

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

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

En : Télécommunication

Spécialité : Télécommunication

Par : NACER Abdelghani

Sujet

Etude et conception de structures à base de
métamatériaux pour application aux circuits
microondes et antennes

Soutenue publiquement, le 22/12/2018, devant le jury composé de :

Mr. CHIKH BLED Mohamed El Kebir	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr. BOUKLI-HACENE Noureddine	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
Mr. KAMECHE Mohamed	Directeur de Recherches	ASAL CDS, Oran	Examineur
Mr. LASRI Boumédiène	Professeur	Univ. Saida	Examineur

Remerciements



Ce présent travail, a été effectué au laboratoire de Télécommunication de la Faculté de Technologie de l'Université de Tlemcen.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur BOUKLI-HACENNE Nouredine, Professeur 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 sa disponibilité ont permis l'achèvement de ce travail.

Je remercie Monsieur M. CHIKH BLED Mohamed El Kebir, Professeur à l'Université de Tlemcen, de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je tiens à remercier également Messieurs KAMECHE Mohamed, Directeur de Recherches à l'ASAL- CDS d'Oran, et LASRI Boumediene, Professeur à l'Université de Saida, pour avoir accepté de participer à ce jury et d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier également et à exprimer ma profonde reconnaissance et mes sentiments les plus affectueux à toutes les personnes qui me sont chères, en particulier mes chers parents, mon frère, mes sœurs et mes amis qui m'ont toujours soutenu et encouragé tout au long de ces années de thèse.

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

Résumé

Les métamatériaux ont attiré une grande attention ces dernières années, en raison de leurs propriétés électromagnétiques inhabituelles et de leur capacité à guider et à contrôler les ondes électromagnétiques là où les matériaux naturels ne peuvent pas le faire. Les métamatériaux de type résonant notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, de dimensions très faibles par rapport à la longueur d'onde, étudiés dans cette thèse, présentent des propriétés coupe-bande et une perméabilité négative ou une permittivité négative dans une bande de fréquences étroite autour de ses résonances. Ces bandes de fréquences sont parfaitement et aisément contrôlées en termes de sélectivité en fréquence et du niveau de rejection, par l'ajustage d'une diversité de paramètres. De ce fait, ces résonateurs sont conçus et optimisés pour être appliqués à la conception de nouvelles structures telles que les antennes ULB à bande rejetées, les filtres et les duplexeurs. Les résultats obtenus confirment que les résonateurs métamatériaux, considérés dans le cadre de cette thèse, permettent d'améliorer considérablement les performances des applications visées.

Mots-clés : métamatériau, résonateur en anneau fendu, résonateur en anneau fendu complémentaire, perméabilité négative, permittivité négative, antenne, circuits microondes.

Abstract

Metamaterials have attracted great attention in recent years due to their unusual electromagnetic properties and their ability to guide and control electromagnetic waves where natural materials cannot. The resonant metamaterials, in particular the split ring resonator and its complementary, of very small dimensions compared to wavelength, studied in this thesis, exhibit band-stop properties and negative permeability or negative permittivity in a narrow frequency band around its resonances. These frequency bands are perfectly and easily controlled in terms of frequency selectivity and rejection level, by adjusting a variety of parameters. As a result, these resonators are designed and optimized to be applied to the design of new structures such as band-notched UWB antennas, filters and duplexers. The obtained results confirm that the metamaterial resonators, considered within the context of this thesis, improve considerably the performance of the targeted applications.

Keywords: metamaterial, split ring resonator, complementary split ring resonator, negative permeability, negative permittivity, antenna, microwave circuits.

TABLE DES MATIERES

Résumé	ii
Abstract	iii
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	xii
Les acronymes	xiii
Introduction générale	1

Chapitre I : Généralités sur les métamatériaux

1. Introduction.....	5
2. Origine des métamatériaux	5
3. Définitions	7
4. Principes et propriétés.....	8
4.1. Perméabilité négative.....	10
4.2. Permittivité négative.....	17
4.3. Matériaux avec perméabilité et permittivité négatives	21
5. Applications des métamatériaux	25
5.1. Les antennes	25
5.2. Les circuits microondes	28
6. Conclusion	31

Chapitre II : Etude et analyse du résonateur en anneau fendu et son complémentaire

1. Introduction.....	33
2. Techniques et procédures d'homogénéisations	33
3. Résonateur à activité magnétique.....	37
3.1. RAF circulaire	38
3.2. RAF carré.....	44
4. Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire «RAFC»	47

5. Étude des Lignes de transmission à base des structures métamatériaux.....	50
5.1. Conception des lignes de transmission à base des structures métamatériaux ...	50
5.2. Étude paramétrique du RAFC carré associé à une ligne de transmission.....	52
5.3. Etude du RAFC carré double à anneaux opposés ou co-directionnels.....	55
6. Conclusion	57

Chapitre III : Antennes ULB à bandes rejetées basées sur des résonateurs métamatériaux

1. Introduction.....	59
2. Configuration de l'antenne primitive.....	60
3. Antenne ULB à double bandes rejetées.....	61
1.1. Antenne ULB avec RAFC circulaire.....	62
1.2. Antenne ULB avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire.....	65
1.3. Antenne ULB optimisée	67
2. Antenne ULB a triple bandes rejetées.....	70
2.1. Antenne ULB avec RAFC rectangulaire	71
2.2. Antenne ULB avec RAFC simple et RAFC co-directionnel	73
2.3. Antenne ULB optimisée	76
3. Comparaison des performances.....	78
4. Conclusion	80

Chapitre IV : Circuits microondes basées sur des résonateurs métamatériaux

1. Introduction.....	82
2. Filtres coupe bande.....	82
2.1. Etude et conception de filtre coupe-bande basé sur un RAFC multiple co-directionnel.....	83
2.2. Etude et conception de filtre coupe bande à double couches.....	89
2.3. Comparaisons des performances.....	92
3. Filtres passe bande	94
3.1. Filtres passe bande mono-bande	94

3.2. Filtres passe bande bi-bande	95
3.3. Comparaisons des performances.....	96
4. Duplexeur.....	97
5. Conclusion	98
Conclusion générale	97

ANNEXE A : Présentation du logiciel HFSS

1. Introduction.....	102
2. Fenêtre HFSS	102
3. Création d'un projet.....	103
4. Déroulement d'un projet.	103
5. Exemple de Résultats	105

ANNEXE B : Présentation du logiciel CST

1. Introduction.....	108
2. Fenêtre CST.....	108
3. Création d'un projet.....	109
4. Déroulement d'un projet	109
5. Exemple de Résultats	111

Bibliographie	113
----------------------------	------------

Production scientifique.....	124
-------------------------------------	------------

LISTE DES FIGURES

Fig. I. 1. Classes des matériaux selon les paramètres constitutives (ϵ , μ).....	8
Fig. I. 2. Structure de rouleau suisse introduite par Pendry :(a) vue de face. (b) vue de profil.	10
Fig. I. 3. Variation de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la conductivité σ 0,1, 2,0 Ω [10].....	12
Fig. I. 4. Résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator « SRR ») introduit par Pendry [10].	12
Fig. I. 5. Diagramme de dispersion présenté par Pendry dans le cas du RAF.	14
Fig. I. 6. La structure BC-SRR.	15
Fig. I. 7. RAF non bi-anisotrope (NB-SRR).	15
Fig. I. 8. RAF à double fente (D SRR).....	16
Fig. I. 9. RAF à double fente (D SRR).....	16
Fig. I. 10. Résonateurs à anneaux fendus multiples (MSRR).	16
Fig. I. 11. Résonateurs à anneaux fendus ouvert (OSRR).	17
Fig. I. 12. Diagramme de dispersion de la lumière dans un métal idéal.	18
Fig. I. 13. Réseau de tiges métalliques à permittivité négative.	19
Fig. I. 14. Topologie du RAF et du RAFC.....	20
Fig. I. 15. Permittivité de RAFC [33].	21
Fig. I. 16. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.	23
Fig. I. 17. Représentation vectorielle d'une onde plane :(a) Milieu main droite. (b) Milieu main gauche.	23
Fig. I. 18. Propagation de la phase et de l'énergie dans un matériau classique et dans un matériau main gauche.....	24
Fig. I. 19. Propagation dans les deux milieux.....	24
Fig. I. 20. (a) Premier milieu main gauche réalisé (b) milieu 2D réalisé par Shelby.....	25
Fig. I. 21. (a) l'antenne patch miniaturisée (b) le disque contenant le RAFC (c) le coefficient de réflexion de l'antenne patch miniaturisée à 1/16 de taille de l'antenne traditionnelle [37].	26

Fig. I. 22. (a) Géométrie de l'antenne (b) l'antenne avec l'utilisation de superstrat métamatériaux (c) la structure fabriqué [38]..... 26

Fig. I. 23. (a) le coefficient de réflexion. (b) le gain, avec et sans le superstrat métamatériau [38]. 27

Fig. I. 24. (a) l'antenne avec DSRR. (b) le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [39]. 28

Fig. I. 25. (a) filtre stop bande SRR-CPW (b) le coefficient de réflexion et de transmission [48]. 29

Fig. I. 26. (a) filtre passe bande à ligne couplée à des RAF. (b) Coefficient de réflexion et de transmission [49]. 30

Fig. I. 27. (a) Duplexeur SIW- RAFC. (b) le coefficient de transmission et d'isolation [56]. 30

Fig. II. 1. Le circuit équivalent de SRR [26]. 38

Fig. II. 2. Représentation et paramètres de cellule du RAF circulaire. 39

Fig. II. 3. Les polarisations électromagnétiques possibles..... 40

Fig. II. 4. Coefficient de transmission pour les cas de polarisations électromagnétiques.. 41

Fig. II. 5. RAF circulaire avec E selon l'axe x: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective. 42

Fig. II. 6. 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. 43

Fig. II. 7. Représentation et paramètres d'une unité de cellule du RAF carré. 45

Fig. 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. 46

Fig. II. 9. 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. 47

Fig. II. 10. Topologie du RAF et du RAFC. 48

Fig. II. 11. Polarisation des champs électromagnétiques du RAFC..... 48

Fig. II. 12. Représentation et paramètres d'une unité de cellule du RAFC circulaire. 49

Fig. II. 13. RAFC circulaire: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective..... 50

Fig. II. 14. La ligne de transmission chargée du RAFC et son modèle de circuit équivalent. 51

Fig. II. 15. Les différents paramètres de la ligne de transmission chargée du RAFC..... 52

Fig. II. 16. Variation du coefficient de transmission en fonction de la : (a) longueur. (b) largeur. (c) largeur de l'ouverture de l'anneau. (d) largeur de la fente formant les anneaux..... 54

Fig. II. 17. Topologie du RAFC double : (a) à anneaux opposés. (b) à anneaux co-directionnels..... 55

Fig. II. 18. Variation du coefficient de transmission en fonction de l'espacement entre les deux anneaux : (a) anneaux opposés. (b) anneaux co-directionnels. 56

Fig. III. 1. Etapes de conception de l'antenne : (a) étape_1. (b) étape_2. (c) étape_3..... 60

Fig. III. 2. ROS de l'antenne primitive pour les trois étapes..... 61

Fig. III. 3. Antenne ULB avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire. 62

Fig. III. 4. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire pour diverses valeurs du rayon. 63

Fig. III. 5. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire pour différentes valeurs de c_1 63

Fig. III. 6. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire pour différentes valeurs de g_1 64

Fig. III. 7. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire pour différentes valeurs de d 65

Fig. III. 8. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire pour différentes valeurs de a_2 ou b_2 66

Fig. III. 9. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire pour différentes positions de l'ouverture de l'anneau du RAFC. 66

Fig. III. 10. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire pour différentes positions du RAFC. 67

Fig. III. 11. ROS de l'antenne ULB optimisé avec RAFC simple et co-directionnel. 68

Fig. III. 12. La distribution de courant pour les bandes filtrées : (a) 3.5 GHz. (b) 5.44 GHz. 68

Fig. III. 13. Gain de l'antenne. 69

Fig. III. 14. Diagramme de rayonnement pour le Plan H (à droite) et le plan E (à gauche) simulé sous : (a) HFSS. (b) CST..... 70

Fig. III. 15. Antenne ULB avec RAFC simple et RAFC co-directionnel. 71

Fig. III. 16. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire pour diverses valeurs de a_1 ou b_1 .
 71

Fig. III. 17. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire pour différentes valeurs de c_1 . 72

Fig. III. 18. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire pour différentes valeurs de g_1 ... 72

Fig. III. 19. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire pour différentes valeurs de d 73

Fig. III. 20. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire et RAFC co-directionnel pour
 différentes valeurs de a_2 ou b_2 74

Fig. III. 21. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire et RAFC co-directionnel pour
 différentes valeurs de a_3 ou b_3 avec $c_3=0.1\text{mm}$, $g_3=0.1\text{mm}$ 74

Fig. III. 22. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire et RAFC co-directionnel avec et
 sans fente RAFC dans le substrat. 75

Fig. III. 23. ROS de l'antenne ULB optimisé avec RAFC simple et co-directionnel. 76

Fig. III. 24. La distribution de courant pour les bandes filtrées : (a) 3.55 GHz. (b) 5.44
 GHz. (c) 7.91 GHz. 77

Fig. III. 25.. Gain de l'antenne ULB optimisé avec RAFC simple et co-directionnel. 77

Fig. IV. 1. Filtre à RAFC multiple co-directionnel circulaire..... 83

Fig. IV. 2. Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre. 84

Fig. IV. 3. Filtre avec RAFC multiple co-directionnel circulaire de second ordre..... 84

Fig. IV. 4. Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre. 85

Fig. IV. 5. Filtre à RAFC multiple co-directionnel rectangulaire de second ordre..... 85

Fig. IV. 6. Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre. 86

Fig. IV. 7. Filtre à base de RAFC multiple co-directionnel: (a) circulaire.
 (b) rectangulaire..... 87

Fig. IV. 8. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre: 89

Fig. IV. 9. Filtre à double couche (a) ligne de transmission. (b) plan de masse. 90

Fig. IV. 10. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre. 91

Fig. IV. 11. Filtre à double couche de second ordre..... 91

Fig. IV. 12. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre. 92

Fig. IV. 13. Filtre passe bande à base de RAF. 94

Fig. IV. 14. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre passe bande. 94

Fig. IV. 15. Filtre passe bande à double-bande passante..... 95

Fig. IV. 16. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre passe bande à double-bande passante. 95

Fig. IV. 17. Duplexeur à base du filtre passe bande..... 97

Fig. IV. 18. Paramètres S du duplexeur 98

Fig. A. 1. Interface principale de HFSS. 102

Fig. A. 2. Définition de la bande de fréquence (a) setup. (b) sweep. 104

Fig. A. 3. Définition de port..... 104

Fig. A. 4. Conditions aux limites de l'antenne. 105

Fig. A. 5. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence..... 106

Fig. A. 6. Diagramme de rayonnement pour le Plan H (à droite) et le plan E (à gauche).
..... 106

Fig. A. 7. Distribution de courant..... 106

Fig. B. 1. Interface principale de CST Microwave Studio. 108

Fig. B. 2. Modules de CST..... 109

Fig. B. 3. Opérations booléennes et de transformations..... 110

Fig. B. 4. Définition de port..... 110

Fig. B. 5. Conditions aux limites de l'antenne..... 111

Fig. B. 6. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence..... 111

Fig. B. 7. Gain de l'antenne. 112

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU II. 1. Variation de la fréquence (f_z) en fonction des paramètres géométriques du RAFC.....	55
Tableau III. 1. Dimensions de l'antenne primitive.....	61
Tableau III. 2. Comparaison des performances des antennes.....	79
Tableau IV. 1. La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs.....	83
Tableau IV. 2. La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs rectangulaires.....	86
Tableau IV. 3. La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs circulaires et rectangulaires.....	88
Tableau IV. 4. La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs.....	90
Tableau IV. 5. Comparaison des performances des filtres coupe bande.....	93
Tableau IV. 6. Comparaison des performances des filtres passe bande.....	96

LES ACRONYMES

BCSRR : broadside coupled SRR.

CPW : coplanar waveguide.

D SRR: double SRR.

LHM : left handed material (matériaux main gauche).

MSRR: multiple split ring resonators.

MTM : métamatériaux.

NB-SRR : RAF non bi-anisotrope.

OSRR : open split ring resonator.

RAF : résonateur en anneau fendu.

RAFC : résonateur en anneau fendu complémentaire.

SRR : split ring resonator.

SIW : substrate integrated waveguide.

ULB: ultra large bande.

Introduction

générale

Les développements récents en électromagnétisme ont été marqués par l'émergence de composites innovants en raison de leurs propriétés inhabituelles et de leur capacité à guider et contrôler les ondes électromagnétiques de telle manière que les matériaux naturels ne peuvent pas. Les caractéristiques de ces structures ont été décrites dans un article de V.G. Veselago, mais il a fallu plus de 30 ans pour les mettre en place expérimentalement par Smith. Les métamatériaux sont issus de travaux visant à obtenir un indice de réfraction négatif. Cette vérification expérimentale faite en 2001, a été basée sur une combinaison de résonateurs en anneaux fendus et de tiges métalliques, proposés par Pendry, pour avoir un matériau main gauche ayant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives. Depuis lors, une voie prometteuse est ouverte aux chercheurs et les recherches ont été intensifiées pour exploiter les propriétés de ces matériaux innovants.

L'objectif de cette thèse est de développer de nouveaux systèmes antennaires et dispositifs microondes en exploitant les propriétés inédites des résonateurs métamatériaux. Le grand potentiel des métamatériaux à développer de telles structures offre une alternative de surmonter les limites des solutions actuelles et d'améliorer les fonctionnalités et les performances. Dans ce contexte, ces résonateurs sont étudiés pour être appliqués par la suite aux antennes ULB à bandes rejetées, aux filtres et aux duplexeurs.

Ainsi, ce manuscrit est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons l'origine des métamatériaux, ainsi que des définitions, les concepts de base et les propriétés principales résultant de l'interaction anormale entre le champ électromagnétique et ces structures, en passant par l'étude des résonateurs permettant d'obtenir une perméabilité négative ou une permittivité négative et les métamatériaux composites présentant un indice de réfraction négatif dits aussi métamatériaux main gauche. Enfin, nous donnons un aperçu des applications potentiellement exploitables dans le cadre de cette thèse.

Dans le second chapitre, nous nous consacrerons à l'étude des métamatériaux qui ont un comportement résonant, notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, qui sont susceptibles de présenter une perméabilité ou une permittivité

effective négative. Dans un premier temps, une technique d'homogénéisation est décrite qui est employée par la suite pour extraire les paramètres effectifs de ces résonateurs. Ensuite, ces éléments sont conçus analysés en utilisant le logiciel de simulations HFSS pour voir l'effet de la polarisation sur le comportement électromagnétique. Ainsi, une étude des lignes de transmission à base de ces résonateurs est faite en associant le résonateur en anneau fendu complémentaire à une ligne micro-ruban.

Le troisième chapitre est consacré à l'application du résonateur en anneau fendu complémentaire aux antennes ULB. D'abord, l'antenne primitive est optimisée en modifiant le plan de masse partiel pour avoir une adaptation meilleur. Le RAFC est implémenté dans l'élément rayonnant et dans le plan de masse pour assurer la rejection de signal aux bandes de fréquences présentant des interférences avec la bande ULB. Deux antennes sont étudiées, à double et triple bande rejetées, afin de voir l'influence de ce résonateur sur la fonction de filtrage.

Dans le quatrième chapitre, nous visons à proposer de nouveaux circuits microondes basé sur ces résonateurs notamment les filtres et les duplexeurs. Dans un premier temps, des structures de filtres coupe bande et passe bande sont étudiés. Deux filtres coupe bande sont conçus en se basant sur des RAFCs co-directionnels multiples ou par l'implémentation des RAFCs dans les deux plans d'une ligne de transmission. Des filtres passe bande sont ensuite étudiés en utilisant le résonateur en anneau fendu. Enfin, un duplexeur est conçu et étudié.

Chapitre I

Généralités sur les métamatériaux

1. Introduction.....	5
2. Origine des métamatériaux.....	5
3. Définitions	7
4. Principes et propriétés.....	8
4.1. Perméabilité négative.....	10
4.2. Permittivité négative.....	17
4.3. Matériaux avec perméabilité et permittivité négatives	21
5. Applications des métamatériaux	25
5.1. Les antennes	25
5.2. Les circuits microondes	28
6. Conclusion	31

1. INTRODUCTION

Les ondes électromagnétiques jouent un rôle important dans la vie quotidienne, car de nombreuses applications sont basées sur l'électromagnétisme, notamment la communication, l'imagerie, la détection, etc. Cela a suscité un grand intérêt chez les chercheurs pour développer ou même trouver de nouvelles techniques. L'étude des propriétés de propagation se fait principalement en termes d'interaction avec les matériaux, en particulier les effets de transmission, de réflexion, de réfraction de l'onde électromagnétique et les propriétés intrinsèques du matériau. Cependant, la plus grande partie de la réponse du matériau à une onde incidente est déterminée par les propriétés électromagnétiques macroscopiques du matériau, également connues sous le nom de permittivité électrique et de perméabilité magnétique. Les matériaux ordinaires ont généralement une permittivité diélectrique positive et une perméabilité magnétique positive qui permet à l'onde de se comporter de la manière décrite par la loi de Snell. Au cours de la dernière décennie, les scientifiques et les chercheurs ont élargi ces recherches à une gamme plus large de matériaux qui ne sont pas disponibles dans la nature, en concevant des matériaux artificiels, parmi eux, on trouve les métamatériaux. Depuis la validation expérimentale de ces structures, ils n'ont pas cessé d'attiser l'intérêt des chercheurs, car ils permettent d'envisager de nouvelles applications et optimisations dans le domaine des micro-ondes.

Dans ce chapitre, nous présentons l'origine des métamatériaux, ainsi que des définitions, les concepts de base et les propriétés principales résultant de l'interaction anormale entre le champ électromagnétique et ces structures. Enfin, nous donnons un aperçu des applications visées.

2. ORIGINE DES METAMATERIAUX

L'histoire des matériaux artificiels présentant des propriétés inhabituelles a commencé bien avant que le concept des matériaux main gauches (left-handed materials LHM) ait été proposé par Veselago en 1968 [1]. La première publication sur les ondes électromagnétiques à rétro-propagation et à réfraction négative était celle des notes de cours du professeur L. I. Mandelshtam en 1944 [2], bien que l'opposition entre la vitesse

de phase et la vitesse de groupe d'une onde a été reportée pour la première fois dans la littérature dès 1904 par Lamb [3] et en 1905 par H. Pocklington [4]. Mandelstam a envisagé la possibilité d'une opposition entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe. Il a noté que la loi de Snell pour la réfraction entre deux milieux admettait la solution mathématique de réfraction à un angle de $(\pi - \theta ;$ réfraction négative) en plus de l'angle de réfraction habituel à θ . En 1948, W. E. Kock, le chercheur américain, dans le domaine du radar et des ondes électromagnétiques, a utilisé des structures métalliques conductrices pour manipuler la vitesse de phase et a créé des lentilles pour les systèmes d'antennes [5]. Ensuite, la théorie de la rétro-propagation a été étudiée par Malyuzhinets en 1951 [6] en utilisant des capacités en série et des inductances en parallèles. En outre, en 1957, Sivukhin a remarqué la propriété de rétro-propagation lors d'une étude faite sur les matériaux avec des paramètres négatifs [7]. En 1959, le phénomène de réfraction négative dans des milieux périodiques 2D a été rapporté par R. A. Silin [8].

Cependant, le travail pionnier des métamatériaux été le fameux papier de Victor Veselago, le physicien russe en 1967 où il a contribué capitalement à l'établissement des propriétés fondamentales des matériaux ayant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives et à la prédiction de leurs effets inhabituels [1]. Mais il a fallu plus de 30 ans pour mettre en place le premier prototype de métamatériaux en raison du manque de vérification expérimentale. En 1996, Pendry et son équipe ont proposé un milieu ayant une permittivité effective négative en utilisant un réseau de tiges métalliques [9]. Trois ans plus tard, en 1999, la même équipe réalisait de nouvelles structures appelée résonateurs en anneaux fendus (SRR: Split Ring Resonators) qui permet d'avoir une perméabilité négative [10]. En 2001, la vérification expérimentale a eu lieu par Smith et son équipe en utilisant une combinaison de résonateurs en anneaux fendus et de tiges métalliques, proposés par Pendry, pour avoir un matériau main gauche ayant simultanément une permittivité et une perméabilité négatives [11]. En 2002, une autre classe de métamatériaux non-résonnants appelés métamatériaux à base de ligne de transmission a été développée par trois groupes de recherche, G. Eletheriades [12], N. Oliner [13], et C. Caloz [14], presque en même temps. Ces groupes de recherche ont utilisé le modèle composé de lignes de transmission conventionnelles, des inductances en série et des condensateurs en parallèles pour avoir des milieux main gauche.

3. DEFINITIONS

Le terme métamatériaux est composé de deux mots méta et matériaux, « Meta » est un préfixe grec ($\mu\epsilon\tau\acute{\alpha}$) signifiant « au-delà » ou « un niveau au-dessus », comme dans métaphysique ou métalogue. En d'autres termes, les Métamatériaux sont des matériaux présentant des propriétés « au-delà » de celles existantes dans les substances naturelles, que l'on ne rencontre pas à priori dans la nature.

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 ayant une architecture cellulaire périodique, artificielle, tridimensionnelle, conçus pour produire une combinaison optimisée, non disponible dans la nature, de deux réponses ou plus à une excitation spécifique. " [15].

Jusqu'à présent, il n'y a pas une définition universelle du terme métamatériau [16-24]. F. Bilotti et al. ont défini les métamatériaux comme matériaux artificiels présentant des propriétés uniques ou inhabituelles qui ne peuvent pas être trouvées dans les matériaux naturels aux fréquences d'intérêt [23]. Cependant, selon F. Martín [24], il existe un accord général sur le fait que les métamatériaux sont des structures artificielles présentant des propriétés électromagnétiques (EM), optiques ou acoustiques inhabituelles et contrôlables. Les métamatériaux sont des structures périodiques (ou quasi-périodiques) avec des cellules unitaires (ou "atomes") de métaux et / ou de diélectriques. Plutôt que de la composition de leurs éléments constitutifs, les propriétés inhabituelles (et parfois exotiques) des métamatériaux proviennent de leur structure. Par conséquent, en concevant ces matériaux artificiels, il est possible non seulement d'obtenir des propriétés autres que celles que l'on peut trouver dans les milieux naturels, mais aussi de les contrôler ou de les ajuster pour obtenir certaines spécifications, ou performances.

D'une façon générale et pour ne pas exclure des structures de la définition, on définit les métamatériaux comme composés artificiels macroscopiques présentant des propriétés électromagnétiques inhabituelles et contrôlables. En plus, si la structure est considérée comme un milieu effectif, il a une condition additionnelle à savoir que la taille de la cellule unitaire est plus petite ou égale à la longueur d'onde.

4. PRINCIPES ET PROPRIETES

Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, les plus connus étant ceux susceptibles de présenter une permittivité et une perméabilité effectives négatives, l'approche résonante, qui seront détaillés par suite. Mais il en existe d'autres (Approche des lignes de transmission, les surfaces sélectives en fréquence, ...).

Les caractéristiques de la propagation des ondes électromagnétiques dans un matériau sont généralement déterminées par la permittivité (ϵ) et la perméabilité (μ). En se basant sur les signes de ϵ et μ , quatre combinaisons sont possibles. La figure 1.1 représente les différents types de matériaux selon ces combinaisons.

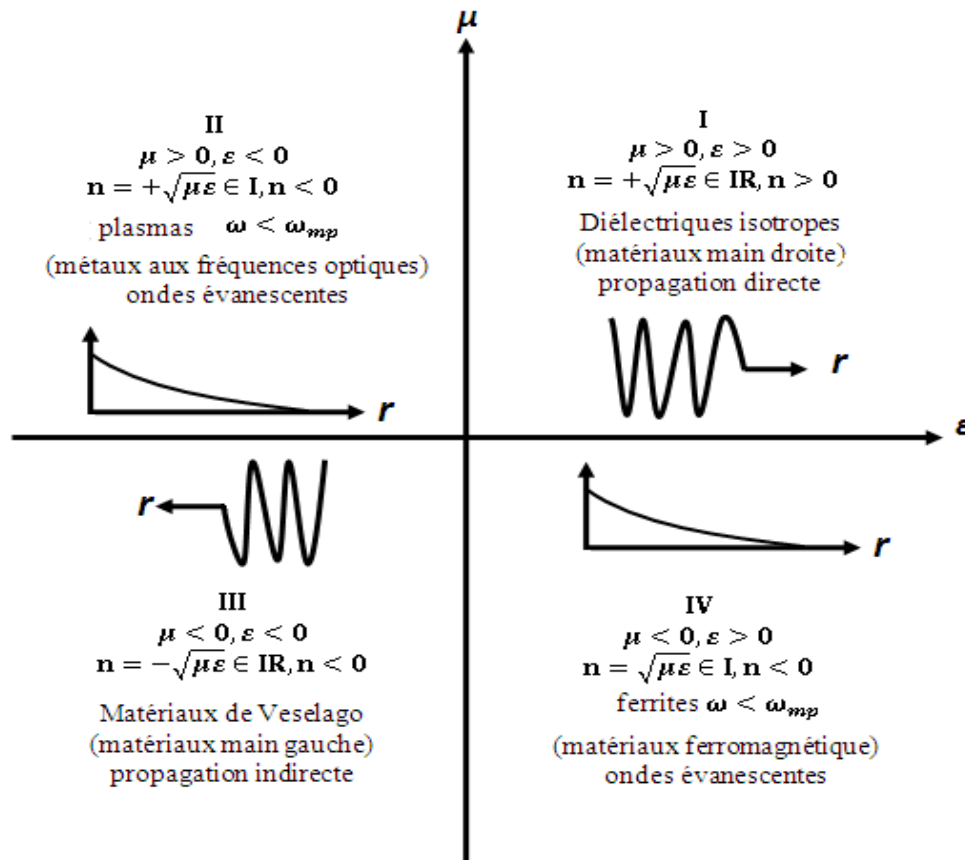


Fig. I. 1. Classes des matériaux selon les paramètres constitutifs (ϵ, μ).

La plupart des matériaux qu'on trouve dans la nature (par exemple les diélectriques) ont des paramètres constitutifs positifs ($\epsilon > 0$ et $\mu > 0$). Pour cette raison, ils sont appelés matériaux doublement positif (DPS). Les matériaux à permittivité négative et à perméabilité positive ($\epsilon < 0$ et $\mu > 0$) sont appelés matériaux à Epsilon-négatifs

(ENG), ces caractéristiques sont présentées par des plasmas à certaines fréquences. D'autre part, les matériaux à permittivité positive et à perméabilité négative ($\epsilon > 0$ et $\mu < 0$) sont connus sous le nom de matériaux à μ -négatifs (MNG), les ferrites présentent ce comportement à certaines fréquences. Les matériaux qui ont des paramètres constitutifs négatifs ($\epsilon < 0$ et $\mu < 0$) sont appelés matériaux doublement négatifs (DNG). Jusqu'à présent, ces matériaux n'ont pas été trouvés dans la nature et ils sont obtenus artificiellement.

Pour comprendre la propagation des ondes électromagnétiques dans ces différentes classes de matériaux, on considère une onde plane qui se propage selon la direction z . L'équation de propagation en fonction de champs électromagnétiques E et H s'écrit :

$$\mathbf{E} = E_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \mathbf{H} = H_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad \text{I.1}$$

E_0 , H_0 représente l'amplitude du champ électrique et magnétique; $e^{j\omega t}$, $e^{-\gamma z}$ présente la propriété de l'ondulation et de la propagation respectivement. ω est la pulsation, définie par :

$$\omega = 2\pi f \quad \text{I.2}$$

Avec f est la fréquence.

Dans l'équation (I.1), γ est appelée la constante de propagation, elle est définie par :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{I.3}$$

Avec α l'atténuation et β la constante de phase définie par :

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon \mu} \quad \text{I.4}$$

Donc I.1 devient

$$\mathbf{E} = E_0 e^{j\omega t} e^{-(\alpha + j\beta)z} \quad \mathbf{H} = H_0 e^{j\omega t} e^{-(\alpha + j\beta)z} \quad \text{I.5}$$

Selon la constante de propagation γ on définit deux cas :

❖ La propagation :

- ϵ et μ sont positives, l'onde se propage selon la direction de propagation $e^{-(\alpha + j\beta)z}$.

- ϵ et μ sont négatives, l'onde se propage inversement à la direction de propagation

$$e^{(\alpha + j\beta)z}$$

❖ L'atténuation :

- ϵ négative ou μ négative l'onde électromagnétique est évanescence, elle décroît exponentiellement lors de sa propagation, la valeur de γ est purement réelle $e^{(\alpha + \beta)z}$

4.1. Perméabilité négative

Dans le domaine microondes, certains matériaux ferromagnétiques et composites antiferromagnétiques peuvent présenter une perméabilité négative. Cependant, ces matériaux sont rares, lourds, présentent de fortes pertes magnétiques et ont généralement des bandes passantes très petites [17].

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 de rouleau suisse (swiss-roll), présentée dans la figure I.2 [10].

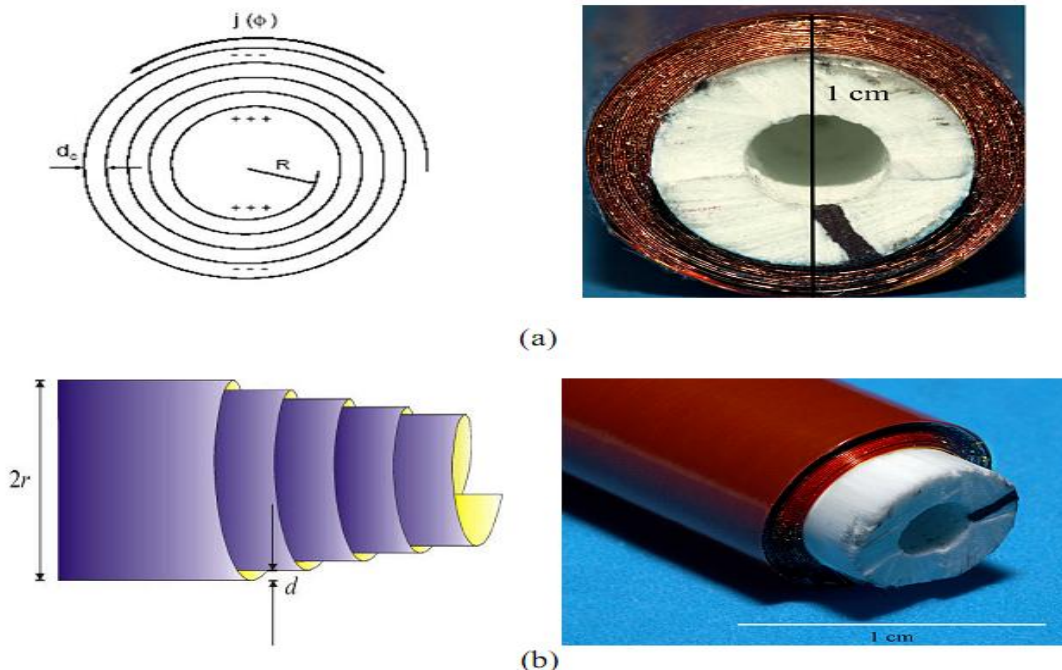


Fig. I. 2. Structure de rouleau suisse introduite par Pendry :

(a) vue de face. (b) vue de profil.

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

est composé d'un cylindre de rayon 'R' sur lequel est enroulée 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 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. La relation permettant de calculer la perméabilité effective est [10] :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma_i}{\omega R \mu_0 (N-1)} - \frac{dc_0^2}{2\pi^2 R^3 \omega^2 (N-1)}} \quad \text{I.6}$$

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, où 'a' est l'espacement entre les structures dans un réseau.

$$F = \frac{\pi r^2}{a^2} \quad \text{I.7}$$

Les résultats de la perméabilité effective réelle et imaginaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la conductivité σ des spirales métalliques, 0.1Ω et 2Ω , sont donnés sur la figure I.3 pour $r=0.2\text{mm}$, $a=0.5\text{mm}$, $d=0.01\text{mm}$, $N=3$.

La structure de 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.

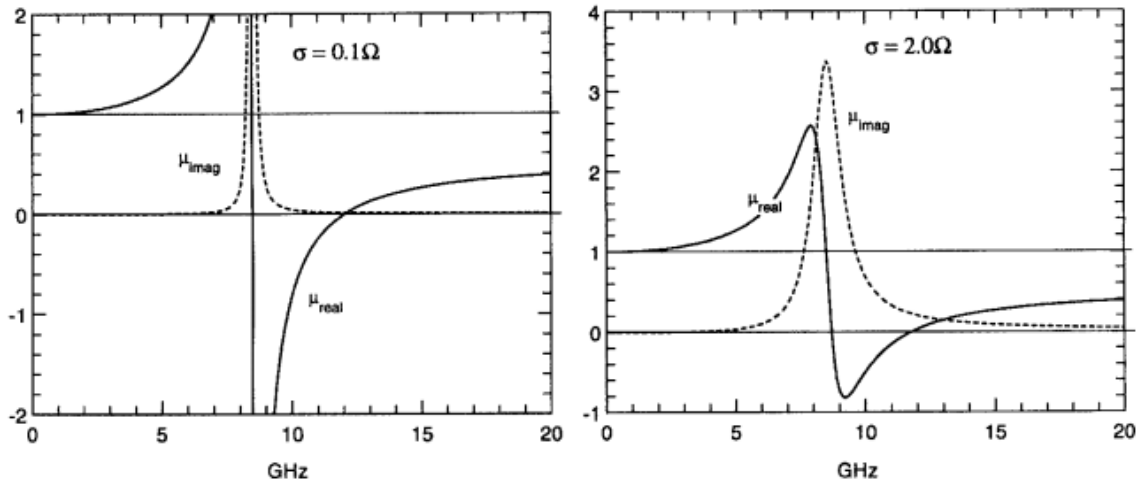


Fig. I. 3. Variation de la partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la conductivité σ 0,1, 2,0 Ω [10].

Afin de limiter l'absorption de la structure rouleau suisse liée au facteur de remplissage, une optimisation de la structure a donc conduit la même équipe de recherche à proposer le Résonateur en Anneau Fendu « RAF » (Split Ring Resonator « SRR »). Il s'agit de deux résonateurs métalliques ouverts imbriqués sous forme de cercles ou de boucles (figure I.4) [10].

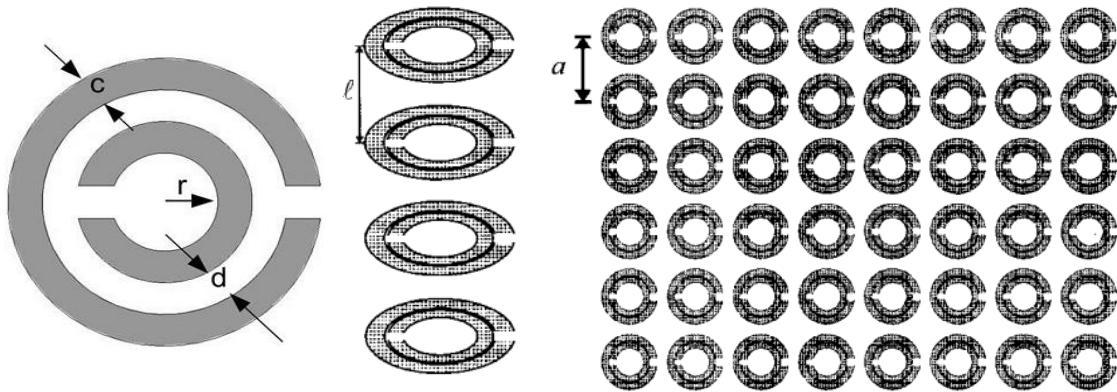


Fig. I. 4. Résonateur en anneau fendu (Split Ring Resonator « SRR ») introduit par Pendry [10].

Ces résonateurs sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est appliqué parallèlement à l'axe des anneaux, un courant est ensuite induit sur les résonateurs et une activité magnétique apparaît.

La perméabilité effective peut donc s'écrire sous la forme suivante :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2l\sigma i}{\omega r \mu_0} - \frac{3lc_0^2}{\pi\omega^2 \ln \frac{2c}{d} r^3}} \quad \text{I.8}$$

Où ω_0 est la fréquence de résonance du RAF, Γ est le facteur de pertes et $F = \frac{\pi r^2}{a^2}$ est le volume relatif de la cellule élémentaire occupée par RAF dans un réseaux. La fréquence de résonance de RAF est exprimée par $\omega^2 = \frac{3lc_0^2}{\pi \ln \frac{2c}{d} r^3}$ Avec c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide.

Donc, la perméabilité effective est écrite sous la forme suivante :

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

La perméabilité effective augmente de $\mu_{\text{eff}} = 1$ à de grandes valeurs positives près de $\omega = \omega_0$, ensuite elle passe brusquement à une grande valeur négative (figure 1.5), en croisant $\mu_{\text{eff}} = 0$ à la fréquence dite de plasma magnétique, à $\omega = \omega_{\text{mp}}$. La relation entre ω_0 et ω_{mp} peut être donnée par :

$$\omega_{\text{mp}} = \frac{1}{\sqrt{1-F}} \omega_0 \quad \text{I.10}$$

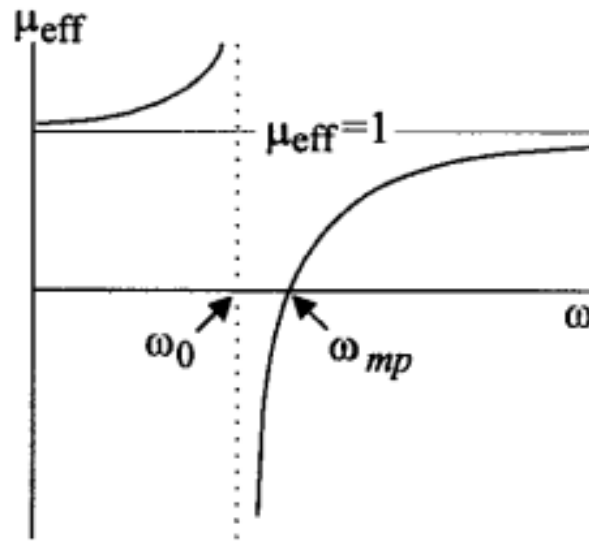


Fig. I. 5. Diagramme de dispersion présenté par Pendry dans le cas du RAF.

