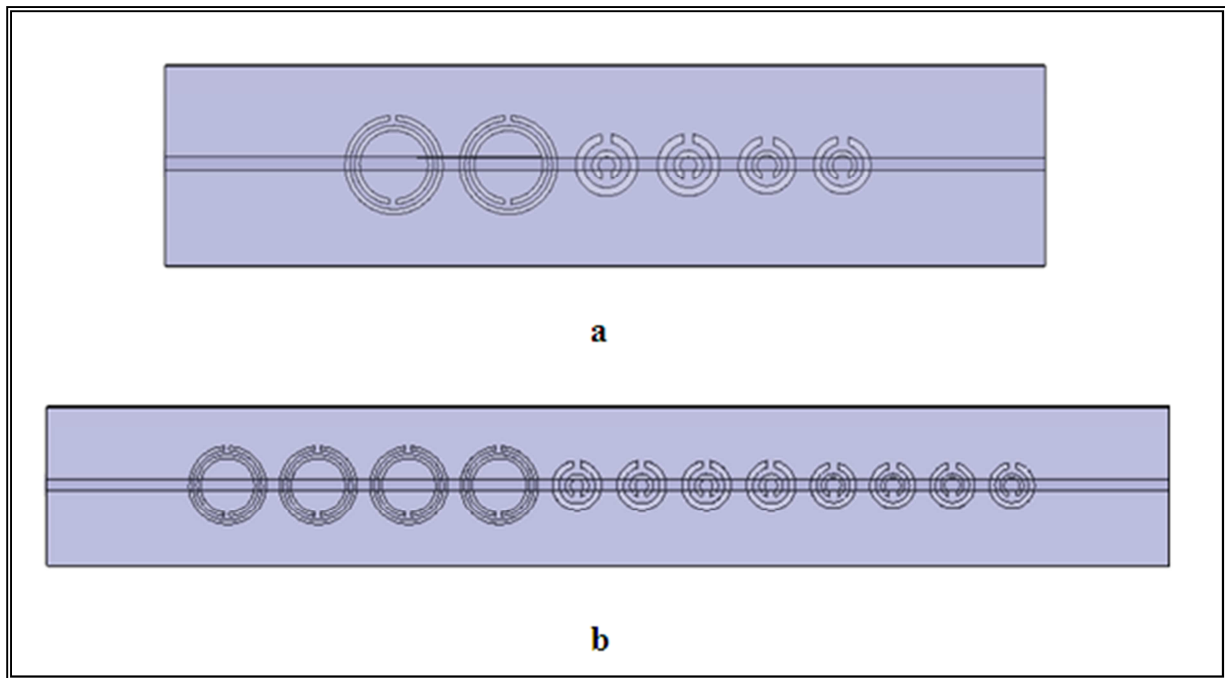


Figure III. 21. Filtre stop bande pour (a) 6 RAFCs (b) 12 RAFCs.

La figure III.22 présente les variations du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour voir l'effet du nombre de RAFC.

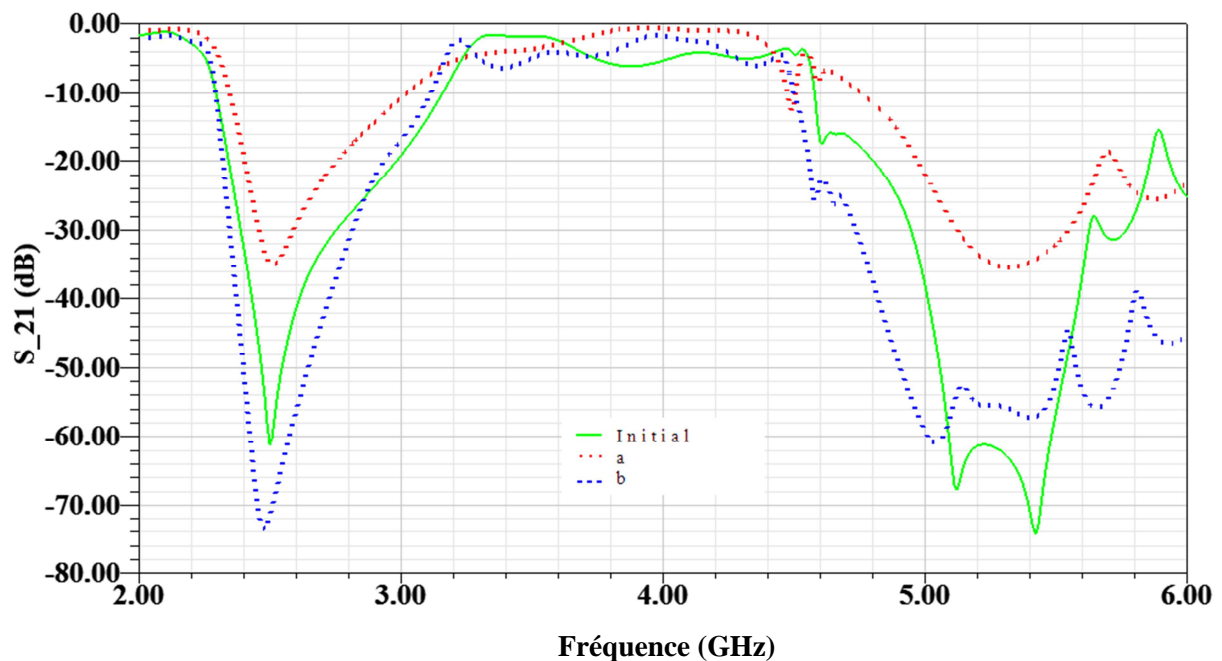


Figure III. 22. Coefficient de transmission pour les différentes positions de RAFCs.

Le filtre contenant 6 RAFCs dans le plan de masse présente un coefficient de transmission supérieur à celui du filtre initial dans la bande de rejection, mais il a un avantage qu'il est plus compact (le graphe a). Par contre, le graphe b présente un coefficient de transmission

inférieure à celui du filtre initial dans la bande du rejection, mais il ne répond pas à la contrainte de miniaturisation.

III.3.4.3 Effet de longueur de filtre

La miniaturisation dans le domaine micro-onde est très demandée. Pour cela l'étude de la diminution de la longueur de filtre est présentée.

L	l_1	l_2	l_3	l_4
Valeur	68.8mm	66.8mm	64.8mm	62.8mm

Tableau III. 5. Les différentes valeurs de la longueur de filtre.

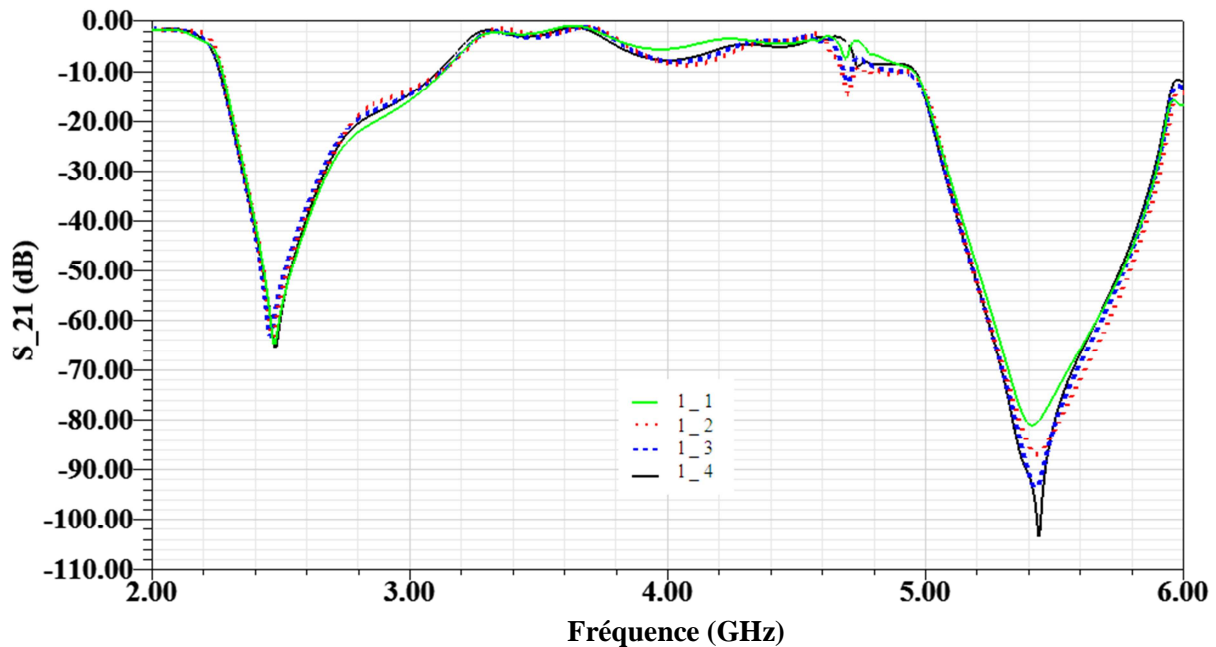


Figure III. 23. Coefficient de transmission pour les différentes longueurs de filtre.

Le graphe l_2 montre une bonne annulation de signal, cependant on observe un niveau de -11,9 dB à la fréquence 6 GHz. Par contre le graphe l_1 présente un niveau de -17 dB. Donc il faut faire un compromis.

III.3.5 Filtre optimisé

Le filtre optimisé est choisi avec une largeur de 68.8mm c'est à dire une diminution de 2mm par rapport à la largeur initiale (70.8mm), il possède aussi un RAFC orienté comme la figure III.20.a_4 mais l'anneau externe est dirigé vers le bas.

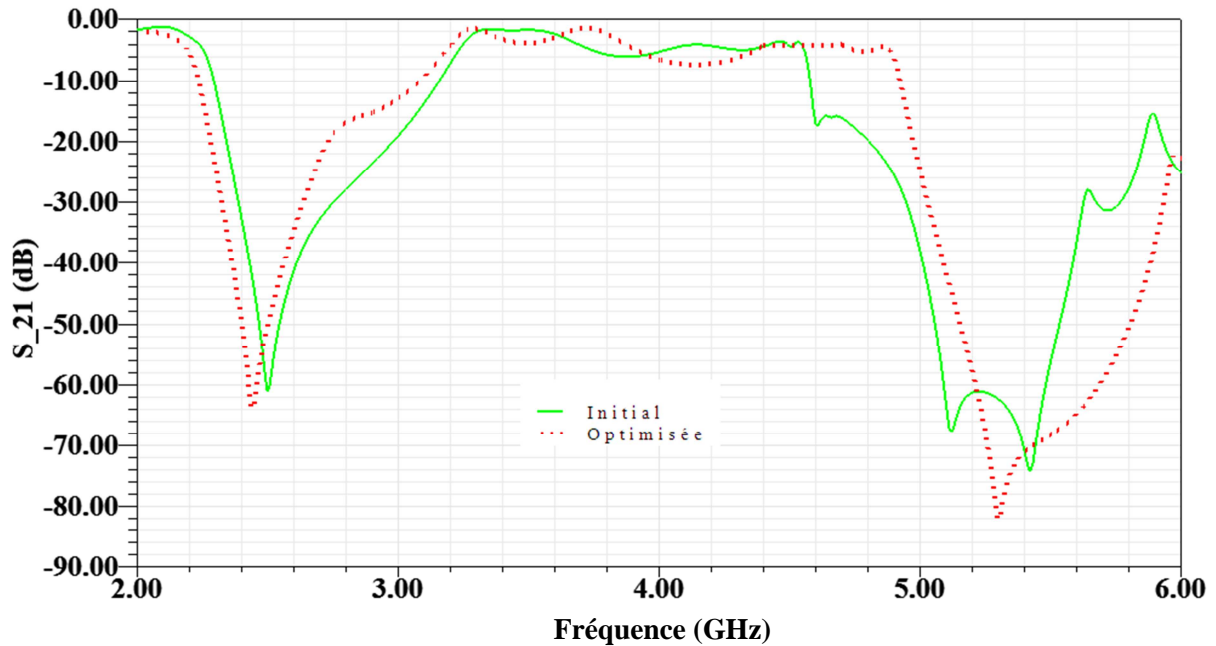


Figure III. 24. Coefficient de transmission du filtre optimisé.

III.4 Conclusion

Dans la première partie du chapitre, une antenne ULB a été étudiée en employant le résonateur en anneau fendu et une ligne micro ruban couplée. L'antenne fonctionne dans le spectre UWB entier à partir de 3.17 à 14.78 GHz, avec une bonne adaptation qui atteint un niveau de -45 dB et un gain élevé. Nous avons étudié les différents paramètres géométriques qui ont une influence sur les performances de l'antenne.

A partir d'une étude paramétrique, une diminution dans la largeur du substrat rend l'antenne plus miniature et moins encombrante.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous nous sommes consacrés à la structure résonante appelée Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire « RAFC ». Cet élément n'est autre que le complémentaire du RAF et correspond à des fentes dans un plan de masse.

Ainsi, cet élément s'est avéré très utile pour son application aux structures planaires, ce qui est impossible à accomplir avec les RAFs classiques.

La fréquence de rejection de signal est inférieure à -10 dB. Ce qui montre que le filtre est capable de supprimer le signal du système WLAN de 5 à 6 GHz et du système WLAN 802.11b/g couvrant la bande de fréquence de 2.4 à 2.48 GHz (la bande ISM).