Plusieurs structures ont été inspirées de résonateur en anneau fendu, proposée avec l'objectif de trouver des résonateurs de plus petite taille et / ou de minimiser certains effets indésirables tels que la bi-anisotropie du RAF, qui est due au couplage magnétoélectrique [25-28]. Différentes stratégies ont été appliquées, comme l'augmentation de nombre de fentes dans les anneaux. On peut aussi avoir plusieurs anneaux de différentes formes (circulaires, rectangulaires) ou même des topologies multicouches.

Un modèle du RAF (Broadside Coupled SRR «BCSRR») a été proposé afin d'éviter la polarisation croisée [25] (figure I.6). Il est composé de deux anneaux fendus de mêmes dimensions, se trouvant sur les deux côtés du substrat. Un avantage additionnel de cette structure est d'avoir une fréquence de résonance inférieure à celle du RAF de Pendry.

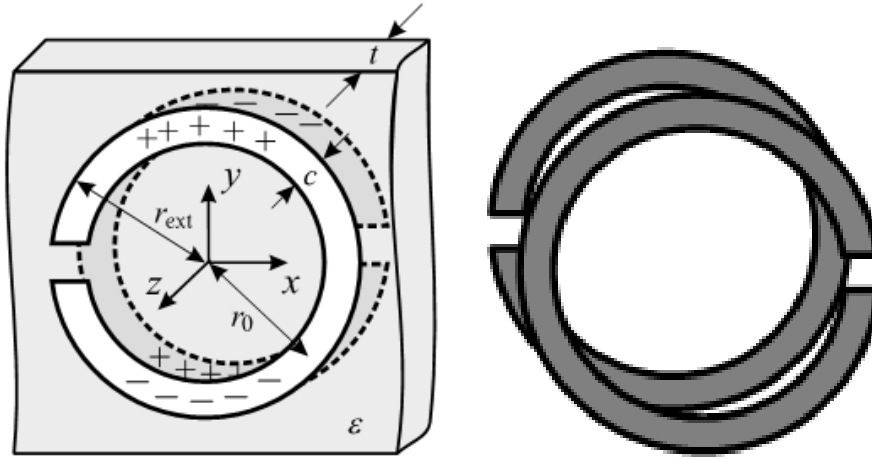


Fig. I. 6. La structure BC-SRR.

Afin de remédier au même problème, le RAF non bi-anisotrope (NB-SRR) a été proposé (figure I.7) [26]. Cette structure est constituée de deux résonateurs identiques, chaque résonateur est formé de deux demi-boucles de rayon différent. La fréquence de résonance de cet élément est la même que celle de BC-SRR pour des dimensions similaires. Cependant, le NB-SRR, comme le BC-SRR, a une inversion de symétrie par rapport à son centre [16].



Fig. I. 7. RAF non bi-anisotrope (NB-SRR).

Une autre structure est proposée par Baena, appelée le RAF à double fente (D SRR), où le nombre de fente est le double de celui du RAF de Pendry. Par conséquent, la fréquence de résonance est le double de celle d'un RAF de même dimensions. Cependant, l'effet de couplage magnétique est plus dominant que l'effet de polarisation croisée [26]. La topologie D-SRR est illustrée sur la figure I.8.



Fig. I. 8. RAF à double fente (D SRR).

Baena a proposé aussi le résonateur en spirale (SR), représenté sur la figure I.9. La fréquence de résonance de SR est réduite à la moitié par rapport à celle d'un RAF ordinaire, pour les mêmes dimensions [26].

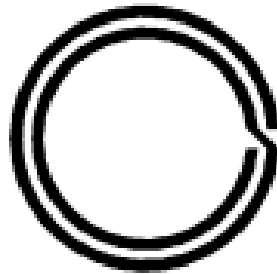


Fig. I. 9. RAF à double fente (D SRR).

Une extension des anneaux a conduit à proposer le résonateur en anneaux fendus multiples (MSRR), illustré dans la figure I.10. L'augmentation du nombre d'anneaux permet d'amplifier l'effet capacitif, c'est-à-dire diminuer la fréquence de résonance et par conséquent, un taux de miniaturisation plus élevé [27].

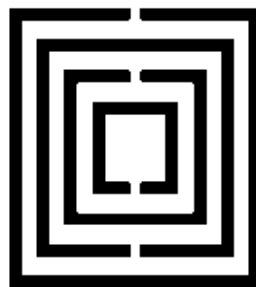


Fig. I. 10. Résonateurs à anneaux fendus multiples (MSRR).

Une autre structure, basée également sur le RAF, appelé le résonateur ouvert (OSRR) a été proposé [28]. Contrairement aux structures précédentes, celle-ci est ouverte en

allongeant les anneaux (figure I.11). Elle présente deux limites métalliques pour l'alimentation (à travers une source de tension ou de courant), contrairement aux structures précédentes (alimentées magnétiquement ou électriquement)



Fig. I. 11. Résonateurs à anneaux fendus ouvert (OSRR).

4.2. Permittivité négative

Les ondes ne peuvent pas se propager dans les métaux ou semi-conducteurs au-dessous d'une certaine fréquence, dite la fréquence de plasma électrique (ω_{pe}). Dans les conducteurs ordinaires, la fréquence du plasma va du visible au proche de l'ultraviolet, alors que dans le cas des semi-conducteurs, elle va des ondes millimétriques à l'infrarouge [9]. Selon le modèle de Drude, en dessous de cette fréquence ces matériaux présentent une permittivité négative.

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2 + i\omega\omega_c} \quad \text{I.11}$$

Avec :

ω_{pe} : la pulsation du plasma électrique.

ω_c : la pulsation de collision.

Où la fréquence de plasma est donnée par [9]:

$$\omega_p^2 = \frac{\rho e^2}{\epsilon_0 m} \quad \text{I.12}$$

ρ : La densité des électrons.

e : La charge.

m : La masse des électrons.

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.12. 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.

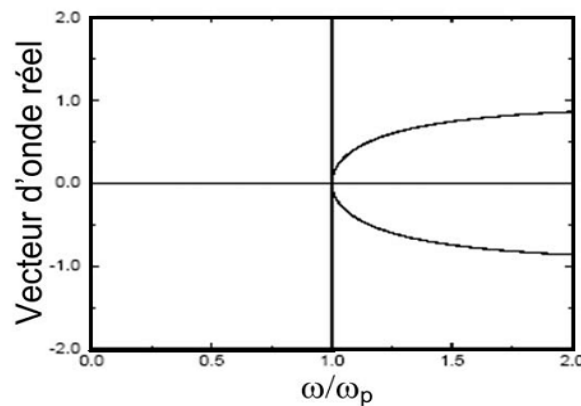


Fig. I. 12. Diagramme de dispersion de la lumière dans un métal idéal.

4.2.1. Tiges métalliques

Afin d'abaisser cette fréquence, J. Pendry a proposé de réaliser un plasma artificiel composé d'un réseau tridimensionnel de tiges métalliques très fines séparées par de l'air pour diluer le milieu (la figure I.13). En plus, les pertes résistives peuvent être contrôlées [9,29].

Cette structure permet d'abaisser la densité des électrons dans l'équation (1.13) car il revient à définir un milieu effectif régi également par le modèle de Drude, où ρ devient ρ_{eff} . Cette densité effective est définie comme l'aire occupée par les tiges actives :

$$\rho_{\text{eff}} = \rho \frac{\pi r^2}{a^2} \quad \text{I.13}$$

De plus, le courant qui circule le long des tiges métalliques induit un champ magnétique qui agit à son tour sur les charges en rendant leur masse effective plus élevée, m devient m_{eff}

$$m_{\text{eff}} = \frac{\mu_0 e^2 \pi r^2 \rho_{\text{eff}}}{2\pi} \ln\left(\frac{a}{r}\right) \quad \text{I.14}$$

La relation permettant de calculer la fréquence plasma de la structure tridimensionnelle a été démontrée en remplaçant les facteurs de masse effective et la densité de charge effective par les paramètres géométriques de la structure [9, 29]:

$$\omega_p^2 = \frac{\rho_{\text{eff}} e^2}{\varepsilon_0 m_{\text{eff}}} = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad \text{I.15}$$

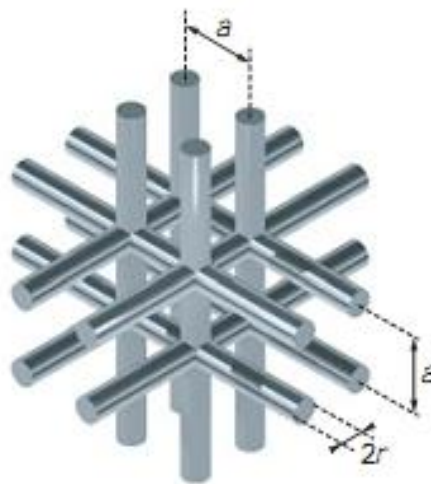


Fig. I. 13. Réseau de tiges métalliques à permittivité négative.

4.2.2. Résonateur en anneau fendu complémentaire « RAFC »

Le résonateur en anneau fendu complémentaire a été introduit par Falcone [30, 31], comme une alternative à la conception des métamatériaux basés sur des éléments résonants. En invoquant les concepts de dualité et de complémentarité [32], le RAFC est dérivé du résonateur en anneau fendu introduit par Pendry. Cette structure est définie comme le complémentaire (l'image négative) du RAF. Le RAFC a donc une fente ayant la même forme que le RAF et gravée dans un plan conducteur. La partie conductrice

(les anneaux) et la partie diélectrique (les fentes) du RAF sont respectivement remplacées par des fentes et du métal dans le RAFC, (figure I.14).

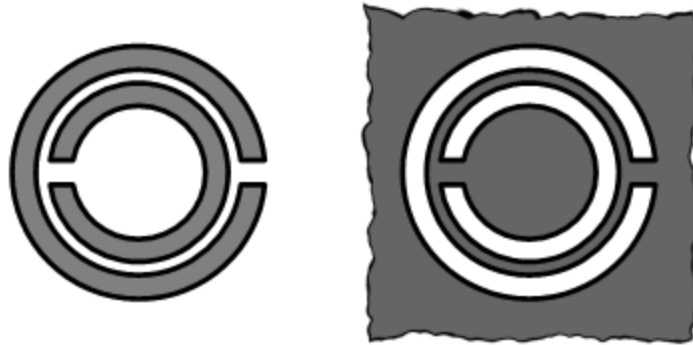


Fig. I. 14. Topologie du RAF et du RAFC.

Pour comprendre le fonctionnement RAFC, il faut appliquer le principe de Babinet. Ce théorème en optique stipule que lorsque le champ derrière un écran avec une ouverture est ajouté au champ d'une structure complémentaire, la somme est égale au champ quand il n'y a pas d'écran. Autrement dit, en dehors de l'image géométrique, les figures de diffractions données pour deux écrans complémentaires sont identiques. Donc un patch représente le champ complémentaire à la diffusion d'une feuille infinie dans laquelle une fente est découpée avec la même forme et les mêmes dimensions que le patch [32].

Falcone et son équipe ont démontré que, sur la base de la propriété de diffusion complémentaire dérivée du principe de Babinet, le RAF se comporte comme un dipôle magnétique, alors que le RAFC se comporte approximativement comme un dipôle électrique. Donc, le RAFC montre une polarisabilité électrique pour les champs électriques appliqués parallèlement à son plan afin de générer un dipôle électrique qui affecte la résonance [30,31]. Une permittivité relative négative est engendrée par le RAFC, approximativement, à la même fréquence de résonance du RAF, comme le montre la figure I.15 (avec la permittivité effective est le produit de la permittivité d'un milieu de référence, du vide, et la permittivité relative). Pour cela, il a été proposé pour être utilisé dans les structures planaires.

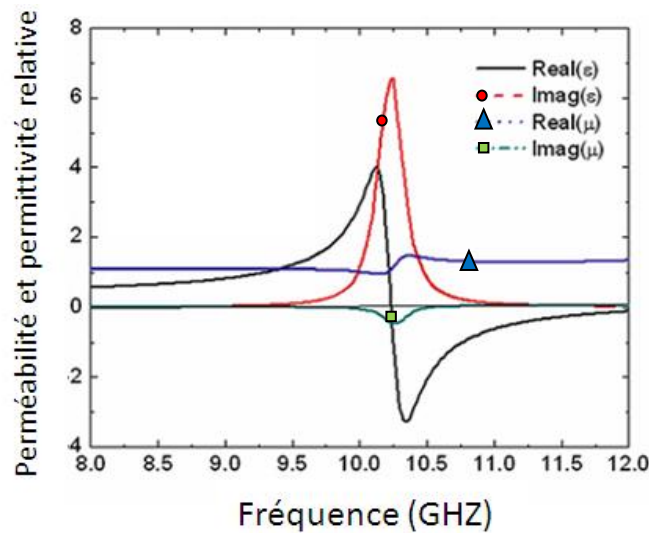


Fig. I. 15. Permittivité relative de RAFC [33].

4.3. Matériaux avec perméabilité et permittivité négatives

4.3.1. 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, isotrope et possédant simultanément une perméabilité et une permittivité négatives.

Veselago a remarqué que la permittivité diélectrique 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 la pulsation d'une onde monochromatique ω et son vecteur d'onde k [1].

$$\left| \frac{\omega^2}{c^2} \epsilon_{i,j} \mu_{i,j} - k^2 \delta_{i,j} + k_i k_j \right| = 0 \quad \text{I.16}$$

Avec $\delta_{i,j}$ est le symbole de Kronecker, $\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$.

Dans le cas d'une substance isotrope, l'équation (I.16) prend la forme :

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad \text{I.17}$$

Dans l'expression (I.17) n représente l'indice de réfraction du matériau (substance), elle est donnée par :

$$n^2 = \epsilon_r \mu_r \quad \text{I.18}$$

D'après Veselago, si on ne tient 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 de ϵ et de μ n'a aucun effet sur les relations (I.17) et de (I.18). Veselago a interprété 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 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 $\epsilon < 0$ 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.19) et les relations constitutives (I.20) :

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad \text{rot}\vec{H} = \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad \text{I.19}$$

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad \vec{D} = \epsilon\vec{E} \quad \text{I.20}$$

Pour une onde plane et monochromatique dans lequel toutes les quantités sont proportionnelles à $e^{i(kz - \omega t)}$, les expressions (1.19) et (1.20) se réduisent à:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad \vec{k} \times \vec{H} = \omega\epsilon\vec{E} \quad \text{I.21}$$

De (1.21) Veselago a remarqué que pour $\epsilon < 0$ et $\mu < 0$, 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.16). Par conséquent, ces matériaux ont été appelés matériaux main gauche (Left Handed Material «LHM»).

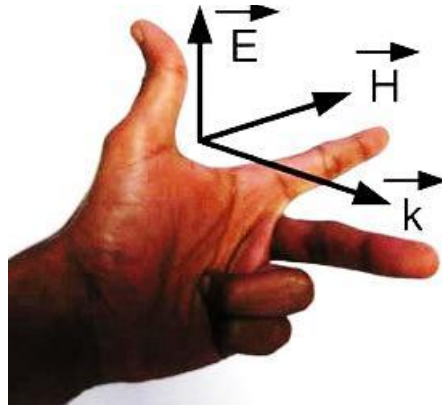


Fig. I. 16. Trièdre indirect caractérisé par la règle de la main gauche.

La principale implication physique de l'analyse mentionnée ci-dessus est la rétro-propagation (pour cette raison, le terme «backward media» a également été proposé pour les milieux avec ϵ et μ négatives [1]). En fait, la direction de l'énergie moyenne est déterminée par la partie réelle du vecteur de Poynting, qui n'est pas affecté par le changement simultané de signe de ϵ et μ . Ainsi, E, H et P forment toujours un trièdre direct dans un milieu main gauche.

$$P = \frac{1}{2} E \times H^* \quad \text{I.22}$$

Le vecteur de Poynting \vec{P} est opposé au vecteur d'onde \vec{k} (figure I.17).

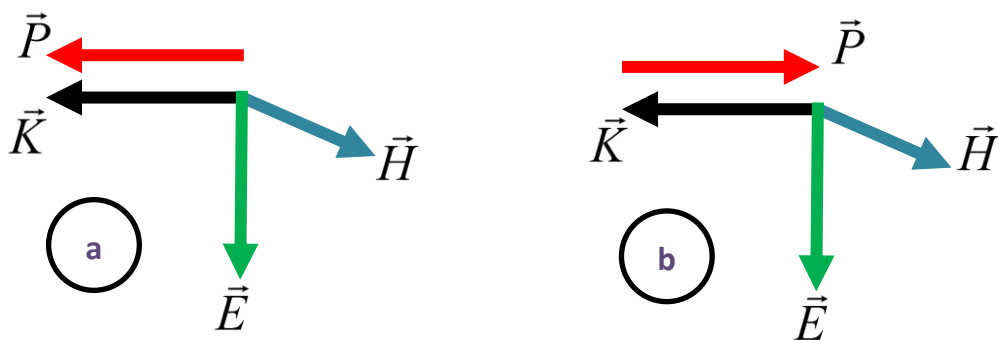


Fig. I. 17. Représentation vectorielle d'une onde plane :
(a) Milieu main droite. (b) Milieu main gauche.

Par conséquent, dans de tels milieux, l'énergie et le vecteur d'onde sont en direction opposé (rétro-propagation). Donc, la vitesse de phase V_ϕ et la vitesse de groupe V_g sont dans des directions opposées (figure I.18).

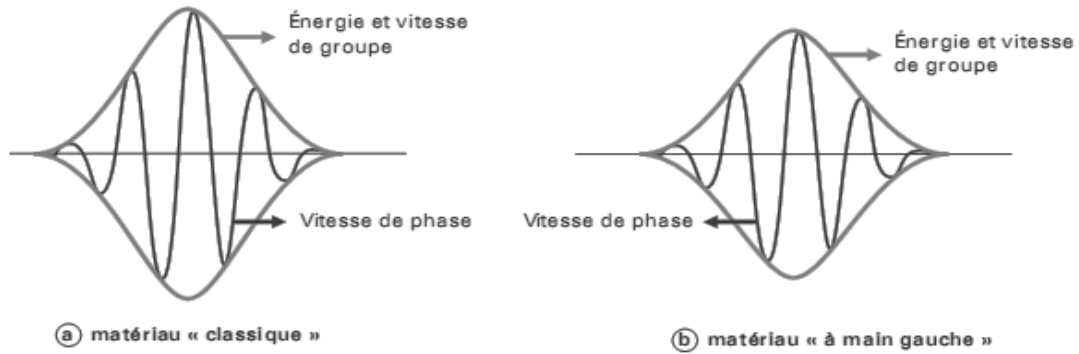


Fig. I. 18. Propagation de la phase et de l'énergie dans un matériau classique et dans un matériau main gauche.

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

- ❖ réfraction négative (figure I.19).
- ❖ amplification des ondes évanescentes.
- ❖ inversion de l'effet Doppler.
- ❖ inversion de l'effet Tcherenkov.

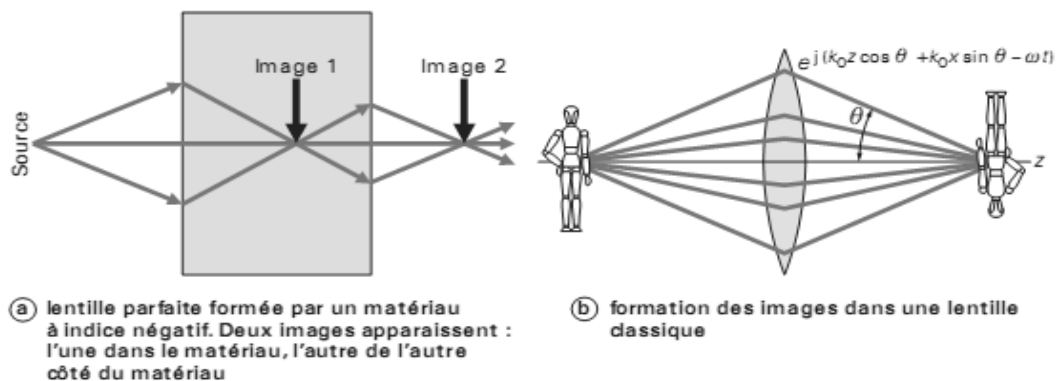


Fig. I. 19. Propagation dans les deux milieux.

4.3.2. Vérification expérimentale

La première démonstration expérimentale d'un milieu composite doublement négatif a été présentée par D. Smith en 2000 [11]. En se basant sur les travaux de J. Pendry [9,10], la structure est réalisée par l'association d'un réseau de tiges métalliques et un réseau de RAF (figure I.20.a). Il a observé ainsi une transmission à travers ce milieu dans la bande de fréquence dans laquelle la permittivité et la perméabilité sont négatives. Cette expérimentation a démontré pour la première fois la théorie des milieux main gauche prédits par Veselago. R. A. Shelby et D. Smith ont proposé une version bidimensionnelle de ce milieu composite basé sur le RAF carrés (figure I.20.b) [34].

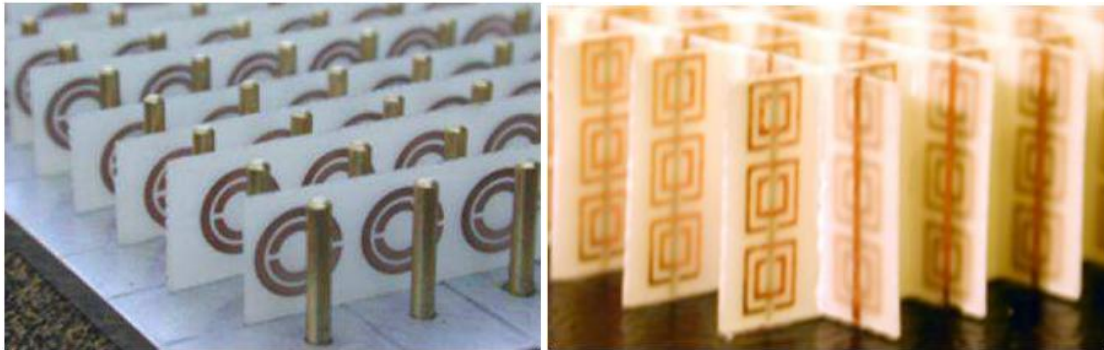


Fig. I. 20. (a) Premier milieu main gauche réalisé. (b) milieu 2D réalisé par Shelby.

5. APPLICATIONS DES METAMATERIAUX

Les propriétés électromagnétiques uniques et contrôlables des métamatériaux offrent des applications potentielles pour surmonter les limites intrinsèques des matériaux conventionnels, optimiser et concevoir de nouveaux dispositifs et sous-systèmes hyperfréquences. Parmi les applications les plus importantes de ces structures, qui sont aussi parmi les objectifs de cette thèse, les antennes et circuits microondes à base des métamatériaux résonants.

5.1. Les antennes

L'utilisation des métamatériaux dans le domaine des antennes vise à améliorer leurs caractéristiques en terme de la miniaturisation de leurs taille, la fréquence de résonance (pour avoir des structures multi-bandes ou à bandes rejetées), les rendre reconfigurable, la

bande passante, le gain, la directivité, la minimisation du couplage mutuel dans un réseau d'antennes, la polarisation et le diagramme de rayonnement [35- 47].

Une méthodologie de conception d'antennes patch miniaturisées est introduite en utilisant des résonateurs en anneau fendu complémentaires placés horizontalement entre le patch et le plan de masse (figure I.21). La taille de l'antenne est réduite d'une manière significative tout en conservant l'adaptation d'impédance et des caractéristiques de rayonnement comparables à celles d'une antenne patch traditionnelle [37].

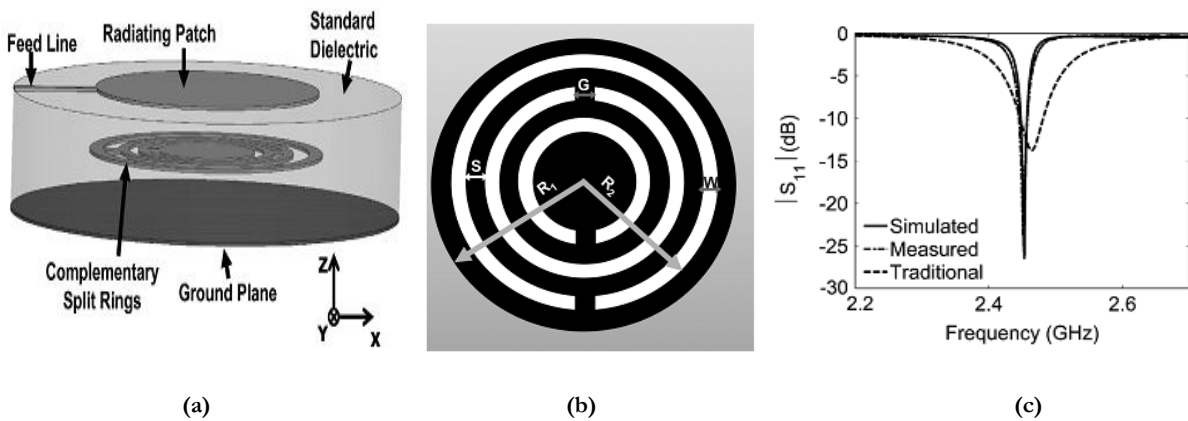


Fig. I. 21. (a) l'antenne patch miniaturisée. (b) le disque contenant le RAFC. (c) le coefficient de réflexion de l'antenne patch miniaturisée à 1/16 de taille de l'antenne traditionnelle [37].

Un antenne à résonateur diélectrique rectangulaire à large bande pour applications en bande C a été étudiée [38] et présentée dans la figure 1.22.

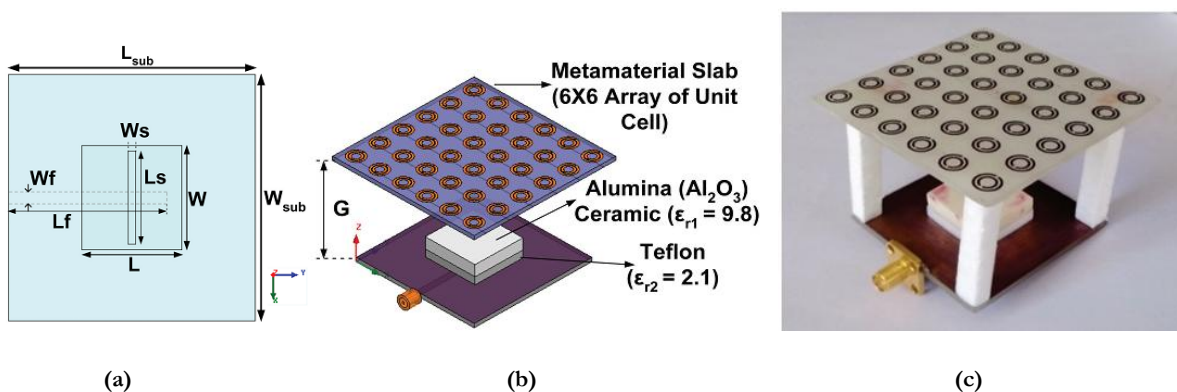
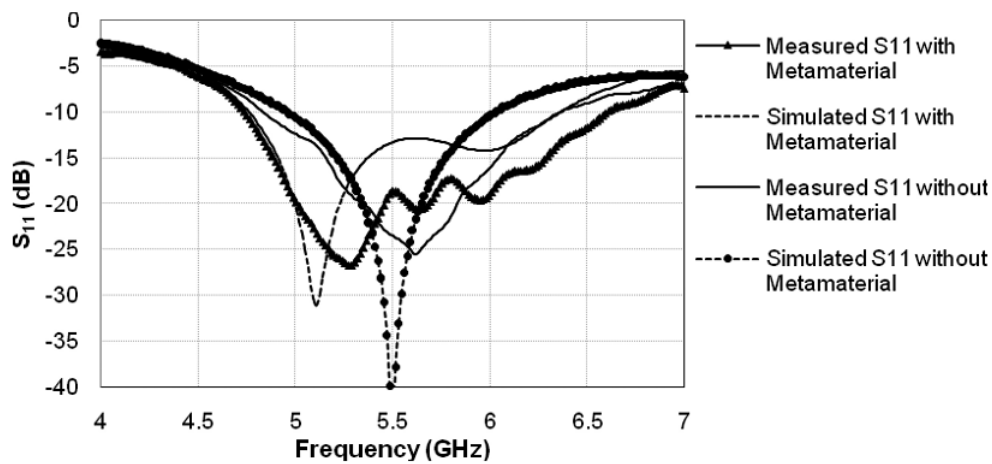


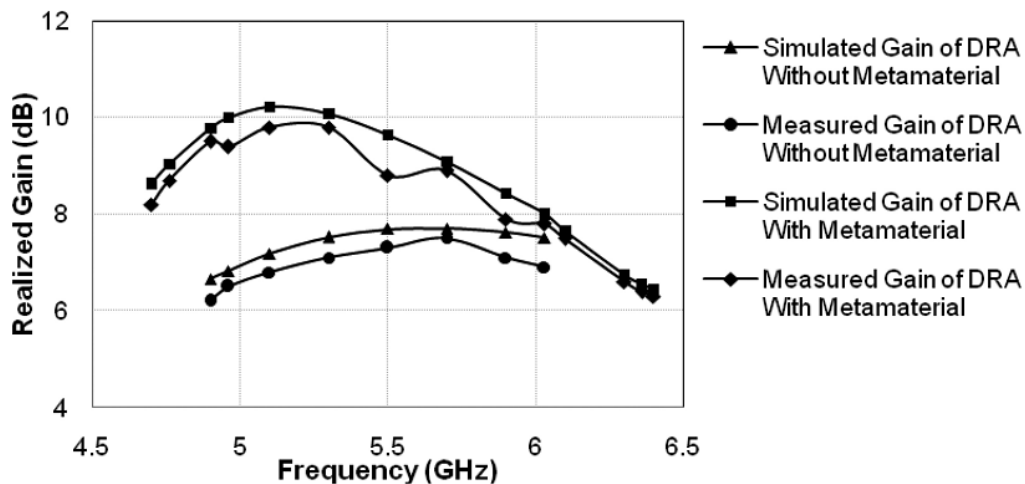
Fig. I. 22. (a) Géométrie de l'antenne. (b) l'antenne avec l'utilisation de superstrat métamatériaux. (c) la structure fabriqué [38].

L'antenne est constituée d'alumine (Al_2O_3) en tant que segment supérieur et le téflon en tant que segment inférieur. La combinaison des résonateurs en anneau fendu circulaire et de fils métalliques a été utilisée comme superstrat (substrat au-dessus de l'antenne).

Avec l'utilisation de superstrat métamatériaux, la bande passante de l'antenne est augmentée de 48% en simulation, et de 22% expérimentalement, comme le montre la figure 1.23.a. Le diagramme de rayonnement dipolaire de l'antenne est transformé en diagramme de rayonnement directif avec une largeur de faisceau réduite lorsque le superstrat métamatériau est utilisé. Le gain de l'antenne est également amélioré de 33% en simulation, et de 31% expérimentalement, (figure 1.23.b).



(a)



(b)

Fig. I. 23. (a) le coefficient de réflexion. (b) le gain, avec et sans le superstrat métamatériau [38].

Une autre antenne patch imprimée reconfigurable en fréquence, basée sur deux résonateurs en anneau fendu double (DSRR) de taille différente disposés à sa proximité, a été étudiée [39] et est présentée sur la figure 1.24.a.

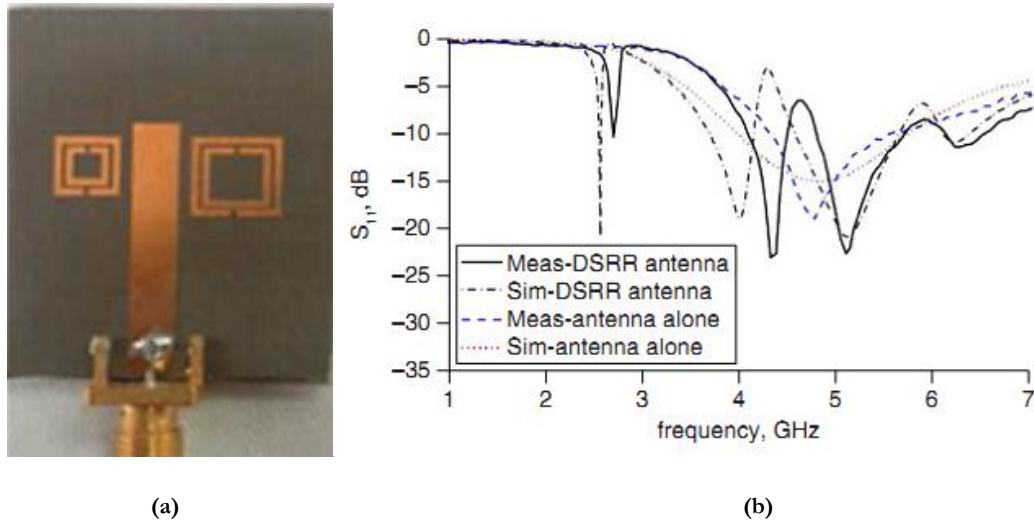


Fig. I. 24. (a) l'antenne avec DSRR. (b) le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [39].

Chaque cellule présente une perméabilité négative sur une bande de fréquence, ce qui produit des couplages magnétiques avec le monopôle qui commence à rayonner sur de nouvelles bandes, antenne tri-bande, (la figure 1.24.b). Les fréquences sur lesquelles les deux DSRR présentent une perméabilité négative ont été arbitrairement choisies pour montrer que l'approche proposée peut être utilisée pour créer de nouvelles bandes de fonctionnement et également pour introduire des bandes de rejet. En utilisant un seul commutateur sur chaque cellule, leur effet peut être désactivé et la résonance correspondante peut être supprimée, ce qui donne une antenne reconfigurable en fréquence [39].

5.2. Les circuits microondes

Dûes aux passionnantes et inhabituelles caractéristiques, les métamatériaux ont trouvé des applications potentielles dans les dispositifs microonde tels que les filtres, les duplexeurs et les coupleurs. Ces applications sont généralement réalisées en technologie micro-ruban et coplanaire (CPW) en combinant les résonateurs métamatériaux avec d'autres éléments planaires tels que des stubs ou des fentes [48-58].

Un des filtres stop bande coplanaire basé sur des résonateurs en anneau fendu (RAF) a été proposé [48] et illustré sur la figure I.25.a. Le filtre est constitué d'une ligne coplanaire de 50Ω et des RAFs placées symétriquement dans l'autre côté du substrat, alignées avec les fentes (entre la ligne coplanaire et le plan de masse). La structure est compacte car les dimensions des RAFs sont très petites par rapport à la longueur d'onde du signal à la résonance. Il a été démontré expérimentalement qu'en utilisant un réseau d'anneaux ajustés à des fréquences différentes, la bande de rejection peut être élargie et adaptée. En raison du couplage inductif élevé entre la ligne et les RAFs à la résonance, la bande de rejection atteint -30 dB avec une très bonne sélectivité en fréquence (la figure I.25.b). Ceci peut également être appliqué à la technologie microruban en plaçant les résonateurs dans la partie supérieure du substrat, à proximité de la ligne d'alimentation.

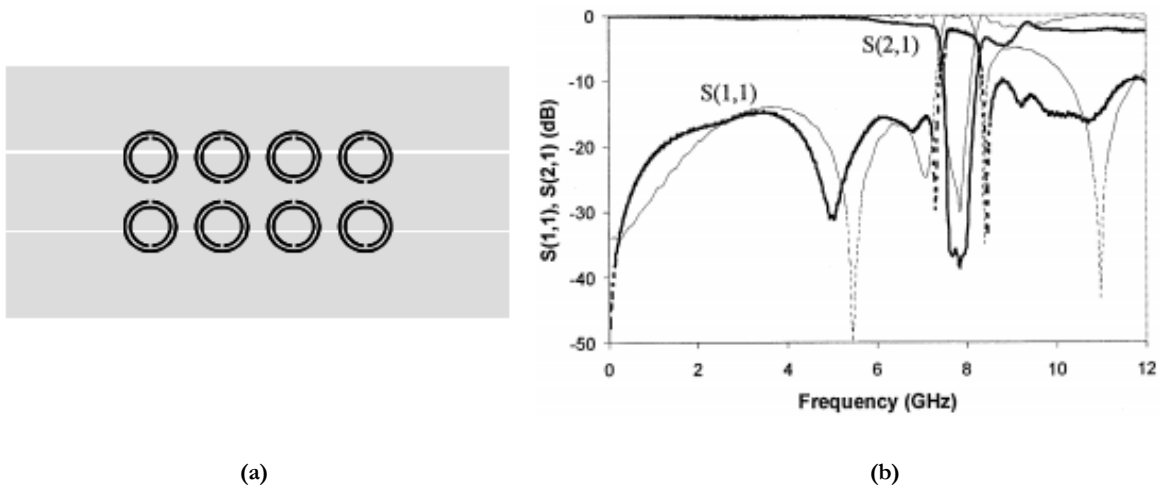


Fig. I. 25. (a) filtre stop bande SRR-CPW. (b) le coefficient de réflexion et de transmission [48].

Un filtre passe-bande à ligne couplée parallèle a été conçu avec des résonateurs en anneau fendu gravés dans la région actif de filtre (figure 1.26.a). Des RAF rectangulaires de différentes dimensions ont été gravés au voisinage des lignes couplées afin de rejeter les bandes parasites, et d'améliorer leur niveau de rejection (figure 1.26.b) [49].

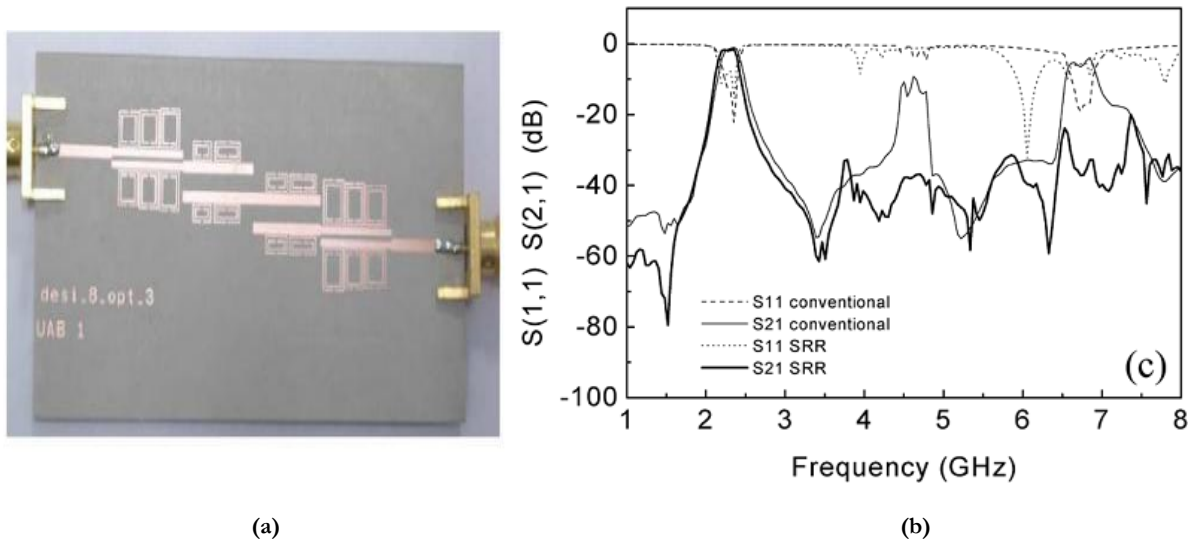


Fig. I. 26. (a) filtre passe bande à ligne couplée à des RAF. (b) Coefficient de réflexion et de transmission [49].

Un duplexeur planaire a été développé sur la base du guide d'onde intégré au substrat (SIW) avec des résonateurs en anneaux fendus complémentaires (RAFC) gravés sur la surface du guide d'ondes (figure 1.27) [56]. La réponse de filtrage de la structure combinée SIW-RAFC a été étudiée. Cette étude est exploitée pour mettre en œuvre le duplexeur en cascade de deux filtres passe bande. Ce duplexeur présente des avantages en termes de taille compacte, faible perte, isolation élevée, fabrication facile et intégration avec d'autres circuits.

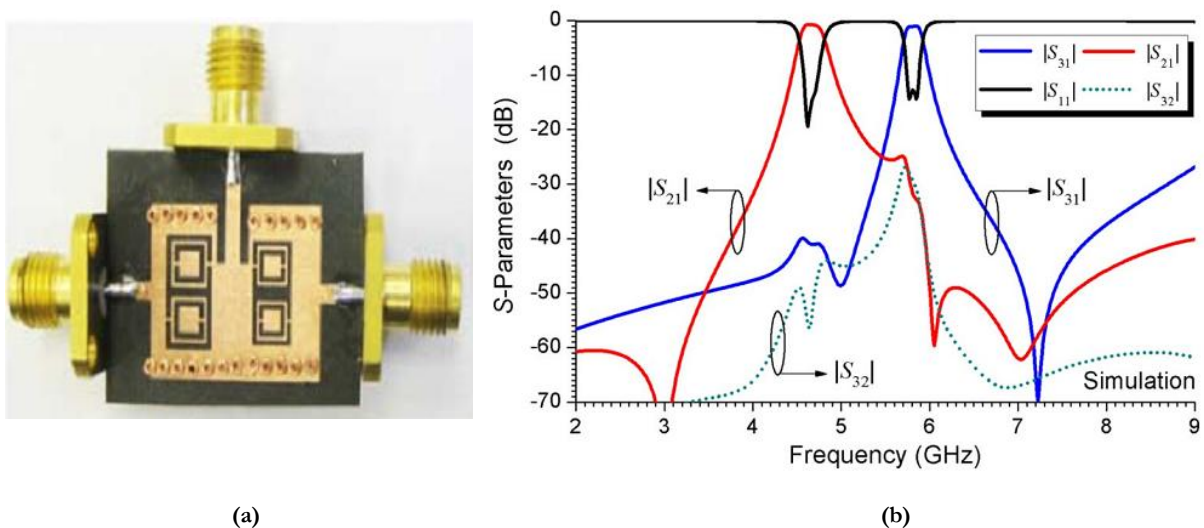


Fig. I. 27. (a) Duplexeur SIW- RAFC. (b) le coefficient de transmission et d'isolation [56].

6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons mis l'accent sur les définitions, l'origine, les propriétés fondamentales des métamatériaux. Ces matériaux artificiels ont été prédits par Veselago comme main gauche. Mais ce n'est que récemment que cette thématique a connu une progression fulgurante, suite à la présentation faite par J. Pendry dans laquelle il a annoncé la possibilité de créer des structures artificielles présentant une perméabilité et/ou une permittivité effective négative. Ceci a été affirmé par la démonstration expérimentale de D. Smith. Les moyens les plus employés pour créer une perméabilité artificielle sont les SRRs (Split Ring Resonator). 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 tiges métalliques. La combinaison des deux structures conduit à des métamatériaux présentant des permittivités et de perméabilités simultanément négatives. Enfin, les applications des métamatériaux à base de l'approche résonante dans le domaine des antennes et des circuits microondes sont présentées.

Les structures présentant une perméabilité négative ou une permittivité négative seront traitées plus en détail dans le deuxième chapitre où les cellules de base, le résonateur en anneau fendu et le résonateur en anneau fendu complémentaire, seront analysés.

Chapitre II

Etude et analyse du résonateur en anneau fendu et son complémentaire

1. Introduction.....	33
2. Techniques et procédures d'homogénéisations	33
3. Résonateur à activité magnétique.....	37
3.1. RAF circulaire	38
3.2. RAF carré.....	44
4. Résonateur en Anneau Fendu Complémentaire «RAFC»	47
5. Étude des Lignes de transmission à base des structures métamatériaux	50
5.1. Conception des lignes de transmission à base des structures métamatériaux ...	50
5.2. Étude paramétrique du RAFC carré associé à une ligne de transmission.....	52
5.3. Etude du RAFC carré double à anneaux opposés ou co-directionnels.....	55
6. Conclusion	57

1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous consacrerons à l'étude des métamatériaux (MTM) qui ont un comportement résonant, notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, qui sont susceptibles de présenter une perméabilité ou une permittivité effective négative dans un spectre donné. Pour cela, les cellules unitaires de ces résonateurs sont conçues et étudiées en utilisant le logiciel de simulations HFSS d'Ansoft [59].

Afin de calculer la perméabilité et la permittivité 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 HFSS [59]. En effet, les paramètres tels que l'indice de réfraction n , l'impédance η , la perméabilité effective et la permittivité effective peuvent être calculées en fonction des paramètres S .

Ainsi, une étude des lignes de transmission à base de ces résonateurs, particulièrement le résonateur en anneau fendu complémentaire, est faite en associant un RAFC individuel à une ligne micro-ruban. Un RAFC double, à anneaux opposés ou co-directionnels, est par la suite étudié.

2. TECHNIQUES ET PROCEDURES D'HOMOGENEISATIONS

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. D'un point de vue général, les techniques peuvent être conceptuellement séparées en 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) [60], les procédures moyennes (Averaging procedures) [61], 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 [62], 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) [63-66]. Les techniques de la deuxième catégorie sont désignées également sous le nom des procédures de récupération et donne des résultats très proches de métamatériau réel. Ces techniques consistent à déterminer les paramètres effectifs (la constante diélectrique effective ϵ_{eff} et la perméabilité effective μ_{eff}) d'un matériau homogène, d'épaisseur d , qui montre les mêmes paramètres S que la vraie structure périodique composite à étudier. Ces paramètres effectifs sont déterminés à partir des paramètres S, qui sont obtenus à partir des simulations numériques sous le logiciel HFSS.

Pour extraire les paramètres effectifs, une des méthodes les plus utilisé pour l'extraction décrite Par R. Ziolkowski [66], basé sur l'approche NRW (Nicolson-Ross-Weir) [64-65], est utilisée dans ce travail.

Les paramètres S_{11} et S_{21} pour une onde plane à incidence normale sont écrits comme :

$$S_{11} = \frac{(\eta^2 - 1)(1 - Z^2)}{(\eta + 1)^2 - (\eta - 1)^2 Z^2} \quad \text{II. 1}$$

$$S_{21} = \frac{4\eta Z}{(\eta + 1)^2 - (\eta - 1)^2 Z^2} \quad \text{II. 2}$$

Avec le terme de transmission : $Z = \exp(-jkd)$.

Et le terme de réflexion a la forme : $\Gamma = \eta - 1/\eta + 1$, avec $\eta = \sqrt{\mu_r/\epsilon_r}$.

En conséquence, Si la structure est immergée dans l'espace avec $\eta = \eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, Donc $S_{11} = 0$ et $S_{21}=Z$. L'identification des régions de fréquence, où l'adaptation se produit, est donc suggérée lorsque $|S_{11}| = 0$ and $|S_{21}| = 1$.

Les termes composés utilisé dans l'approche de NRW sont les suivants:

$$V_1 = S_{21} + S_{11} \quad \text{II. 3}$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11} \quad \text{II. 4}$$

En dérivant les quantités suivantes :

$$X = \frac{1+V_1V_2}{V_1+V_2} = \frac{1+Z^2}{2Z} \quad \text{II. 5}$$

$$Y = \frac{1-V_1V_2}{V_1+V_2} = \frac{1+\Gamma^2}{2\Gamma} \quad \text{II. 6}$$

En conséquence, à partir des équations (II.5) et (II.6) on obtient :

$$Z = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad \text{II. 7}$$

$$\Gamma = Y \pm \sqrt{Y^2 - 1} \quad \text{II. 8}$$

Le choix du signe est sélectionné pour maintenir les amplitudes attendues de ces termes, c'est-à-dire, $|Z| \leq 1$ et $|\Gamma| \leq 1$. Dans le cas métamatériau considéré, les valeurs des coefficients de réflexion et de transmission dépendent fortement de la fréquence et atteignent des valeurs proches de zéro et de 1. Les expressions d'extraction standard se sont révélées insatisfaisantes, en particulier dans les régions de fréquence où les résonances de permittivité et de perméabilité étaient attendues, c'est-à-dire, où ces valeurs passeraient rapidement entre des valeurs positives et négatives. La présence des valeurs de la racine carrée est particulièrement difficile dans ces régions.

En utilisant le même processus, on peut dériver de nombreuses autres expressions pour Γ et Z . Par exemple, on peut obtenir le terme de transmission Z comme ;

$$Z = \frac{V_1 - \Gamma}{1 + \Gamma V_1} \quad \text{II. 9}$$

De même, on peut obtenir le coefficient de réflexion de l'interface :

$$\Gamma = \frac{Z - V_2}{1 - ZV_2} \quad \text{II. 10}$$

De (II. 9) et (II. 10) on peut obtenir les expressions suivantes :

$$1 - Z = \frac{(1 - V_1)(1 - \Gamma)}{1 + \Gamma V_1} \quad \text{II. 11}$$

$$\eta = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + Z}{1 - Z} \frac{1 - V_2}{1 + V_2} \quad \text{II. 12}$$

En supposant que l'épaisseur de la structure métamatériau n'est pas trop grande, c.-à-d. $K_{real}d \geq 1$, et que le nombre d'onde complexe $k = \omega\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}/c = k_0\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}$, on peut écrire $Z=1 - jkd$ pour obtenir les résultats approximatifs de l'impédance d'onde et la perméabilité de (II.11) et (II.12), respectivement.

$$k \cong \frac{1}{jd} \frac{(1-V_1)(1+\Gamma)}{1-\Gamma V_1} \quad \text{II. 13}$$

$$\mu_r \cong \frac{2}{jk_0d} \frac{1-V_2}{1+V_2} \quad \text{II. 14}$$

La permittivité et l'indice de réfraction peuvent alors être obtenus simplement comme :

$$\varepsilon_r \cong \left(\frac{k}{k_0}\right)^2 \frac{1}{\mu_r} \quad \text{II. 15}$$

$$n = \sqrt{\varepsilon_r\mu_r} = k/k_0 \quad \text{II. 16}$$

Le carré de l'impédance d'onde peut également être obtenu:

$$\eta^2 = \frac{\mu_r}{\varepsilon_r} = \frac{Y+1}{Y-1} = \frac{1+V_1}{1-V_1} \frac{1-V_2}{1+V_2} = \frac{(S_{11}+1)^2 - S_{21}^2}{(S_{11}-1)^2 - S_{21}^2} \quad \text{II. 17}$$

A partir des équations (II.14) et (II.17) donne :

$$\varepsilon_r \cong \frac{2}{jk_0d} \frac{1-V_1}{1+V_1} \quad \text{II. 18}$$

L'équation (II.18) peut être écrite :

$$\varepsilon_r \cong \mu_r + j \frac{2S_{11}}{k_0d} \quad \text{II. 19}$$

Avec S_{11} s'écrit comme :

$$S_{11} \cong \frac{2jkd(\eta^2 - 1)}{(\eta + 1)^2 - (\eta - 1)^2} = 2jkd \frac{\eta^2 - 1}{4\eta} \quad \text{II. 20}$$

En utilisant ces équations, un programme a été écrit sous Matlab pour pouvoir représenter graphiquement la perméabilité effective et la permittivité effective.

3. RESONATEUR A ACTIVITE MAGNETIQUE

Un matériau magnétique 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 [67].

Pour pallier ce problème, des conducteurs non magnétiques ont été proposé par Pendry [10] pour créer un magnétisme artificiel. Ces inclusions sub-longueur d'onde, appelé « Split ring resonator », en français «résonateur en anneaux fendus», se comportent comme un matériau composite et présentent une perméabilité effective négative.

Le résonateur en anneau fendu est constitué d'un ou plusieurs anneaux métalliques concentriques ayant une ou plusieurs fentes gravées sur les côtés opposés de la structure. Le RAF peut avoir différents types de structures, il peut avoir des anneaux simples ou multiples avec des fentes simples ou multiples. L'anneau peut prendre plusieurs formes (circulaire, carré,...), sur une ou deux faces du substrat. Cette structure montre une résonance magnétique à une fréquence particulière. La fréquence de résonance est ajustable en changeant les différents paramètres géométriques de RAF.

En analysant un RAF individuel comme une structure planaire, il est décomposé en un circuit équivalent LC ou RLC, comme illustré dans la figure II. 1. L'anneau est inductif, donnant au circuit une inductance équivalente et la fente de l'anneau crée un effet capacitif, avec une capacité équivalente [26]. La composante résistive du circuit équivalent RLC peut être largement négligé pour un micro ruban très conducteur.

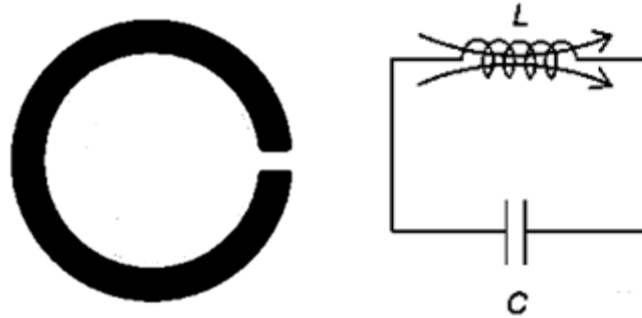


Fig. II. 1. Le circuit équivalent de SRR [26].

Selon le modèle de circuit équivalent du RAF, la fréquence de résonance f peut être obtenue en fonction de capacité totale C entre les anneaux et l'inductance effective L en utilisant l'équation [26] :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{II. 21}$$

3.1. RAF circulaire

Le résonateur en anneau fendu circulaire, introduit par Pendry [10], est dimensionné dans ce travail pour qu'il fonctionne dans la bande de fréquence [5 GHz; 6 GHz]. La structure est constituée de deux anneaux circulaires et des fentes opposés sur les deux extrémités (figure II .2), avec les dimensions suivantes :

- ❖ Le rayon de l'anneau externe ($r = 2.2\text{mm}$),
- ❖ La largeur de la piste micro ruban ($c = 0.5\text{mm}$),
- ❖ La largeur de la fente ($g = 1\text{mm}$),
- ❖ L'espacement entre les anneaux ($d = 0.5\text{mm}$).

Le substrat utilisé pour la simulation est le FR4-epoxy qui présente une permittivité relative de 4.4, des pertes tangentielles de l'ordre de 0,002 et une épaisseur de 1.6mm. Ce substrat sera aussi utilisé pour toutes les autres simulations.

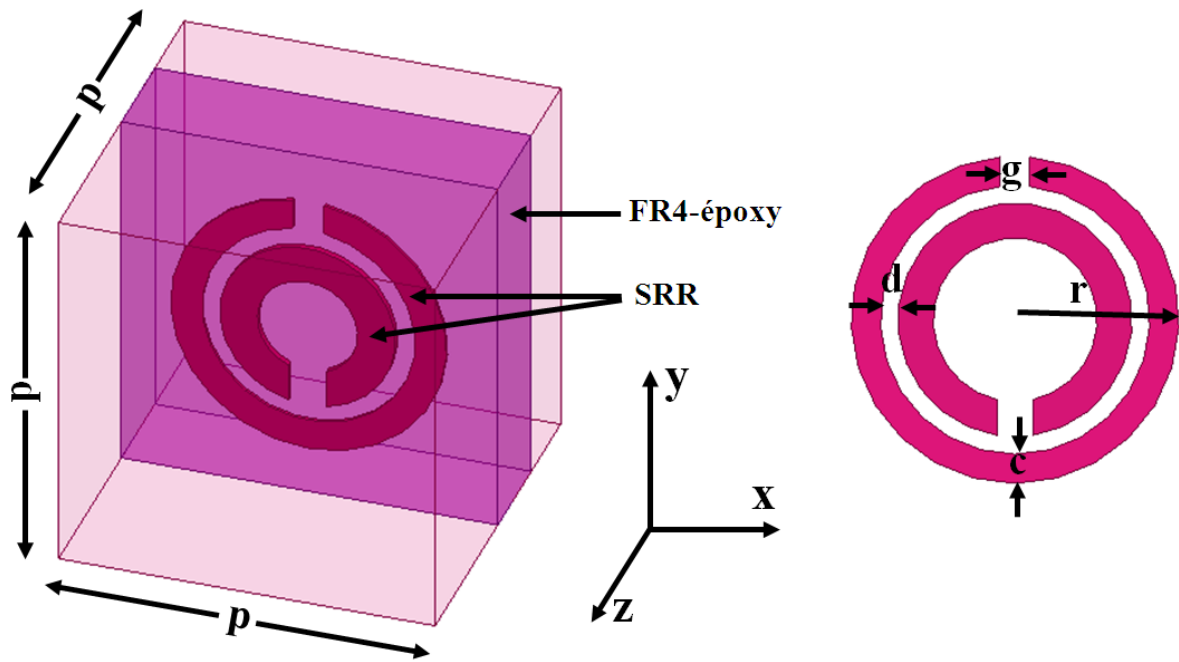
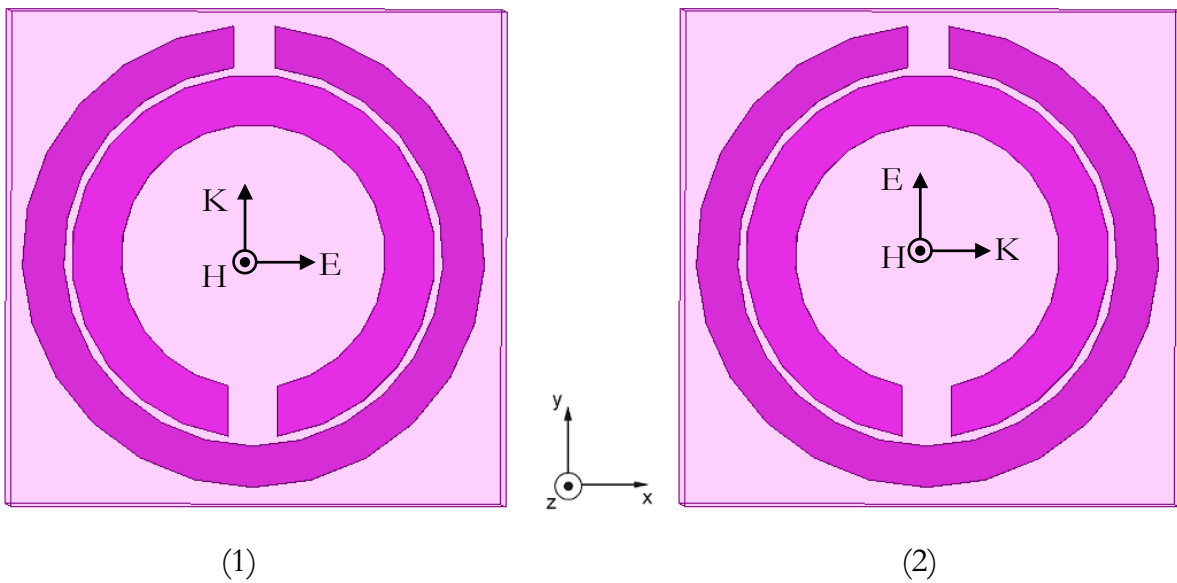


Fig. II. 2. Représentation et paramètres de cellule du RAF circulaire.

La cellule unitaire de RAF est présentée sur la figure II.2. La boîte de rayonnement définie sous HFSS a un volume de $6 \times 6 \times 6 \text{ mm}^3$ avec une périodicité p de 6 mm suivant les trois directions. Afin de voir l'effet de polarisation sur le comportement électromagnétique de cette cellule, les conditions de murs électriques et magnétiques et la direction de propagation sont appliquées dans différentes directions, ce qui mène à six configurations possibles de la structure (figure II.3).



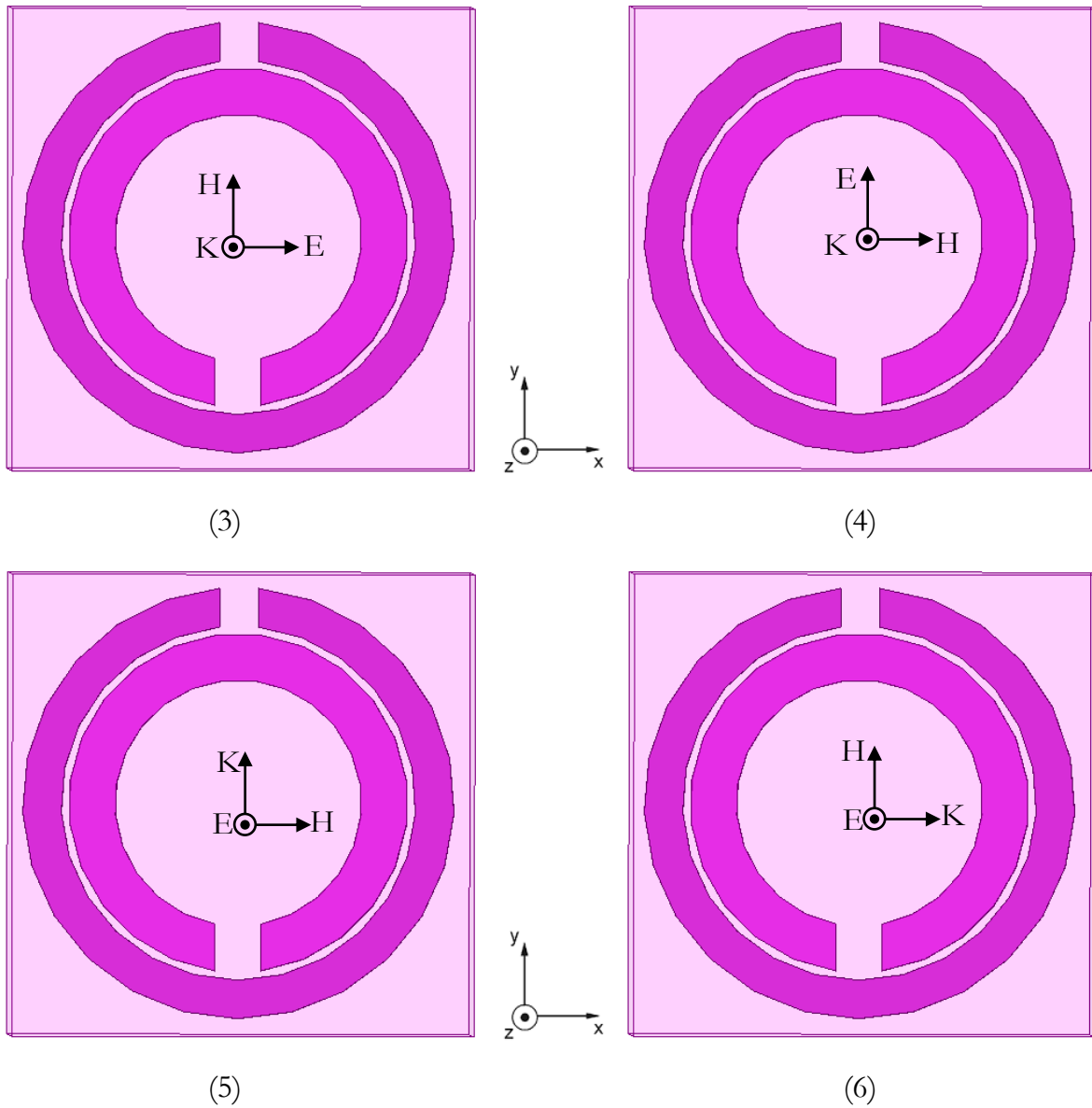


Fig. II. 3. Les polarisations électromagnétiques possibles.

La figure II. 4. présente le coefficient de transmission pour les différents cas de polarisations électromagnétiques.

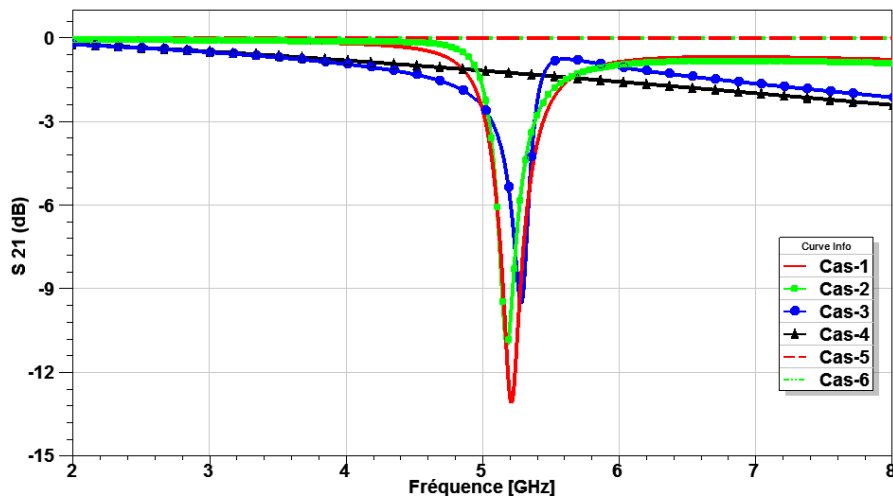


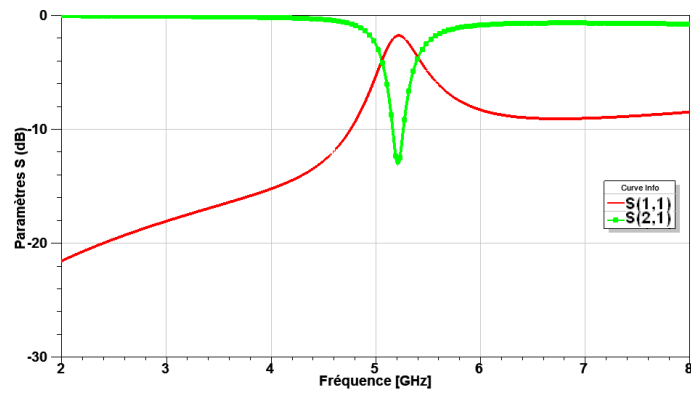
Fig. II. 4. Coefficient de transmission pour les cas de polarisations électromagnétiques.

A partir des résultats de la figure II-4. Le coefficient de transmission atteint -13 dB dans le premier cas de polarisation, où le couplage est magnéto-électrique. Dans le cas 2 le coefficient de transmission atteint -11 dB qui correspond à une excitation du champ magnétique. Une excitation du champ électrique est appliquée dans le cas 3 et 4, avec un coefficient de transmission qui atteint -9.3 dB et -1 dB respectivement. Alors que dans le cas 5 et 6, Il n'y a pas d'excitation ou le coefficient de transmission est au voisinage de 0 dB.

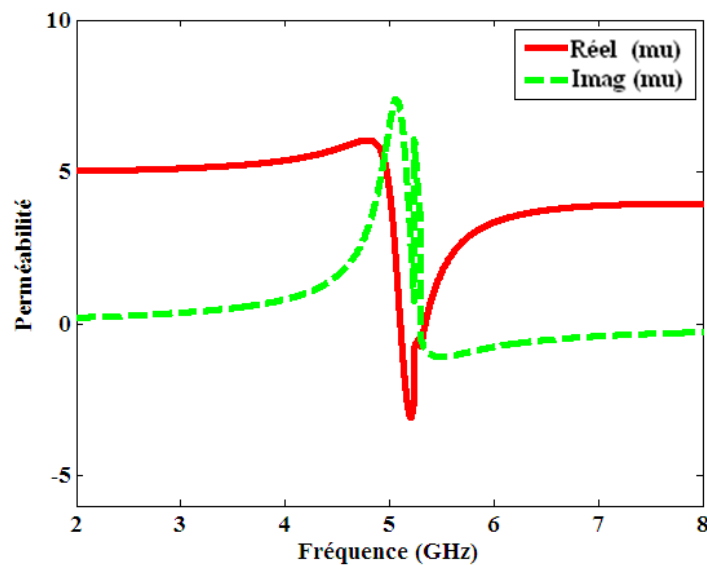
❖ Cas (1): excitation magnéto-électrique.

Une asymétrie existe dans la structure du RAF par rapport à la direction du champ électrique (sur l'axe des X), qui indique la présence du couplage magnéto-électrique. Donc, on a aussi une résonance électrique et non pas seulement une résonance magnétique. La résonance magnétique est due à la pénétration du champ à travers les anneaux qui 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.

La figure II.5 représente les coefficients de réflexion et de transmission en dB, et les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculées à partir des paramètres S.



(a)



(b)

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

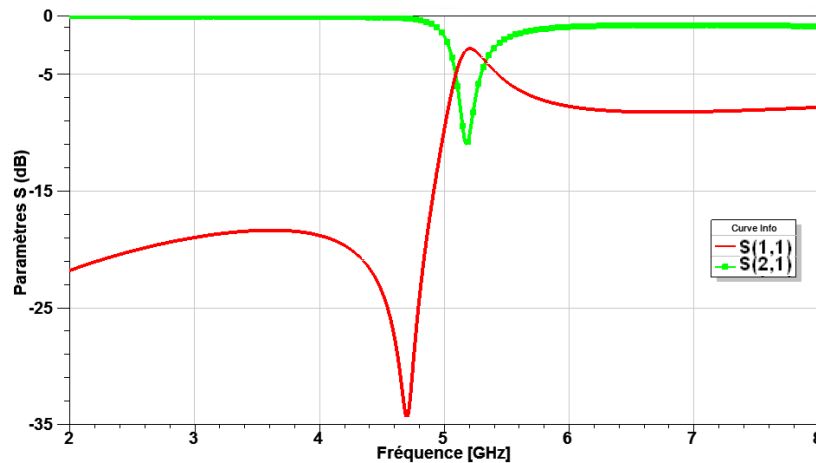
La fréquence de résonance obtenue est de 5.2 GHz avec une transmission de l'ordre de -13 dB. Cette résonance, de résonateur qui est un circuit LC, est principalement due à l'anneau externe qui présente une inductance et aussi de la capacité créée, d'une part, par la fente dans les deux anneaux et, d'autre part, par l'espacement entre les deux anneaux. A la fréquence de résonance, la partie réelle de la perméabilité $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ du milieu est négative ($\mu_{\text{eff}} = -3$). Alors qu'en dessous de celle-ci cette partie réelle est égale à 5.

❖ Cas (2): excitation magnétique.

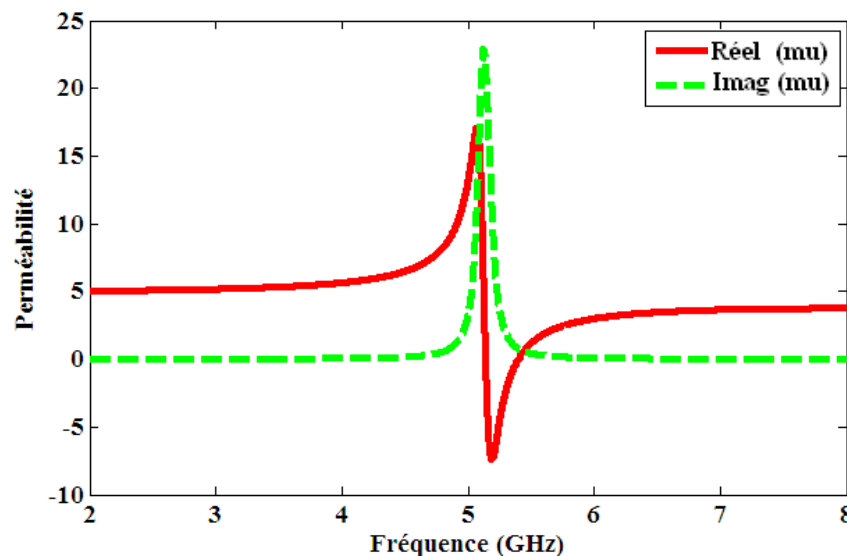
Le champ E est orienté de telle façon qu'il respecte la symétrie de la structure (sur l'axe des Y) et aussi pour ne pas exciter la coupure des anneaux. Par conséquent, la structure n'aura pas de couplage magnéto-électrique. On a donc seulement une résonance

magnétique de la structure ou le champ magnétique perpendiculaire provoque un courant circulant dans les anneaux.

La figure II.6 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB, et les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.



(a)



(b)

Fig. II. 6. 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.

Dans ce cas, la transmission est de l'ordre de -11 dB à la fréquence de 5.18 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 -7.5 dans la figure II.6-b. En dehors de cette bande, $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est approximativement positive.

Dans le cas de double résonance, magnétoélectrique, la fréquence de résonance est légèrement supérieure que celle où la résonance est seulement magnétique.

❖ **Cas (3): excitation électrique.**

Une asymétrie existe dans la structure du RAF par rapport à la direction du champ électrique, qui indique la présence de l'effet de couplage croisé. Le champ magnétique selon l'axe y ne se couplera pas à la structure tandis que le champ électrique E qui est selon l'axe x provoque le courant circulant dans les anneaux.

❖ **Cas (4): pas d'excitation.**

La symétrie existe dans la structure RAF par rapport à la direction du champ électrique (sur l'axe des y), indiquant que la structure n'aura pas de couplage magnéto-électrique. Le champ magnétique H selon l'axe x et le champ électrique E n'ont aucun effet sur la structure.

❖ **Cas (5 et 6): pas d'excitation.**

La distribution des champs, le champ magnétique parallèle et le champ électrique perpendiculaire aux anneaux, n'a aucun effet sur la structure. Par conséquent, le RAF n'aura pas de couplage magnéto-électrique.

Les résultats de simulation confirment que la structure de RAF a un comportement magnéto-électrique et présente un effet de polarisation croisée. Le couplage magnétique est le mécanisme de couplage dominant dans la structure et le RAF peut être excité magnétiquement si les anneaux sont correctement orientés.

3.2. RAF carré

Dans cette partie, la cellule unitaire de résonateur en anneau fendu en forme carrée est étudiée. Dans cette section, seuls les deux premiers cas de de polarisation de la figure II.3 sont traités. Dans le premier cas, le champ électrique est suivant l'axe x et le vecteur d'onde k est selon l'axe y . La structure est la même que celle de la section précédente sauf la forme du résonateur qui est carré. Les dimensions du RAF carré sont les même de RAF circulaire, avec $a = 4.4\text{mm}$, $c = 0.5\text{mm}$, $d = 0.5\text{mm}$, $g = 1\text{mm}$. La cellule unitaire de RAF est présentée sur la figure II.7.

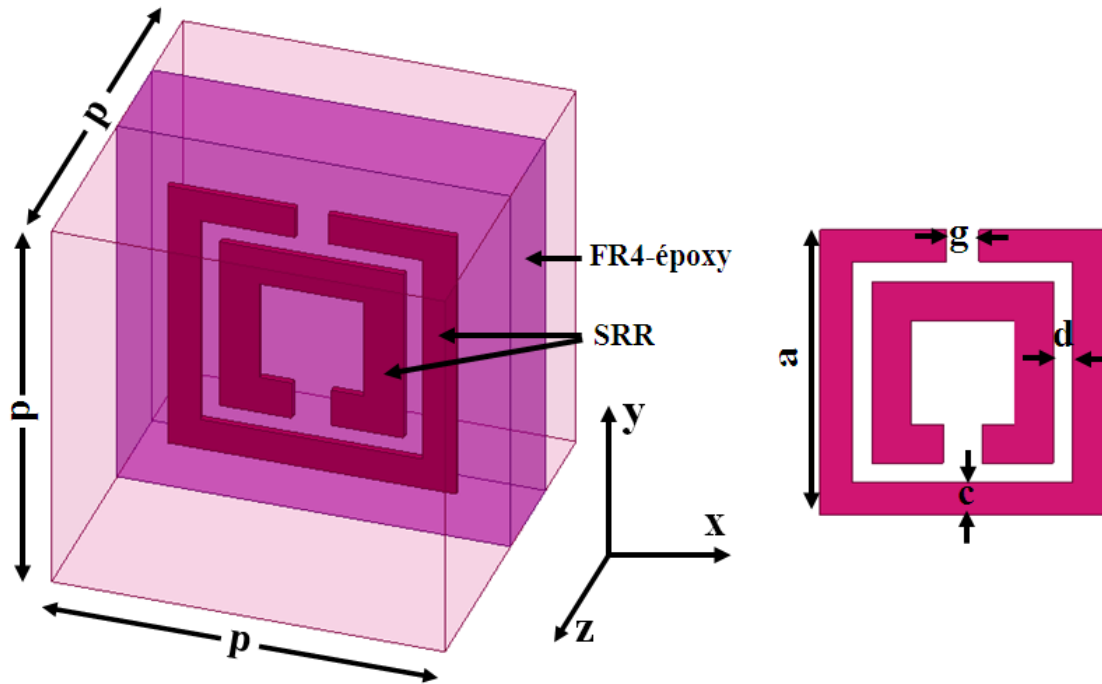
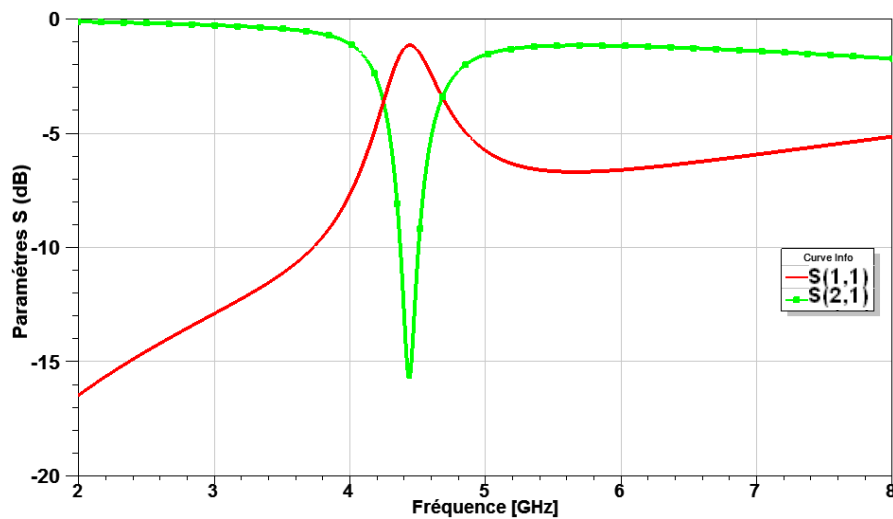
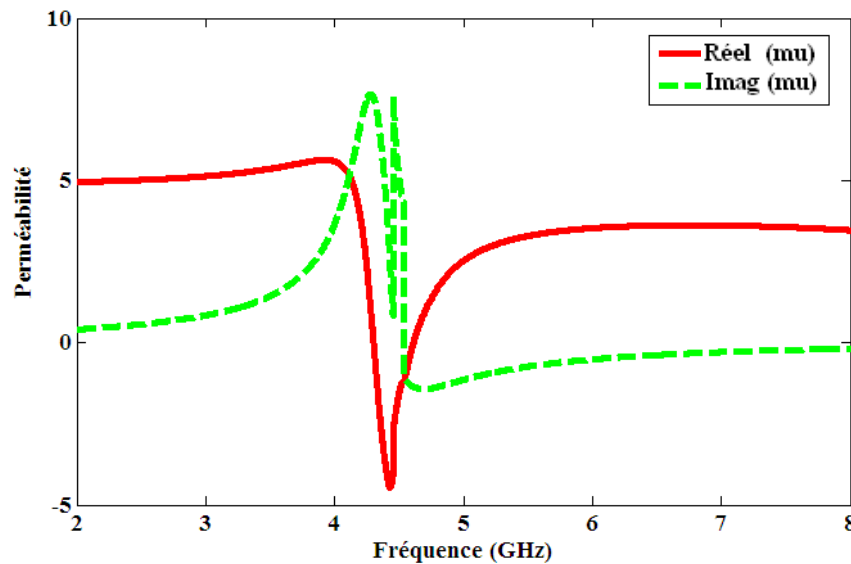


Fig. II. 7. Représentation et paramètres d'une unité de cellule du RAF carré.

La figure II.8 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.



(a)

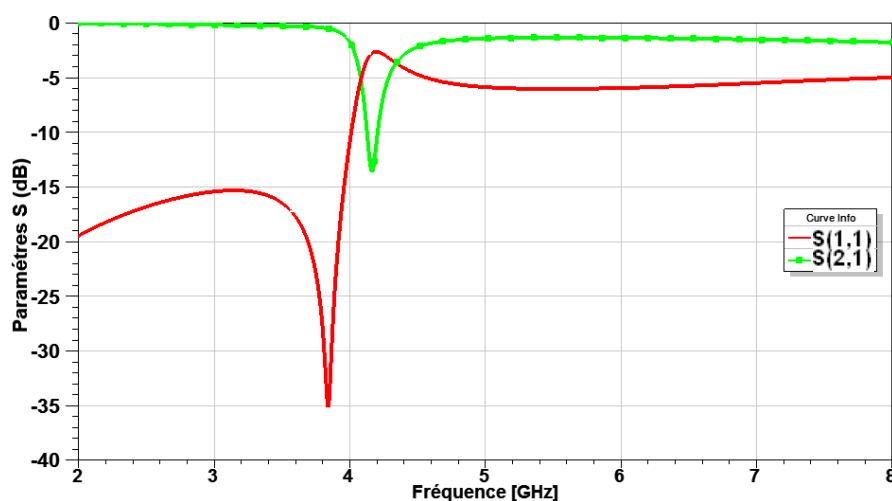


(b)

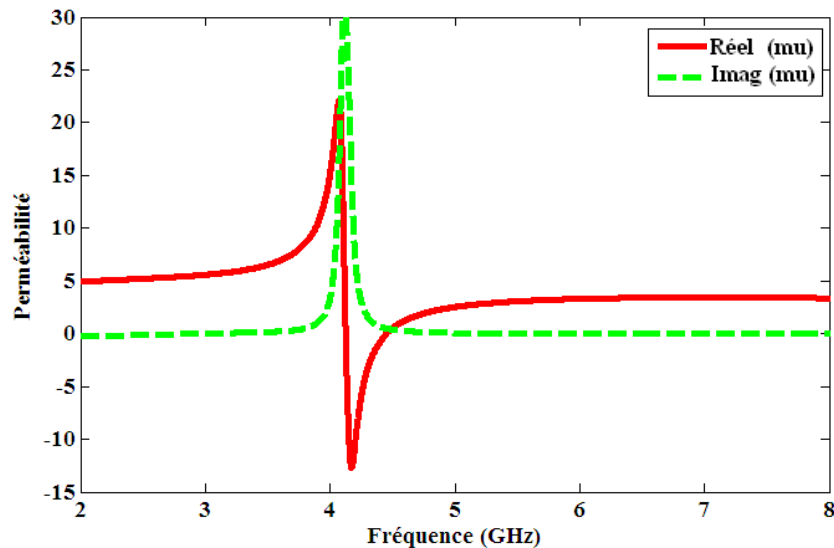
Fig. II. 8. RAF carré avec E selon l'axe y: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB.
(b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

La fréquence de résonance obtenue est 4.44 GHz avec une transmission de l'ordre de -16.75 dB. A la résonance, la partie réelle de la perméabilité $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ du milieu est négative et est égale à -4.55. En dessous de 4.44 GHz, cette partie réelle est égale à 5.

Le deuxième cas consiste à polariser le champ E de sorte à ce qu'il soit selon l'axe y et le vecteur d'onde k selon l'axe x. La figure II.9 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et les parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.



(a)



(b)

Fig. II. 9. 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.

Le coefficient de transmission présenté sur la figure II.9-a est de l'ordre de -13.22 dB à la fréquence (4.16 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 -13 entre les fréquences [4.08 GHz-4.42 GHz] (figure II.9-b). En dehors de cette bande, $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ est positive.

4. RESONATEUR EN ANNEAU FENDU COMPLEMENTAIRE «RAFC»

Le résonateur en anneau fendu complémentaire, introduit par F. Falcone et son équipe [30, 31], est défini comme l'image négative du RAF. Ce dernier, 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. 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.

Donc, par rapport à la nature du RAF, si l'on veut modéliser des structures planaires basées sur l'utilisation de ces résonateurs comme plan de masse, on ne peut 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 ».