Puisque les résonateurs dans les deux conceptions ont des dimensions de l'ordre du dixième de la longueur d'onde et les deux topologies sont complètement planaires, les conceptions sont très prometteuses en terme de la compacité et la facilité de l'implémentation dans les systèmes de télécommunication.

CONCLUSION

GENERALE

ET

PERSPECTIVES

L'objectif de ce mémoire était d'étudier les métamatériaux et de les appliquer aux antennes et à la conception de dispositifs microondes. Pour commencer, nous avons présenté dans le chapitre 1, l'intérêt du sujet et un état de l'art des structures à Bande Interdite Électromagnétique susceptibles de nous intéresser pour l'application des métamatériaux. Ensuite, nous avons vu les différentes propriétés des différents modèles de structures possédant une perméabilité négative. En outre, nous avons présenté des résultats de simulation d'une structure périodique pour chaque modèle. Ces résultats (coefficients de réflexion et de transmission) ont par la suite été utilisés afin d'extraire les différents paramètres effectifs tels que la perméabilité, l'indice de réfraction et l'impédance d'onde du milieu équivalent.

Une antenne ULB a été conçue en employant le résonateur en anneau fendu. L'antenne fonctionne dans le spectre UWB entier à partir de 3.17 à 14.78 GHz, avec une bonne adaptation qui atteint un niveau de -45 dB et un gain élevé. En plus de ça, elle est miniature et moins encombrante. Ensuite, en utilisant le Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire un nouveau filtre stop bande est obtenu à l'aide d'une étude paramétrique. Le filtre est capable de supprimer le signal à deux bandes de fréquence pour ne pas interférer à d'autres systèmes travaillent dans une même bande de fréquence. Les simulations ont été faites par le logiciel HFSS qui utilise la méthode des éléments finis.

Puisque les résonateurs dans les deux conceptions ont des dimensions de l'ordre du dixième d'une longueur d'onde à leurs fréquences de conception et les deux topologies sont complètement planaires, les conceptions sont très prometteuses en terme de la compacité et la facilité de l'implémentation.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir de ce travail :

- * Etudier des antennes avec d'autres types du RAF.
- * Extension de notre étude aux réseaux d'antennes à base de RAFs.
- * L'association des tiges au filtre étudié.
- * Optimisation des paramètres constitutifs du filtre à base du RAFC.

ANNEXE A

Généralités sur la technologie UWB

Sommaire

IV.1 Historique.....	83
IV.2 Caractéristiques de la technologie ULB.....	83
IV.3 Réglementation de L'ULB.....	84
IV.3.1 Réglementation Américaine	84
IV.3.1 Les réglementations en cours dans le monde	85
IV.4 Panorama de coexistence	86
IV.5 Quelques applications de L'ULB.....	86
IV.5.1 L'ULB radar	86
IV.5.2 Systèmes de communication ULB	87

IV.1 Historique

Les études sur la génération et l'utilisation des impulsions ultra brèves ont commencé avant les années soixante [48], mais le terme UWB n'a été introduit que vers 1989 par le département de la défense des Etats-Unis. Le premier brevet sur l'application de l'ultra large bande aux télécommunications est dû à G. F. Ross en 1973 [49]. Jusqu'en 1994, de nombreux travaux ont été financés par le gouvernement américain mais sous le couvert de la confidentialité. Depuis lors, l'étude des systèmes de transmission par impulsions tant dans le monde industriel qu'académique a fait l'objet de nombreuses publications [50,51]. Le premier article décrivant cette solution pour les télécommunications, connue sous le nom d'Impulse Radio (IR), est dû à P. Withington et L. Fullerton [52] en 1992. Cet article a été suivi par des travaux académiques démarrés par Scholtz [53] en 1993, et ce n'est qu'en 1997 que le terme UWB apparaît dans le titre d'un article consacré à l'IR [54]. Depuis lors, les deux appellations cohabitent suivant les auteurs.

En août 1998, la Fédéral Communications Commission (FCC) a fait paraître un avis d'information publique (Notice of Inquiry) afin d'évaluer la possibilité de permettre l'utilisation de systèmes employant l'ULB. Suite à cette publication, une centaine de réponses et commentaires ont été faits par les divers organismes et partenaires industriels impliqués de près ou de loin dans l'utilisation de l'ULB.

En 2002, la FCC (Federal Communication Commission), [101,102] l'organisme de régulation des communications américaines, réglemente l'Ultra Large Bande: elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz).

IV.2 Caractéristiques de la technologie ULB

La technologie ULB a plusieurs caractéristiques qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels :

Une large bande passante instantanée, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz ce qui rend l'ULB plus adaptée à l'augmentation de débit que les systèmes existants présentant des contraintes sur leur largeur de bande.

La grande largeur de bande offre à l'ULB une résolution temporelle supérieure à celle des systèmes conventionnels, pour des applications radar et de localisation précise. Cette résolution est typiquement de l'ordre de la nanoseconde (ULB en mode impulsionnelle).

Une courte durée d'impulsions permet une grande robustesse face aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples dans un environnement dense. Cette courte durée permet l'exploitation d'un nombre supérieur de trajets.

Une faible densité spectrale de puissance qui permet la coexistence de l'ULB et des services existants. En effet, la large bande de fréquences des signaux ULB recouvre des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Les autorités de régulation ont alors imposé cette propriété aux signaux ULB afin de permettre la coexistence de l'ULB avec les services existants sans les perturber.

Comme conséquence à cette faible densité spectrale de puissance, les signaux ULB sont plus difficiles à détecter et les communications ULB sont mieux sécurisées. D'autre part, cette propriété limite la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres. Les applications visées par l'ULB sont donc des applications à courte portée et à haut débit, comme les réseaux *Ad Hoc* par exemple.

Une simple implémentation étant donné que l'ULB permet la transmission directe d'impulsions en bande de base sans porteuse.

IV.3 Réglementation de L'ULB

IV.3.1 Réglementation Américaine

La réglementation américaine des systèmes ULB a été définie en février 2002 par la FCC via un premier rapport et ordonnance sur la technologie ULB (First Report and Order on UWB). La FCC a indiqué que les règles définies dans cette loi sont très prudentes, ainsi elle considère que l'ULB ne perturberait pas les autres systèmes radio.

Dans cette loi, la FCC a fixé les limites de la bande de fréquences et des puissances autorisées pour un système de communication ULB. Par ces limites, la FCC a tenu à protéger les systèmes de communication existants en proposant la bande de 3.1 GHz à 10.6 GHz afin d'éviter de perturber les services existants sur les bandes inférieures. Et toujours dans le souci de protéger ces services, la FCC a imposé une limite de densité spectrale de puissance très

basse qui ne dépasse pas $-41,3$ dBm/MHz en puissance moyenne et 0 dBm/50 MHz en puissance crête. Les figures III.1(a) et III.1(b) représentent respectivement les gabarits de puissance définis par cette réglementation lorsque les équipements sont censés de fonctionner en intérieur (Indoor) ou en extérieur (Outdoor).