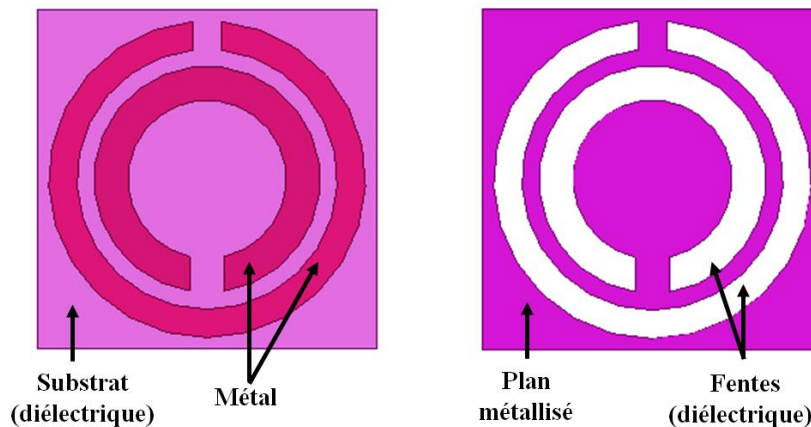


Fig. II. 10. Topologie du RAF et du RAFC.

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 d'un substrat. La figure II.10 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 métal dans le RAFC.

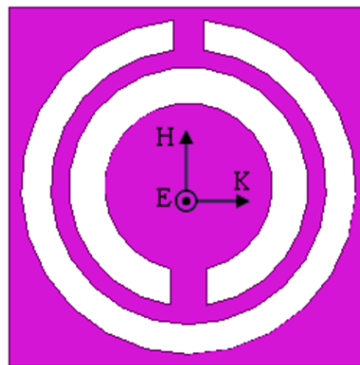


Fig. II. 11. Polarisation des champs électromagnétiques du RAFC.

En utilisant le principe de dualité décrit dans le chapitre I, une inversion de la polarisation de cette structure par rapport à celle du RAF doit être faite afin d'assurer la résonance. Donc, le champ E doit être perpendiculaire au plan de résonateur tandis que le champ H doit être parallèle (figure II.11). Cette polarisation favorise l'utilisation de cet élément pour des applications planaires.

Pour voir le comportement électromagnétique, une cellule unitaire de RAFC circulaire est étudiée (la figure II.12). La même boîte de rayonnement, que celle du RAF, est utilisée ou les murs électriques et magnétiques et la direction de propagation sont appliqués selon les axes z , x et y respectivement. Pour avoir un fonctionnement autour de la fréquence de résonance de RAF Les mêmes dimensions sont utilisées sauf le rayon de l'anneau, la fente, externe est optimisé ; $r = 2.66\text{mm}$, $c = 0.5\text{mm}$, $d = 0.5\text{mm}$, $g = 1\text{mm}$.

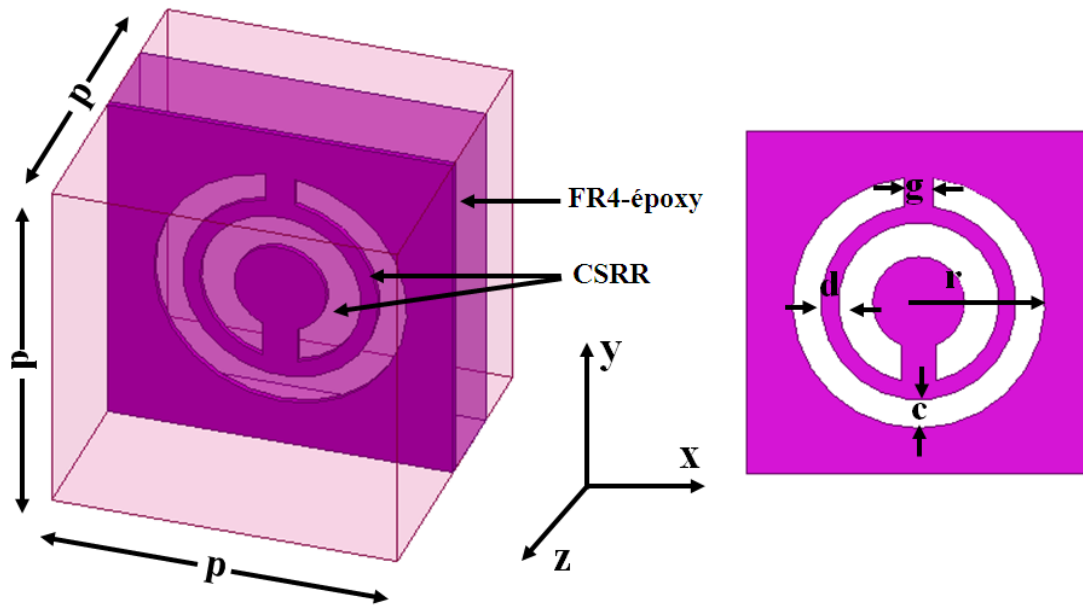
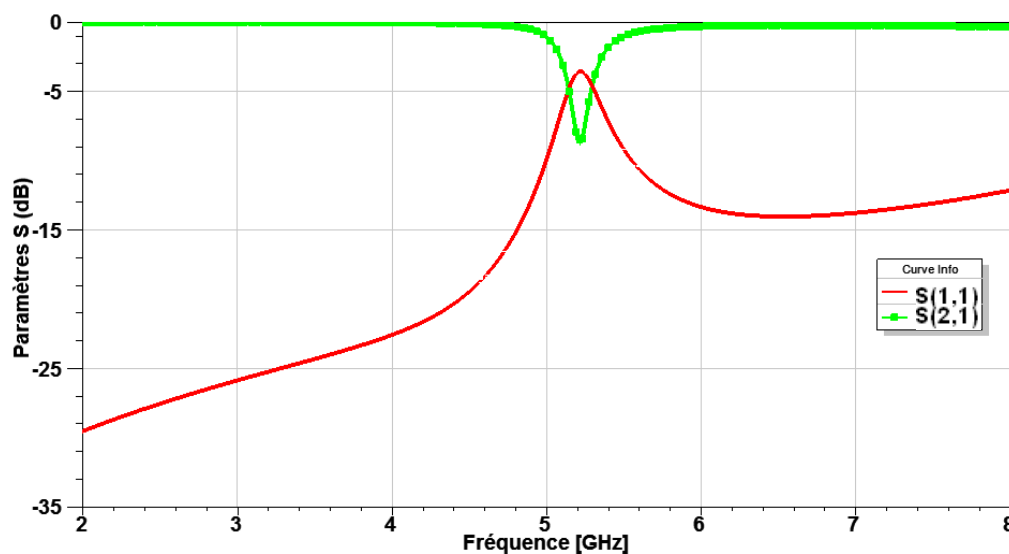
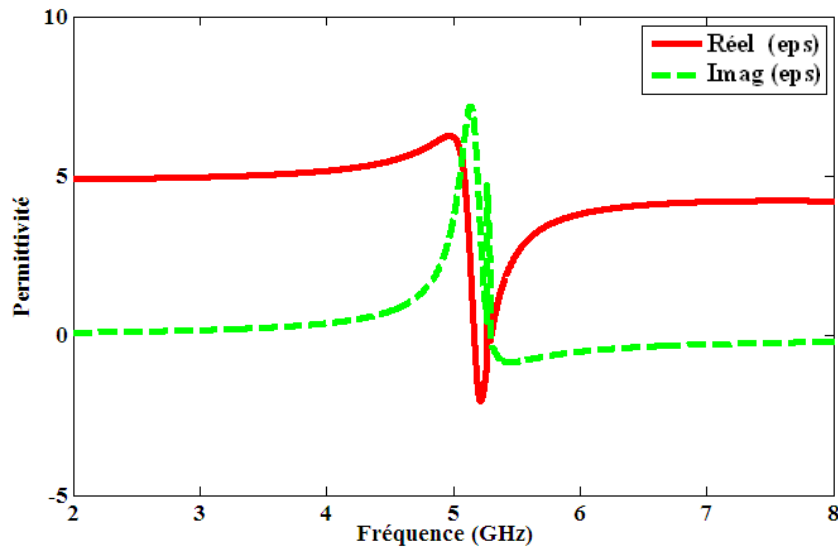


Fig. II. 12. Représentation et paramètres d'une unité de cellule du RAFC circulaire.

La figure II.13 présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et les parties réelle et imaginaire de la permittivité effective calculée à partir de la matrice S.



(a)



(b)

Fig. II. 13. RAFC circulaire: (a) Coefficient de réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la permittivité effective.

La fréquence de résonance obtenue est 5.21 GHz avec une transmission de l'ordre de -8.76 dB. A la résonance, la partie réelle de la permittivité $Re(\epsilon_{eff})$ du milieu est négative et est égale à -2.1. En dehors de cette bande, $Re(\epsilon_{eff})$ est positive.

5. ÉTUDE DES LIGNES DE TRANSMISSION A BASE DES STRUCTURES METAMATERIAUX

Les structures métamatériaux jouent un rôle important dans la conception de nombreux dispositifs à micro-ondes tels que les filtres, les coupleurs et les amplificateurs. Dans cette partie, les structures étudiés précédemment, notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, sont associés à une ligne de transmission conventionnelle afin de voir leurs comportement électromagnétique au sein des structures planaires.

5.1. Conception des lignes de transmission à base des structures métamatériaux

La conception des lignes de transmission à base des structures métamatériaux est fait soit par l'association des cellules RAF à sa proximité ou en gravant des cellules RAFC dans le plan de masse. Une ligne micro ruban chargée par un RAFC, qui est plus approprié aux structures planaire comme il a été décrit précédemment, est étudié par la

suite. Le substrat utilisé est en FR4-époxy avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 4,4$ et une tangente de perte de 0,02. Cette structure et son modèle de circuit équivalent sont présentés dans la figure II.14.

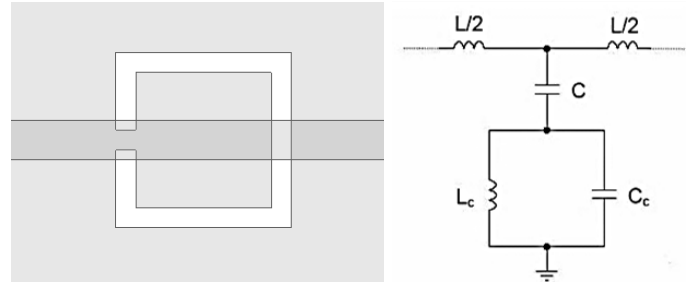


Fig. II. 14. La ligne de transmission chargée du RAFC et son modèle de circuit équivalent.

A partir de circuit équivalent, la fréquence de transmission à la résonance (f_Z) de la ligne de transmission chargée du RAFC est définie par [26]:

$$f_Z = 1/2\pi\sqrt{L_c(C_c + C)} \quad \text{II. 22}$$

Avec C est la capacité de couplage entre la ligne et le RAFC. Ce dernier est modélisé comme un circuit LC parallèle formé par la capacité C_c et l'inductance L_c .

Pour créer l'effet stop bande du RAFC à la fréquence (f_Z), la longueur totale du RAFC, L_{total} , est généralement égale à la moitié de la longueur d'onde à cette fréquence:

$$L_{Total} \approx \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_Z\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{II. 23}$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad \text{II. 24}$$

Avec c la vitesse de la lumière dans le vide, w est la largeur de la ligne de transmission, h et ϵ_r sont la hauteur et la constante diélectrique du substrat respectivement.

Dans le cas d'un résonateur circulaire, le rayon est calculé à partir de L_{Total} , qui présente la circonférence du cercle dans ce cas, en utilisant la formule :

$$L_{Total} \approx 2\pi r \quad \text{II. 25}$$

Donc $r \approx L_{Total}/2\pi$ II. 26

Cette longueur approximative, L_{Total} , est utilisée au début de la conception, puis une étude paramétrique est effectuée pour l'ajuster. Ceci nous a conduits à faire une étude des différents paramètres qui agissent sur la fréquence de transmission à la résonance.

5.2. Étude paramétrique du RAFC carré associé à une ligne de transmission

Dans cette section, un RAFC carré associé à une ligne de transmission est étudié. On varie les paramètres géométriques du RAFC afin de voir l'influence de chaque paramètre sur la fréquence de résonance. Les paramètres géométriques de la structure sont représentés dans la figure II.15.

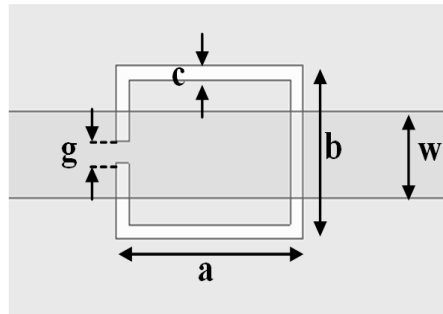


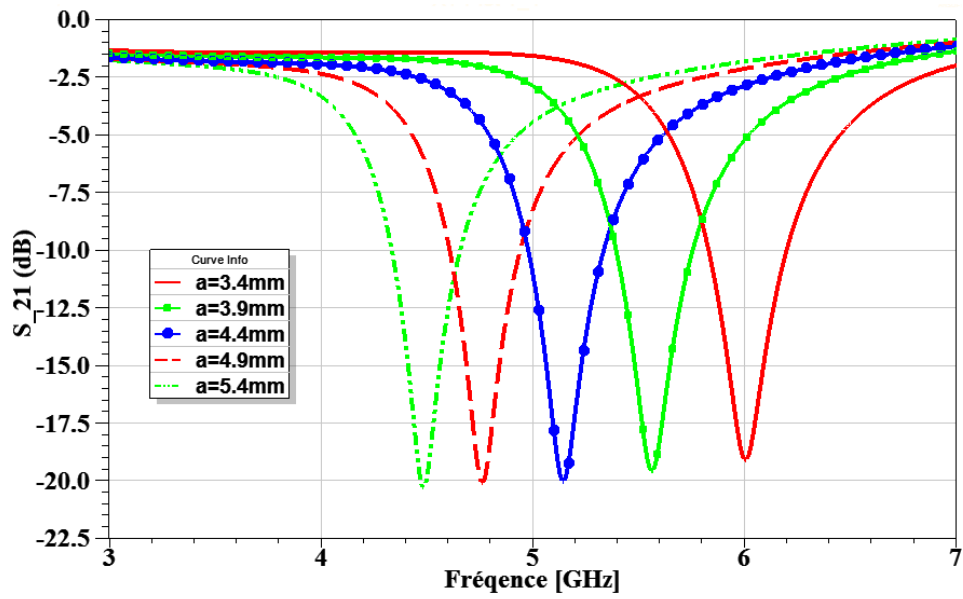
Fig. II. 15. Les différents paramètres de la ligne de transmission chargée du RAFC.

Les paramètres qui régissent le comportement fréquentiel du RAFC sont :

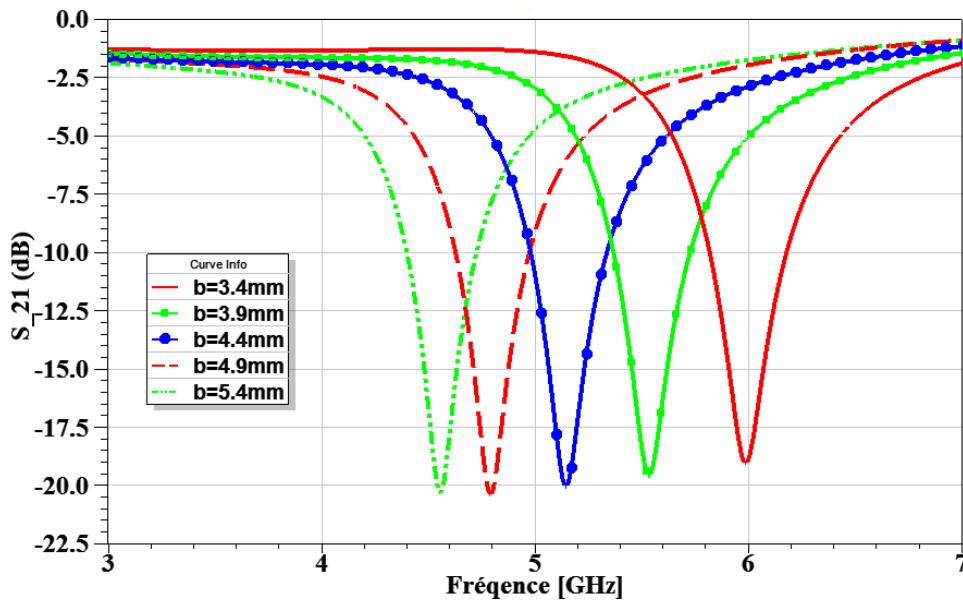
- ❖ longueur(a) et largeur(b) de la fente formant les anneaux.
- ❖ largeur de l'ouverture de l'anneau (g).
- ❖ largeur de la fente formant l'anneau (c).

En se basant sur les équations (II.23) et (II.24), pour $f_z=5.2\text{GHz}$, la longueur totale de RAFC est $L_{total}=17.55\text{mm}$. En considérant la somme de la longueur (a) et la largeur (b) égale à $L_{total}/2$, les dimensions initiales de RAFC: $a=4.4\text{mm}$, $b=4.4\text{mm}$, $c=0.5\text{mm}$, $g=0.5\text{mm}$. Dans chaque simulation, un paramètre est varié tandis que les autres sont maintenus constants.

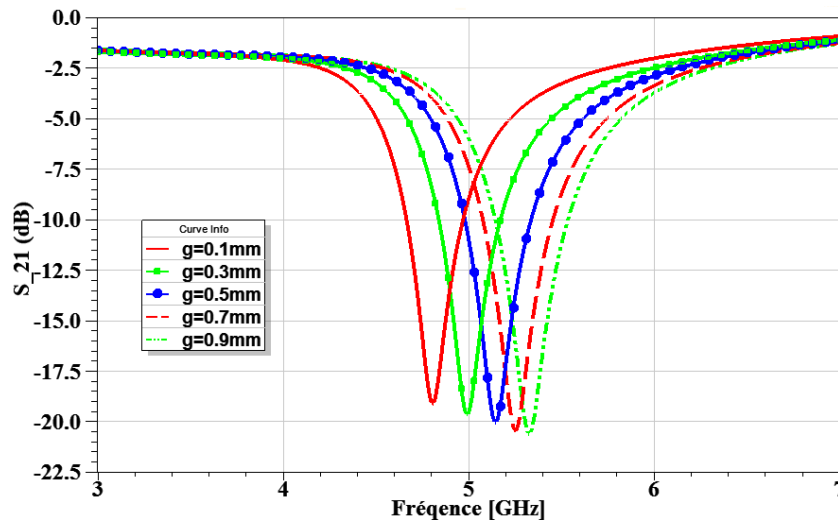
La figure II. 16 présente le coefficient de transmission de la ligne de transmission chargée par une cellule RAFC pour différentes configurations.



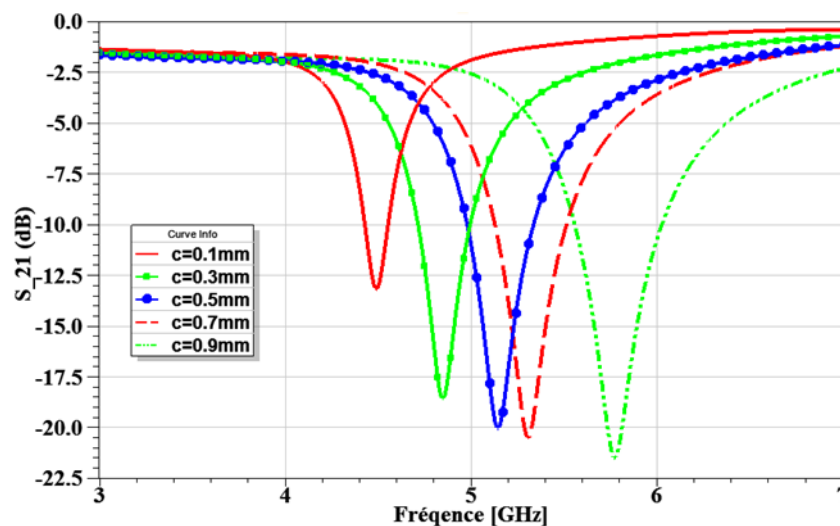
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. II. 16. Variation du coefficient de transmission en fonction de la : (a) longueur. (b) largeur. (c) largeur de l'ouverture de l'anneau. (d) largeur de la fente formant les anneaux.

A partir des résultats obtenus, on constate que la fréquence de transmission à la résonance (f_z) varie en faisant varier les paramètres géométriques a , b , c , g . De l'équation (II. 22), Il paraît clairement que la valeur de la capacité C_C et l'inductance L_C , qui représente les paramètres équivalents du RAFC, sont inversement proportionnelle à la fréquence f_z . De ce fait, un RAFC plus grand (en augmentant la longueur et la largeur; figure II.16 (a) et II.16 (b)) correspond à une capacité plus grande (f_z diminue). D'autre part, f_z augmente sur la figure II.16 (c) et II.16 (d) en augmentant la largeur de l'ouverture de l'anneau et la largeur de la fente formant l'anneau, la diminution de la capacité C_c est

induite par l'augmentation de la largeur de l'ouverture de l'anneau (g) ou de la largeur de la fente formant l'anneau (c), ce qui empêche le courant de circuler dans l'anneau.

Le tableau II.1 résume la variation de la fréquence de transmission à la résonance en fonction des paramètres géométriques du RAFC.

Paramètres	f_z
a ↗	↘
b ↗	↘
c ↗	↗
g ↗	↗

TABLEAU II. 1. Variation de la fréquence (f_z) en fonction des paramètres géométriques du RAFC.

Cette étude a montré que la fréquence de résonance est aisément contrôlable en ajustant les paramètres géométriques du RAFC. Par conséquent, les dimensions optimisées du RAFC la fréquence 5.2GHz sont entre autre: $a=4.4\text{mm}$, $b=4.4\text{mm}$, $c=0.5\text{mm}$, $g=0.6\text{mm}$.

5.3. Etude du RAFC carré double à anneaux opposés ou co-directionnels

Une étude sur l'ajout d'un deuxième anneau, de dimension $a_2=b_2=3.2\text{mm}$, $c_2=0.5\text{mm}$, $g_2=0.5\text{mm}$, est faite en variant l'espacement entre les deux anneaux (d). Deux configurations, anneaux opposés ou co-directionnels (la figure II.17), sont étudiées afin de voir leurs influence sur la fréquence de résonance.

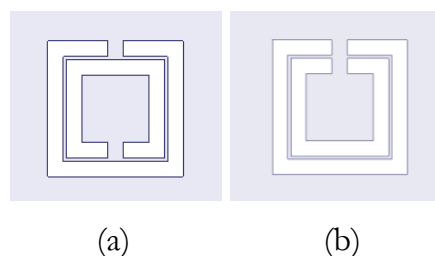


Fig. II. 17. Topologie du RAFC double : (a) à anneaux opposés. (b) à anneaux co-directionnels.

La variation de l'espacement entre les deux anneaux est faite en gardant les dimensions de l'anneau externe fixes et en diminuant la longueur et la largeur de l'anneau interne. Les figures II.18 (a) et (b) présentent la variation du coefficient de transmission en fonction de

l'espacement entre les deux anneaux dans le cas des anneaux opposés et des anneaux co-directionnels, respectivement.

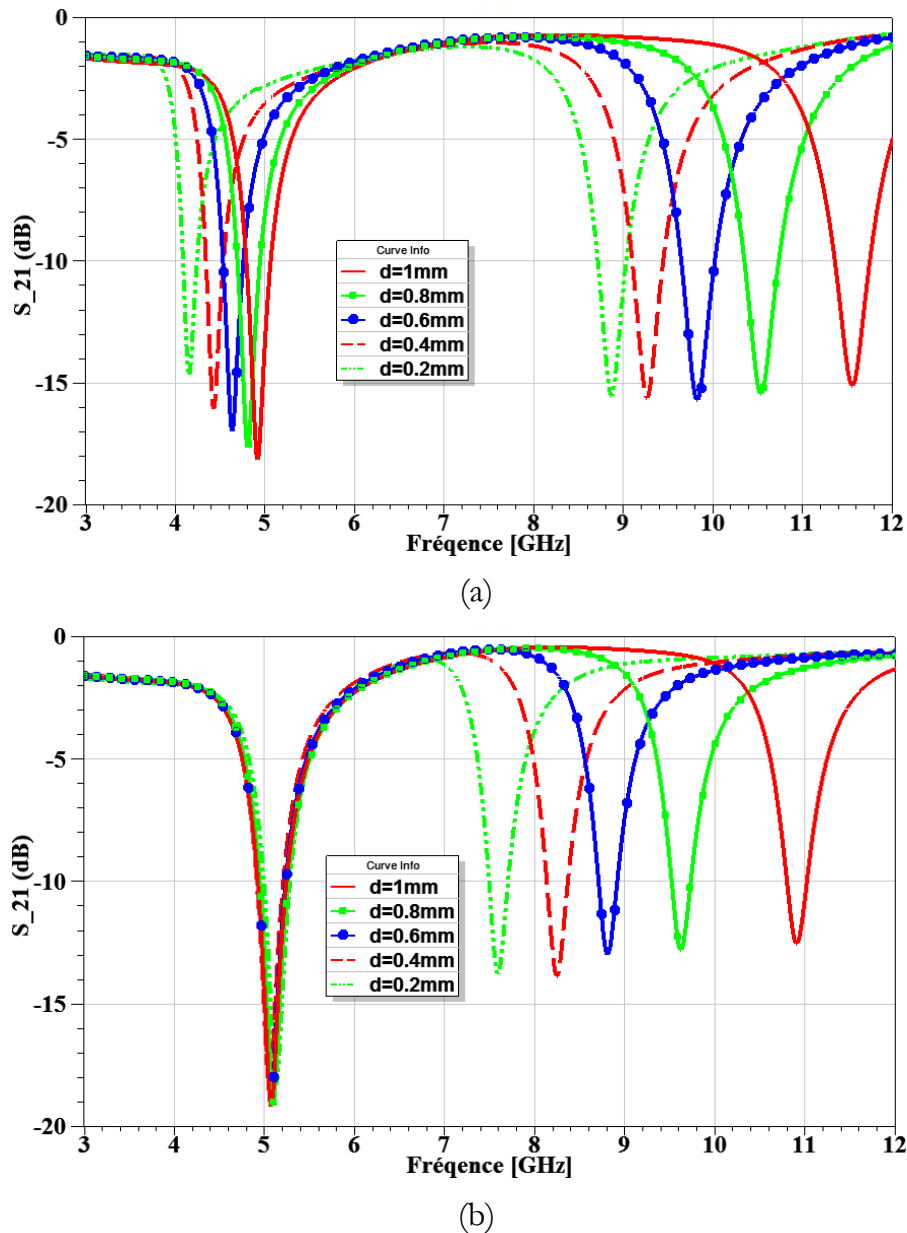


Fig. II. 18. Variation du coefficient de transmission en fonction de l'espacement entre les deux anneaux : (a) anneaux opposés. (b) anneaux co-directionnels.

La fréquence de transmission, à la résonance créée par l'anneau externe, diminue en diminuant l'espacement entre les anneaux opposés (une miniaturisation est donc observée). Ceci est traduit par une augmentation de la capacité au sein de la structure induit par le courant qui circule entre les deux anneaux avant qu'il arrive au deuxième anneau, ce qui entraîne donc une baisse de la fréquence de transmission à la résonance. Tandis que dans le cas des anneaux co-directionnels, cette capacité est négligeable car le

courant arrive directement au deuxième anneau. Par conséquent, la capacité totale et la fréquence de transmission sont constantes.

Pour l'anneau interne, la variation entre la fréquence de transmission à la résonance et l'espacement est proportionnelle dans les deux cas, avec une sélectivité en fréquence relativement plus basse dans le cas (b) pour les mêmes raisons citées auparavant.

Pour l'anneau externe, les niveaux des coefficients de transmissions sont meilleurs et constants dans le cas (b) que dans le cas (a), tandis qu'un effet inverse est constaté pour l'anneau interne.

6. CONCLUSION

Nous avons abordé dans ce deuxième chapitre l'étude des métamatériaux qui ont un comportement résonant, notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, qui sont susceptibles de présenter une perméabilité ou une permittivité effective négative. Différentes structures ont été présentées et simulées afin d'extraire ces valeurs effectives.

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, non indispensable, est favorisée pour que la coupure des anneaux constituant le résonateur ne soit pas excitée et l'excitation soit parfaitement magnétique. Par contre, le résonateur en anneau fendu complémentaire « RAFC » est excité lorsque le champ E est perpendiculaire à son plan. Ceci facilite son implémentation sur des structures planaires (filtre, coupleur, isolateur).

La sélectivité en fréquence du RAFC, associé à une ligne de transmission, est étudiée en faisant varier les paramètres géométriques. De plus, ces variations sont interprétées en modélisant le RAFC par un circuit LC. Ainsi, l'utilisation du RAFC à anneau double, opposés ou co-directionnels, permet entre autres la miniaturisation et la création d'autres fréquences de fonctionnement. Ces études seront exploitées dans les applications des antennes et des circuits microondes, qui feront l'objet des chapitres suivants.

Chapitre III

Antennes ULB à bandes rejetées basées sur des résonateurs métamatériaux

1. Introduction.....	59
2. Configuration de l'antenne primitive.....	60
3. Antenne ULB à double bandes rejetées.....	61
1.1. Antenne ULB avec RAFC circulaire.....	62
1.2. Antenne ULB avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire.....	65
1.3. Antenne ULB optimisée.....	67
2. Antenne ULB a triple bandes rejetées.....	70
2.1. Antenne ULB avec RAFC rectangulaire.....	71
2.2. Antenne ULB avec RAFC simple et RAFC co-directionnel.....	73
2.3. Antenne ULB optimisée.....	76
3. Comparaison des performances.....	78
4. Conclusion.....	80

1. INTRODUCTION

Depuis que la commission de communications fédérale (FCC) a autorisé l'utilisation sans licence de la bande de fréquence de 3.1 à 10.6 GHz pour la communication radio commerciale [68], la technologie ultra large bande (ULB) a fait l'objet d'une attention croissante en raison des avantages tel qu'un taux de transmission élevé, une large bande et une faible puissance. En tant qu'éléments importants du système ULB, les antennes ont été largement et rapidement développées. Parmi ceux-ci, les antennes monopôles imprimées sont les plus couramment utilisées en raison de leurs caractéristiques attrayantes : une taille petite, un coût faible et la facilité de fabrication.

Cependant, sur la bande de fréquences ULB, d'autres bandes étroites existent et provoquent des interférences, telles que l'interopérabilité mondiale d'accès hyperfréquence (WiMAX, 3.3- 3.7 GHz), le système de communication par satellite en bande C (3.7-4.2 GHz), les réseaux locaux (WLAN, 5.15-5.35 GHz et 5.725-5.825 GHz) et les services de communication par satellite (7.25-8.4 GHz). Pour éviter ces interférences électromagnétiques, il est recommandé d'utiliser des antennes ULB à bande rejetée. Plusieurs méthodes ont été proposées [69-77] ; l'une des approches couramment utilisées consiste à incorporer des fentes de différentes formes dans l'élément rayonnant et/ou dans le plan de masse [69-73]. Une autre méthode est basée sur l'ajout d'éléments parasites [74, 75]. Mais la plupart des antennes rapportées sont généralement conçues avec une seule bande de rejection ou même deux mais avec un couplage important entre les éléments qui assurent la suppression du signal, ce qui rend les structures complexes à réaliser et de tailles importantes, de plus, la bande de rejection ne peut pas être bien contrôlée en termes de sélectivité en fréquence et de niveau de rejet. D'autres techniques sont employées telles que l'utilisation de structures à bande interdite électromagnétique [76, 77], et les résonateurs métamatériaux [44, 78-80] qui présentent une taille beaucoup plus petite que ces derniers. Ces résonateurs sont considérés comme éléments électriques très petits avec un facteur de qualité très élevé, tels que le résonateur en anneau fendu (RAF) et le résonateur en anneau fendu complémentaire (RAFC ; l'image négative du RAF) en raison de sa perméabilité ou permittivité effective négative qui empêche la propagation du signal à la fréquence de résonance [10, 26, 30, 81].

Dans ce chapitre, nous étudions l'implémentation du résonateur en anneau fendu complémentaire dans des antennes travaillant dans la bande ULB, soit dans l'élément rayonnant ou soit dans le plan de masse. Cette étude est faite afin de voir l'influence de ce résonateur sur la réjection du signal aux bandes de fréquences présentant des interférences avec la bande ULB.

2. CONFIGURATION DE L'ANTENNE PRIMITIVE

L'antenne primitive proposée est imprimée sur un substrat FR4-époxy, $L \times W \times H$ mm³, avec une constante diélectrique de 4.4 et une tangente de perte de 0.02. Un patch circulaire de rayon R et une ligne de transmission d'une largeur w_f , afin d'avoir une impédance d'entrée de 50Ω , sont imprimés sur la face supérieure du substrat. Sur la face inférieure, un plan de masse partiel est initialement imprimé (étape_1). Pour une meilleure adaptation et pour améliorer la bande passante, le plan de masse est modifié par gravure d'une fente rectangulaire (3.8×3.5 mm²) au centre de la partie supérieure ou en utilisant une encoche triangulaire avec $l_f = 5.5$ mm et $h_f = 1.8$ mm (étape_2) et les coins de la même partie sont arrondis en utilisant des demi-anneaux de rayon interne R_c (étape_3). La figure III.1 montre les étapes de conception de l'antenne primitive.

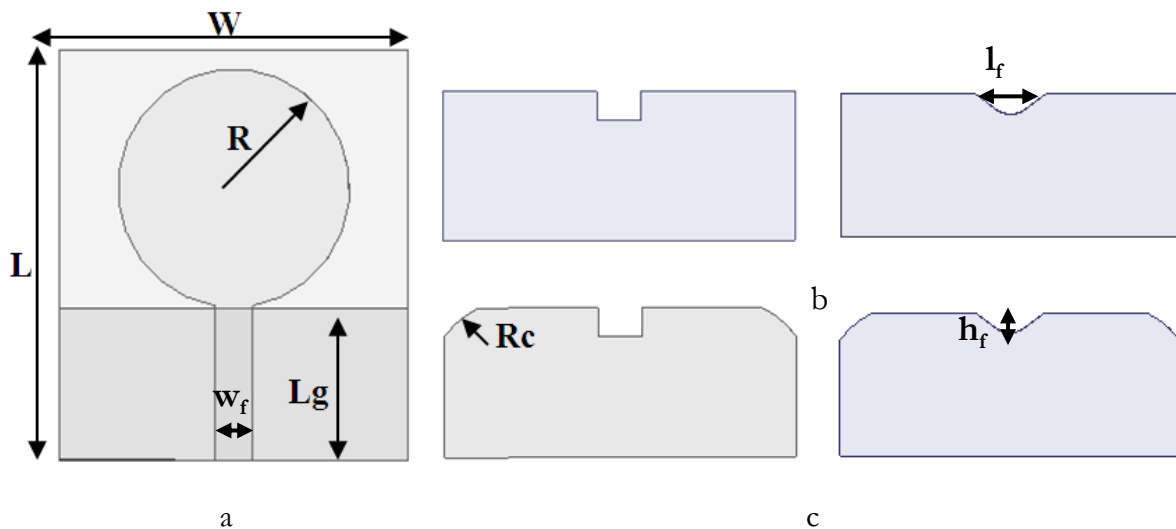


Fig. III. 1. Étapes de conception de l'antenne : (a) étape_1. (b) étape_2. (c) étape_3.

Le tableau III. 1 présente les dimensions de l'antenne primitive.

Paramètres	Dimensions (mm)
L	32
W	28
H	1.6
R	9.3
Lg	11.8
W _f	3
Rc	7

Tableau III. 1. Dimensions de l'antenne primitive.

Le rapport d'onde stationnaire de tension, de l'antenne primitive sans RAFC, pour les différentes étapes est illustré dans la figure III. 2.

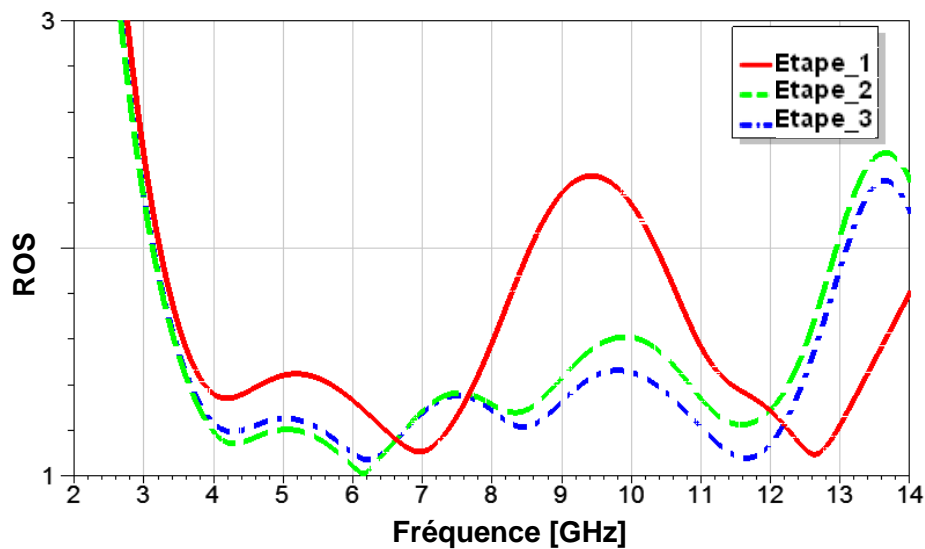


Fig. III. 2. ROS de l'antenne primitive pour les trois étapes.

On constate que l'adaptation de l'antenne est meilleure en ajoutant des fentes dans le plan de masse (étape_2 et étape_3). En optimisant les dimensions de la fente rectangulaire, le centre et le rayon des anneaux, la bande passante fractionnelle a augmentée de 93% à 125%. L'antenne primitive optimisée fonctionne alors dans la bande de fréquence de 3.15 à 13 GHz, couvrant toute la bande ULB, pour un ROS < 2.

3. ANTENNE ULB A DOUBLE BANDES REJETEES

Pour créer une bande de réjection et éliminer les fréquences indésirables, deux structures supplémentaires sont introduites dans la géométrie de base de l'antenne sans complexité de réalisation ni agrandissement de taille. Pour obtenir la bande de rejection à la bande 3.3-4.2 GHz, un seul RAFC circulaire est intégré dans l'élément rayonnant. Pour

la bande rejetée de 5-6 GHz, un RAFC rectangulaire est gravé dans le plan de masse. La figure III. 3 montre la structure de l'antenne proposée.

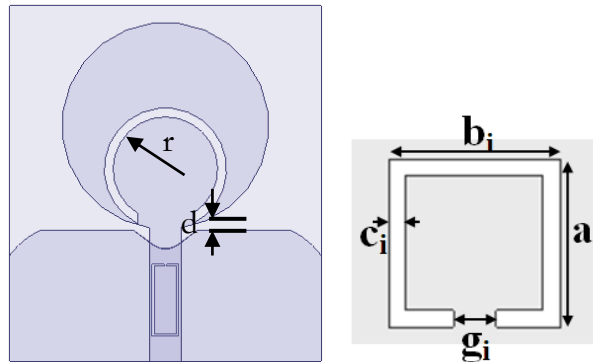


Fig. III. 3. Antenne ULB avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire.

En se basant sur les équations II. 23 et II. 24, on peut calculer la longueur totale initiale du RAFC. Pour $f_{\text{notch1}}=3.5$ GHz, la longueur totale initiale du RAFC circulaire L_{total1} est de 26.1mm. Pour le RAFC rectangulaire, la longueur totale initiale L_{total2} est de 16.6mm pour $f_{\text{notch2}}=5.5$ GHz. Une étude paramétrique est menée pour ajuster les dimensions optimisées des RAFCs afin d'obtenir les meilleures performances en termes de la largeur de bande filtrée et de niveau de rejection.

1.1. Antenne ULB avec RAFC circulaire

Les valeurs initiales du RAFC circulaire sont les suivantes : $r=4.4$ mm, $c_1=0.8$ mm, $g_1=2$ mm et $d=2$ mm. La figure III.4 présente le rapport d'onde stationnaire de tension (ROS) en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs du rayon.

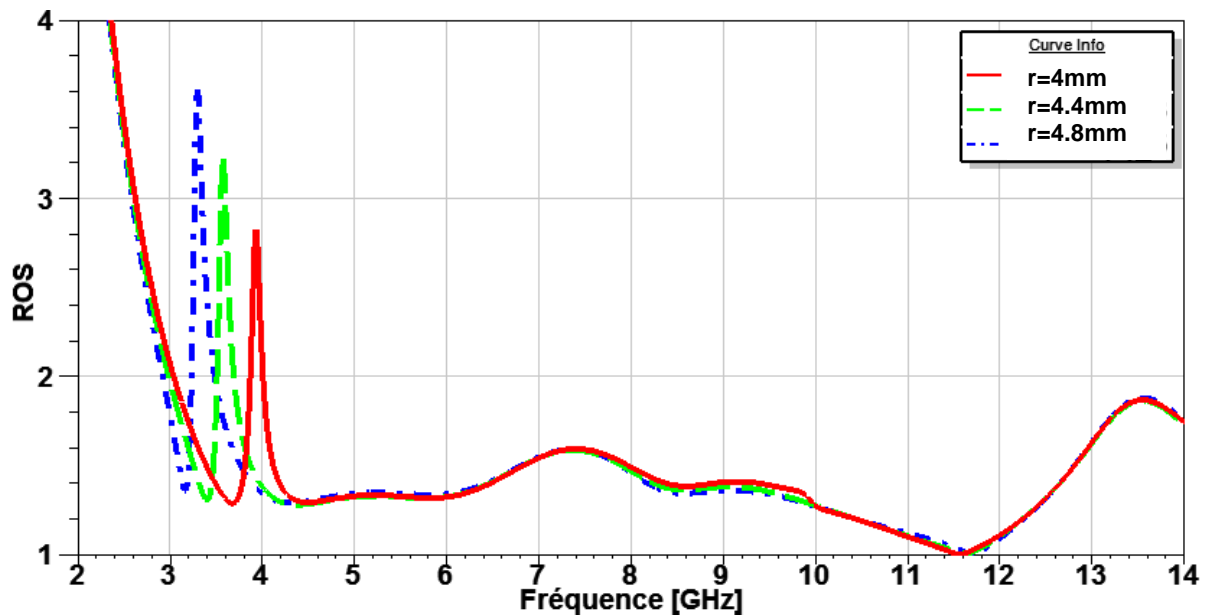


Fig. III. 4. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire pour diverses valeurs du rayon.

On constate que la variation de la fréquence centrale de la bande filtrée est inversement proportionnelle au rayon. Cependant, le niveau de rejection est amplifié lorsque le rayon augmente.

Les effets de la largeur de fente formant l'anneau du RAFC (c_1) et de la largeur de l'ouverture de l'anneau du RAFC (g_1) sont représentés dans les figures III. 5 et III. 6 respectivement.

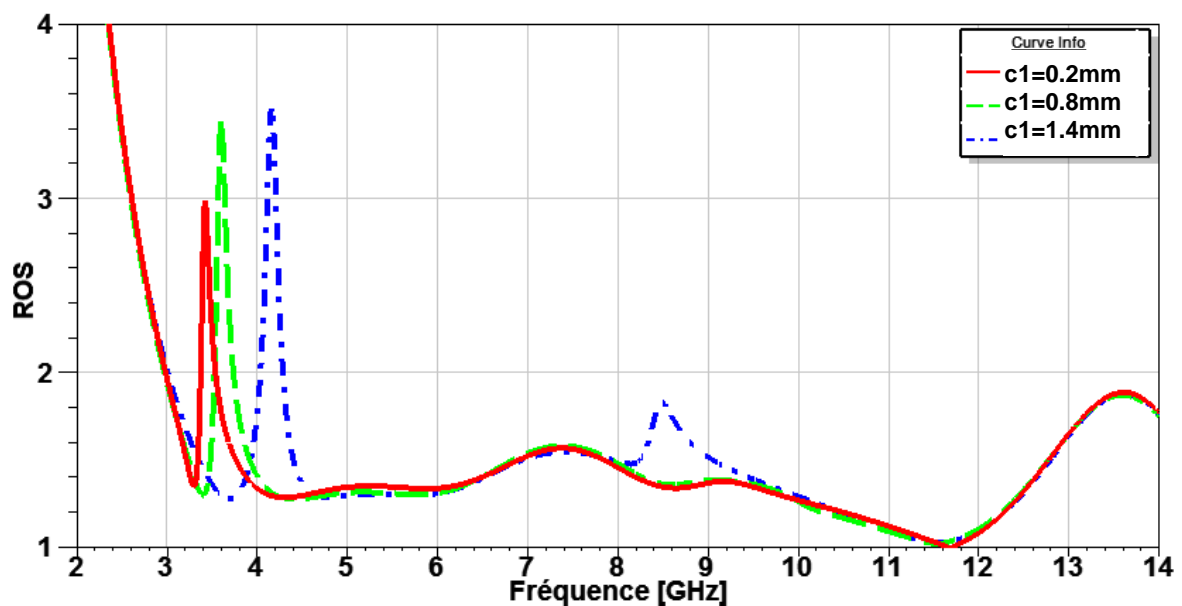


Fig. III. 5. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire pour différentes valeurs de c_1 .

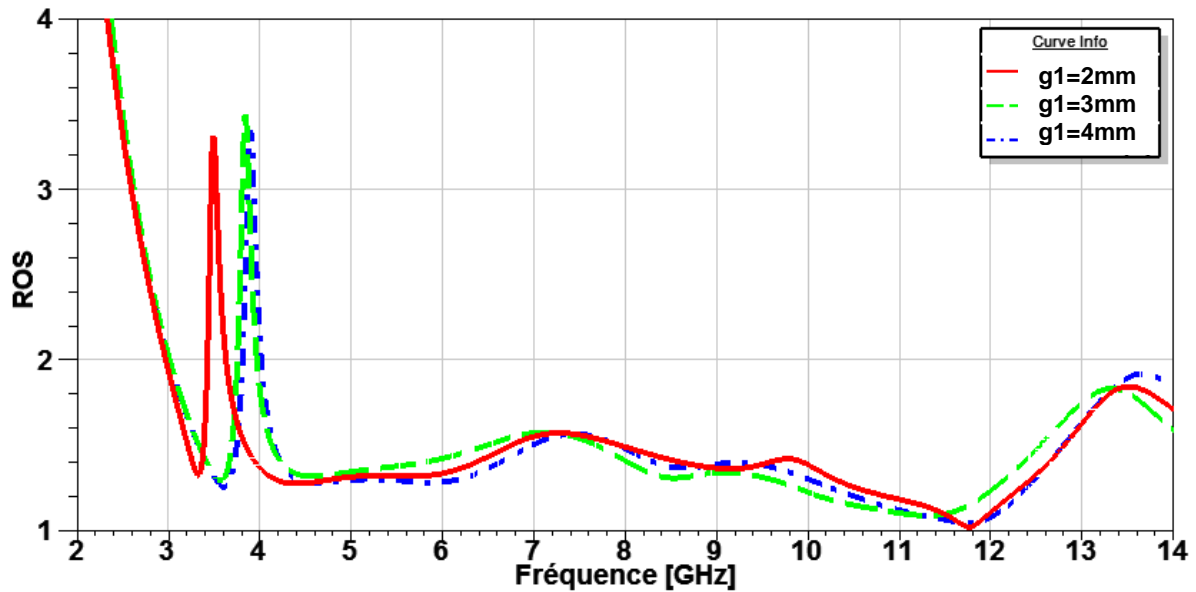


Fig. III. 6. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire pour différentes valeurs de $g1$.

Comme illustré dans les figures III. 5 et III. 6, la fréquence centrale de la bande rejetée augmente pour des valeurs de $c1$ et $g1$ plus grandes, avec un niveau de rejection meilleur lorsque $c1$ augmente et pour $g1=3\text{mm}$.

Lorsque la largeur $c1$ de la fente formant l'anneau augmente, la fréquence de réjection augmente car la capacité globale de la structure diminue en augmentant la distance entre les bords de la fente formant l'anneau, qui agissent comme un condensateur. De même, l'augmentation de la largeur $g1$ de l'ouverture de l'anneau diminuera l'inductance totale, ce qui donne lieu à une fréquence de la bande filtrée plus élevée.

La figure III. 7 illustre le ROS pour différentes valeurs de la distance d .

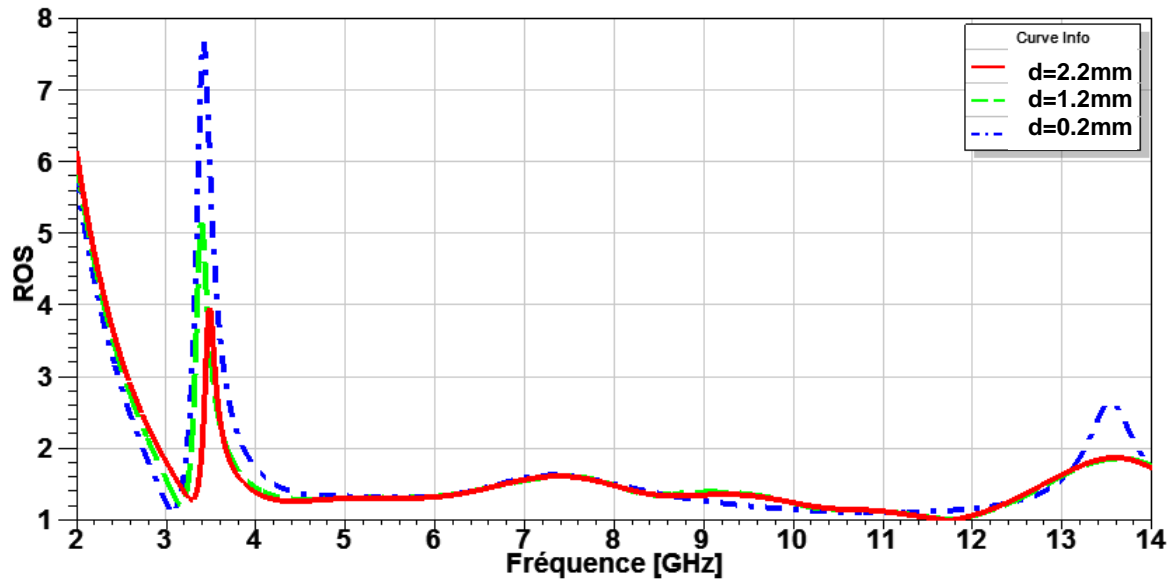


Fig. III. 7. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire pour différentes valeurs de d .

On peut voir que le niveau de rejection augmente avec une bande plus large en diminuant la distance d . Cet effet est dû à une intensification de la puissance absorbée par le RAFC.

Les valeurs de b_1 , c_1 , g_1 et d sont choisies pour obtenir un niveau de rejet meilleur et une bande de rejet qui couvre deux bandes (3.3-3.7 GHz et 3.7-4.2 GHz). Par conséquent, les paramètres optimaux du RAFC circulaire (en mm) sont : $r=5.5$, $c_1=0.8$, $g_1=5$, $d=0.1$.

1.2. Antenne ULB avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire

La figure III. 8 présente le rapport d'onde stationnaire de tension (ROS) en fonction de la fréquence pour les variations de la longueur et la largeur du RAFC en prenant la somme (a_2+b_2) égale à $L_{total2}/2$. Les valeurs initiales du RAFC rectangulaire (en mm) sont : $a_2=4.2$, $b_2=4.2$, $c_2 = 0.1$, $g_2 = 0.2$.

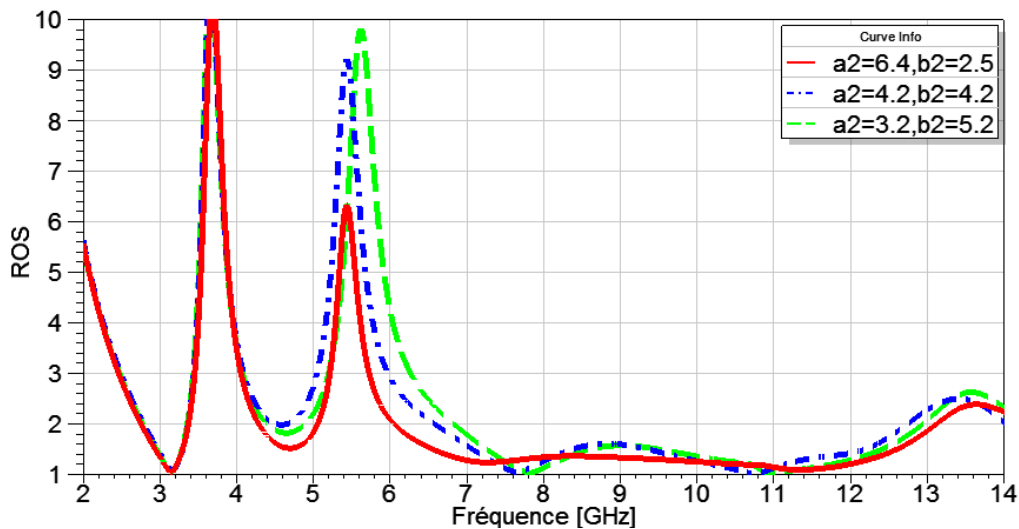


Fig. III. 8. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire pour différentes valeurs de a_2 ou b_2 .

On observe que le niveau de rejection augmente et la bande de rejet est plus large lorsque b_2 augmente. Mais, on doit couvrir seulement la bande de rejection de 5 GHz à 6GHz. De ce fait, la valeur de b_2 est ajustée pour satisfaire cette condition.

La figure III. 9 montre le rapport d'onde stationnaire de tension (ROS) en fonction de la fréquence pour les différentes positions de l'ouverture de l'anneau du RAFC.

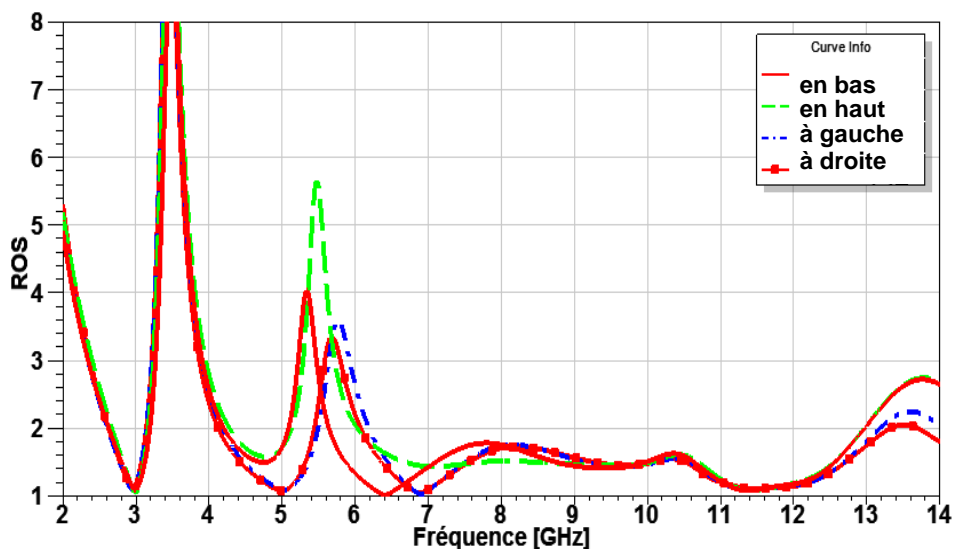


Fig. III. 9. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire pour différentes positions de l'ouverture de l'anneau du RAFC.

On observe que la position optimale de l'ouverture de l'anneau est en haut. Les autres positions présentent un décalage en fréquence avec un niveau de rejection inférieur.

La figure III. 10 présente le rapport d'onde stationnaire de tension (ROS) en fonction de la fréquence pour les différentes positions du RAFC par rapport à la ligne d'alimentation.

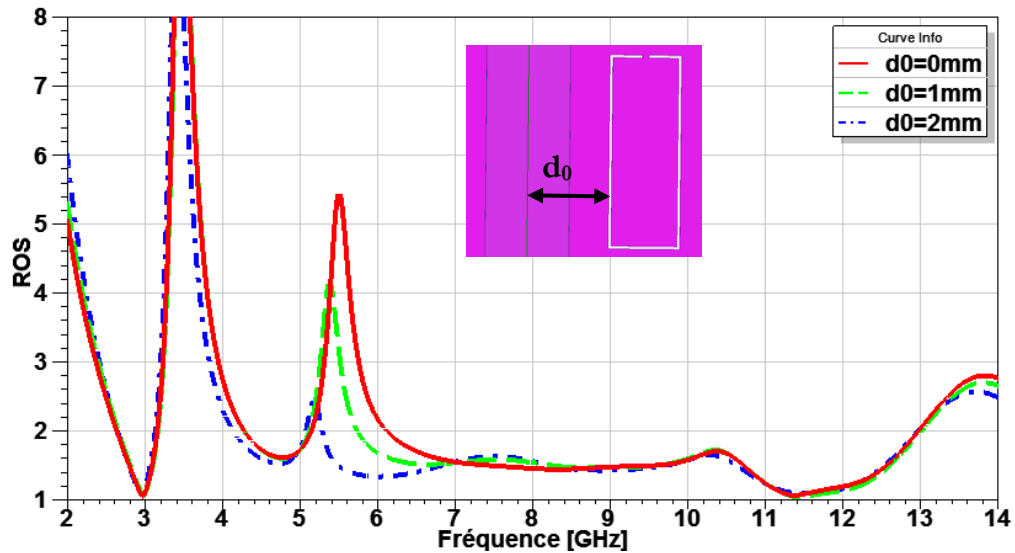


Fig. III. 10. ROS de l'antenne avec RAFC circulaire et RAFC rectangulaire pour différentes positions du RAFC.

On observe que le niveau de rejection diminue et la bande de rejet est moins large lorsque la distance d_0 augmente.

En se basant sur l'étude effectuée sur la largeur de la fente formant l'anneau (c_1) et la largeur de l'ouverture de l'anneau (g_1) du RAFC circulaire, c_2 et g_2 sont optimisées pour améliorer le niveau de rejection ($c_2=0.2\text{mm}$ et $g_2=0.4\text{mm}$).

1.3. Antenne ULB optimisée

Le ROS de l'antenne ULB optimisée avec un RAFC circulaire et un RAFC rectangulaire est présentée dans la figure III. 11. Les dimensions des résonateurs optimisés sont (en mm) : $R=5.5$, $c_1=0.8$, $g_1=5$, $d=0.1$, $a_2=7$, $b_2=2.4$, $c_2=0.2$ et $g_2=0.4$.

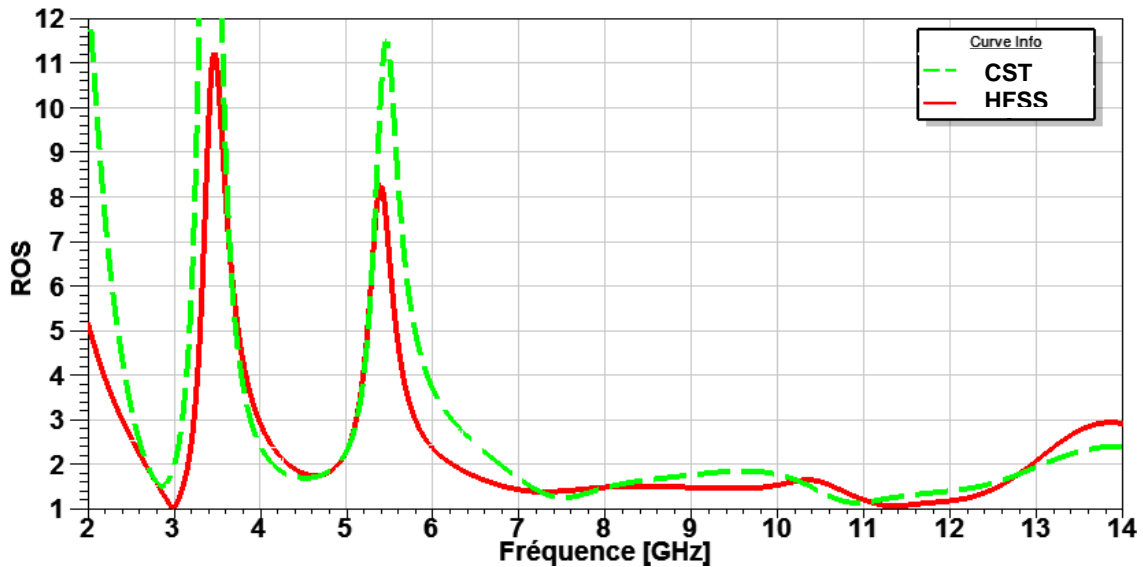


Fig. III. 11. ROS de l'antenne ULB optimisé avec RAFC simple et co-directionnel.

L'antenne optimisée fonctionne de 2.67-12.92 GHz, sous HFSS, et de 2.69-13.04GHz, sous CST, pour un ROS inférieur à 2. Il est très clair de la figure que la propriété de filtrage souhaitée est atteinte, les deux bandes de rejection sont 3-4.15GHz, 4.89-6.72GHz sous CST et 3.16-4.33GHz, 4.89-6.23GHz sous HFSS. Un bon accord est aperçu entre les résultats.

Afin de voir l'effet des RAFCs sur les bandes filtrées, la distribution de courant simulée sous HFSS est présentée dans la figure III. 12.

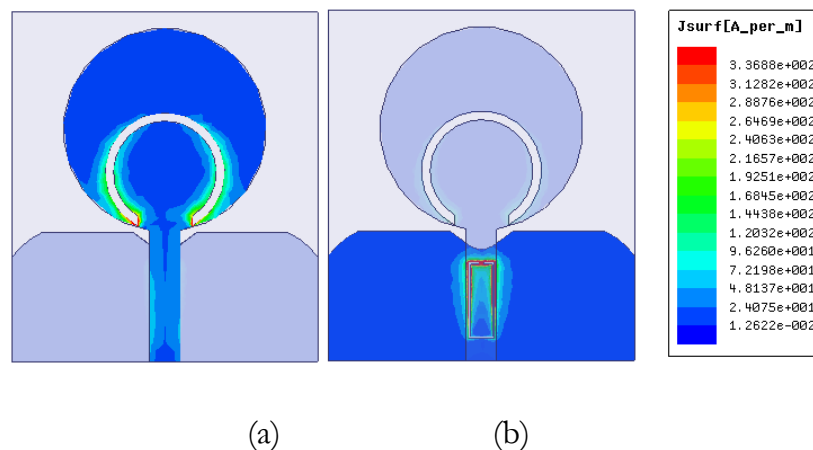


Fig. III. 12. La distribution de courant pour les bandes filtrées : (a) 3.5 GHz. (b) 5.44 GHz.

Une forte distribution de courant est concentrée au voisinage des RAFCs à leur fréquence de rejection. Cette accumulation du courant signifie que la plus grande partie de

l'énergie électromagnétique de l'antenne est stockée par les RAFCs et elle est empêchée d'être rayonnée. Par conséquent, la fonction de filtrage est réalisée.

La figure III. 13 présente le gain de l'antenne à bande de rejection en fonction de la fréquence.

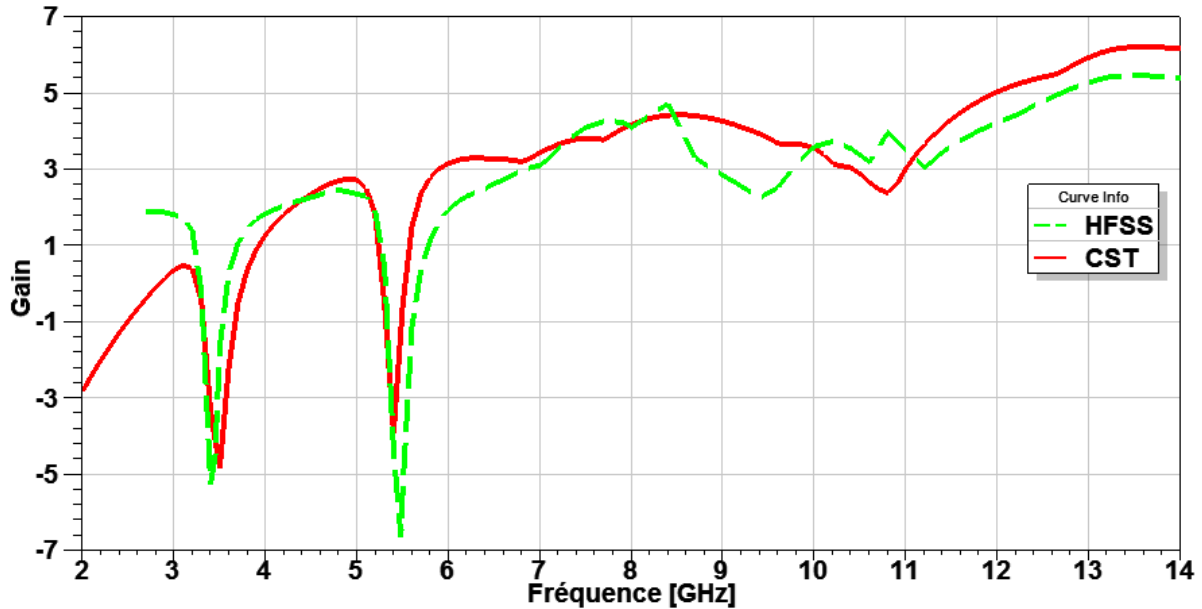
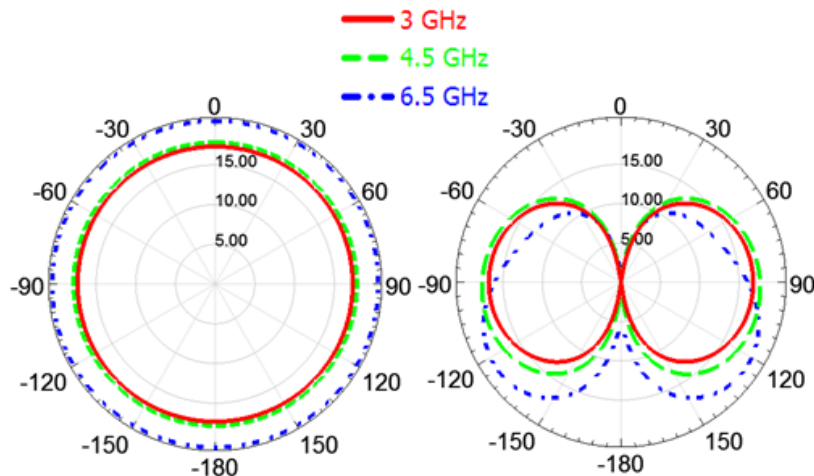


Fig. III. 13. Gain de l'antenne.

Le gain est pratiquement stable sur toute la bande de fonctionnement, à l'exception des bandes filtrées. Dans ces bandes rejetées, le gain diminue d'une manière significative, ce qui confirme la fonction de filtrage créée par les RAFCs.

La figure III. 14 illustre le diagramme de rayonnement de l'antenne optimisée à 3.1, 4.5 et 6.5 GHz.



(a)

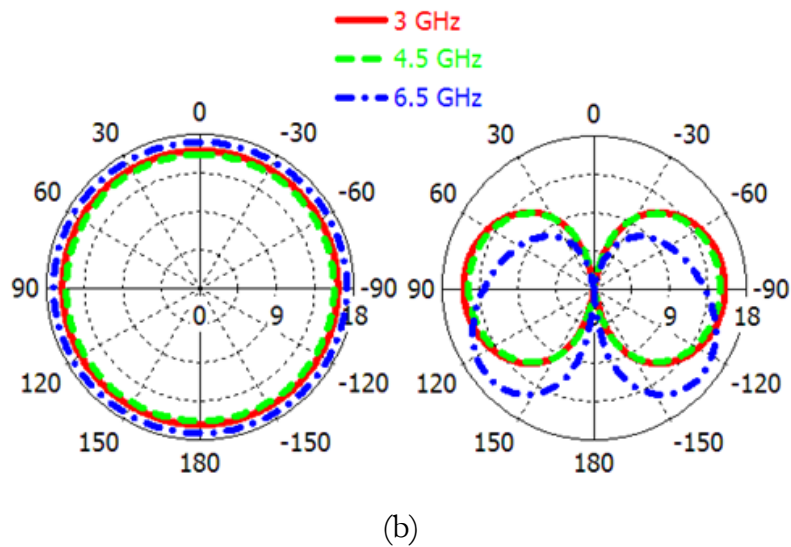


Fig. III. 14. Diagramme de rayonnement pour le Plan H (à droite) et le plan E (à gauche) simulé sous : (a) HFSS. (b) CST.

On observe que l'antenne optimisée présente un diagramme de rayonnement pratiquement omnidirectionnel dans le plan H et un diagramme de rayonnement dipolaire dans le plan E sur les trois fréquences de rayonnement.

2. ANTENNE ULB A TRIPLE BANDES REJETEES

Pour obtenir une bande de rejection à la bande 3.3-4.2 GHz, un seul RAFC rectangulaire est intégré dans l'élément rayonnant. Pour les deux autres bandes, un RAFC rectangulaire co-directionnel est gravé dans le plan de masse, le RAFC externe est utilisé pour obtenir la bande rejetée 5-6 GHz et le RAFC interne pour supprimer le rayonnement dans la bande 7.25-8.4 GHz. La figure III. 15 présente la structure de l'antenne ULB avec RAFC individuel et RAFC co-directionnel.

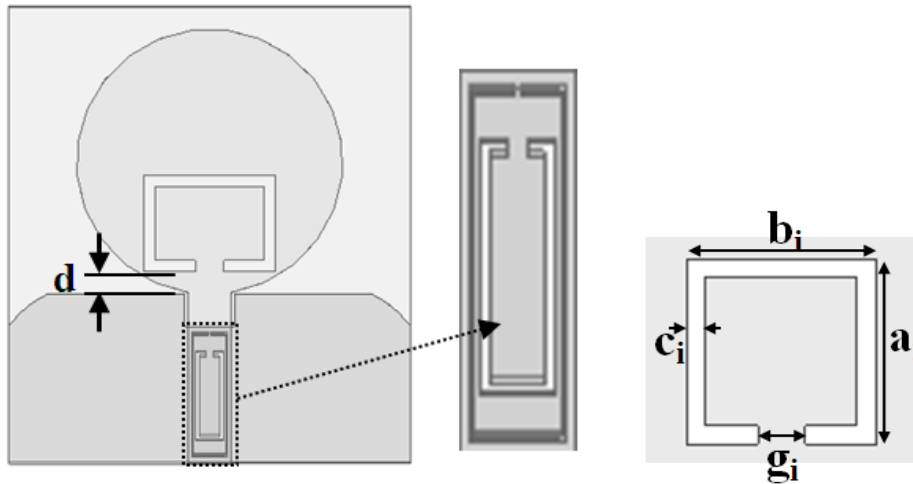


Fig. III. 15. Antenne ULB avec RAFC simple et RAFC co-directionnel.

Les longueurs totales initiales des résonateurs sont : $L_{total1}=26.1\text{mm}$, $L_{total2}=16.6\text{mm}$ et $L_{total3}=11.7\text{mm}$ pour $f_{notch1}=3.5\text{ GHz}$, $f_{notch2}=5.5\text{ GHz}$ et $f_{notch3}=7.8$, respectivement. Une étude paramétrique est menée pour ajuster les dimensions optimisées des RAFCs afin d'obtenir les meilleures performances en termes de la largeur de bande filtrée et de niveau de rejection.

2.1. Antenne ULB avec RAFC rectangulaire

En utilisant le L_{total1} calculé, les combinaisons de a_1 et b_1 ($a_1+b_1=L_{total1}/2$) sont représentées sur la figure III.16 en augmentant un paramètre et en diminuant l'autre, avec $c_1=0.1\text{mm}$, $g_1=0.1\text{mm}$ et $d=3.5\text{mm}$.

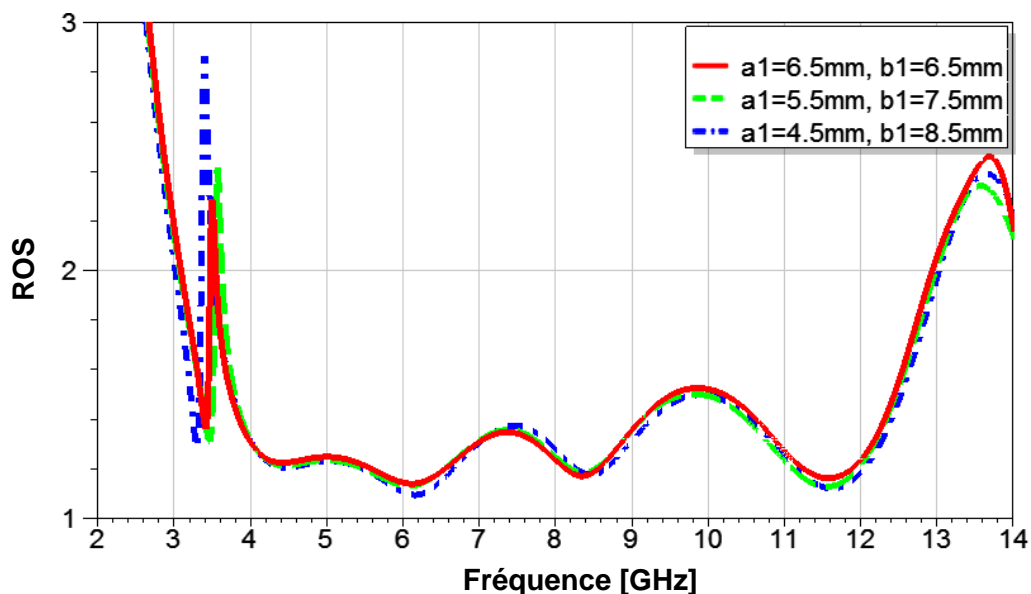


Fig. III. 16. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire pour diverses valeurs de a_1 ou b_1 .

On observe que la fréquence centrale de la bande filtrée se situe dans tous les cas au voisinage de 3.5 GHz, avec une légère variation. Cependant, le niveau du rejection est amplifié lorsque a_1 diminue (augmentation de b_1).

Les effets de la largeur de la fente formant l'anneau du RAFC (c_1), la largeur de l'ouverture de l'anneau du RAFC (g_1) et de la distance d sont représentés dans les figures III. 17, III. 18 et III. 19 respectivement. Les valeurs initiales sont: $a_1=4.5\text{mm}$, $b_1=8.5\text{mm}$, $c_1=0.1\text{mm}$, $g_1=2\text{mm}$ et $d=3.5\text{mm}$.

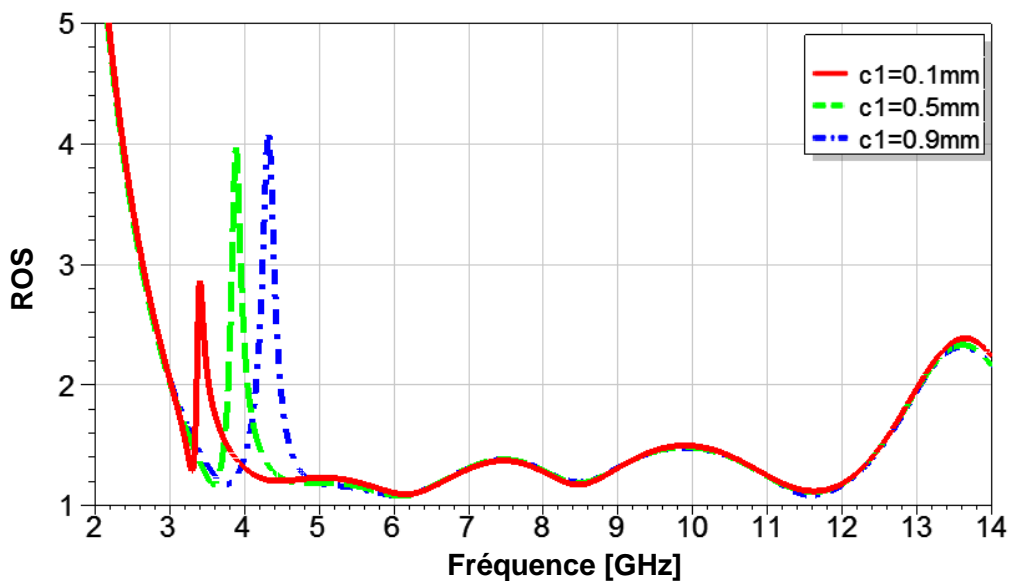


Fig. III. 17. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire pour différentes valeurs de c_1 .

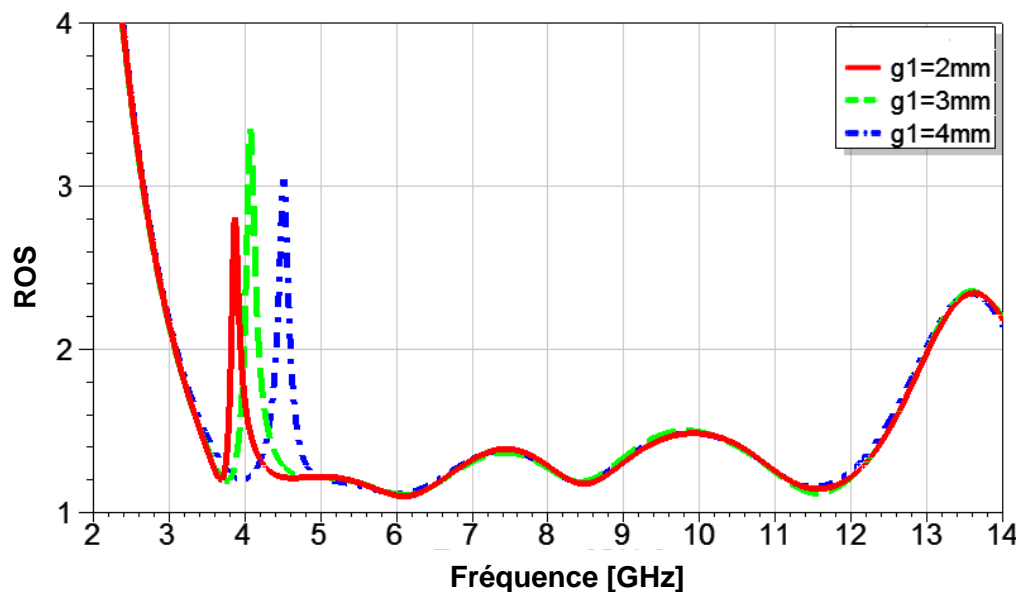


Fig. III. 18. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire pour différentes valeurs de g_1 .

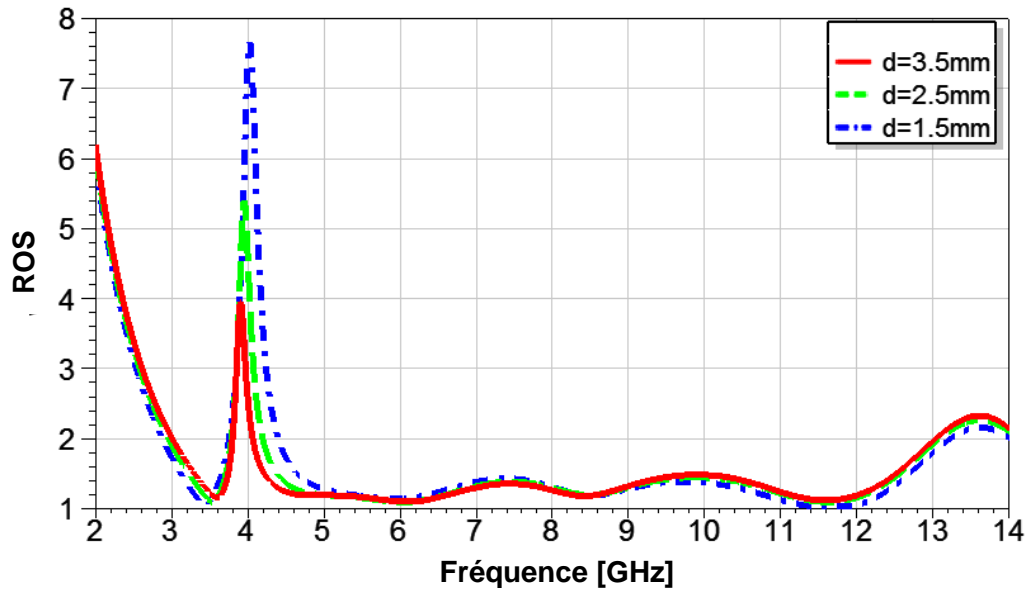


Fig. III. 19. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire pour différentes valeurs de d .

A partir de cette étude paramétrique, des valeurs élevées de b_1 , c_1 , g_1 et une distance d la plus proche possible de la ligne d'alimentation sont proposées. Pour compenser le décalage en fréquence, en augmentant c_1 et g_1 , un L_{total1} plus grand (agrandir a_1 et b_1) est nécessaire. Les valeurs de ces variables sont choisies pour obtenir un niveau de rejet meilleur et une bande de rejet qui couvre deux bandes (3.3-3.7 GHz et 3.7-4.2 GHz). De ce fait, les paramètres optimaux du RAFC sont les suivants (en mm) : $a_1=6.7$, $b_1=9.8$, $c_1 = 0.8$, $g_1 = 3$, $d = 1.5$.

2.2. Antenne ULB avec RAFC simple et RAFC co-directionnel

La figure III. 20 montre la variation de la longueur et de la largeur du RAFC externe (sans le RAFC interne) en prenant la somme (a_2+b_2) égale à $L_{total2}/2$, avec $c_2=0.1\text{mm}$, $g_2=0.1\text{mm}$.

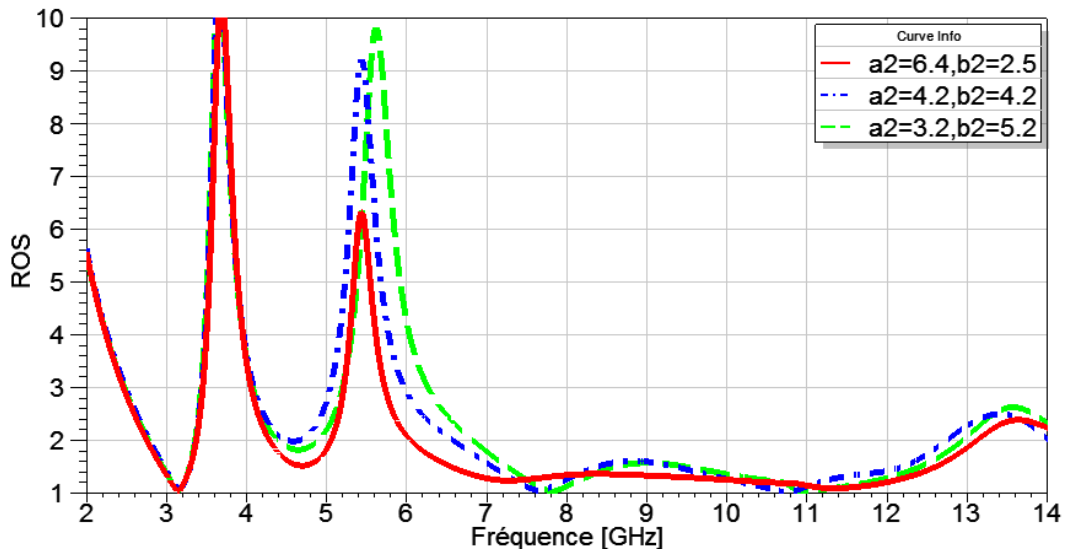


Fig. III. 20. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire et RAFC co-directionnel pour différentes valeurs de a_2 ou b_2 .

On observe que le niveau de rejet augmente lorsque b_2 augmente mais avec une bande plus large. De ce fait, b_2 est ajusté pour couvrir seulement la bande de rejection (5-6GHz).