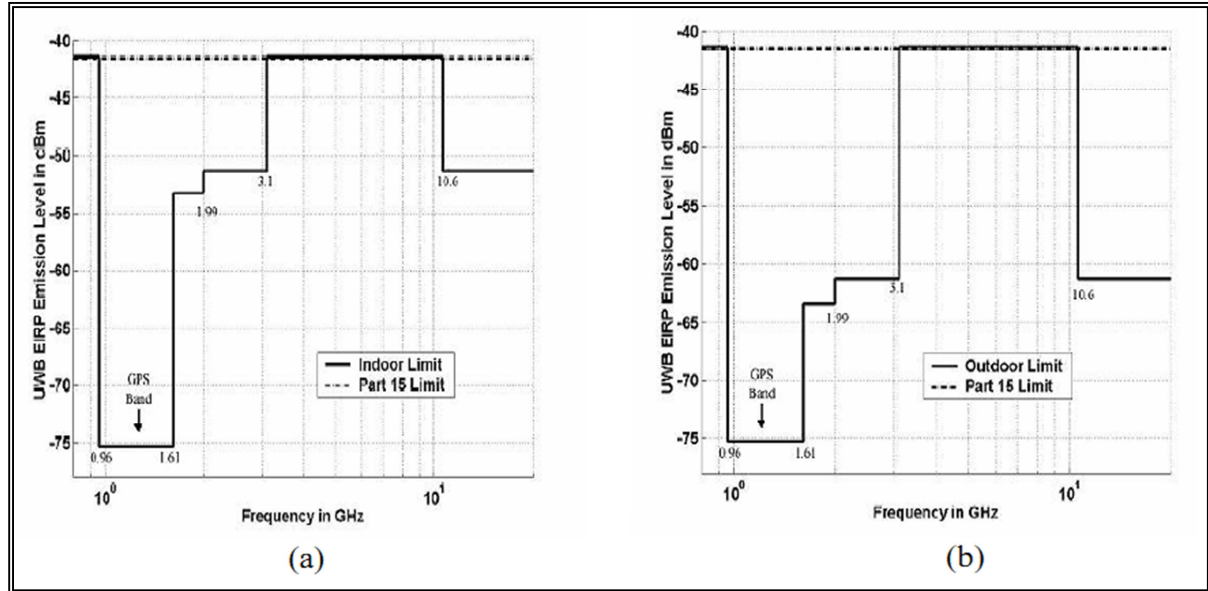


Figure A. 1. Masques spectraux définis par la FCC (a) à l'intérieur ; (b) à l'extérieur.

IV.3.1 Les réglementations en cours dans le monde

Les États-Unis ont été les plus prompts à proposer une réglementation des systèmes ULB, ouvrant ainsi une formidable opportunité commerciale, et obligeant alors l'Europe et le reste du monde à étudier la question des limites d'émission et d'interférences avec les systèmes existants, sachant que les équipements ULB américains finiront tôt ou tard par être utilisés ailleurs.

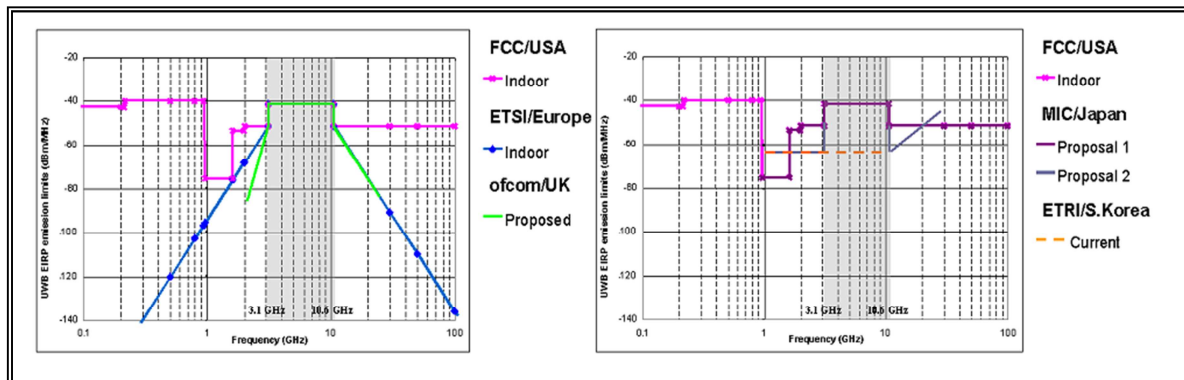


Figure A. 2. Avancements et projets de régulation des émissions ULB en communication dans le monde.

En Europe, le département européen des standards de télécommunications (« *European Telecommunications Standards Institute* » (ETSI)) a proposé d'adopter des limites similaires à celles de la FCC, mais en préférant d'introduire des diminutions de niveau logarithmiques en limite de bande, plutôt qu'une succession de baisses significatives. Il en résulte une protection plus restrictive de 5 à 30 dB à certaines fréquences, mécontentant alors certaines sociétés concernées par l'ULB en Europe.

IV.4 Panorama de coexistence

Comme il vient d'être précisé l'ULB doit coexister avec d'autres systèmes de communications sans être la source de perturbation ou d'interférence pour ces systèmes. Quelques uns de ces systèmes sont illustrés sur la figure III.3 :

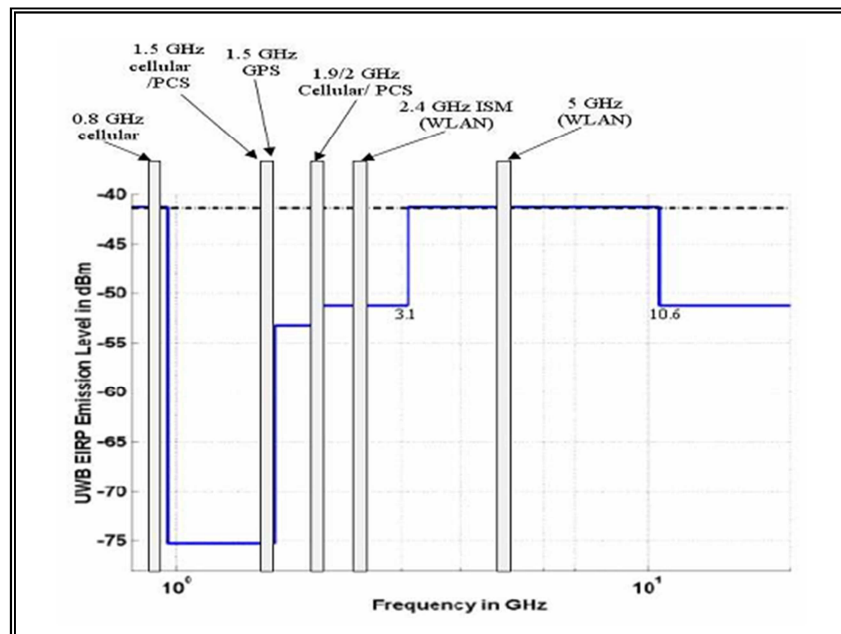


Figure A. 3. Les différents systèmes coexistant avec l'ULB.