Le RAFC interne est ajouté pour obtenir la troisième bande de rejet (7.25-8.4 GHz) et le RAFC co-directionnel est donc créé. La figure III. 21 présente l'effet de variation des longueur et largeur (a_3 , b_3) en prenant toujours leur somme égale à $L_{total3}/2$.

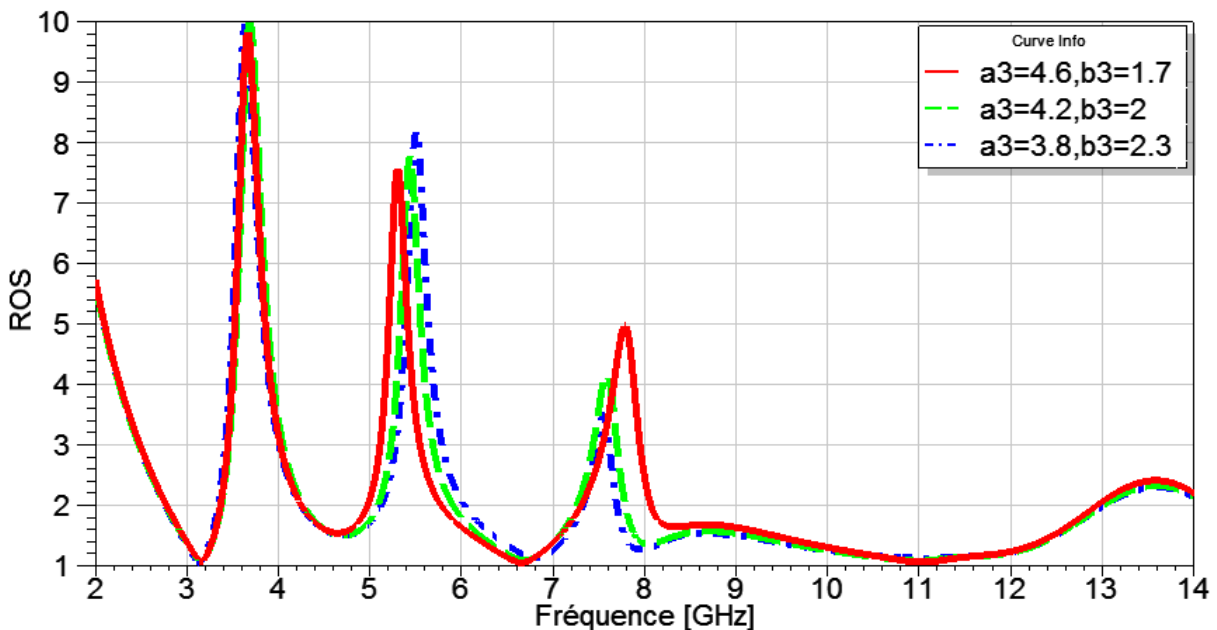


Fig. III. 21. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire et RAFC co-directionnel pour différentes valeurs de a_3 ou b_3 avec $c_3=0.1\text{mm}$, $g_3=0.1\text{mm}$.

Le même effet du cas précédent est constaté, lorsque b_3 augmente le niveau de rejection augmente. A partir de ce résultat, la valeur de b_3 est choisie quel soit la plus proche possible de b_2 .

D'après l'étude effectuée sur la largeur de la fente formant l'anneau (c_1) et la largeur de l'ouverture de l'anneau (g_1) du RAFC individuel, c_3 et g_3 sont ajustés. Ces valeurs sont optimisée pour améliorer le niveau de rejet ; $c_3=0.35\text{mm}$ et $g_3=0.8\text{mm}$.

Dans le but d'améliorer encore le niveau de rejection des bandes (5-6GHz) et (7.25-8.4 GHz), une fente sous forme de RAFC co-directionnel est gravée dans le substrat, avec les mêmes dimensions de RAFC co-directionnel gravé dans le plan de masse à l'exception de la hauteur qui est celle du substrat. La figure III. 22 montre le ROS de l'antenne avec et sans fente RAFC.

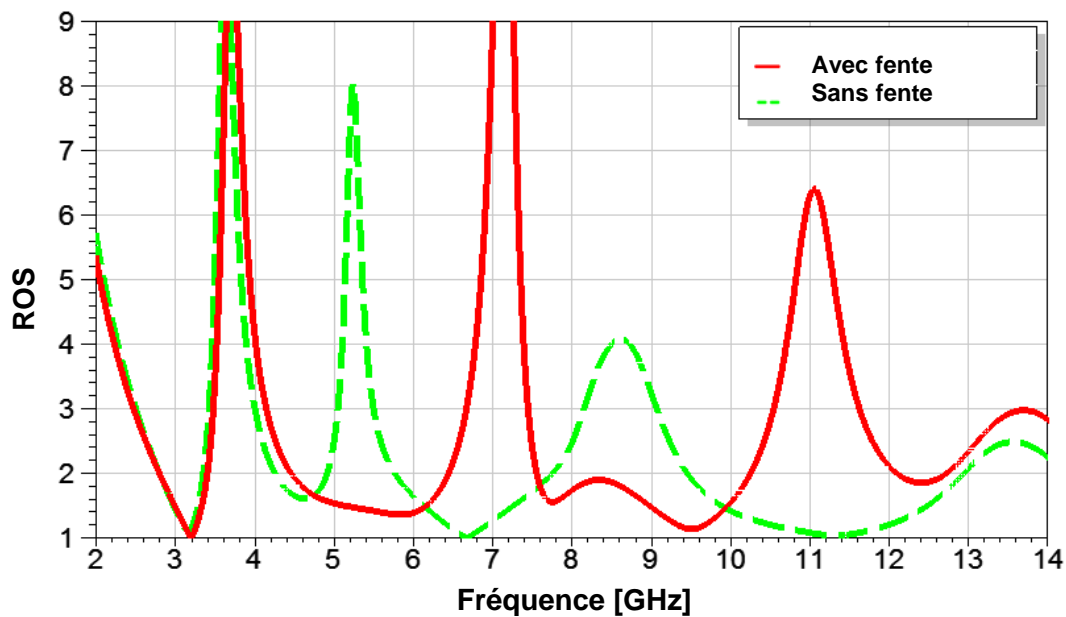


Fig. III. 22. ROS de l'antenne avec RAFC rectangulaire et RAFC co-directionnel avec et sans fente RAFC dans le substrat.

Il est clair que le niveau de rejet est amélioré par l'ajout de la fente, cette amélioration est causée par l'intensification du couplage électromagnétique entre la ligne d'alimentation et le RAFC co-directionnel. La fréquence centrale des deux bandes de rejet a augmenté. Ceci est dû au changement de la permittivité effective globale de la structure. Pour diminuer ces fréquences centrales, on augmente les longueurs totales (L_{total2} et L_{total3}). De ce fait, on augmente a_2 , a_3 (et non pas b_2 , b_3) pour ne pas élargir les bandes de rejet.

Les paramètres optimisés du RAFC co-directionnel sont déterminés en se basant sur les valeurs qui suppriment la propagation du signal dans les deux bandes filtrés avec un niveau de rejet meilleur. De plus, on assure que les bandes sont totalement couvertes et sans influencer l'adaptation de l'antenne. Par conséquent, les paramètres du RAFC co-directionnel sont les suivants (en mm) : $a_2=2.5$, $b_2=8.6$, $c_2 = 0.1$, $g_2 = 0.4$, $a_3=2.2$, $b_3=6.2$, $c_3 = 0.35$, $g_3 = 0.8$.

2.3. Antenne ULB optimisée

Le ROS de l'antenne ULB optimisée avec un RAFC individuel et un RAFC co-directionnel est présenté dans la figure III. 23. Les paramètres des résonateurs optimisés sont (en mm) : $a_1=6.7$, $b_1=9.8$, $c_1 = 0.8$, $g_1 = 3$, $d = 1.5$, $a_2=2.5$, $b_2=8.6$, $c_2 = 0.1$, $g_2 = 0.4$, $a_3=2.2$, $b_3=6.2$, $c_3 = 0.35$, $g_3 = 0.8$.

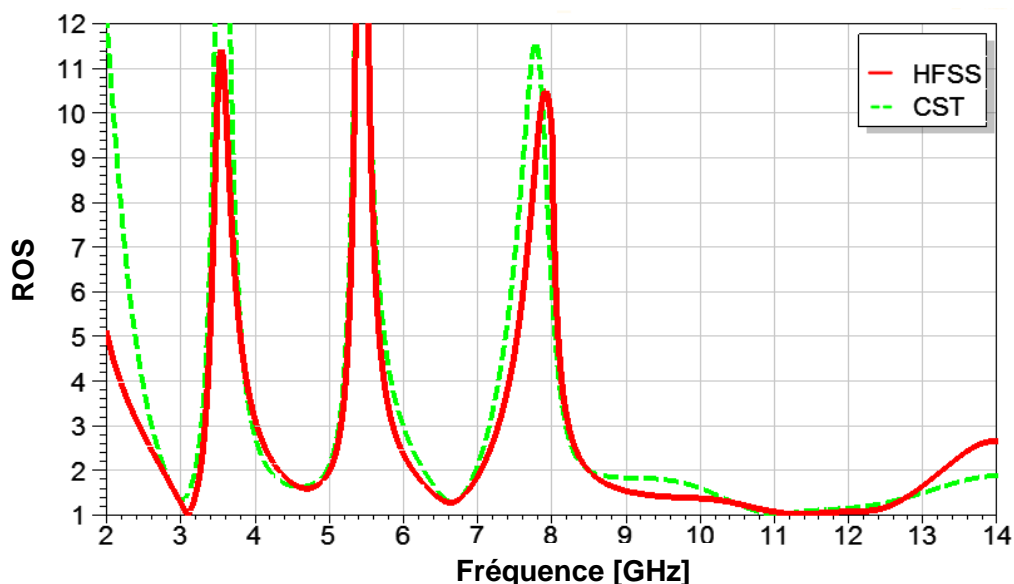


Fig. III. 23. ROS de l'antenne ULB optimisé avec RAFC simple et co-directionnel.

L'antenne optimisée fonctionne de 2.77-13.23 GHz, sous HFSS, et de 2.8-14GHz, sous CST, pour un ROS inférieur à 2. Les bandes rejetés présentent un $ROS > 10$, ce qui confirme la fonction du rejection, les trois bandes de rejection sont 3.20-4.21GHz, 4.96-6.28GHz, 6.97-8.49GHz sous CST et 3.27-4.33GHz, 5.01-6.14GHz, 7.04-8.49GHz sous HFSS. Un bon accord est aperçu entre les résultats.

La distribution de courant dans les bandes filtrées est présentée dans la figure III. 24 afin de voir l'effet des RAFCs sur les bandes rejetées.

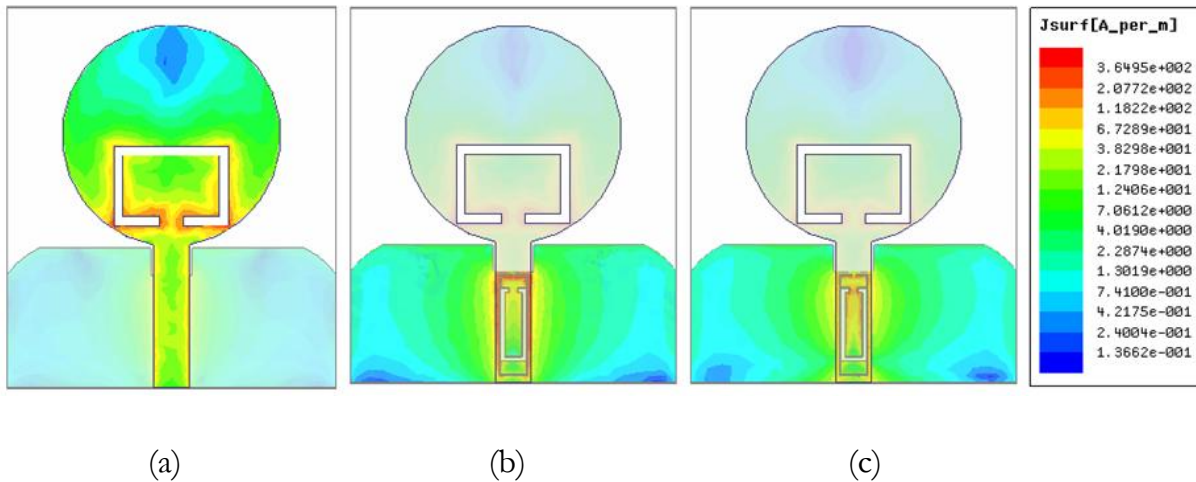


Fig. III. 24. La distribution de courant pour les bandes filtrées : (a) 3.55 GHz. (b) 5.44 GHz. (c) 7.91 GHz.

Une accumulation de courant est concentrée aux fréquences de rejection des RAFCs. Cette forte distribution de courant signifie que la plus grande partie de l'énergie électromagnétique de l'antenne est stockée par les RAFCs et elle est empêchée d'être rayonnée. Par conséquent, la fonction de rejection est réalisée.

La figure III. 25 présente le gain de l'antenne à bande de rejection en fonction de la fréquence.

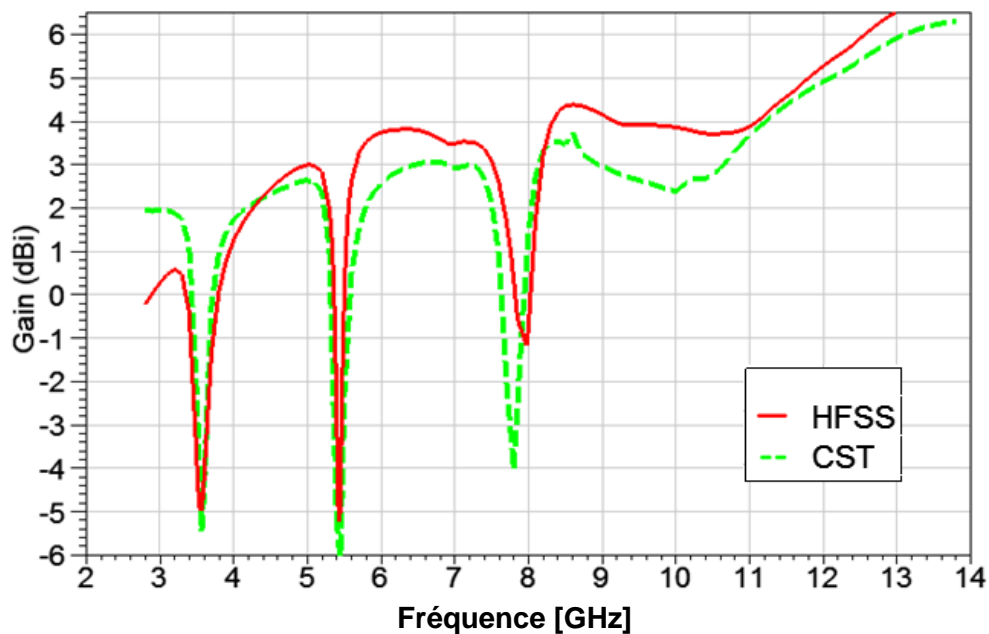


Fig. III. 25. Gain de l'antenne ULB optimisé avec RAFC simple et co-directionnel.

Le gain diminue significativement dans les bandes rejetées -5, -5.2 et -1.1 dans HFSS et -5.5, -6 et -4 dans CST aux fréquences 3.55 GHz, 5.44 GHz et 7.91GHz (HFSS), 8GHz (CST) respectivement. Ces résultats confirment la propriété de filtrage élevée créée par les RAFCs. En dehors de ces bandes, le gain est pratiquement stable.

Le diagramme de rayonnement est quasiment le même que dans le cas de l'antenne à double bande de rejection.

3. COMPARAISON DES PERFORMANCES

Comparées à d'autres antennes ULB rapportées dans la littérature (présentées dans le tableau III. 2), les antennes proposées et conçues ont l'avantage d'être de taille plus petite et d'avoir un couplage minimisé en plaçant les RAFCs dans des plans différents. De plus, seules deux structures RAFC sont utilisées pour créer deux ou trois bandes de rejet, avec deux bandes filtrées (WIMAX et bande C) en utilisant un RAFC individuel (circulaire ou rectangulaire). Ainsi que les bandes rejetées sont facilement contrôlées en ajustant les paramètres géométriques, l'orientation et l'emplacement des RAFC.

Référence	Dimensions de l'antenne (mm ³)	Techniques utilisées	ROS_max à la bande de rejet	bande de rejection (GHz)
[69]	28x52x1.6	1 fente-U	12.5	5.1-5.92
[71]	30×36×0.4	1 fente-L	5	4.85-6.04
[72]	30x35x1	2 fentes-S	3.6	4.91-5.9
[73]	30x40x1.2	2 Forme en L	8, 6.5	3.3-3.7 5.2-6
[75]	35.3x32 x1.6	1 EBG 1 fente en anneau	10, 8.5, 6.5	3.3-3.7 4.9-6.0 7.7-8.6
[77]	30x40x1.6	4 RAFC	5	5-6
[78]	30x34x1	2 RAFC	10, 10	3.4-3.6 5.1-5.9
[79]	32x34 x1.6	3 RAFC 1 RAF	10, 5, 10	3.7-4.3 5.15-6.2 7.3-8.7
[80]	35x35 x1.6	1co- RAFC 2 RAF	7.69, 5.34, 3.7	2.95-3.72 5.12-6.07 8.04-8.65
Antenne à double bandes rejetées	28x32 x1.6	2 RAFC	Plus que 8, Plus que 11,	3.16-4.33 4.89-6.23
Antenne à triple bandes rejetées	28x32 x1.6	1 RAFC 1co- RAFC	Plus que 11, Plus que 16, Plus que 10	3.27-4.33 5.01-6.14 7.04-8.49

Tableau III. 2. Comparaison des performances des antennes.

4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, le résonateur en anneau fendu complémentaire est utilisé comme élément de rejection dans les antennes ULB. L'antenne primitive est un patch circulaire à plan de masse partiel. Ce dernier est modifié pour avoir une meilleure adaptation et pour améliorer la bande passante. L'antenne fonctionne sur toute la bande ULB de 3.15 à 13 GHz. Pour éliminer les interférences créées par d'autres systèmes, deux antennes ULB à bandes rejetées ont été étudiées.

Dans la première partie nous avons étudié une antenne ULB à double bandes rejetées. Un RAFC circulaire est implémenté dans l'élément rayonnant et un RAFC individuel gravé dans le plan de masse pour assurer la rejection du signal dans les bandes indésirables. Dans la deuxième partie, une antenne ULB à triple bande rejetées est étudiée. La fonction de filtrage est obtenue par gravure d'un seul RAFC dans la zone rayonnante et d'un RAFC co-directionnel dans le plan de masse.

Les bandes rejetées sont parfaitement et aisément contrôlées en termes de sélectivité en fréquence et de niveau de rejection par une diversité de paramètres ajustés. Des études paramétriques ont été effectuées et exploitées dans le processus d'optimisation afin de déterminer les paramètres de conception optimaux. Ainsi, ces résonateurs sont gravés dans deux plans différents (élément rayonnant et plan de masse) pour minimiser le couplage entre eux. Les performances des antennes proposées (comme le ROS, le gain, la distribution du courant et les diagrammes de rayonnement), la simplicité de la structure font d'elles de bonnes propositions pour les applications ULB avec bandes rejetées.

Chapitre IV

Circuits microondes basées sur des résonateurs métamatériaux

1. Introduction.....	82
2. Filtres coupe bande.....	82
2.1. Etude et conception de filtre coupe-bande basé sur un RAFC multiple co-directionnel.....	83
2.2. Etude et conception de filtre coupe bande à double couches.....	89
2.3. Comparaisons des performances.....	92
3. Filtres passe bande.....	94
3.1. Filtres passe bande mono-bande.....	94
3.2. Filtres passe bande bi-bande.....	95
3.3. Comparaisons des performances.....	96
4. Duplexeur.....	97
5. Conclusion.....	98

1. INTRODUCTION

Au cours des dernières années, les défis spécifiques du développement des systèmes de communications ont conduit à la conception de circuits micro-ondes caractérisés par des dimensions réduites, un poids léger et des coûts moindres ainsi que des caractéristiques électromagnétiques rigoureuses. Les structures planaires sont bien adaptées pour répondre à ces exigences. Parmi les techniques employées, les circuits micro-ondes planaires à base des métamatériaux [48-58, 81-91], notamment de type résonant qui présentent d'autres avantages tels que la sélectivité en fréquence, le contrôle de la largeur de bande fréquence de fonctionnement ainsi que les structures multi-bandes.

Généralement, ces lignes de transmission sont mises en œuvre en chargeant une ligne micro-ruban avec les RAFCs gravés dans le plan de masse, sous la bande conductrice ou des RAFs à sa proximité. Les études menées sur le RAF et le RAFC, en termes de sélectivité en fréquence en fonction des paramètres géométriques et de polarisation, sont exploités afin de concevoir des structures performantes.

Les filtres sont parmi les éléments les plus importants entre ces composants. Ils jouent un rôle remarquable dans les systèmes d'émission et de réception en assurant la transmission à bande passante et en bloquant les signaux indésirables aux fréquences dans la bande rejetée du filtre. De ce fait, des structures de filtres coupe bande et passe bande sont étudiées. Ainsi, ces structures sont exploitées pour étudier et concevoir un duplexeur.

2. FILTRES COUPE BANDE

Cette section est consacrée à l'étude des filtres coupe-bande obtenus en chargeant des RAFCs dans des structures planaires. Dans un premier temps, un filtre coupe-bande basé sur un multi-RAFC co-directionnel est étudié. Ensuite, une étude d'un filtre coupe bande en utilisant les deux couches d'une ligne micro-ruban, le plan conducteur et le plan de masse, est faite. Les bandes de fréquences filtrées sont celles qui présentent des interférences avec d'autres systèmes de communications telles que l'interopérabilité mondiale d'accès hyperfréquence (WiMAX, 3.3- 3.7 GHz) et les réseaux locaux (WLAN, 2.4-2.48GHz, 5.15-5.35 GHz et 5.725-5.825 GHz).

2.1. Etude et conception de filtre coupe-bande basé sur un RAFC multiple co-directionnel

2.1.1. Filtre à RAFC circulaire

La figure VI. 1 montre la structure du filtre proposé. Il est constitué d'une ligne micro ruban, de largeur $w=3\text{mm}$ permettant d'avoir une impédance caractéristique de $50\ \Omega$, et d'un plan de masse où les résonateurs en anneau fendus complémentaires sont gravés. Le substrat utilisé est le FR4-epoxy de dimension $30\times 15\times 1.6\text{mm}^3$ avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 4.4$ et une tangente de pertes de 0.02.

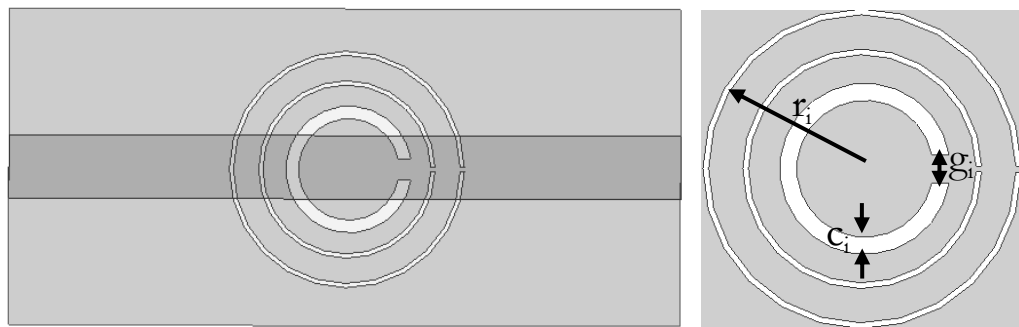


Fig. IV. 1. Filtre à RAFC multiple co-directionnel circulaire.

Les dimensions des résonateurs en anneau fendus complémentaires sont choisies pour supprimer le signal dans une bande de fréquence déterminée. En ajustant les différents paramètres géométriques, les fréquences centrales de fonctionnement du filtre (fréquences de résonances des RAFCs) sont obtenues en prenant en compte le niveau de rejection. Le tableau VI. 1 montre la longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs.

Fz (GHz)	L _{Total} (mm)	r (mm)	c (mm)	g (mm)
2.4	38.1	5.6	0.2	0.2
3.5	26.1	4.2	0.2	0.2
5.5	16.6	3	0.6	1

Tableau IV. 1. La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs

Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre sont présentés dans la figure VI. 2.

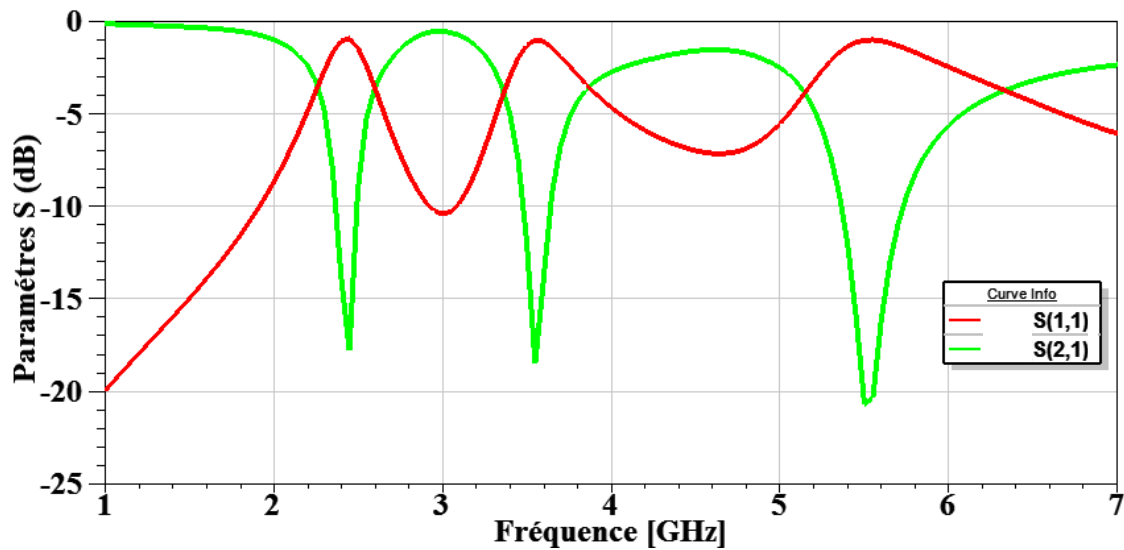


Fig. IV. 2. Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre.

On remarque que le coefficient de transmission du filtre est à -17.8dB, -18.5dB, -20.7dB pour les fréquences 2.45 GHz, 3.55 GHz, 5.5 GHz respectivement. Par conséquent, la rejection du signal dans ces bandes de fréquences est atteinte.

Pour améliorer de plus les performances de ce filtre en termes de niveau de rejection et de la largeur de la bande filtrée, un filtre de second ordre est recommandé. Pour cela, deux cellules de RAFC multiple co-directionnel sont utilisées. Ceci est fait tout en gardant les dimensions du substrat identiques à ceux du filtre de premier ordre (figure VI. 3).

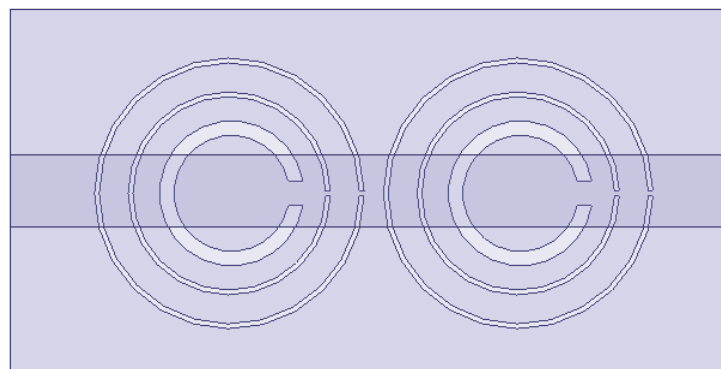


Fig. IV. 3. Filtre avec RAFC multiple co-directionnel circulaire de second ordre.

La figure VI. 4 présente le coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre.

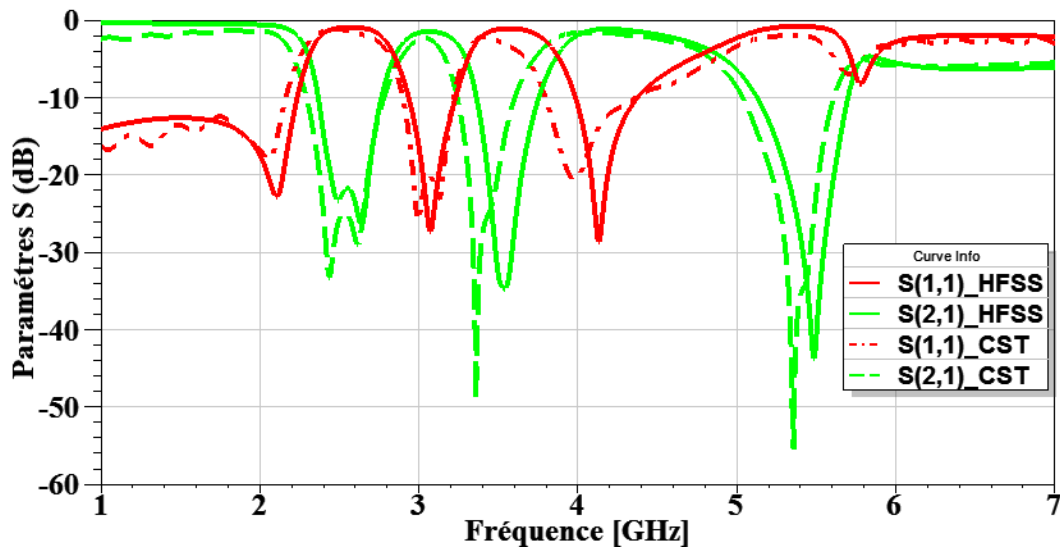


Fig. IV. 4. Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre.

Le coefficient de transmission du filtre de second ordre atteint, sous HFSS, -23.2dB, -34.6 dB, -43.1dB aux fréquences 2.49 GHz, 3.54 GHz, 5.49 GHz respectivement et est, sous CST, de l'ordre de -33.1dB, -48.9dB, -55.4dB aux fréquences 2.44 GHz, 3.36 GHz, 5.36 GHz respectivement. Notons que le niveau de rejection était, sous HFSS, à -17.8dB, -18.5dB, -20.7dB aux fréquences 2.45 GHz, 3.55 GHz, 5.5 GHz, respectivement, pour le filtre de premier ordre. Ainsi une amélioration des performances du filtre est constatée en termes de bande filtrée et du niveau de rejection, tout en conservant les mêmes dimensions du substrat. Aussi, un bon accord est aperçu entre les résultats de simulations obtenus, par HFSS et CST.

2.1.2. Filtre à RAFC rectangulaire

Pour voir l'influence du type de RAFC sur les performances du filtre, des RAFCs multiples co-directionnels rectangulaires sont implémentés dans la structure pour assurer la fonction de filtrage. Les mêmes dimensions du substrat du filtre à RAFC circulaire sont utilisées. La figure VI. 5 présente la structure du filtre de second ordre.

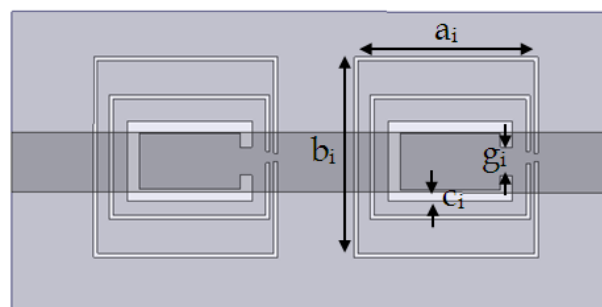


Fig. IV. 5. Filtre à RAFC multiple co-directionnel rectangulaire de second ordre.

La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs rectangulaires sont présentés dans le tableau VI.2.

Fz (GHz)	L _{Total} (mm)	a (mm)	b (mm)	c (mm)	g (mm)
2.4	38.1	9.2	10	0.2	0.4
3.5	26.1	8	6.2	0.2	0.6
5.5	16.6	6.2	4	0.6	1.4

Tableau IV. 2. La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs rectangulaires.

La figure VI. 6 présente le coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre.

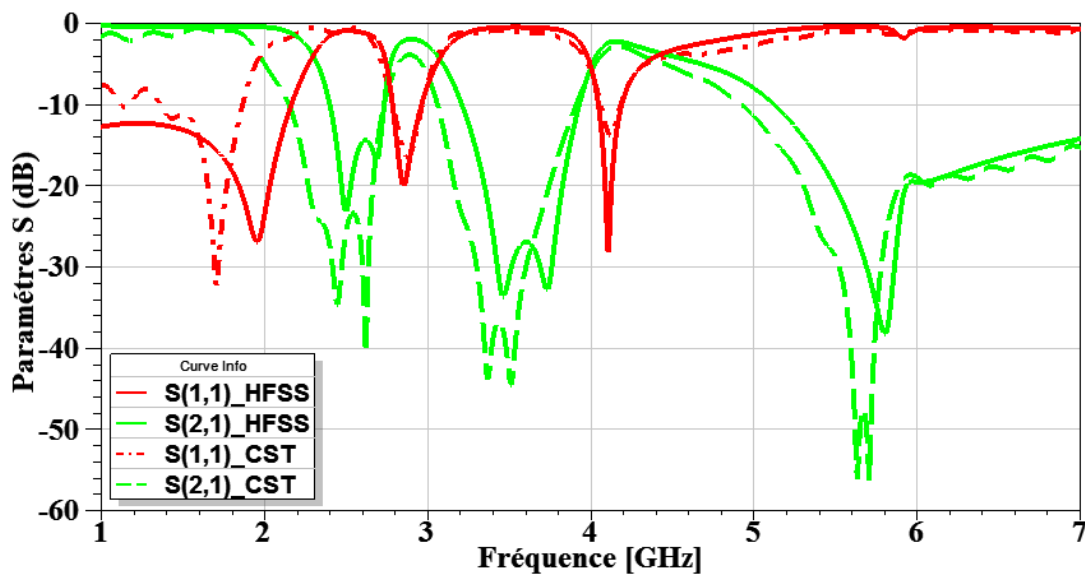
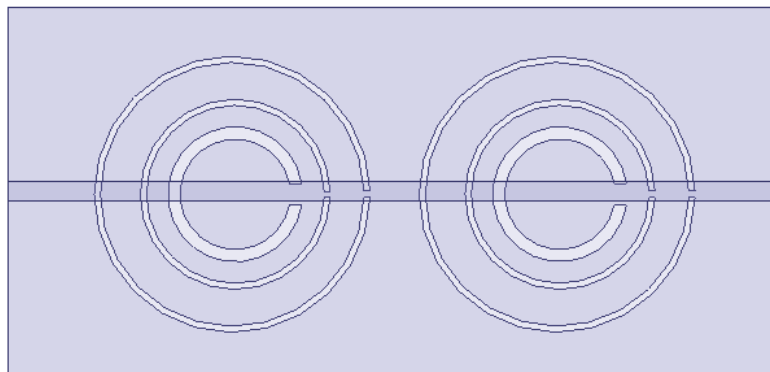


Fig. IV. 6. Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre.

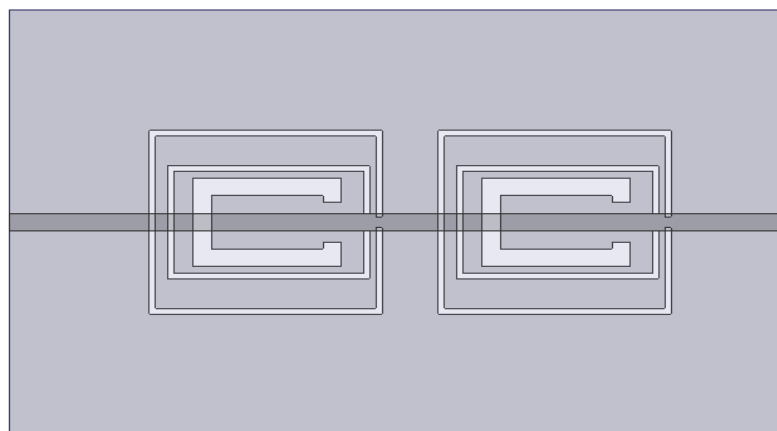
On remarque que l'atténuation du coefficient de transmission est, sous HFSS, de l'ordre de -23.2dB, -33.6dB, -38.2dB aux fréquences 2.5 GHz, 3.46 GHz, 5.8 GHz respectivement et atteint, sous CST, -34.5dB, -44.5dB, -56.1dB aux fréquences 2.45 GHz, 3.51 GHz, 5.7 GHz respectivement. Par conséquent, la propriété du filtrage est achevée avec des bandes de rejection plus larges notamment la troisième bande de 5-6 GHz, elle est totalement couverte sous CST et à partir de 5.12 GHz sous HFSS.

2.1.3. Filtre à base du RO3010

Un substrat de type Rogers 3010, de dimension $25 \times 15 \times 0.835 \text{ mm}^3$ avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 10.2$ et une tangente de pertes de 0.0035, est utilisé afin de voir son influence sur les performances de filtre. La structure est composée d'une ligne micro ruban, de largeur $w = 0.6 \text{ mm}$ pour avoir une impédance caractéristique de 50Ω , et d'un plan de masse où les résonateurs en anneaux fendus complémentaires sont gravés. En utilisant des résonateurs circulaires ou rectangulaires, deux configurations sont proposées.



(a)



(b)

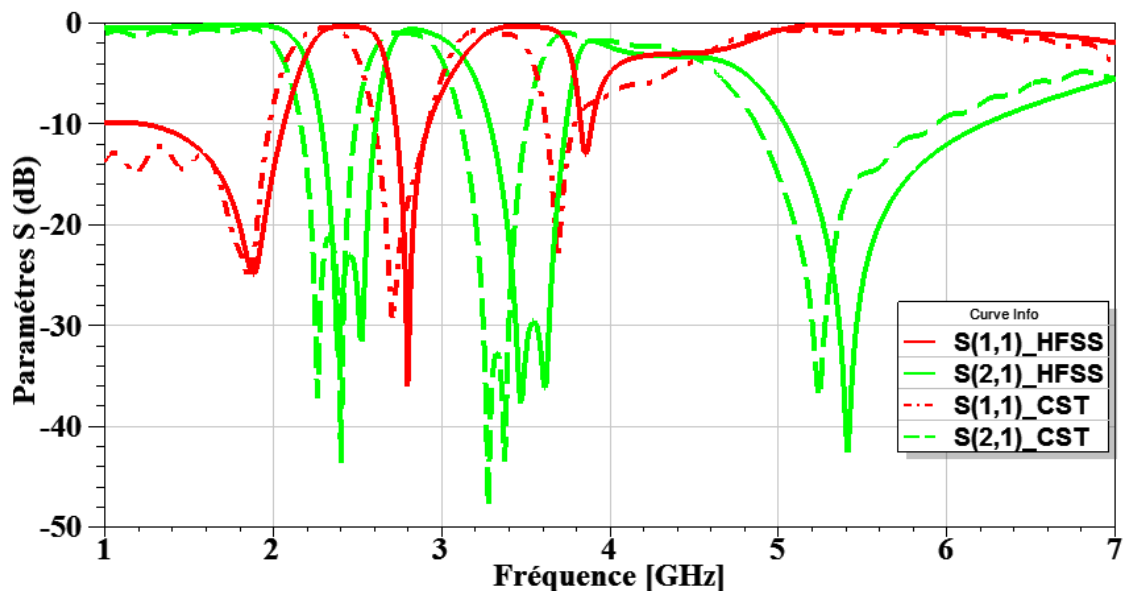
Fig. IV. 7. Filtre à base de RAFC multiple co-directionnel: (a) circulaire. (b) rectangulaire.

Le tableau VI.3 montre la longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs pour les deux configurations.

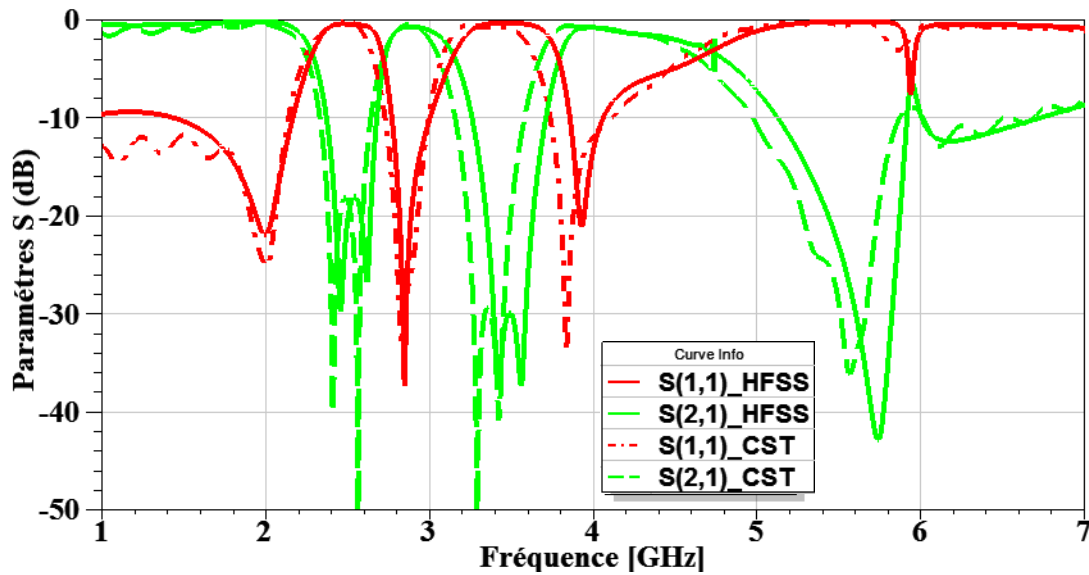
Fz (GHz)	L _{Total} (mm)	RAFC rectangulaire				RAFC circulaire		
		a (mm)	b (mm)	c (mm)	g (mm)	r (mm)	c (mm)	g (mm)
2.4	26.3	7.5	6.5	0.2	0.4	4.5	0.2	0.2
3.5	18.2	6.5	4	0.2	0.6	3.1	0.2	0.2
5.5	11.5	4.8	3.1	0.6	1.4	2.2	0.4	0.7

Tableau IV. 3. La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs circulaires et rectangulaires.