IV.5 Quelques applications de L'ULB

IV.5.1 L'ULB radar

A l'origine destinée pour des applications militaires, l'ULB peut être utilisée pour des applications très variées. Dans le domaine du radar on peut citer le radar anticollision des véhicules, les systèmes d'imagerie radar comme le radar de pénétration de sol ou le radar d'imagerie à travers les murs.

Les radars à impulsion ultra large bande utilisent des impulsions très courtes de l'ordre de quelques nanosecondes avec un spectre étendu qui va de quelques dizaines de MHz à quelques GHz. Avec ces propriétés, le radar ULB a plusieurs avantages :

- ✓ La brièveté des impulsions à fort contenu spectral permet de mesurer une réponse transitoire de la cible très riche en information et de dissocier les différents échos en réception. Cette particularité fait que cette technique est très robuste en présence de multi trajets.
- ✓ Le spectre large d'impulsions lui permet d'obtenir des résultats sur toute la bande à partir d'une mesure unique. Il lui procure aussi un fort pouvoir de détection puisqu'il couvre toute la bande.
- ✓ La partie basse du spectre (gabarit FCC entre 0 et 1 GHz) favorise la pénétration de l'onde à travers des obstacles comme le sol, la végétation ou les murs.

IV.5.2 Systèmes de communication ULB

L'ULB peut surtout être utilisée dans les systèmes de communications sans fil à courte portée. On imagine actuellement son emploi dans deux grandes familles d'applications dites respectivement "haut" et "bas" débit. Dans le domaine du bas débit (inférieur ou égal à 1 Mbit/s), on imagine des réseaux de type réseaux de capteurs avec plusieurs applications possibles. En général l'aspect localisation fait partie des services envisagés. D'un point de vue normatif on parle alors des travaux du groupe IEEE802.15.4a. L'autre domaine important est l'ULB haut débit. Il s'agit alors de mettre au point des systèmes de communication à courte distance (< 10m) mais avec des débits très importants (environ 400 Mbit/s). L'objectif est alors de remplacer tout un ensemble de dispositifs de communications de type "cordon vidéo" par exemple. Le groupe de normalisation correspondant était le groupe IEEE802.15.3a, mais ce groupe s'est dissous de lui-même après avoir constaté qu'il n'arrivait pas à trouver une solution de transmission, faisant le compromis des différentes propositions des membres du groupe. Une suite de ce groupe est actuellement le regroupement ECMA qui a pour but de définir une forme d'onde ULB haut débit.

ANNEXE B

Présentation du logiciel HFSS

Sommaire

V.1.Introduction à HFSS	89
V.2 Le déroulement dans un projet.	90
V.3 Résultat de simulation	92

V.1 Introduction à HFSS

HFSS est un simulateur très performant qui permet de résoudre les problèmes électromagnétiques dans un espace 3D pour des volumes arbitraires. Il permet la simulation, la visualisation et la modélisation des solides, où les durées des simulations sont rapides et les résultats sont proches de la réalité.

HFSS est un système interactif de simulation dont l'élément de base de maille est un tétraèdre. Ceci nous permet de résoudre n'importe quelle géométrie en 3D, particulièrement celle qui présente des courbes ou des formes complexes.

La fenêtre de HFSS a plusieurs panneaux facultatifs :

- *Manager Project* : contient un arbre de conception qui permet de lister la structure du projet.
- *Manager Message* : permet de regarder toutes les erreurs ou les avertissements. Cela se produit avant de commencer une simulation.
- *Window Property* : présente les paramètres du modèle et les change.
- *WindowProgress* : montre le progrès de la simulation.
- *Window3D Modeler* : contient le modèle et l'arbre du modèle pour le design à simulé.

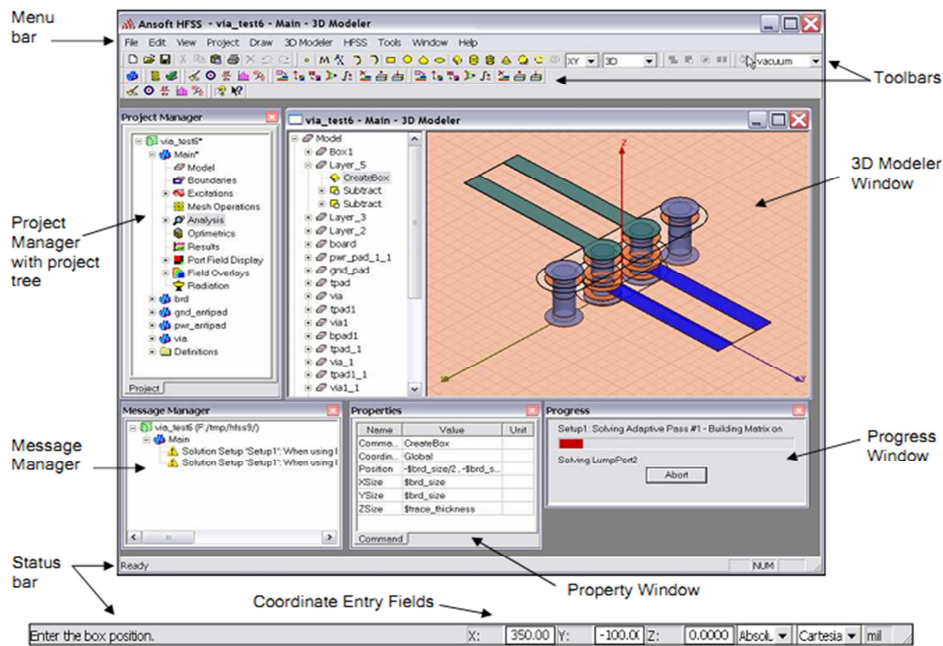


Figure B. 1. L'interface principale de HFSS.

V.2 Le déroulement dans un projet.

Après le lancement du HFSS, il faut suivre les étapes suivantes :

- **Définir les unités**

Choisir les paramètres qui font définir les unités des dimensions, fréquences, temps, ...

- **Dessiner la structure**

Pour la modélisation d'une structure, un certain nombre d'outils de conception géométrique existent pour des géométries typiques tels que les planches, les cylindres, les sphères, etc. Ces formes peuvent être ajoutées ou se croisent à l'aide des opérateurs booléens pour construire des formes plus complexes.