La figure VI.8 montre le coefficient de réflexion et de transmission du filtre pour les deux configurations.



(a)



(b)

Fig. IV. 8. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre:
(a) circulaire. (b) rectangulaire.

On remarque que les coefficients de transmissions des filtres avec un substrat en FR4-époxy ou Rogers 3010, à RAFC rectangulaire ou circulaire, sont pratiquement similaires. L'utilisation du substrat en Rogers 3010 a permis alors de miniaturiser la structure tout en conservant la propriété de filtrage souhaitée.

2.2. Etude et conception de filtre coupe bande à double couches

Pour supprimer le signal dans les bandes de fréquences citées précédemment, une autre technique est appliquée qui consiste à exploiter le deux plans d'une structure planaire. De ce fait, le filtre à étudier est constitué d'un plan conducteur et d'un plan masse, où des cellules RAFC sont implémentées dans ces deux plans (figure VI. 9). Le substrat utilisé est le FR4-epoxy de dimension $30 \times 15 \times 1.6 \text{ mm}^3$ avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 4.4$ et une tangente de pertes de 0.02. La ligne de transmission a une largeur de 3mm.

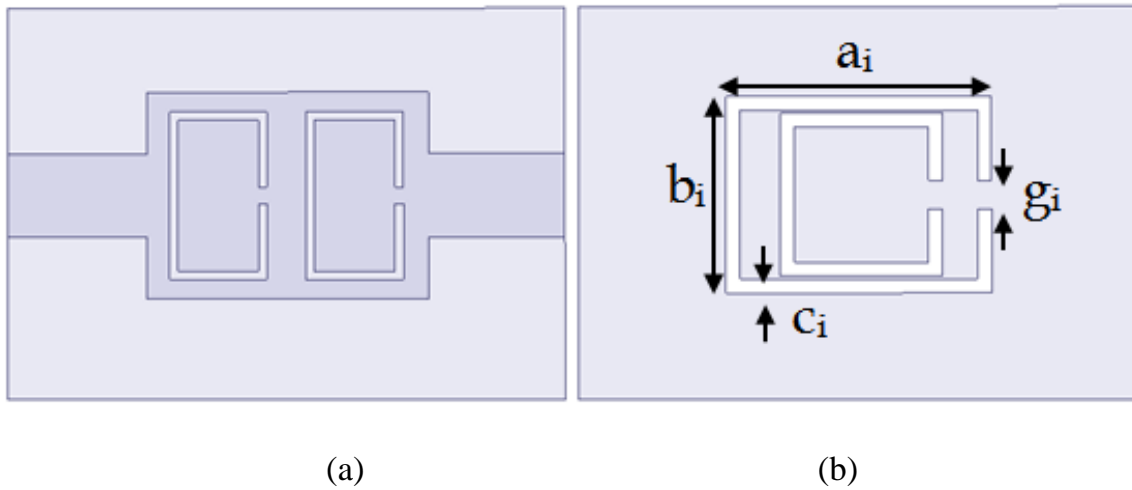


Fig. IV. 9. Filtre à double couche (a) ligne de transmission. (b) plan de masse.

Les dimensions optimisées des RAFCs rectangulaires sont présentées dans le tableau VI.4.

F_z (GHz)	L_{Total} (mm)	a (mm)	b (mm)	c (mm)	g (mm)
2.4	38.1	7	9.5	1	1
3.5	26.1	5.8	5.8	1	1
5.5	16.6	6	3.5	0.6	0.6

Tableau IV. 4. La longueur totale et les dimensions optimisées des RAFCs

Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre sont illustrés dans la figure VI. 10.

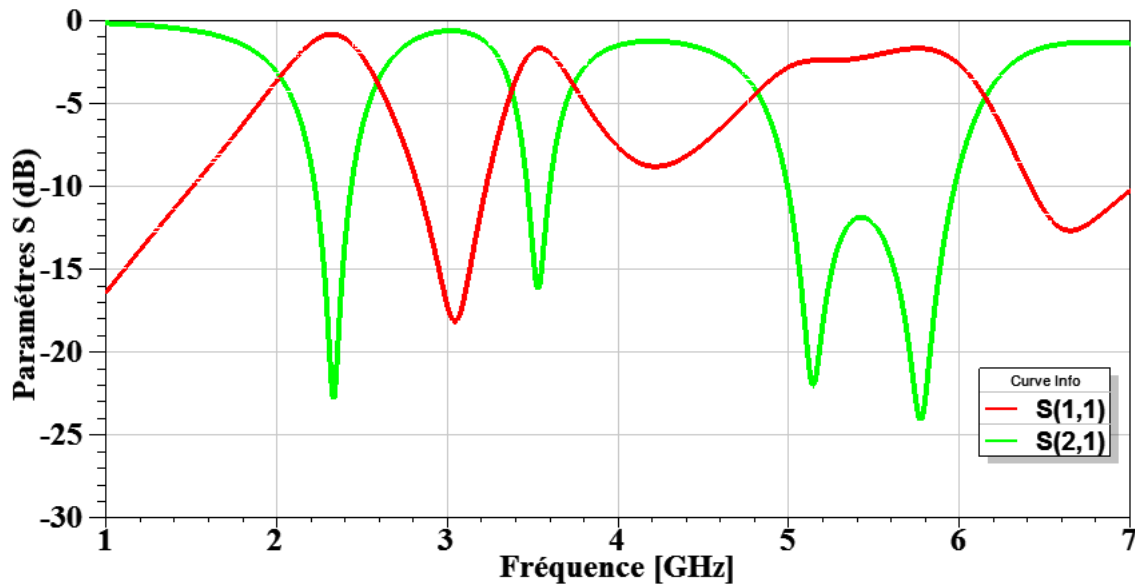


Fig. IV. 10. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre.

On remarque que le coefficient de transmission atteint -22.8dB, -16.2 dB, -22 dB et -24.2 dB aux fréquences 2.34GHz, 3.53GHz, 5.14GHz, 5.77GHz respectivement. Ceci confirme la fonction de filtrage de la structure.

Afin d'avoir une rejection meilleure que celle de la structure précédente toute en gardant les même dimensions du substrat, un filtre de second ordre est proposé (une autre cellule des RAFC est ajoutée). La figure VI.11 présente la structure de filtre proposé.

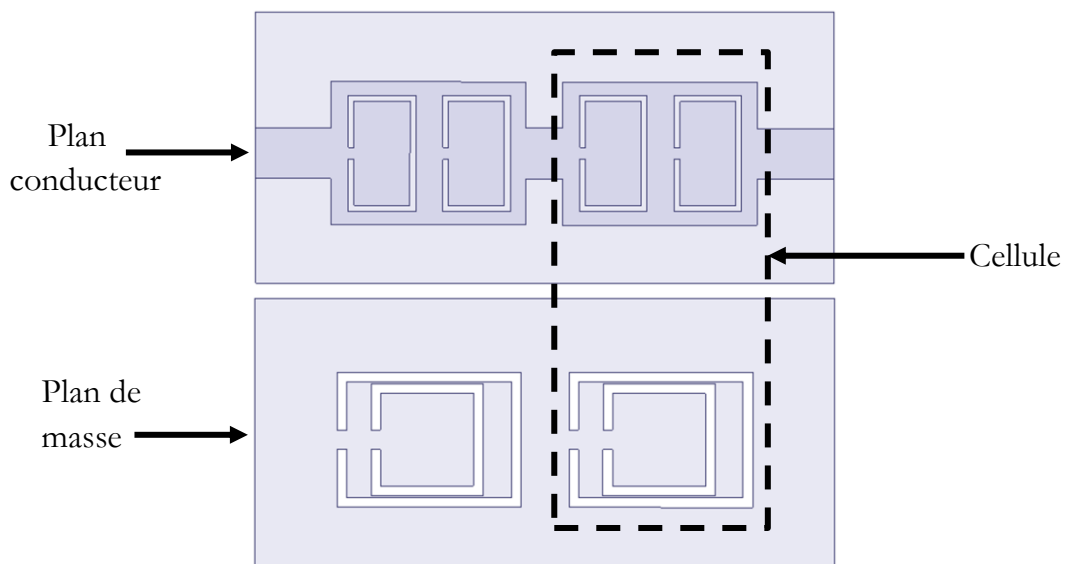


Fig. IV. 11. Filtre à double couche de second ordre.

La figure VI. 12 illustre le coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre.

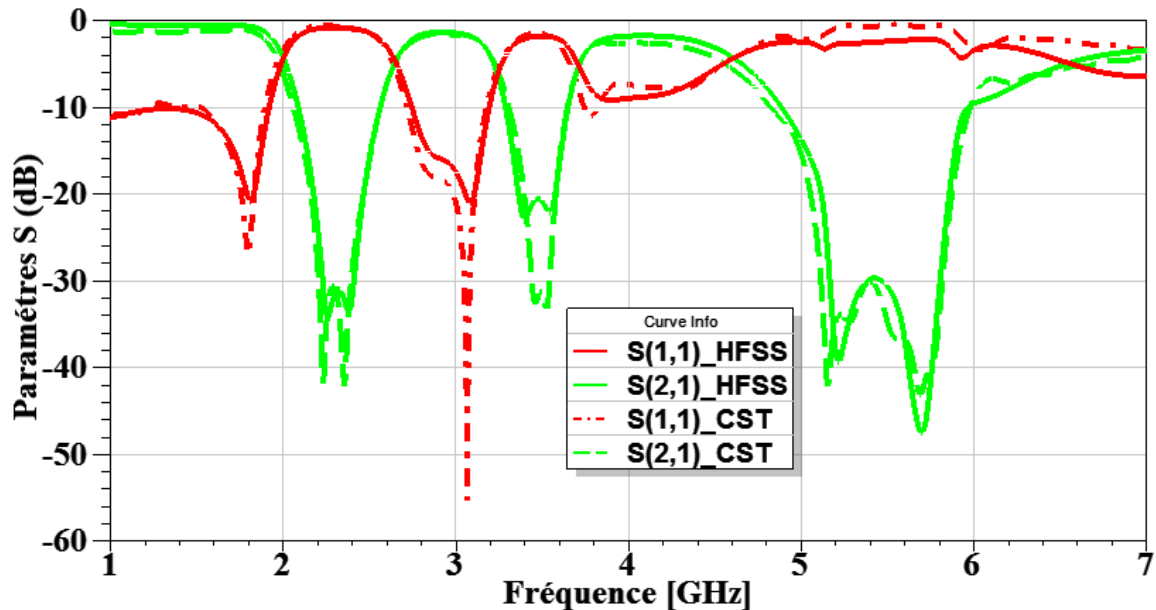


Fig. IV. 12. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre de second ordre.

On remarque que le coefficient de transmission du filtre de second ordre atteint, sous HFSS, -33.5dB, -22.2dB, -30.8dB aux fréquences 2.38 GHz, 3.55 GHz, 5.5 GHz respectivement et est, sous CST, de l'ordre de -42dB, -33.3dB, -34.8dB aux fréquences 2.36 GHz, 3.52 GHz, 5.5 GHz respectivement. Notons que celui-ci est, sous HFSS, à -22.8dB, -16.2dB, -12.3dB aux fréquences 2.34 GHz, 3.53 GHz, 5.5 GHz, respectivement, pour le filtre de premier ordre. Ceci réaffirme l'amélioration des performances lorsqu'on augmente l'ordre du filtre.

2.3. Comparaisons des performances

Comparées aux filtres coupe bande rapportées dans la littérature, qui sont généralement d'ordre 4 et plus, (présentées dans le tableau IV. 5), les filtres proposées et conçus sont des filtres d'ordre 2 qui permettent de créer trois bandes de rejet toute en ayant des structures de taille plus petite, simples et faciles à réaliser. Aussi les bandes filtrées présentent un niveau de rejection acceptable et elles sont facilement contrôlées en ajustant les paramètres géométriques des RAFC.

Filtres coupe bande	Ordre du filtre	Niveau de rejection	Bandes de fréquences filtrées à -10 dB	Dimensions du filtre (λg^2)
Filtre coupe-bande à bande large [92]	4	-34 dB -45 dB	1.5 GHz-1.55 GHz 2.38 GHz-2.43 GHz	0.43 x 0.4
Filtre coupe-bande à bande étendue [93]	12	-27 dB	0.95 GHz- 1.25 GHz	Longueur $> \lambda g$
Filtre coupe-bande à résonateurs composés [94]	3	-24 dB	3 GHz- 5 GHz	0.68 x 0.3
Filtre multi-bande compact basé sur des RAFCs multiple [95]	4	-38 dB -42 dB -44 dB	2.23 GHz- 3.06 GHz 3.34 GHz- 3.91 GHz 5.63 GHz- 6.17 GHz	0.75 x 0.37
Filtre compact à deux bandes basé sur un guide d'ondes intégré dans le substrat et des RAFCs [96]	4	-34 dB -18 dB	3.53GHz- 3.65 GHz 5.45 GHz- 5.81 GHz	0.14 x 0.12
Filtre à RAFC co-directionnel circulaire (FR4-epoxy)	2	-23 dB -34 dB -43 dB	2.3 GHz- 2.8 GHz 3.35 GHz - 3.75 GHz 5.15 GHz - 5.7 GHz	0.39 x 0.19
Filtre à RAFC co-directionnel rectangulaire (FR4-epoxy)	2	-23 dB -34 dB -38 dB	2.37 GHz - 2.75 GHz 3.23 GHz - 3.85 GHz 5.10 GHz - 6 GHz	0.39 x 0.19
Filtre à RAFC co-directionnel circulaire (Rogers)	2	-44 dB -37 dB -43 dB	2.3 GHz - 2.6 GHz 3.3 GHz - 3.7 GHz 5.05 GHz - 6 GHz	0.47 x 0.28
Filtre à RAFC co-directionnel rectangulaire(Rogers)	2	-30 dB -38 dB -43 dB	2.35 GHz - 2.65 GHz 3.3 GHz - 3.65 GHz 5.15 GHz - 5.85 GHz	0.47 x 0.28
Filtre à double couches (Rogers)	2	-32 dB -22 dB -30 dB	2.15 GHz - 2.5 GHz 3.3 GHz - 3.6 GHz 4.85 GHz - 5.95 GHz	0.39 x 0.19

Tableau IV. 5. Comparaison des performances des filtres coupe bande.

3. FILTRES PASSE BANDE

3.1. Filtres passe bande mono-bande

Le filtre est composé d'un résonateur en anneau fendu, d'une ligne micro ruban (de largeur $w=0.6\text{mm}$ et d'une longueur $l_0=2.8\text{mm}$) et d'un plan de masse. La structure est alimentée par couplage entre le RAF et la ligne de transmission. Le substrat utilisé est le Rogers 3010, de dimension $12.5 \times 13 \times 0.835 \text{ mm}^3$ avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 10.2$ et une tangente de pertes de 0.0035. Les dimensions de RAF sont (en mm) : $a=3$, $b=7$, $c=0.8$, $g=1.4$. Par conséquent, le RAF présente une résonance à la fréquence 3.5GHz (figure VI.13).

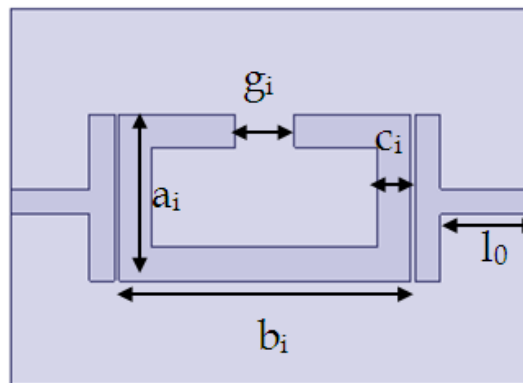


Fig. IV. 13. Filtre passe bande à base de RAF.

La figure VI.14 présente le coefficient de réflexion et de transmission du filtre passe bande.

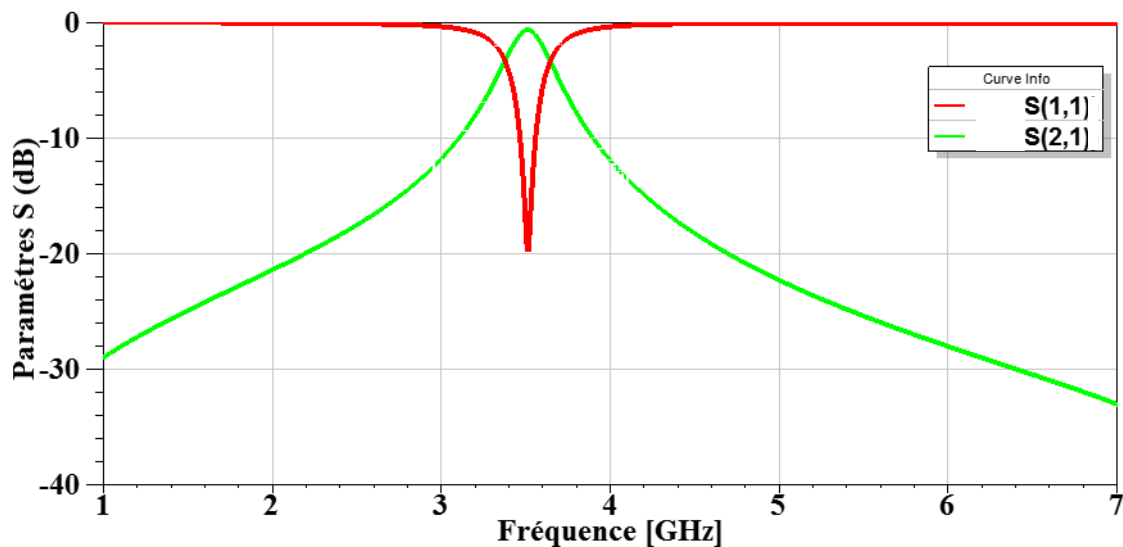


Fig. IV. 14. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre passe bande.

On remarque que le coefficient de réflexion est à -20dB à la fréquence 3.5GHz . Alors qu'en dehors de cette bande, il est au voisinage de 0dB . De ce fait, la transmission de signal n'est possible qu'à la bande de fréquence autour de la fréquence centrale 3.5GHz .

3.2. Filtres passe bande bi-bande

Pour avoir un filtre passe bande multi-bande, il suffit d'implémenter d'autres résonateurs. La figure VI.15 montre un filtre passe bande à double-bande passante (2.4GHz , 3.5GHz). Les dimensions de RAF, qui correspond à la fréquence 2.4GHz , sont (en mm) : $a=3.8$, $b=7$, $c=0.8$, $g=0.2$. L'espacement optimisé entre les deux résonateurs w_0 est de 1mm .

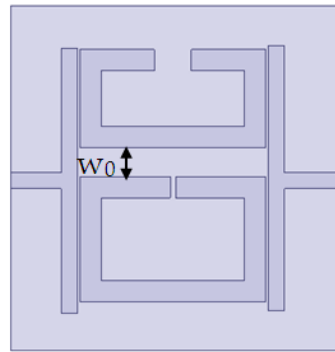


Fig. IV. 15. Filtre passe bande à double-bande passante.

Le coefficient de réflexion et de transmission du filtre sont illustrés dans la figure VI. 16.

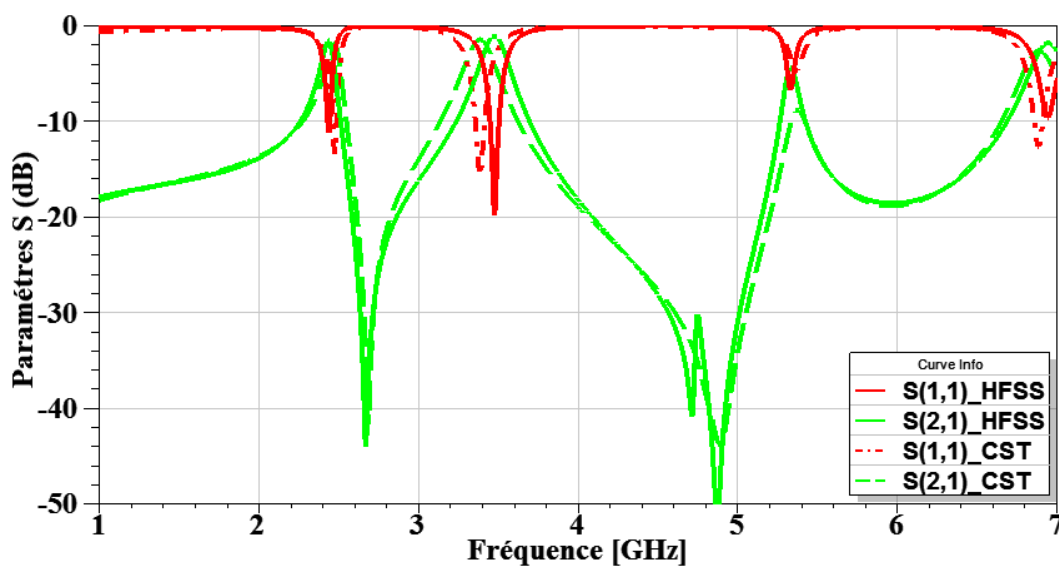


Fig. IV. 16. Coefficient de réflexion et de transmission du filtre passe bande à double-bande passante.

On constate que le coefficient de réflexion est à -10dB et -20dB aux fréquences 2.4GHz et 3.5GHz respectivement sous HFSS et il atteint -14dB, -15dB aux fréquences 2.42GHz et 3.4GHz respectivement sous CST. Ceci confirme la propriété de transmission du filtre à ces fréquences. D'autres bandes passantes apparaissent, elles correspondent à la seconde résonance de ces résonateurs.

3.3. Comparaisons des performances

Le filtre passe bande proposé et conçu est un filtre de premier ordre par rapport aux filtres rapportées dans la littérature, qui sont généralement d'ordre supérieur à 2, (présentées dans le tableau IV. 6). Il utilise seulement deux structures RAFCs où chaque résonateur permet de créer une bande passante. La structure est miniature, de taille plus petite et présente des performances acceptable en terme du coefficient de réflexion aux bandes passantes.

Filtres passe bande	Ordre du filtre	Coefficient de réflexion	Bandes de fréquences passantes à -10 dB	Dimensions du filtre (λg^2)
Filtre passe-bande bi-bande utilisant des résonateurs en forme U [97]	4	-22 dB -10 dB	2.4 GHz-2.55 GHz 3.35 GHz-3.45 GHz	0.43 x 0.21
Filtre passe-bande à bande ultra-large (ULB) basé sur des RAFCs [98]	3	-12.5 dB	4 GHz- 8.5 GHz	0.91 x 0.62
Filtre passe-bande compact à base des RAFCs ouverts [99]	2	-35dB	5.22 GHz- 5.77 GHz	0.75 x 0.54
Filtres à guide d'onde intégré dans un substrat avec des RAFCs couplés (type I) [100]	4	-19 dB	5.55 GHz- 5.85 GHz	0.8 x 0.4
Filtre passe bande	1	-12 dB -20 dB	2.4 GHz- 2.42 GHz 3.45 GHz - 3.51 GHz	0.23 x 0.24

Tableau IV. 6. Comparaison des performances des filtres passe bande.

4. DUPLEXEUR

Le duplexeur est un élément important dans de nombreux systèmes de communication, y compris les systèmes de communication sans fil, les systèmes radar, les téléphones cellulaires et les systèmes de communication par satellite [56]. Connu comme un circuit microonde à trois ports qui permet à une antenne d'être partagée entre un émetteur et un récepteur fonctionnant dans des bandes de fréquences différentes.

Le duplexeur conçu est basé sur le résonateur en anneau fendu. La procédure de conception commence par la conception de deux filtres indépendants ; l'un d'entre eux atteint la performance désirée dans la bande de fréquence (2.4- 2.48 GHz) et l'autre dans la bande de fréquence (3.3-3.7 GHz). L'espacement optimisé entre les deux résonateurs (w_1) est de 0.6mm.

Le duplexeur est mis en œuvre en exploitant les filtres passe bande étudiés précédemment. Les deux filtres sont combinés à l'aide d'une jonction en T comme le montre la figure VI.17.

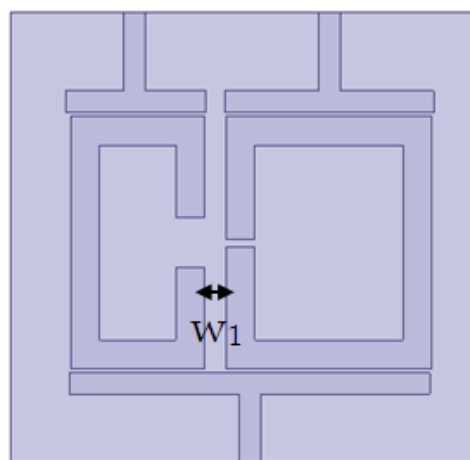


Fig. IV. 17. Duplexeur à base du filtre passe bande.

La figure VI.18 présente les coefficients de réflexion et de transmission (S_{11} , S_{21} et S_{31}), ainsi que le coefficient d'isolation (S_{32}) du duplexeur.

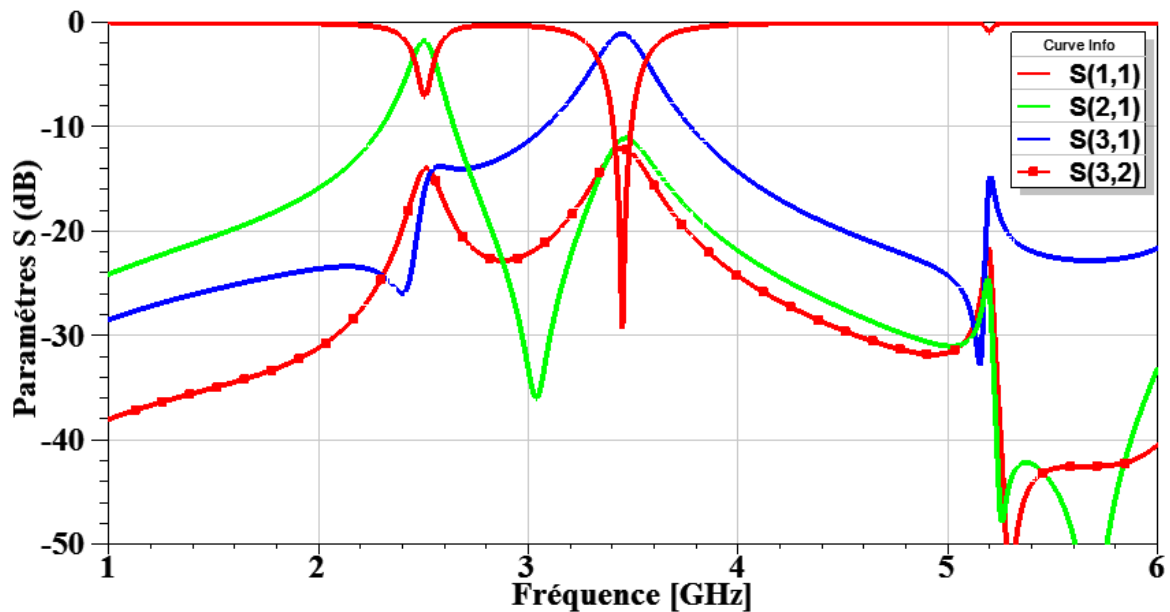


Fig. IV. 18. Paramètres S du duplexeur

Le coefficient de réflexion atteint -7.2dB et -29.3dB aux fréquences 2.45GHz , 3.45GHz respectivement. En dehors des bandes de fonctionnement du duplexeur, le rejection de signal est meilleur et les coefficients de transmissions (S_{21} et S_{31}) sont inférieurs à -10dB . Le coefficient de l'isolation est de l'ordre de -14dB à 2.45GHz et de -12dB à 3.45GHz .

5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, les métamatériaux de type résonant sont appliqués aux circuits micro-ondes tels que les dispositifs réalisant les fonctions de filtrage. Dans un premier temps, nous avons étudié les filtres coupe bande où deux techniques sont analysées. La première consiste à utiliser le RAFC co-directionnel multiple pour avoir une multiplicité de bandes filtrées. Pour la même raison, une deuxième technique est appliquée en utilisant les deux plans d'une ligne de transmission où les résonateurs sont gravés. Ensuite un filtre passe bande est étudié en couplant des RAFs à une ligne de transmission. Enfin, un duplexeur est conçu en exploitant l'étude faite sur le filtre passe bande.

Les bandes de fréquences visées, que ce soit pour la rejection ou la transmission du signal, sont parfaitement et aisément contrôlées en termes de sélectivité en fréquence et de niveau de rejet. Ceci est réalisé, d'une part, par ajustement des divers paramètres de ces résonateurs et d'autre part, par l'augmentation de l'ordre des filtres.

Conclusion

générale

L'objectif de cette thèse était de développer de nouveaux dispositifs en exploitant les propriétés des résonateurs métamatériaux. De ce fait, ces résonateurs sont étudiés et optimisés pour être appliqués aux antennes ULB à bande rejetées, aux filtres et aux duplexeurs.

Pour commencer, nous avons présenté dans le premier chapitre les définitions, l'origine, les propriétés fondamentales et les applications des métamatériaux. Ensuite, nous avons étudié les métamatériaux qui ont un comportement résonant, notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, qui sont susceptibles de présenter une perméabilité ou une permittivité effective négative. Différentes structures ont été présentées et simulées afin d'extraire ces valeurs effectives.

Suite aux résultats obtenus en simulation pour le résonateur en anneau fendu, nous pouvons affirmer que pour un bon fonctionnement, le champ E doit être orienté de telle sorte que la symétrie du résonateur soit respectée. Cette condition, non indispensable, est favorisée pour que la coupure des anneaux constituant le résonateur ne soit pas excitée et l'excitation soit parfaitement magnétique. Par contre, le résonateur en anneau fendu complémentaire est excité lorsque le champ E est perpendiculaire à son plan. Ce qui facilite l'intégration de ce dernier aux structures planaires.

La sélectivité en fréquence du RAFC, associé à une ligne de transmission, est étudiée en faisant varier les paramètres géométriques. Ainsi, l'utilisation du RAFC à anneau double, opposés ou co-directionnels, permet entre autre la miniaturisation et la création d'autres fréquences de fonctionnement. Ces études ont été exploitées pour déterminer les structures qui convenaient mieux à nos attentes en termes de performances pour les applications envisagées.

Dans ce chapitre, pour éliminer les interférences créées par d'autres systèmes, deux antennes ULB à bandes rejetées ont été étudiées en utilisant le résonateur en anneau fendu complémentaire. L'antenne primitive a été un patch circulaire à plan de masse partiel. Ce dernier a été modifié pour avoir une meilleure adaptation et pour améliorer la bande passante fractionnelle de 93% à 125%. L'antenne fonctionne sur toute la bande ULB de 3.15 à 13 GHz. Dans une première partie, une antenne ULB à double bandes rejetées a été étudiée. Pour assurer la rejection du signal dans les bandes indésirables, un RAFC circulaire a été implémenté dans l'élément rayonnant et un RAFC rectangulaire a

été gravé dans le plan de masse. Dans la deuxième partie, une antenne ULB à triple bande rejetées est étudiée. La fonction de filtrage est obtenue par gravure d'un seul RAFC rectangulaire dans la zone rayonnante et d'un RAFC co-directionnel dans le plan de masse.

Les bandes rejetées sont parfaitement et aisément contrôlées en termes de sélectivité en fréquence et de niveau de rejection par une diversité de paramètres ajustés. Des études paramétriques ont été effectuées et exploitées dans le processus d'optimisation afin de déterminer les paramètres de conception optimaux. Ainsi, ces résonateurs sont gravés dans deux plans différents (élément rayonnant et plan de masse) pour minimiser le couplage entre eux. Les performances des antennes conçus (comme le ROS, le gain, la distribution du courant et les diagrammes de rayonnement), la simplicité de la structure font d'elles de bonnes propositions pour les applications ULB avec bandes rejetées.

Le résonateur en anneau fendu et son complémentaire ont été appliqués aux circuits micro-ondes tels que les dispositifs réalisant les fonctions de filtrage et de multiplexage. Dans un premier temps, les filtres coupe bande ont été étudiés où deux techniques sont analysées. La première consiste à utiliser le RAFC co-directionnel multiple pour avoir une multiplicité de bandes filtrées. Pour la même raison, une deuxième technique est appliquée en utilisant les deux plans d'une ligne de transmission où les résonateurs sont gravés. Ensuite un filtre passe bande est étudié en couplant des RAFs à une ligne de transmission.

En plus des paramètres ajustables des résonateurs, l'ordre des filtres joue un rôle important dans le control des bandes de fréquences visées, que ce soit pour la rejection ou la transmission du signal, en termes de sélectivité en fréquence et de niveau de rejet ou de transmission. En plus des performances satisfaisantes, les conceptions sont très prometteuses en termes de la compacité et de facilité de l'implémentation.

Dans l'extension de ces travaux de thèse, plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

- ❖ Etudier des antennes multi-bande reconfigurable.
- ❖ Miniaturisation et amélioration des performances en termes de bande passante de l'antenne, gain et de diagramme de rayonnement.
- ❖ Etendre l'étude à d'autres circuits microondes tels que les coupleurs et les déphaseurs.

ANNEXE A

Présentation du logiciel HFSS

1. Introduction.....	102
2. Fenêtre HFSS	102
3. Création d'un projet.....	103
4. Déroulement d'un projet.	103
5. Exemple de Résultats	105

1. INTRODUCTION

HFSS « High Frequency Structure Simulator » est un simulateur très performant qui permet de résoudre les problèmes électromagnétiques, en se basant sur la méthode des éléments finis. Il permet la simulation, la visualisation et la modélisation des structures, avec des résultats qui sont proches de la réalité dans des durées des simulations rapides.

HFSS est un logiciel de simulation en trois dimensions dont l'élément de base du maillage est un tétraèdre. Ceci permet de résoudre des géométries de volume arbitraire, particulièrement celle qui présente des formes complexes.

2. FENETRE HFSS

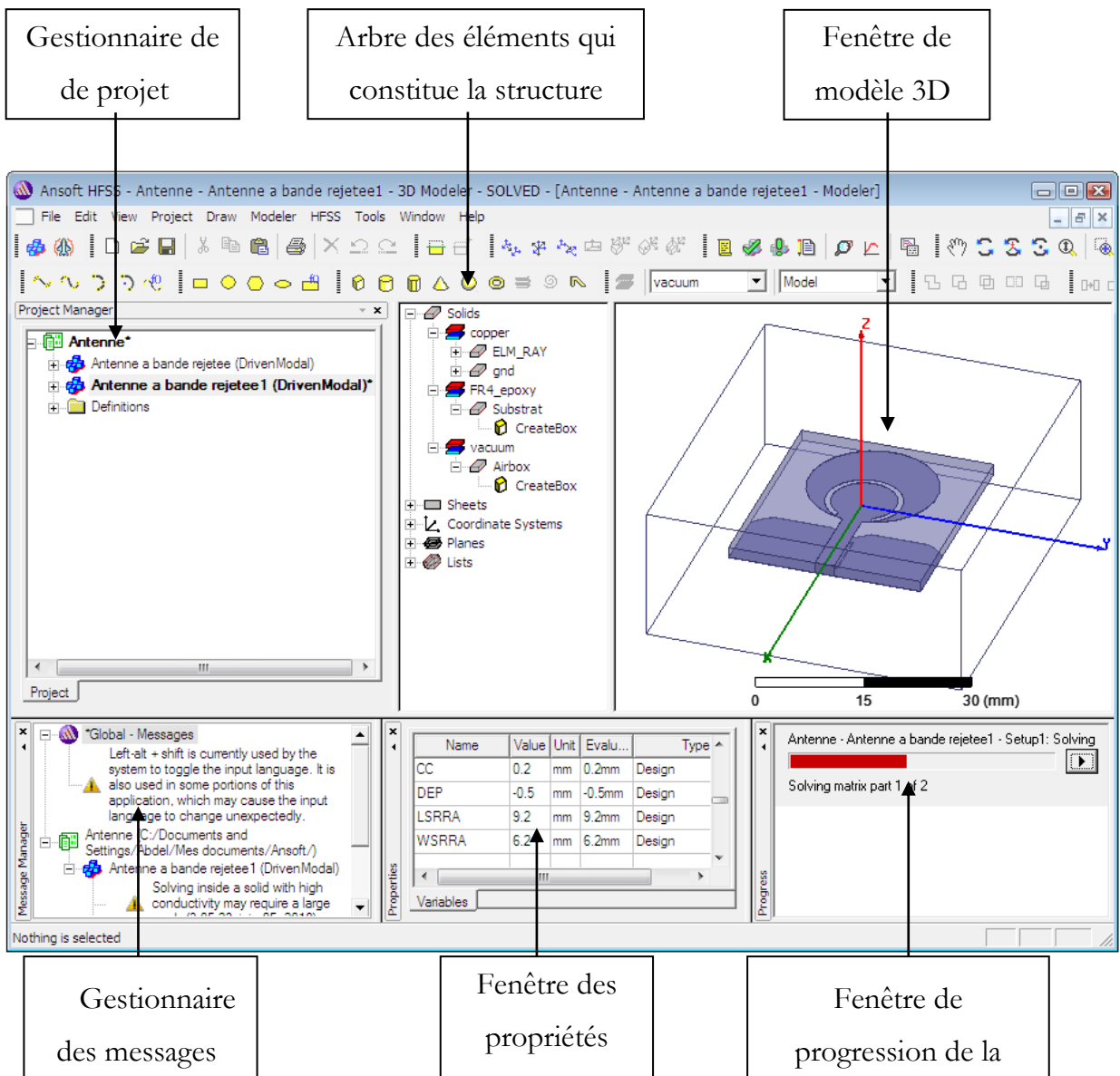


Fig. A. 1. Interface principale de HFSS.

La fenêtre HFSS, présenté dans figure A.1, est constituée de:

- Gestionnaire de projet : contient une arborescence de conception qui permet de lister les structures dans un projet et les étapes de chaque structure.
- Gestionnaire de message : permet de voir toutes les erreurs et les avertissements.
- Fenêtre des propriétés: présente les paramètres du modèle et les variables.
- Fenêtre de progression de simulation : montre le progrès de la simulation.
- Fenêtre de modèle 3D : contient la structure conçue et l'arbre des éléments qui constitue la structure à simuler.

3. CREATION D'UN PROJET

Pour créer un projet, On utilise le menu File→New. On spécifie le nom du projet. Pour l'enregistrer, On utilise le menu: File→Save ou File→Save As. Pour ouvrir un projet enregistré précédemment, on utilise la commande : Open dans le menu « File ».

Chaque projet contient un ou plusieurs modèles « design » et chaque « design » présente une structure. Pour créer un modèle, On utilise le menu File→New design.

4. DEROULEMENT D'UN PROJET.

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

❖ Unités

Définir les unités des dimensions, fréquences, temps, etc.

❖ Dessin de la structure

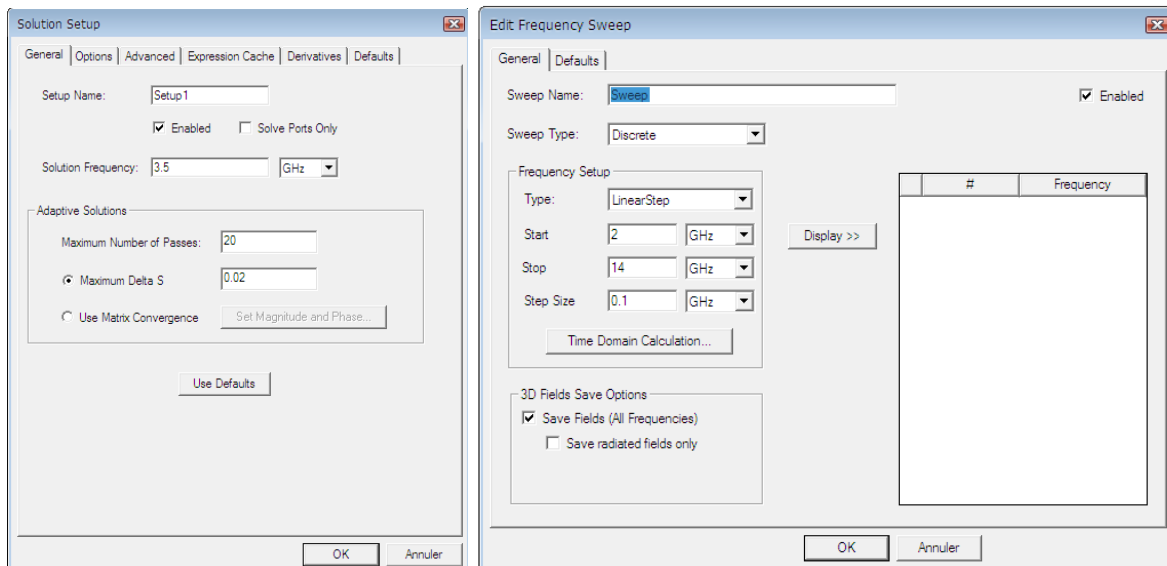
Pour la conception du model 3D de la structure, un certain nombre d'outils de conception géométrique existent en se basant sur des géométries typiques telles que les cubes, les cylindres, les sphères, etc.

On peut faire l'assemblage, la soustraction et l'intersection de ces formes géométriques à l'aide des opérateurs booléens pour construire des formes plus complexes.

De plus, on peut déplacer, faire une rotation et dupliquer les éléments.

❖ Bande de fréquences de fonctionnement

Pour spécifier la bande de fréquence, on choisit Setup → Add sweep dans le gestionnaire de projet. Le réglage de fréquence est important car le générateur de maillage ajustera un raffinement automatique de maillage (discrétisation et échantillonnage spatial) à la bande de fréquences spécifiée (figure A.2).



(a)

(b)

Fig. A. 2. Définition de la bande de fréquence (a) setup. (b) sweep.

❖ Excitation de la structure

La structure est alimentée par une excitation avec des ondes électromagnétiques. Plusieurs possibilités pour définir un port d'excitations (« wave port » ou « lumped port ») en choisissant « excitation » dans le gestionnaire de projet. La définition correcte des ports est très importante pour obtenir des résultats précis. La figure A.3 montre l'alimentation d'une antenne par une excitation de type « wave port ».