- **Définir la gamme de fréquences**

On peut spécifier la gamme de fréquence en choisissant Setup → Add sweep dans Manager Project. Les réglages de fréquence sont importants parce que le générateur de maillage ajustera le raffinement de maillage (échantillonnage spatial) à la gamme de fréquences spécifiée.

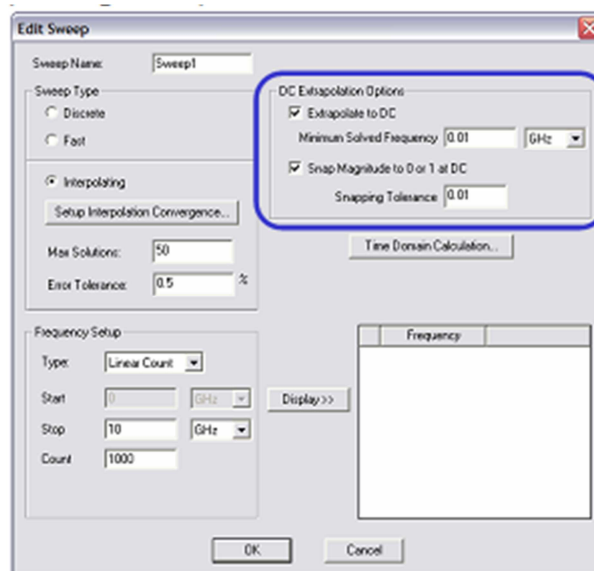


Figure B. 2.définir la bande de fréquence.

- **Définir les Ports**

Chaque structure a besoin d'une source d'énergie pour l'excitation avec des ondes électromagnétiques.

On peut définir le port tel que Wave port ou une source de courant ou de tension en choisissant excitation → WavePort, lumped port, etc...

La définition correcte des ports est très importante pour obtenir des résultats précis des paramètres S.

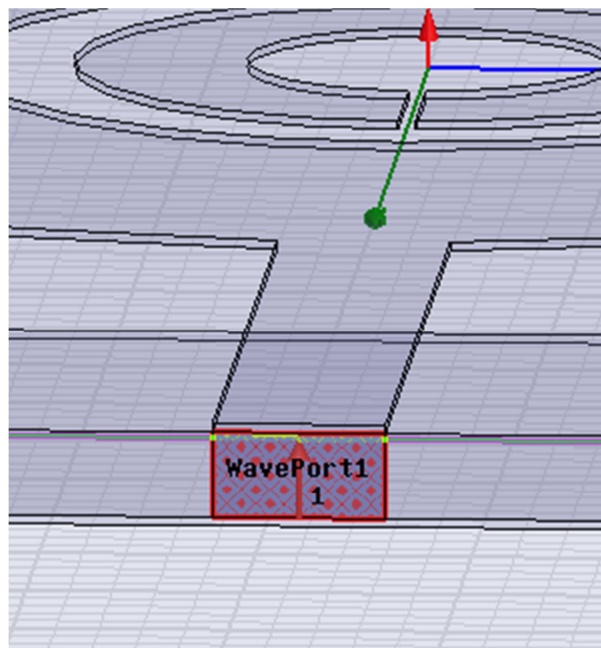


Figure B. 3.définir le port.

- **Définir les conditions aux limites et les plans de symétries**

On peut préciser certaines conditions aux limites pour chaque plan (xmin, xmax, ymin, etc), en choisissant HFSS → boundaries.

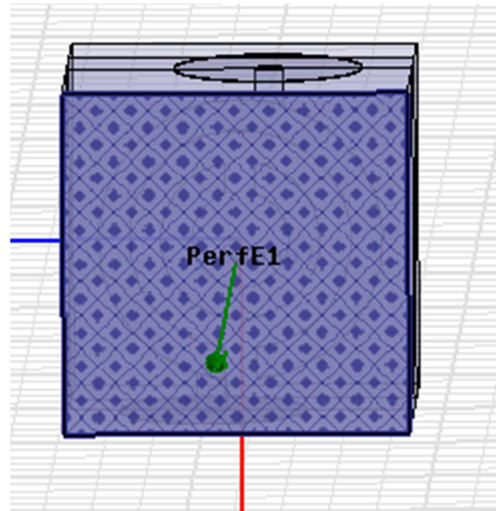


Figure B. 4. Définir les conditions aux limites.

- **Démarrer la simulation**

Après avoir défini tous les paramètres nécessaires, on est prêt à commencer la simulation. Démarrer la simulation en choisissant dans le menu HFSS → Analyze all.

V.3 Résultat de simulation

Après l'exécution avec succès d'une simulation, vous serez en mesure d'accéder aux résultats des différents calculs et récupérer les données de sortie obtenus dans la partie *Results*.

Exemple : le coefficient de réflexion.

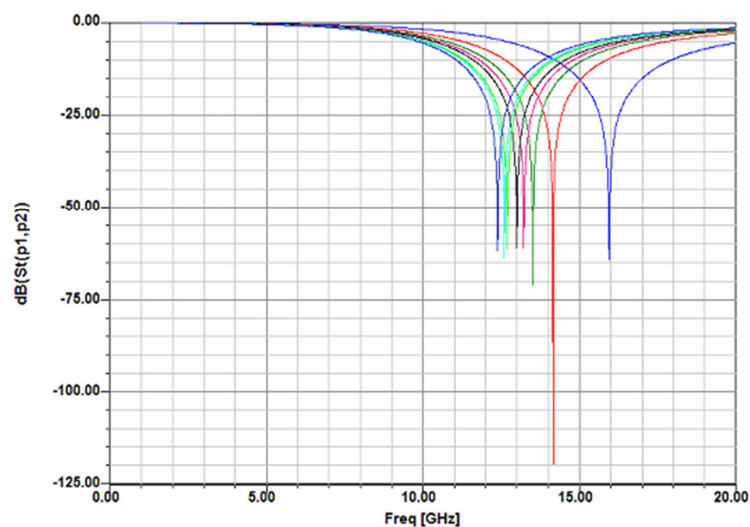


Figure B. 5. Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

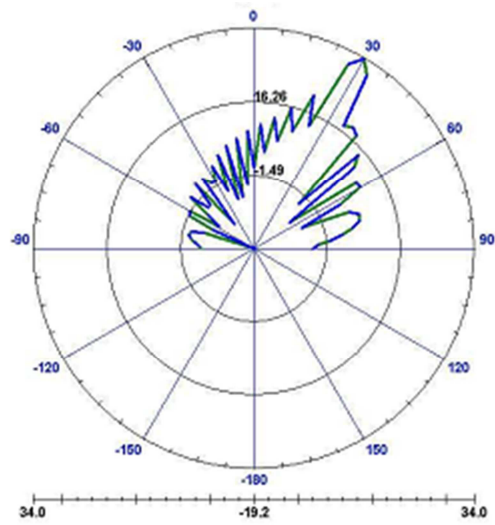


Figure B. 6. Radiation pattern.

- [1] Veselago, V.G, “*The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of permittivity and permeability*”. Soviet Physics USPEKHI, 1968. 10(4): p 509-514.
- [2] E. Yablonovitch, “*Inhibited spontaneous emission in solid state physics*”, Physical Review Letters, vol. 58, n°20, p2059-2062, 1987
- [3] E.Yablonovitch, “*Photonic band-gap structures*”, Journal of the Optical Society of America B, vol.10, no.2, pp.283–295, February1993.
- [4] J.B.Pendry, “*Calculating photonic band structure*”, Journal of Physics: Condensed Matter, vol.8, no.9, pp.1085–1108, February1996.
- [5] Abdelwaheb OURIR, “*Applications de Matériaux à Bandes Interdites Photoniques et de métamatériaux en Télécommunications*”. Thèse de Doctorat, novembre 2006.
- [6] Halim BOUTAYEB, “*Étude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles*”. Thèse de Doctorat, novembre 2003.
- [7] Nawaz BUROKUR, “*Mise en œuvre de métamatériaux en vue d’application aux circuits microondes et aux antennes*”. Thèse de Doctorat, novembre 2005.
- [8] S.A.Ramakrishna, T. M. Grzegorzcyk, “*Physics and applications of negative refractive index materials*”, CRC press, 2009.
- [9] Weiglhofer, W.S., Lakhtakia, A. “*Introduction to complex mediums for optics and electromagnetics*”.SPIE Press, Bellingham, WA, USA (2003)
- [10] J.B.PENDRY, A.J. HOLDEN, D.J.ROBBINS, et W.J.STEWART, “*Extremely Low Frequency Plasmons in Metallic Meso structures*”, Phys. Rev. Lett, vol. 25, pp.4773-4776, 1996.
- [11] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “*Low frequency plasmons in thin wire structures*”, Journal of Physics : Condensed Matter, , no. 10, pp. 4785–4809, March 1998.
- [12] J.B.PENDRY, A.J.HOLDEN, D.J ROBBINS, et W.J.STEWART, “*Magnetism from conductors and enhanced non linear phenomena*”. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 47, p.2075-2084 (1999).
- [13]D.R. SMITH, W.J.PADILLA, D.C.VIER, S.C.N. NASSER, and S.SCHULTZ, “*Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity*”. Phys. Rev. Lett.84, p. 4184-4187 (2000).
- [14] J.B.PENDRY, “*Negative refraction makes a perfect lens*”.Phys.Rev.Lett.85, p.3966-3969 (2000).
- [15] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, “*Experimental verification of a negative index of refraction*”, Science, vol. 292, pp. 77–79, April 2001.

- [16] P. M. Valanju, R. M. Walser, and A. P. Valanju, “*Wave refraction in negative index media: Always positive and very inhomogeneous*”, *Physical Review Letters*, vol. 88, no. 18, pp. 187401, May 2002.
- [17] J. B. Pendry and D. R. Smith, “*Comments on [16]*”, *Physical Review Letters*, vol. 90, no. 2, pp. 029703, January 2003.
- [18] D. R. Smith and N. Kroll, “*Negative refractive index in left-handed materials*”, *Physical Review Letters*, vol. 85, no. 14, pp. 2933–2936, October 2000.
- [19] R. W. Ziolkowsky and E. Heyman, “*Wave propagation in media having negative permittivity and permeability*”, *Physical Review E*, vol. 64, no. 5, pp. 056625, October 2001.
- [20] D.R.Smith and D.Schurig, “*Electromagnetic wave propagation in media with indefinite permittivity and permeability tensors*”, *Physical Review Letters*, vol.90, no.7, pp.077405, February2003.
- [21] Frédéric BONGARD, “*Contribution aux techniques de caractérisation pour les Métamatériaux et leur applications micro onde*”. Thèse de Doctorat, novembre 2009.
- [22] “*High Frequency Structure Simulator v 11*”, Ansoft Corporation, 2009.
- [23] A. Ishimaru, S. W. Lee, Y. Kuga, and V. Jandhyala, “*Generalized constitutive relations for metamaterials based on the quasi-static lorentz theory*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2550–2557, 2003.
- [24] D. R. Smith and J. B. Pendry, “*Homogenization of metamaterials by field averaging*”, *Journal of the Optical Society of America B*, vol. 23, no. 3, pp. 391–403,2006.
- [25] D. R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, “*Direct calculation of permeability and permittivity for a left-handed metamaterial*”, *Applied Physics Letters*, vol. 77, no. 14, pp.2246–2248, October 2000.
- [26] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markos, and C. M. Soukoulis, “*Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients*”, *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, pp. 195104, April 2002.
- [27] X.Chen, T. M. Grzegorzcyk, B.I. Wu, J. Pacheco Jr, and J. A. Kong, “*Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials*”, *Physical Review E*,vol. 70, p. 016608, 2004.
- [28] M. Notomi, “*Theory of light propagation in strongly modulated photonic crystals : Refraction like behavior in the vicinity of the photonic band gap*”, *Physical Review B*, vol. 62, no. 16, pp. 10696–10705, October 2000.
- [29] K.Aydin, I.Bulu, K.Guven, M.Kafesaki, C.M.Soukoulis, and E.Ozbay, “*Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs,*” *New Journal of Physics* 7. 168 .2005