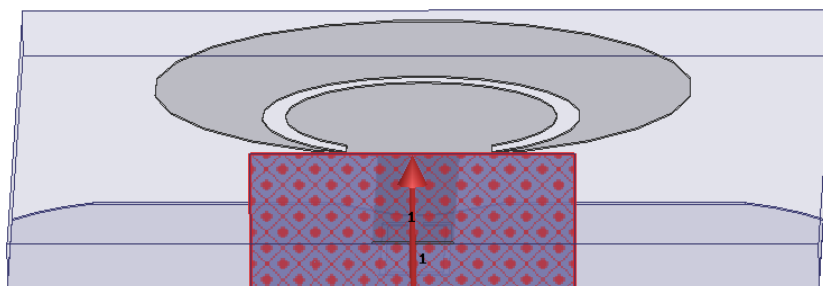


Fig. A. 3. Définition de port.

❖ Conditions aux limites

Pour définir les conditions aux limites pour certain plans (ou tous les plans), on choisit HFSS → boundaries → « Assign boundary » et on sélectionne le type tel que « Perfect E », « Perfect H », « Radiation » (le cas présenté dans la figure A.4). On choisit donc les conditions qui convient à la structure étudiée.

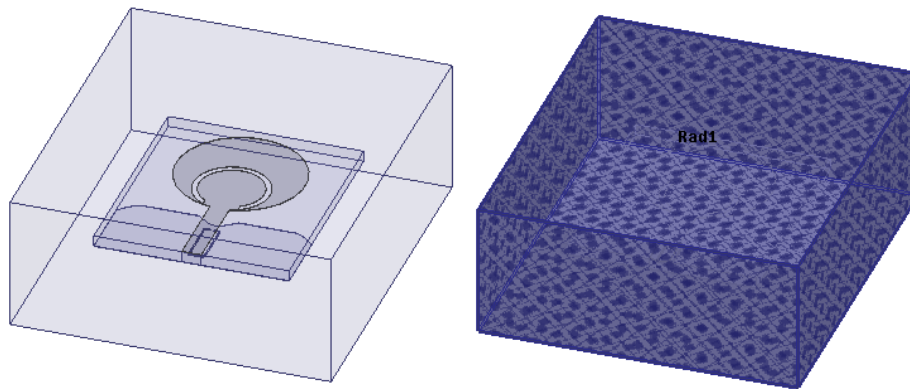


Fig. A. 4. Conditions aux limites de l'antenne.

- **Lancement de la simulation**

Après avoir défini tous les étapes précédentes, la simulation est prête à l'exécution. On lance la simulation en choisissant dans le menu HFSS → Analyze all.

5. EXEMPLE DE RESULTATS

Après l'exécution avec succès de la simulation, on peut accéder aux résultats et récupérer les données obtenues dans la partie « Results ».

La figure A.5 présente un exemple de résultat qui est le coefficient de réflexion d'une antenne étudiée dans le chapitre 3. La représentation graphique

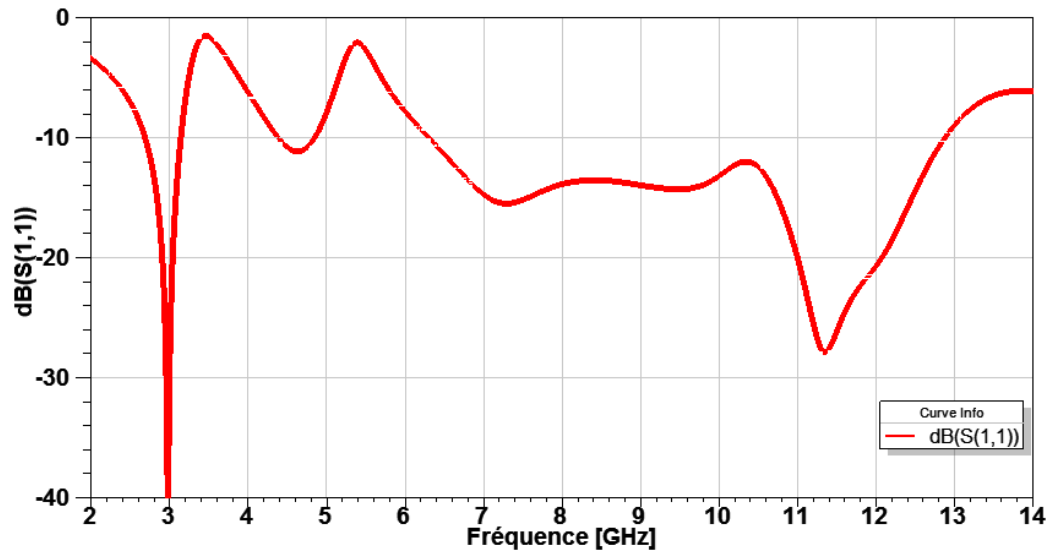


Fig. A. 5. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La figure A.6 présente le diagramme de rayonnement de l'antenne aux différentes fréquences.

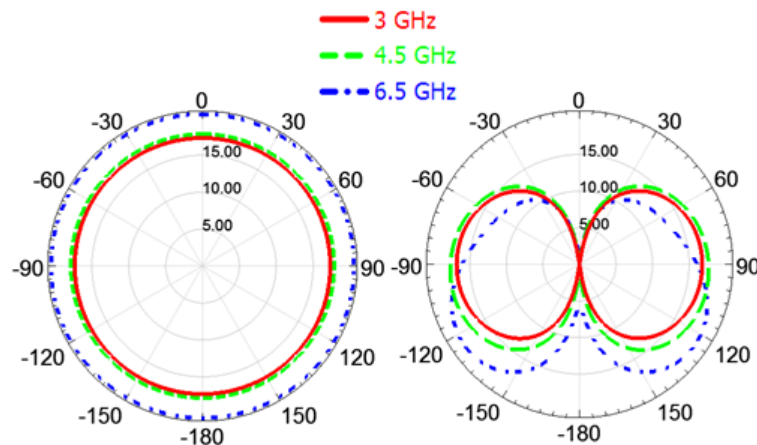


Fig. A. 6. Diagramme de rayonnement pour le Plan H (à droite) et le plan E (à gauche).

La figure A.7 présente la distribution de courant de l'antenne à la fréquence 5.5GHz.

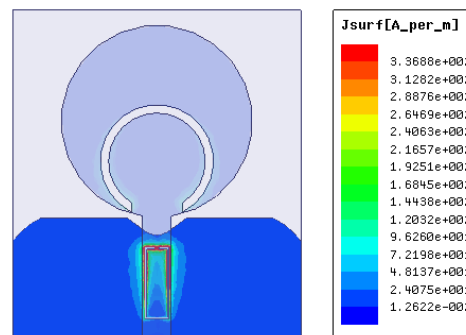


Fig. A. 7. Distribution de courant.

ANNEXE B

Présentation du logiciel CST

1. Introduction.....	108
2. Fenêtre CST.....	108
3. Création d'un projet.....	109
4. Déroulement d'un projet	109
5. Exemple de Résultats	111

1. INTRODUCTION

CST Microwave Studio est un logiciel de conception et d'analyse électromagnétique basée sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des intégrations finis (Finite Intégration Technique). Cette méthode permet discrétisation des structures simulé dans un espace de trois dimensions.

2. FENETRE CST

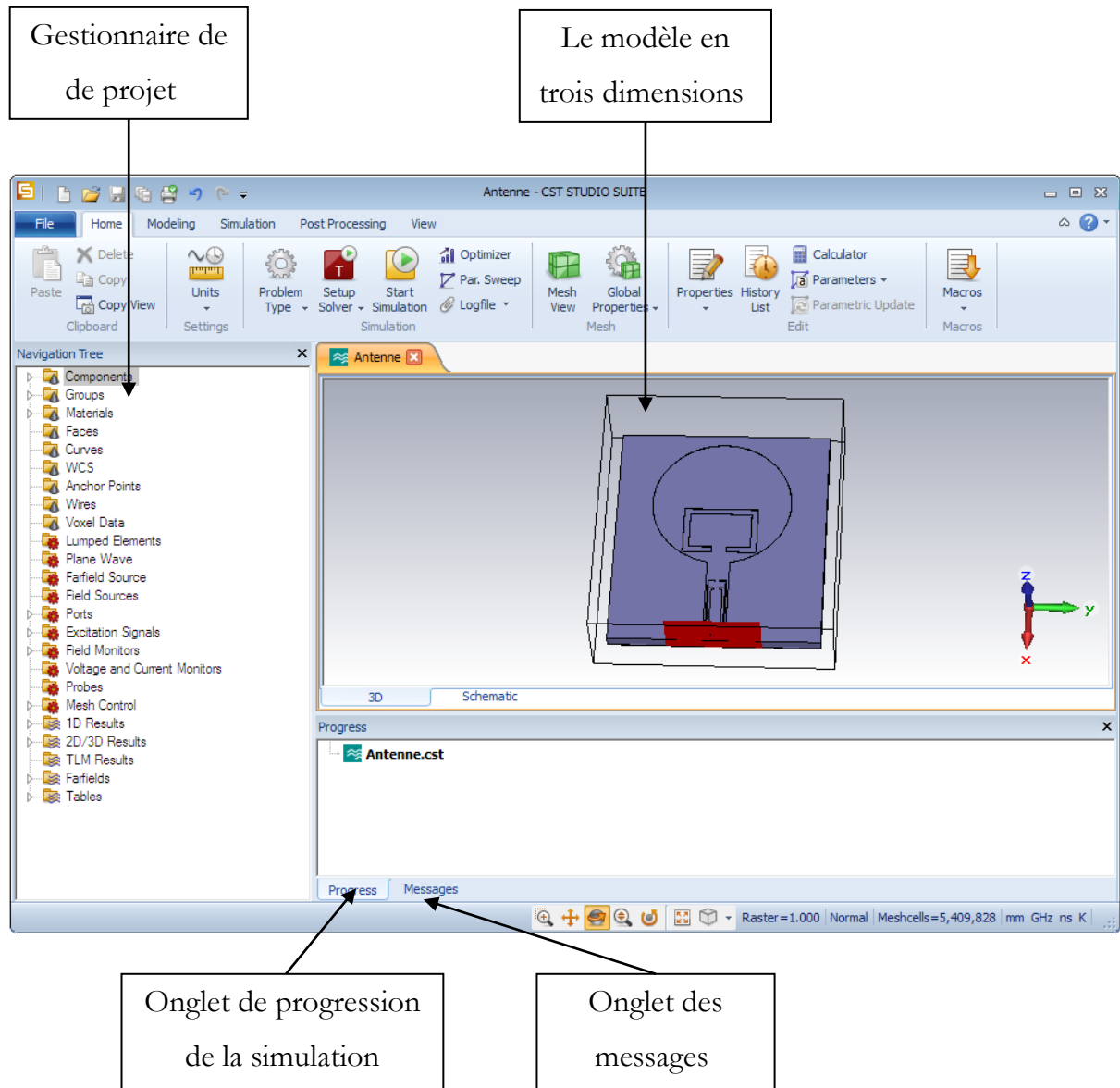


Fig. B. 1. Interface principale de CST Microwave Studio.

La fenêtre CST, présentée dans figure B.1, est constituée de:

- Gestionnaire de projet : contient une arborescence de conception qui permet de lister les éléments constituant la structures et les différentes étapes de simulation.
- Gestionnaire de message : permet de voir toutes les messages d'erreurs et des avertissements.
- Onglet de progression de simulation : montre le progrès de la simulation.

3. CREATION D'UN PROJET

Après le lancement du logiciel, on choisit le module CST Microwave Studio parmi les modules de CST Studio Suite (figure B. 2). Ensuite, on sélectionne le type de la structure à simuler.

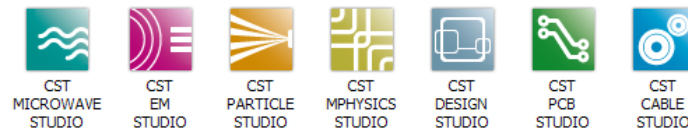


Fig. B. 2. Modules de CST.

Pour créer un projet, On utilise le menu File→New and recent →create a new project. On spécifie le nom du projet. Pour l'enregistrer, On utilise le menu: File→Save ou File→Save As. Pour ouvrir un projet enregistré précédemment, on utilise la commande : Open dans le menu « File ».

4. DEROULEMENT D'UN PROJET

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

❖ Unités

Définir les unités des dimensions, fréquences, temps, etc.

❖ Dessin de la structure

Pour la conception du model 3D de la structure, un certain nombre d'outils de conception géométrique existent en se basant sur des géométries typiques telles que les cubes, les cylindres, les sphères. On peut faire l'assemblage, la soustraction et l'intersection de ces formes géométriques à l'aide des opérateurs booléens pour construire des formes plus complexes. De plus, on peut déplacer, faire une rotation et dupliquer les éléments (figure B. 3).

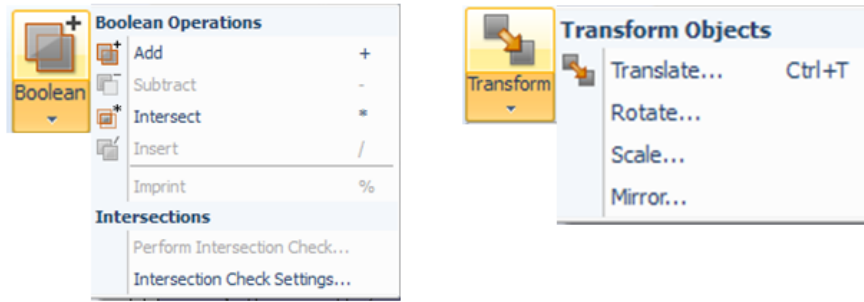


Fig. B. 3. Operations booléen et de transformations.

❖ Bande de fréquences de fonctionnement

Pour spécifier la bande de fréquence, on choisit « frequency » dans l'onglet Simulation.

❖ Excitation de la structure

La structure est alimentée par une excitation avec des ondes électromagnétiques. Plusieurs possibilités pour définir un port d'excitations (« waveguide port », «Discrete port », «Plane wave ») sont présentées dans l'onglet Simulation. La figure B.4 monte l'alimentation d'une antenne par une excitation de type « waveguide port ».

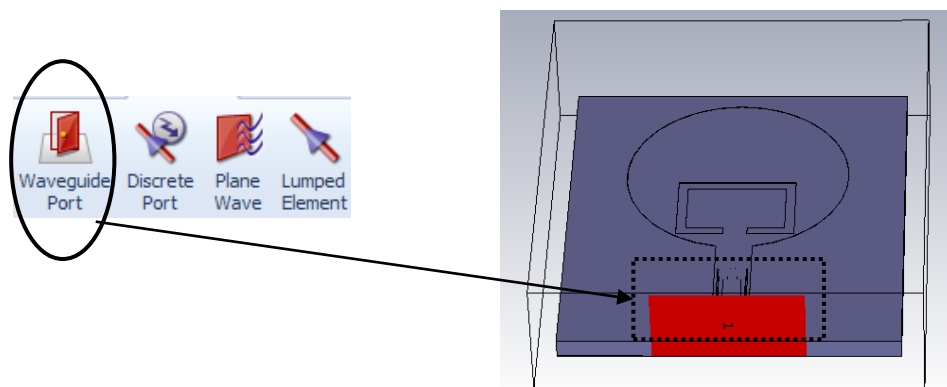


Fig. B. 4. Définition de port.

❖ Conditions aux limites

Pour définir les conditions aux limites pour certain plans (ou tous les plans), on choisit « boundaries » dans l'onglet Simulation. Plusieurs cas se présente « Electric $E_t=0$ », « Magnetic $H_t=0$ », « Open » (le cas présenté dans la figure B. 4). On choisit donc les conditions qui convient à la structure étudiée.

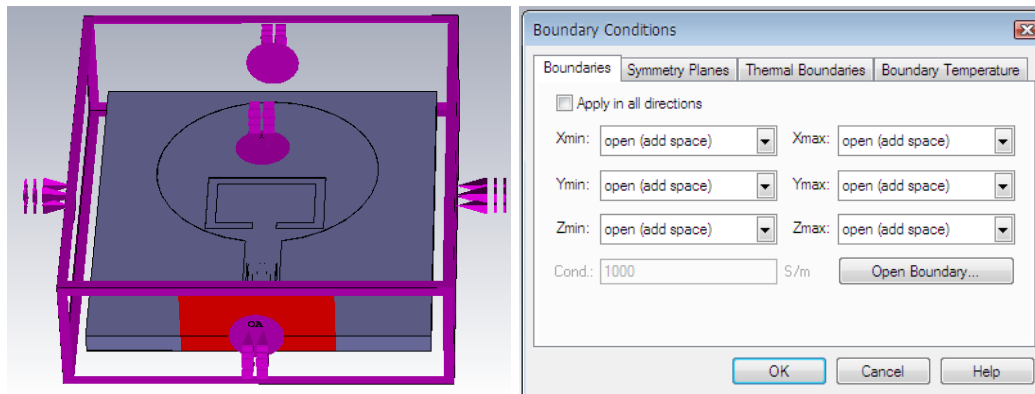


Fig. B. 5. Conditions aux limites de l'antenne.

- **Lancement de la simulation**

Après avoir défini tous les étapes précédentes, la simulation est prête à l'exécution. On lance la simulation en choisissant « setup solver » dans l'onglet simulation.

5. EXEMPLE DE RESULTATS

Après l'exécution avec succès de la simulation, on peut accéder aux résultats et récupérer les données obtenues dans la partie « Results ».

La figure B.6 présente un exemple de résultat qui est le coefficient de réflexion d'une antenne étudiée dans le chapitre 3.

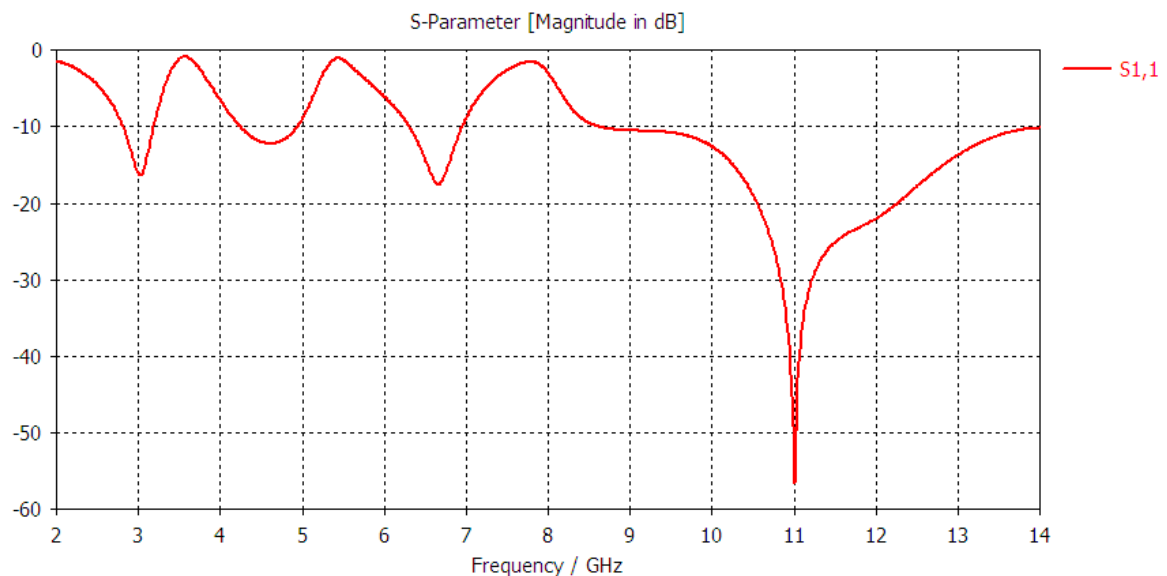


Fig. B. 6. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

La figure B.7 présente le gain d'une antenne à la fréquence 7GHz.

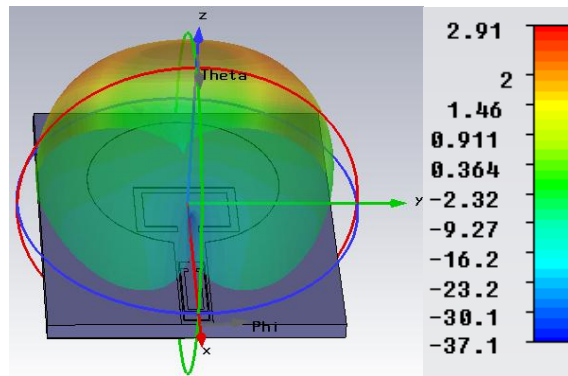


Fig. B. 7. Gain de l'antenne

Bibliographie

- [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] Mandlshtam L. “Group velocity in a crystal lattice,” Zhurnal Eksperimentalnoii Teoreticheskoi Fiziki, Vol. 15, 1945, pp. 476-478.
- [3] H. Lamb. “On group-velocity,” In Proc. London Math. Soc., pages 473–479, 1904.
- [4] H. C. Pocklington. “growth of a wave-group when the group-velocity is negative,” Nature, vol. 71:607–608, 1905.
- [5] W. Kock, “Metallic delay lenses,” Bell Syst. Tech. J., Vol. 27, pp. 58-82, 1948.
- [6] Malyuzhinets G.D. “A note on the radiation principle,” Zhurnal Technicheskoi Fiziki, Vol. 21, 1951, pp. 940-942.
- [7] D.V. Sivukhin, “The energy of electromagnetic waves in dispersive media,” Opt. Spektrosk, Vol. 3, 1957, pp. 308-312.
- [8] R.A. Silin, “Waveguiding properties of two-dimensional periodical slow-wave systems,” Voprosy Radioelektroniki. Elektronika, Vol. 4, 1959, pp. 11-33.
- [9] 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.
- [10] 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).
- [11] 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).
- [12] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer and P. C. Kremer, “Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines,” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 50, No. 12, pp. 2702-2712, 2002.
- [13] A.A. Oliner, “A periodic-structure negative-refractive-index medium without resonant elements,” IEEE-AP-S Digest, p. 41, 2002.

- [14] C. Caloz, Itoh T., "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH line," IEEE antennas and propagation society international symposium, Vol. 2, pp. 412-415, 2002.
- [15] W.S., Weiglhofer, Lakhtakia, A. "Introduction to complex mediums for optics and electromagnetics".SPIE Press, Bellingham, WA, USA (2003).
- [16] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, "Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications" 1st ed., Wiley-Interscience, 2008.
- [17] C. M. Krowne, and Y. Zhang, "Physics of Negative Refraction and Negative Index Materials: Optical and Electronic Aspects and Diversified Approaches" 1st ed, Springer 2007.
- [18] T. J. Cui, D. R. Smith, and R. Liu, "Metamaterials: Theory, Design, and Applications" 1st ed., Springer, 2009.
- [19] N. Engheta, and R. W. Ziolkowski, "Electromagnetic Metamaterials: Physics and Engineering Explorations" 1st ed., Willey-IEEE Press, 2006.
- [20] G. V. Eleftheriades, and K. G. Balmain, "Negative Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications" 1st ed., Willey-IEEE Press, 2005.
- [21] C. Caloz, and T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications" 1st ed., Willey-IEEE Press, 2005.
- [22] F. Capolino, "Theory and Phenomena of Metamaterial". 1st ed. Taylor & Francis, 2009.
- [23] Filiberto Bilotti, Levent Sevgi, "Metamaterials: Definitions, Properties, Applications, and FDTD-Based Modeling and Simulation," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 22 pp 210-224, 2012.
- [24] Ferran Martín , "Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications," 1st ed., Willey-IEEE Press, 2015.
- [25] 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, 1-6, April 2002.

- [26] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no.4, pp. 1451-1461, April 2005.
- [27] F. Bilotti, A. Toscano and L. Vegni, "Design of spiral and multiple split-ring resonators for the realization of miniaturized metamaterial samples," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2258-2267, Aug. 2007.
- [28] R. A. Nutan, and S. Raghavan, "Split ring resonator and its evolved structures over the past decade," *International Conference on Emerging Trends in Computing, Communication and Nanotechnology (ICE-CCN)*, pp.625-629, March, 2013.
- [29] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 10, pp. 4785–4809, 1998.
- [30] F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqus, F. Martin, and M. Sorolla, "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials," *Physical Review Letters*, vol. 93, pp. 197401/1-4, Nov. 2004.
- [31] F. Falcone, T. Lopetegui, J. D. Baena, R. Marqués, F. Martin, and M. Sorolla "Effective negative- ϵ stop-band microstrip lines based on complementary split ring resonators." *IEEE Microwave Wirel. Comp. Lett.* , vol. 14, pp. 280 – 282, June 2004
- [32] H. G. Booker "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle)." *J. IEE* , vol. 93, pt. III – A, no. 4, pp. 620 – 626, March – May 1946.
- [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] R. A. Shelby, D. R. Smith, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial," *Appl. Phys. Lett.*, vol.78, p. 489, 2001.

- [35] F. Bilotti, A. Toscano and L. Vegni, "Design of Spiral and Multiple Split-Ring Resonators for the Realization of Miniaturized Metamaterial Samples," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2258-2267, Aug. 2007.
- [36] Y. Dong, H. Toyao and T. Itoh, "Compact Circularly-Polarized Patch Antenna Loaded With Metamaterial Structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 11, pp. 4329-4333, Nov. 2011
- [37] R. O. Ouedraogo, E. J. Rothwell, A. R. Diaz, K. Fuchi and A. Temme, "Miniaturization of Patch Antennas Using a Metamaterial-Inspired Technique," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2175-2182, May 2012.
- [38] Sahu, B., Tripathi, P., Singh, R. and Singh, S. P., "Dual segment rectangular dielectric resonator antenna with metamaterial for improvement of bandwidth and gain," *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, 24: 646-655, Mar.2014.
- [39] H. Cheribi, F. Ghanem and H. Kimouche, "Metamaterial-based frequency reconfigurable antenna," *Electronics Letters*, vol. 49, no. 5, pp. 315-316, Feb.2013.
- [40] P. Jin and R. W. Ziolkowski, "Multi-Frequency, Linear and Circular Polarized, Metamaterial-Inspired, Near-Field Resonant Parasitic Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 5, pp. 1446-1459, May 2011.
- [41] Yang, D., Kim, D. O. and Kim, C., "Design of dual-band MIMO monopole antenna with high isolation using slotted CSRR for WLAN," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 56: 2252-2257, Jul. 2014.
- [42] A. Dewantari, J. Kim, S. Y. Jeon, S. Kim and M. H. Ka, "Gain and side-lobe improvement of W-band microstrip array antenna with CSRR for radar applications," *Electronics Letters*, vol. 53, no. 11, pp. 702-704, May 2017.
- [43] A. Ramachandran, S. Mathew, V. Rajan and V. Kesavath, "A Compact Triband Quad-Element MIMO Antenna Using SRR Ring for High Isolation," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1409-1412, 2017.
- [44] J. Y. Siddiqui, C. Saha and Y. M. M. Antar, "Compact SRR Loaded UWB Circular Monopole Antenna With Frequency Notch Characteristics," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 8, pp. 4015-4020, Aug. 2014

[45] W. Cao, B. Zhang, A. Liu, T. Yu, D. Guo and Y. Wei, "Gain Enhancement for Broadband Periodic Endfire Antenna by Using Split-Ring Resonator Structures," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 7, pp. 3513-3516, July 2012.

[46] S. K. Patel, C. Argyropoulos and Y. P. Kosta, "Pattern controlled and frequency tunable microstrip antenna loaded with multiple split ring resonators," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 12, no. 3, pp. 390-394, feb. 2018.

[47] M. M. Bait-Suwailam, O. F. Siddiqui and O. M. Ramahi, "Mutual Coupling Reduction Between Microstrip Patch Antennas Using Slotted-Complementary Split-Ring Resonators," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 876-878, 2010.

[48] F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, R. Marques and M. Sorolla, "Miniaturized coplanar waveguide stop band filters based on multiple tuned split ring resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 12, pp. 511-513, Dec. 2003.

[49] J. Garcia-Garcia, F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, J.D. Baena, I. Gil, E. Amat, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J.A.M. Itumendi, M. Sorolla and R. Marqués, "Microwave filters with improved stop band based on sub-wavelength resonators," *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol.53,pp. 1997-2006, 2005.

[50] J. Garcia-Garcia, F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, M. Sorolla and R. Marqués, "Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, pp, 416-418, 2004.

[51] N. Kumar and Y. K. Singh, "Compact tri to dual passband switchable bandpass filter using stub-loaded split-ring resonator with improved bandwidth," *Electronics Letters*, vol. 51, no. 19, pp. 1510-1512, Sept. 2015

[52] Y. D. Dong, T. Yang and T. Itoh, "Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators and Its Applications to Miniaturized Waveguide Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 9, pp. 2211-2223, Sept. 2009.

[53] J. Niu and X. Zhou, "A novel dual-band branch line coupler based on strip-shaped complementary split ring resonators," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 11, pp. 2859–2862, Nov. 2007.

- [54] Liu, K., Li, C. and Li, F., “A new type of microstrip coupler with complementary split-ring resonator,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 49: 1613-1616, 2007.
- [55] Bonache, J., I. Gil, J. Garcia-Garcia, et al., “Complementary split ring resonators for microstrip diplexer design,” *Electronics Letters* , Vol. 41, No. 14, 2005.
- [56] Y. Dong and T. Itoh, “Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators for Miniaturized Diplexer Design,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 10-12, Jan. 2011.
- [57] Jarauta, E. , Laso, M. A., Lopetegui, T. , Falcone, F. , Beruete, M. , Baena, J. D., Marcotegui, A. , Bonache, J. , García, J. , Marqués, R. and Martín, F., “Novel microstrip backward coupler with metamaterial cells for fully planar fabrication techniques,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 48: 1205-1209, Apr. 2006.
- [58] Öznazi, V. and Ertürk, V. B., “A comparative investigation of SRR- and CSRR-based band-reject filters: Simulations, experiments, and discussions,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 50: 519-523, 2008.
- [59] “High Frequency Structure Simulator v 14”, Ansoft Corporation, 2013.
- [60] 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.
- [61] 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.
- [62] 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.
- [63] 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.
- [64] A. M. Nicolson and G. F. Ross, “Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques,” *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. IM-19, no.4, pp. 377-382, Nov. 1970.

[65] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 33–36, Jan. 1974.

[66] R. W. Ziolkowski, "Design, fabrication, and testing of double negative metamaterials," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 7, pp. 1516-1529, July 2003.

[67] Olivier Reynet. "Métamatériaux à base d'éléments ferromagnétiques et électroniques," Thèse de doctorat. Université de Bretagne occidentale, Brest, 2003.

[68] FCC, "First report and order on ultra-wideband technology," Washington, DC, 2002.

[69] T. Mandal, and S. Das, "Ultra wideband-printed hexagonal monopole antennas with WLAN band rejection," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 54, no.6, pp.1520-1525, 2012.

[70] Nakchung Choi et al., "Compact ULB Antenna with I-Shaped Band-Notch Parasitic Element for Laptop Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 580-582, 2009.

[71] C. Yoon et al., "Compact band-notched ultra-wideband printed antenna using inverted L-slit," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 54, no.1, pp. 143–144, 2012.

[72] B. Li et al., "Switched Band-Notched ULB/Dual-Band WLAN Slot Antenna with Inverted S-Shaped Slots," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 572-575, 2012.

[73] X. L. Liu et al., "A CPW-fed dual band-notched ULB antenna with a pair of bended dual-l-shape parasitic branches", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 136, pp. 623-634, 2013.

[74] M. Abbosh and M. E. Bialkowski, "Design of ULB planar band-notched antenna using parasitic elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 57, no.3 , pp. 796–799, 2009.

[75] Pandey et al., "Design and analysis of multiband notched pitcher-shaped ULB antenna," *Int. J. RF and Microwave Comp. Aid. Eng.*, vol. 25, no. 9, pp.795–806, 2015.

[76] N. Jaglan et al., "Triple band notched ULB antenna design using electromagnetic band gap structures", *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 66, pp. 139-147, 2016.

[77] G. Mishra and S. Sahu, "Compact circular patch ULB antenna with WLAN band notch characteristics," *Microw. Opt. Technol. Lett.* vol. 58, no. 5, pp. 1068–1073, 2016.

[78] H.-Y. Lai et al., "ULB antenna with dual band rejection for WLAN/WIMAX Bands using CSRRs," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 26, pp. 69-78, 2011.

[79] Minyeong Yoo and Sungjoon Lim, "SRR- and CSRR-loaded ultra-wideband (ULB) antenna with tri-band notch capability," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 27, no. 17, pp. 2190–2197, 2013.

[80] D. Sarkar, et al., "A compact microstrip-fed triple band-notched ULB monopole antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.13, pp. 396–399, 2014.

[81] Computer simulation technology (CST), <https://www.cst.com/>.

[82] Y. Cai, Z. Qian, W. Cao, Y. Zhang and L. Yang, "HMSIW bandstop filter loaded with half complementary split-ring resonator," *Electronics Letters*, vol. 51, no. 8, pp. 632-633, Apr. 2015.

[83] L. Huang, I. D. Robertson, W. Wu and N. Yuan, "Substrate integrated waveguide filters with broadside-coupled complementary split ring resonators," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 7, no. 10, pp. 795-801, Jul. 2013.

[84] A. Ebrahimi, W. Withayachumnankul, S. F. Al-Sarawi and D. Abbott, "Compact Second-Order Bandstop Filter Based on Dual-Mode Complementary Split-Ring Resonator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 8, pp. 571-573, Aug. 2016.

[85] Y. M. Huang, Z. Shao, W. Jiang, T. Huang and G. Wang, "Half-mode substrate integrated waveguide bandpass filter loaded with horizontal–asymmetrical stepped-impedance complementary split-ring resonators," in *Electronics Letters*, vol. 52, no. 12, pp. 1034-1036, Jun. 2016.

[86] J. Bonache, M. Gil, O. García-Abad, and F. Martín, "Parametric analysis of microstrip lines loaded with complementary split ring resonators," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, pp. 2093-2096, May 2008.

[87] P. Vélez, M. Durán-Sindreu, J. Naqui, J. Bonache, and F. Martín, "Common-mode suppressed differential bandpass filter based on open complementary split ring resonators fabricated in microstrip technology without ground plane etching," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 56: 910-916, Feb. 2014.

[88] J. Bonache, et al., "Novel Microstrip Bandpass Filters Based on Complementary Split-Ring Resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 265–271, Jan. 2006.

[89] A. K. Horestani, M. Durán-Sindreu, J. Naqui, C. Fumeaux and F. Martín, "Compact coplanar waveguide bandpass filter based on coupled S-shaped split ring resonators," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, pp. 1113-1116, Mar. 2015.

[90] M. Danaeian, K. Afrooz, A. Hakimi, and A. Moznebi, "Compact bandpass filter based on SIW loaded by open complementary split-ring resonators," *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, vol. 26, pp. 74-682, Jun. 2016.

[91] M. Durán-Sindreu, J. Naqui, J. Bonache, and F. Martín, "Split rings for metamaterial and microwave circuit design: A review of recent developments," *Int J RF and Microwave Comp Aid Eng*, vol. 22, pp. 439-458, Apr. 2012.

[92] H. Shaman and J. -S. Hong, "Wideband band stop filter with cross-coupling," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 55, no. 8, pp. 1780–1785, Aug. 2007.

[93] E. J. Naglich, J. Lee, D. Peroulis, and W. Chappell, "Extended pass band bandstop filter cascade with continuous 0.85–6.6-GHz coverage," *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 60, no. 1, pp. 21–30, Jan. 2012.

[94] R. Levy, R. Snyder, and S. Shin, "Band stop filters with extended upper pass bands," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 54, no. 6, pp. 2503–2515, Jun. 2006.

[95] I. Sassi, L. Talbi, and K. Hettak, "Compact Multi-Band Filter Based on Multi-Ring Complementary Split Ring Resonators," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 57, pp. 127-135, May 2015.

- [96] Wang, K. , Tang, H. , Wu, R. , Yu, C. , Zhang, J. and Wang, X., “A novel compact dual band filter based on quarter mode substrate integrated waveguide and complementary split ring resonator,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58. pp, 2704-2707, Aug. 2016.
- [97] Gyuje Sung, “Compact dual-band bandpass filter using u-shaped stepped-impedance resonators with parallel coupled structures,” *J Electromagn. Eng. Sci.*, vol. 18, no. 2. pp.73-77. Apr. 2018.
- [98] D. Sarkar, T. Moyra, L. Murmu, “An ultra-wideband (UWB) bandpass filter with complementary split ring resonator for coupling improvement,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 71, pp. 89-95, Jan. 2017.
- [99] Danaeian, M., Afrooz, K., Hakimi, A., & Moznebi, A.-R., “Compact bandpass filter based on SIW loaded by open complementary split-ring resonators,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 26, no. 8, pp.674–682. Jun. 2016.
- [100] Huang, L., Wu, W., Yuan, N., & Robertson, I. D., “Substrate integrated waveguide filters with broadside-coupled complementary split ring resonators,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, no. 10, pp. 795–801, Jul. 2013.

Production scientifique

Publications

A. NACER, N. BOUKLI HACENE, "Analysis and design of a dual band-notched UWB antenna using complementary split ring resonator," *Journal of communications software and systems*, Vol. 14, No. 1, pp. 99-103, Mar. 2018.

A. NACER, N. BOUKLI HACENE, "Analysis and design of a triple band-notched UWB antenna based on complementary split ring resonator," *Telecommunications and Radio Engineering*, Vol. 77, No. 1, pp. 27-38, Apr. 2018.

Communications internationales

A. NACER, N. BOUKLI HACENE, "Study of an UWB patch antenna based of the split ring resonator," *International congress on telecommunication and application*, Bejaia, Algeria, April, 2012.

A. NACER, N. BOUKLI HACENE, "Study of an ultra wideband patch antenna with circular split ring resonator," *International congress on telecommunication and application*, Bejaia, Algeria, April, 2014.

A. NACER, N. BOUKLI HACENE, "Enhanced ultra wide band antenna performance using metamaterial," *Congrès méditerranéen des télécommunications*, mohammedia, Maroc, Mai, 2014.

A. NACER, N. BOUKLI HACENE, "Etude d'un filtre à base du RAFC pour la suppression des interférences dans la bande ULB," *International conferences on embedded systems in telecommunications and instrumentation*, Annaba, Algeria, October, 2014.

A. NACER, N. BOUKLI HACENE, "Design of a band-notched UWB antenna using split ring resonator," *Conference international sur les telecommunications et les TIC*, Oran, Algeria, Mai, 2015.

Résumé

Les métamatériaux ont attiré une grande attention ces dernières années, en raison de leurs propriétés électromagnétiques inhabituelles et de leur capacité à guider et à contrôler les ondes électromagnétiques là où les matériaux naturels ne peuvent pas le faire. Les métamatériaux de type résonant notamment le résonateur en anneau fendu et son complémentaire, de dimensions très faibles par rapport à la longueur d'onde, étudiés dans cette thèse, présentent des propriétés coupe-bande et une perméabilité négative ou une permittivité négative dans une bande de fréquences étroite autour de ses résonances. Ces bandes de fréquences sont parfaitement et aisément contrôlées en termes de sélectivité en fréquence et du niveau de rejection, par l'ajustage d'une diversité de paramètres. De ce fait, ces résonateurs sont conçus et optimisés pour être appliqués à la conception de nouvelles structures telles que les antennes ULB à bande rejetées, les filtres et les duplexeurs. Les résultats obtenus confirment que les résonateurs métamatériaux, considérés dans le cadre de cette thèse, permettent d'améliorer considérablement les performances des applications visées.

Mots-clés : métamatériau, résonateur en anneau fendu, résonateur en anneau fendu complémentaire, perméabilité négative, permittivité négative, antenne, circuits microondes.

Abstract

Metamaterials have attracted great attention in recent years due to their unusual electromagnetic properties and their ability to guide and control electromagnetic waves where natural materials cannot. The resonant metamaterials, in particular the split ring resonator and its complementary, of very small dimensions compared to wavelength, studied in this thesis, exhibit band-stop properties and negative permeability or negative permittivity in a narrow frequency band around its resonances. These frequency bands are perfectly and easily controlled in terms of frequency selectivity and rejection level, by adjusting a variety of parameters. As a result, these resonators are designed and optimized to be applied to the design of new structures such as band-notched UWB antennas, filters and diplexers. The obtained results confirm that the metamaterial resonators, considered within the context of this thesis, improve considerably the performance of the targeted applications.

Keywords: metamaterial, split ring resonator, complementary split ring resonator, negative permeability, negative permittivity, antenna, microwave circuits.

الملخص

لقد استقطبت الميتا مواد اهتماماً كبيراً في السنوات الأخيرة نظراً لخواصها الكهرومغناطيسية غير العادية وقدرتها على توجيه الموجات الكهرومغناطيسية والتحكم فيها بحيث لا يمكن للمواد الطبيعية القيام بذلك. في هذه الأطروحة، تم دراسة الميتا مواد الرنانة وخاصة رنانات الحلقة المنفصلة ومكاملتها (ذات أبعاد صغيرة للغاية مقارنة بطول الموجة) التي تظهر خواص وقف النطاقات والنفاذية السلبية أو السماحية السلبية في نطاق تردد ضيق حول رنينها. يتم التحكم في هذه النطاقات بشكل يسير ومثالي، وذلك من حيث انتقائية التردد ومستوى الترشيح، عن طريق ضبط مجموعة من المتغيرات. وكنتيجة لذلك، تم تصميم هذه الرنانات وتحسينها بحيث يتم تطبيقها على تصميم بني جديدة مثل الهوائيات ذات النطاقات العريضة و النطاقات المرشحة، المرشحات، و مرشحات الإرسال و الاستقبال. النتائج التي تم الحصول عليها تؤكد أن رنانات الميتا مواد، التي تمت دراستها ضمن سياق هذه الأطروحة، تحسن بشكل كبير أداء التطبيقات المستهدفة.

الكلمات المفتاحية : الميتا مواد، رنان الحلقة المنفصلة، مكمل رنان الحلقة المنفصلة، النفاذية السلبية، السماحية السلبية، هوائي، دوائر الموجات الدقيقة.