- [30] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martín, S. R. Marqués, F. Falcone, T. Lopetegi, A. G. M. Laso, J. García-García, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, “*Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission*”, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 53, NO.4, pp.1451-1461, april 2005 .
- [31] N.Katsarakis, T.Koschny, M.Kafesaki, E.N.Economou, C.M.Soukoulis, “*Electric coupling to the magnetic resonance of split ring resonators*” Applied physics letters, vol. 84, pp. 2943, 2004.
- [32] L.Thourel, “*Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques*”, vol.2 - Les Antennes, Cepadues, 1990.
- [33]. Liu, R., Cui, T.J., Huang, D., Zhao, B., Smith, and D.R.: “*Description and explanation of electromagnetic behaviors in artificial metamaterials based on effective medium theory*”. Phys. Rev. E76, 026606 (2007)
- [34] Kerckhoff, A., and Ling, H.: “*Design of a planar monopole antenna for use with ultra-wideband (UWB) having a band-notched characteristic*” IEEE AP-S Int. Symp. Dig., 2003, Vol. 1, pp. 830-833
- [35] Mao, S. G., and Chen, S.-L.: “*Characterization and modeling of left-handed microstrip lines with application to 100 Ω antennas*”, IEEE Trans. Antennas Propag., 2006, 54, pp. 1084-1091
- [36] Hwang, J.-N., and Chen, F.C.: “*Study of SAR reduction with split ring resonators*”. IEEE APS Int.Symp. Dig., 2005, Vol. 2B, pp. 780-783
- [37] Kim, J., et al.: “*5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR*”, Electron. Lett., 2006, 42, pp. 315-316
- [38] R. Marqués, F. Medina, and R. Raffi El Idrissi, “*Role of bianisotropy in negative permeability and left handed metamaterials*”, Physical Review B, vol. 65, no. 14, pp. 144440, April 2002.
- [39] Marqués, R., et al, “*Comparative analysis of edge- and broad side coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments*”, IEEE Trans. Antennas Propag., 2003, 51, pp. 2572-2581
- [40] X. Yang, Z. Yu, Q. Shi and R. Tao, “*Design of novel ultra-wideband antenna with individual SRR*”, ELECTRONICS LETTERS 71th Vol. 44 No. 79, pp. September 2008
- [41] Rambabu, K.; Chia, M.Y.-W.; Khee Meng Chan; Bornemann, J, “*Design of Multiple-Stopband Filters for Interference Suppression in UWB Applications*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol. 54, pp. 3333- 3338, Aug 2006.
- [42] Yuan Gao et al, “*A 0.18-1 μ m CMOS UWB LNA with 5 GHz Interference Rejection*” Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE , vol ,pp. 47-50, June 2007.

- [43] Francisco Falcone, Txema Lopetegi, “*Effective Negative ϵ Stopband Microstrip Lines Based on Complementary Split Ring Resonators*”, *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, pp. 280 - 282, June 2004
- [44] I. Bonache et al., “*Complementary Split Ring Resonator (CSRRs) towards the Miniaturization of Microwave Device Design*”, *Journal Computational Electronics*, vol. 5, pp. 193-197, 2006.
- [45] C Li and Fang Li, “*Characterization and Modeling of a Microstrip Line Loaded with Complementary Split-Ring Resonators (CSRRs) and its Application to Highpass Filters*”, *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 40, pp 3780-3787, June 2007.
- [46] H. Lim et al, “*A Novel Compact Coplanar Waveguide Bandstop Filter Based on Split Ring Resonators*”, in *Proceedings of ISAP2007, Japan*, pp 1470-1473, 2007.
- [47] C.L Leow, P. J. Soh, S. Carpenter, A.A.H Azremi, A.A.M Ezanuddin, “*Design of Split Ring Resonator Filters for Interference Suppression in UWB*”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.1, pp. 467-471, 2008.
- [48] J. R. Pierce, A. L. Hopper, “*Nonsynchronous time division with holding and with random sampling*”, *Proc. of the IRE*, vol. 40, pp. 1079-1088, Sept. 1952.
- [49] G. F. Ross, “*Transmission and reception system for generating and receiving base band duration pulse signals for short base-band pulse communication system*”, U.S. Patent 3,728,025 dated July 31, 1973.
- [50] M. K. Simon, B. K. Levitt, R. A. Scholtz R.A, J. K. Omura, “*Spread spectrum communications handbook*”, Mac Graw Hill, 1994.
- [51] M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, M. A. Barnes, “*Ultra-Wide Bandwidth (UWB) signal propagation for outdoor wireless communications*”, *Proc. Of the 47th Vehicular Technology. Conference VTC 1997*, Phoenix, AZ, USA, pp. 251-255, May 1997.
- [52] P. H. Withington and L. Fullerton, “*An impulse radio communications system*”, in *Proc. Of the International. Conference on Ultra-Wide Band, Short Pulse Electromagnetics*, Brooklyn NY, USA, pp113-120, Oct. 1992.
- [53] R. A. Scholtz, “*Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio*”, *Proc. of the IEEE Milcom Conference*, Boston, MA, USA, pp 447-450, Oct. 1993.
- [54] M. Z. Win, R.A. Scholtz, and L. W. Fullerton, “*Time-Hopping SSMA Techniques for Impulse Radio with an Analog Modulated Data Subcarrier*”, *proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC* May 1997.

Abstract

The purpose of this work is the study of structures containing metamaterials designed with ribbons printed conductors on a dielectric support, including the Split Ring Resonator (SRR). The SRR, of very small dimensions compared to the wavelength, has properties notch and a negative permeability in a narrow band of frequencies around its resonance. Initially, an UWB patch antenna where the radiator is the circular SRR is used to improve the performance of this antenna. Then, using a new type of ground plane demetallized by Complementary split ring resonators (CSRR) is used to highlight the phenomenon of filtering. The use of these materials offers advantages such as reducing weight and bulk, which is beneficial for their integration into an electronic system.

Keywords: metamaterial, negative permeability, negative permittivity, negative index of refraction, antenna, filter, RAF, RAFC.

Résumé

Des structures à base de métamatériaux conçus avec des rubans conducteurs imprimés sur un support diélectrique, notamment le Résonateur en Anneau Fendu (RAF). Le RAF, de dimensions très faibles par rapport à la longueur d'onde, possède des propriétés coupe-bande et une perméabilité négative dans une bande étroite de fréquences autour de sa résonance. Dans un premier temps, une antenne patch *UWB* ou l'élément rayonnant est le RAF circulaire est utilisée pour améliorer les performances de cette antenne. Ensuite, la dernière partie de cette thèse explore l'utilisation d'un nouveau type de plan de masse démétallisés par des Résonateurs en Anneau Fendu Complémentaires (RAFCs) permet de mettre en évidence des phénomènes de filtrage. L'utilisation de ces matériaux offre des avantages tels que la réduction du poids et de l'encombrement, ce qui est bénéfique pour leur intégration dans un système électronique.

Mots-clés : métamatériau, perméabilité négative, permittivité négative, indice de réfraction négatif, antenne, filtre, RAF, RAFC.

ملخص

الغرض من هذا العمل هو دراسة Métamatériaux المصنوعة من شرائط ناقلة و المطبوعة على سند عازل. خاصة RAF ذو الحجم الصغير جدا بالمقارنة مع الطول الموجي ، وله خصائص قطع شريط من الترددات والنفاذية السلبية في نطاق ضيق من الترددات حول الرنين.

في البداية، نقوم بدراسة هوائي لتحسين أداءه وذلك باستخدام RAF كعنصر مشع ثم نستخدم RAFC لتسليط الضوء على ظاهرة الترشيح. استخدام هذه المواد يوفر مزايا مثل خفض الوزن والازدحام، والذي هو مفيد لاندماجها في أي نظام إلكتروني.

الكلمات الرئيسية : النفاذية السلبية ، السماحية سلبية ، مؤشر سلبية من الانكسار، هوائي، الترشيح، RAFC, RAF, Métamatériaux,